

SEP

SNEST

Instituto Tecnológico de Puebla

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



Miguel Angel Sánchez Cortés

Febrero de 2009

Agradecimientos

Este libro es el producto del proyecto de año sabático autorizado por la Dirección General del Sistema Nacional de Educación Tecnológica al autor. Se desarrolló para cubrir los contenidos de la materia *Calidad de la Energía Eléctrica* que se imparte en la carrera de Ingeniería Eléctrica del Instituto Tecnológico de Puebla dentro de la Especialidad en Sistemas Eléctricos.

Este libro no hubiera sido posible sin el apoyo que siempre ha recibido el autor por parte de sus compañeros de la Academia de Ingeniería Eléctrica, de los directivos del Instituto Tecnológico de Puebla y del Sistema Nacional de Educación Superior Tecnológica. Gracias a todos por el apoyo recibido y espero que este libro sea un apoyo para que la calidad del proceso enseñanza-aprendizaje en el SNEST continúe incrementándose.

Expreso mi más sincero agradecimiento al M. C. Felipe Martínez Vargas, revisor designado por la Academia de Ingeniería Eléctrica del Instituto Tecnológico de Puebla por el tiempo invertido en dar seguimiento a este proyecto

El motor de todos mis actos como docente indudablemente lo constituyen mis alumnos, los actuales, los pasados y los futuros. El docente no tendría razón de ser si no hubiese personas a quienes entrenar. A ellos dedico este libro y espero les sea de utilidad, tanto a quienes se encuentren cursando la licenciatura, como aquellos que habiendo egresado de ella se encuentran en un proceso de aprendizaje permanente. Actualmente un grupo de ingenieros miembros del Colegio de Ingenieros Mecánicos y Electricistas del Estado de Puebla A. C. se encuentran probando el material de este libro en un curso sobre Calidad de la Energía impartido por el autor. El autor es miembro honorario del CIME Sección Puebla y es tiempo de agradecer a los miembros de este Colegio por la distinción recibida.

Finalmente quiero hacer un reconocimiento y agradecer a mi familia por la paciencia mostrada durante este año de intenso trabajo: Para todos ellos mi amor eterno.

Miguel Angel Sánchez Cortés

24 de enero de 2009

Resumen

Este libro trata sobre la Calidad de la Energía Eléctrica, conocida generalmente como Calidad de la potencia, y en ocasiones referenciada como Calidad del suministro, Calidad del consumo, Calidad del Voltaje y/o Calidad de la Corriente. Independientemente del nombre asignado, esta materia engloba los fenómenos que distorsionan las formas de onda del voltaje y de la corriente y que pueden ocasionar problemas técnicos serios y grandes pérdidas económicas tanto a los consumidores como a las compañías de suministro de energía eléctrica.

Aún cuando es uno de los campos de desarrollo más recientes de la Energía Eléctrica, en las últimas décadas se ha constituido como uno de los campos más importantes, y prueba de ello es la extensa investigación que se realiza y el gran número de publicaciones asociadas con el tópico.

Este libro trata de contribuir dando a conocer los principales problemas asociados con la calidad de la energía y algunas medidas de solución posibles:

- En el capítulo 1 se hace una introducción a los problemas asociados con la calidad de la energía eléctrica, se introduce la terminología y las definiciones asociadas con los términos más importantes, se dan las clasificaciones más reconocidas de los fenómenos electromagnéticos, se comenta cuánto cuesta a la sociedad los problemas asociados con una deficiente calidad de la energía, y se introducen los fenómenos más relevantes.
- En el capítulo 2 se estudian las interrupciones y las variaciones del voltaje, comprendiendo los tipos de problemas asociados con la calidad de la energía eléctrica y algunas soluciones generales a dichos problemas; se estudian las fuentes generadoras de disturbios a frecuencia de potencia; se comenta, no con mucha profundidad, cómo estimar el comportamiento del sistema y del equipo eléctrico ante las depresiones del voltaje, el origen de las interrupciones y se termina comentando la curva ITI-CBEMA.
- En el capítulo 3 se estudian los sobrevoltajes transitorios, se comentan las fuentes y los tipos de sobrevoltajes transitorios encontrados en los sistemas, se estudia con mayor profundidad el fenómeno de ferresonancia, y se comenta ampliamente algunos dispositivos de protección contra sobrevoltajes transitorios: dispositivos descargadores,

dispositivos limitadores, cómo seleccionar e instalar supresores de sobrevoltaje transitorio y algunos estándares aplicables. Se termina introduciendo los distintos tipos de sistemas de alimentación de potencia ininterrumpible que se pueden encontrar.

- El capítulo 4 está dedicado al fenómeno más importante relacionado con el consumo: la distorsión armónica. Se comenta cómo se generan los armónicos de voltaje y de corriente y los efectos que tienen éstos en diferentes equipos, se estudian los efectos de las armónicas triple-n en los neutros de sistemas trifásicos con 4 conductores, y se estudian las fuentes de potencia en modo conmutado y los impulsores de velocidad ajustable (ASDs). Se introducen los índices de distorsión armónica más usados actualmente, en donde el *THD* es sólo uno de ellos, se introducen las diferentes definiciones asociadas con la potencia y el factor de potencia, estudiando con mayor profundidad las definiciones establecidas en el estándar IEEE 1459-2000, se estudian las pérdidas en los transformadores y la relación que existe con el derateo de los transformadores sometidos a corrientes armónicas. Se termina estudiando diversos tipos de filtros armónicos pasivos y activos.
- En el capítulo 5 se proporciona una lista comentada de los diferentes estándares asociados con la calidad de la energía eléctrica y con la compatibilidad electromagnética, que es la rama considerada por la IEC. Se da una lista amplia de los estándares de la IEEE y de los estándares de la IEC, ya que son las organizaciones más influyentes a nivel mundial. Se termina comentando algunos estándares de otras organizaciones.
- En la sección Obras citadas, se proporcionan las fichas bibliográficas de los documentos citados en el libro, los cuales son sólo una muestra de los documentos disponibles y que, muchos de ellos, son fácilmente obtenibles a través de la red mundial (Internet).

Índice de contenido

	Pág.
Resumen	i
Índice de contenido	iii
Índice de figuras	vii
Índice de tablas	xv
 Capítulo 1 Introducción a los problemas de calidad de la energía eléctrica	 1
1.1 Términos y definiciones	5
1.2 Importancia de la calidad de la energía eléctrica	26
1.2.1 Fenómenos electromagnéticos	26
1.2.2 Concepto de calidad de la energía eléctrica	33
1.2.3 Costos de la calidad de la energía eléctrica	35
1.3 Procedimiento de evaluación de la calidad de la energía eléctrica	39
1.4 Variaciones de larga y corta duración en el voltaje	40
1.4.1 Transitorio impulsivo de voltaje	41
1.4.2 Muesca, hendidura	41
1.4.3 Distorsión en el voltaje	42
1.4.4 Reducciones y aumentos temporales en el voltaje	43
1.4.5 Interrupción	44
1.4.6 Fluctuaciones del voltaje, parpadeo o "Flicker"	44
1.5 Desbalances en el voltaje	45
1.6 Distorsión de la forma de onda	46
1.7 Variación de la frecuencia	49
1.8 ¿Calidad de la potencia eléctrica?	51
 Capítulo 2 Interrupciones y variaciones de voltaje	 54
2.1 Tipos de problemas de la calidad de la energía eléctrica	54

2.2	Soluciones generales a los problemas de calidad de la energía	63
2.3	Disturbios a frecuencia de potencia	71
2.3.1	Fuentes generadoras de depresiones de voltaje	71
2.3.2	Fuentes generadoras de elevaciones de voltaje	78
2.3.3	Fuentes generadoras de sobrevoltajes	80
2.3.4	Fuentes generadoras de bajos voltajes	81
2.3.5	Fuentes generadoras de interrupciones	82
2.3.5.1	Tipos de interrupciones	82
2.3.5.2	Costo de las interrupciones	85
2.3.6	Fuentes generadoras de fluctuaciones del voltaje	90
2.3.7	Fuentes generadoras de desbalance de voltaje	95
2.3.8	Fuentes generadoras de ruido	97
2.3.9	Interferencia electromagnética	99
2.4	Estimación del comportamiento de las depresiones de voltaje	103
2.4.1	Área de vulnerabilidad	103
2.4.2	Sensitividad del equipo a depresiones del voltaje	105
2.4.3	Evaluación del funcionamiento ante depresiones de voltaje en el sistema de transmisión	107
2.4.4	Evaluación del funcionamiento ante depresiones de voltaje en el sistema de distribución de la compañía suministradora	108
2.5	Arranque de motores	109
2.6	Origen de las interrupciones y la confiabilidad de los sistemas eléctricos.	112
2.7	Curva ITI (CBEMA)	117
Capítulo 3 Sobrevoltajes transitorios		123
3.1	Definición de transitorios y fuentes de transitorios	129
3.2	Tipos de sobrevoltajes transitorios	132
3.3	Ferroresonancia	144
3.4	Dispositivos de protección contra sobrevoltaje transitorio	148
3.4.1	Supresores de sobrevoltaje transitorio	149

3.4.1.1	Dispositivos descargadores (crowbar devices).	153
3.4.1.2	Dispositivos limitadores de voltaje (voltage-clamping devices).	156
3.4.1.3	Selección de Supresores de sobrevoltaje transitorio y estándares aplicables	168
3.4.1.4	Instalación de dispositivos de protección contra transitorios	190
3.4.2	Otros equipos de protección contra transitorios	192
3.4.3	Sistemas de alimentación de potencia ininterrumpible (UPS)	194
3.4.3.1	Sistemas UPS en línea	199
3.4.3.2	Sistemas UPS fuera de línea	203
3.4.3.3	Sistema UPS de línea interactiva (line-interactive UPS)	207
3.4.3.4	Sistema UPS rotatorio	210
3.4.3.5	Sistemas UPS híbridos	211
3.4.3.6	Baterías para sistemas UPS	212
3.4.3.7	Volantes para aplicaciones UPS	218
3.4.4	Transformadores de aislamiento	239
3.5	Herramientas de cálculo en el análisis de transitorios	248
Capítulo 4 Fundamentos de la distorsión armónica		255
4.1	Generación y efectos de la distorsión armónica en el voltaje y en la corriente	258
4.1.1	Series y coeficientes de Fourier	260
4.1.2	Efectos de los voltajes y corrientes armónicas	282
4.2	Cargas no lineales y energía armónica	288
4.2.1	Corrientes armónicas en neutros de sistemas trifásicos	290
4.2.2	Fuentes de potencia de modo conmutado	303
4.2.3	Impulsores de velocidad ajustable (ASD)	307
4.2.4	Interarmónicas	319
4.3	Índices de distorsión armónica	330
4.4	Potencia y factor de potencia bajo condiciones no sinusoidales	360

4.4.1	Potencia activa total	362
4.4.2	Factores de potencia verdadero, de desplazamiento y de distorsión.	366
4.4.3	Potencia en circuitos no sinusoidales	369
4.4.4	Definiciones de la potencia aparente en redes trifásicas	380
4.4.5	Definiciones IEEE 1459-2000 para medición de potencia monofásica	382
4.4.6	Definiciones IEEE 1459-2000 de la potencia en redes trifásicas	388
4.4.6.1	Sistemas trifásicos no sinusoidales balanceados	388
4.4.6.2	Sistemas trifásicos no sinusoidales y desbalanceados	393
4.5	Pérdidas en transformadores y el Factor K	400
4.5.1	Pérdidas en vacío o pérdidas en el núcleo.	401
4.5.2	Pérdidas por efecto Joule	402
4.5.3	Pérdidas por corrientes parásitas y el factor K para transformadores.	402
4.5.4	Pérdidas adicionales.	410
4.5.5	Factores de pérdidas armónicas.	410
4.6	Medios de mitigación de armónicas	413
4.6.1	Filtros pasivos	416
4.6.2	Filtros activos	429
Capítulo 5. Estándares sobre calidad de la energía		437
5.1	Estándares IEEE	437
5.2	Estándares IEC	446
5.3	Otros estándares	457
Obras citadas		461

Índice de figuras

	Pág.
Fig. 1.1 Ejemplo de corriente no lineal con tercera armónica importante	7
Fig. 1.2 Unión equipotencial (bonding) y puesta a tierra	8
Fig. 1.3 Depresión del voltaje (voltage sag)	9
Fig. 1.4 Disturbio de frecuencia en el sistema	10
Fig. 1.5 Forma de onda con distorsión	10
Fig. 1.6 Elevación de voltaje (voltage swell)	13
Fig. 1.7 Factor de potencia de desplazamiento ($FP = \cos\theta$)	14
Fig. 1.8 Onda normalizada de impulso al rayo de $1.2 \times 50 \mu s$	16
Fig. 1.9 Muecas, impulsos y ruido en una forma de onda de corriente	19
Fig. 1.10 Forma de onda periódica	19
Fig. 1.11 Parte de una onda de voltaje con ruido	20
Fig. 1.12 Ruido de modo común	21
Fig. 1.13 Voltaje sin ruido	21
Fig. 1.14 Ruido de modo normal	22
Fig. 1.15 Corriente medida durante una falla	30
Fig. 1.16 Depresión de voltaje (sag) debida a una falla trifásica simétrica (a) Forma de onda de los voltajes, (b) Magnitud de los voltajes	30
Fig. 1.17 Curva CBEMA	31
Fig. 1.18 Curva ANSI – IEEE 446	32
Fig. 1.19 Curva ITIC (curva CBEMA revisada en el año 2000)	32
Fig. 1.20 Impulso transitorio de voltaje	41
Fig. 1.21 Muecas (notches) en el voltaje	42
Fig. 1.22 Voltaje con distorsión armónica del 7.97%	42
Fig. 1.23 Depresión temporal del voltaje (voltage sag)	43
Fig. 1.24 Aumento temporal del voltaje (voltage swell)	44
Fig. 1.25 Interrupción momentánea debida a una falla	45
Fig. 1.26 Corriente en una carga RL alimentada a través de una válvula de	46

tiristores conectados en contraparalelo

Fig. 1.27	Onda sinusoidal con offset de CD: $f(t) = 0.6 + \text{sen}(377t)$ pu	47
Fig. 1.28	Ejemplo de aparición de muescas en el voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico	48
Fig. 1.29	Comportamiento de la potencia activa y de la frecuencia de una unidad generadora grande durante el apagón del 14 de agosto de 2003	50
Fig. 2.1	Diagrama de bloques típico de grupo motor-generador con volante	67
Fig. 2.2	Motor de polo grabado con rotor externo	68
Fig. 2.3	Resumen de características de funcionamiento para varios tipos de dispositivos de corrección de problemas de potencia	70
Fig. 2.4	Variaciones en el valor eficaz del voltaje	71
Fig. 2.5	Elevación, depresión e interrupción de voltaje en el mismo evento	79
Fig. 2.6	Forma de onda típica de un sobrevoltaje	80
Fig. 2.7	Gráfica de un voltaje bajo	81
Fig. 2.8	Interrupción momentánea del voltaje	84
Fig. 2.9	Corriente en un horno de arco	91
Fig. 2.10	Voltaje de alimentación típico en un horno de arco indicando la fluctuación del voltaje a una frecuencia flicker de 3 Hz	92
Fig. 2.11	Voltajes trifásicos balanceados de secuencia positiva	95
Fig. 2.12	Ruido superpuesto en una onda de voltaje de 60 Hz	98
Fig. 2.13	Ruidos de modo común y de modo transversal (normal)	101
Fig. 2.14	Ejemplo de diagrama de área de vulnerabilidad	104
Fig. 2.15	Ejemplo de gráfica de sensibilidad de un equipo ASD a depresiones de voltaje	106
Fig. 2.16	Tipos de depresiones de voltaje (sags) en el equipo de usuario final que resultan de diferentes tipos de fallas y diferentes conexiones de transformador	108
Fig. 2.17	Variación del voltaje durante el arranque de un motor	110
Fig. 2.18	Curva ITI (CBMA)	118
Fig. 2.19	Ringwave amortiguado de baja frecuencia	120

Fig. 2.20 Onda de prueba para sobrevoltaje transitorio oscilatorio amortiguado tipo interior (ringwave de 0.5 μ s a 100 kHz)	121
Fig. 3.1 Definiciones de eventos de magnitud de voltaje según el estándar IEEE 1159-1995	127
Fig. 3.2 Definiciones de eventos de magnitud de voltaje según el estándar EN 50160	128
Fig. 3.3 Transitorio impulsivo	135
Fig. 3.4 Transitorio oscilatorio de frecuencia media (alrededor de 16 kHz) causado por switcheo de capacitores	138
Fig. 3.5 Transitorio oscilatorio de baja frecuencia debido a la energización de un banco de capacitores	139
Fig. 3.6 Transitorio oscilatorio de baja frecuencia originado por ferresonancia de un transformador en vacío	140
Fig. 3.7 Medición de impulsos en transitorios impulsivos y oscilatorios	141
Fig. 3.8 Transitorio impulsivo producido por una descarga electrostática	141
Fig. 3.9 Transitorio oscilatorio inducido por energización de un banco de capacitores	142
Fig. 3.10 Diagrama unifilar mostrando el flujo de corriente que puede resultar en ferresonancia	145
Fig. 3.10.a Diagrama trifilar de un MSP (Motor Surge protector <Protector contra transitorios impulsivos para motor>) con TCs para protección de sobrecorriente de fase y diferencial	153
Fig. 3.11 Tres tecnologías comunes en apartarrayos	154
Fig. 3.12 Operación de un apartarrayos tipo descargador (crowbar)	155
Fig. 3.13 El efecto de potencia residual en un dispositivo descargador (crowbar device)	156
Fig. 3.14 Fenómeno de limitación de un sobrevoltaje transitorio	157
Fig. 3.15 Acción de limitación de un transitorio oscilatorio por un varistor de metal-óxido	157
Fig. 3.16 Los mecanismos de supresión de transitorios usando un dispositivo	158

	limitador de Voltaje	
Fig. 3.17	Curva de transferencia corriente-voltaje para un dispositivo limitador de voltaje típico	159
Fig. 3.18	Tirector usado para protección de una bobina de CA contra sobrevoltajes transitorios	160
Fig. 3.19	Diagrama trifilar de un TVSS de voltaje medio que protege equipo sensitivo conectado de línea a tierra y de línea a neutro	163
Fig. 3.20	Ejemplo de TVSS con entrada/salida telefónica para proteger teléfonos y computadoras	165
Fig. 3.21	Categorías ANSI/IEEE de exposición a transitorios	172
Fig. 3. 22	Protección con TVSS en cascada	176
Fig. 3.23	Diferencia entre voltaje de limitación y voltaje que se deja pasar a la carga	178
Fig. 3.24	Funcionamiento relativo de un supresor de sobrevoltaje transitorio	179
Fig. 3.25	Supresores de sobrevoltaje transitorio básico y de “filtro híbrido”	184
Fig. 3.26	Formas de onda de prueba definidas en el estándar IEEE C62.41-1991. A la izquierda se muestra la forma de onda para corrientes Cat. C3 y C1 usadas en la prueba de combinación de ondas (combination wave), a la derecha la forma de onda oscilatoria amortiguada (ring wave) para un voltaje Cat. B3	187
Fig. 3.27	Distribución de corrientes debidas a golpes de rayos	189
Fig. 3.28	Diagrama a bloques de un sistema UPS en línea típico	199
Fig. 3.29	Diagrama a bloques de sistema UPS con transformador de aislamiento de baja frecuencia a la salida	201
Fig. 3.30	Diagrama a bloques de sistema UPS en línea con transformador de aislamiento de alta frecuencia	202
Fig. 3.31	Sistema UPS fuera de línea típico	203
Fig. 3.32a	Sistema UPS fuera de línea con transformador de tres devanados	205
Fig. 3.32b	Transformador de tres devanados	206
Fig. 3.32c	Regulador Estático de Voltaje (SVR)	206
Fig. 3.33	Diagrama a bloques de un sistema UPS de línea interactiva típico	207

Fig. 3.34	Sistema UPS de línea interactiva serie-paralelo (conversión delta) típico	209
Fig. 3.35	Diagrama a bloques de un sistema UPS rotatorio típico	210
Fig. 3.36	Diagrama a bloques de un sistema UPS híbrido típico	211
Fig. 3.37	Método de carga CC-VV para baterías VRLA	216
Fig. 3.38	Concepto actual de sistema UPS con volante típico	219
Fig. 3.39	Diseño base de un sistema con volante de baja velocidad	222
Fig. 3.40	Diseño base de un sistema de volante de alta velocidad	223
Fig. 3.41	Diagrama básico de sistema UPS basado en volante con generador diesel	224
Fig. 3.42	Sistema UPS basado en volante con banco de baterías	225
Fig. 3.43a	Sistema UPS redundante en paralelo	226
Fig. 3.43b	Sistema UPS redundante aislado	227
Fig. 3.43c	Detalle del sistema UPS redundante aislado	228
Fig. 3.43d	Diagrama a bloques de un sistema UPS distribuido formando una red segura	229
Fig. 3.44a	Sistema UPS en línea con supresor de sobrevoltajes transitorios y filtro de línea	230
Fig. 3.44b	Filtro “T” pasa bajas contra ruido	231
Fig. 3.44c	Filtro de modo común Balun	231
Fig. 3.44d	Rectificador puente de onda completa con diodos y convertidor de refuerzo (boost) CD/CD ($L_{dc} - S_1 - D_5$)	233
Fig. 3.44e	Puente rectificador trifásico de seis pulsos con tiristores	234
Fig. 3.44f	Rectificador puente trifásico de 12 pulsos con tiristores	235
Fig. 3.44g	Diagrama esquemático de un inversor paso-onda (step-wave)	236
Fig. 3.44h	Diagrama simplificado de un inversor PWM	237
Fig. 3.44i	Inversor monofásico de puente completo con IGBTs	237
Fig. 3.44j	UPS estática con circuito de puenteo de mantenimiento externo	239
Fig. 3.45	Transformador de aislamiento mostrando el acoplamiento capacitivo (C) entre los devanados primario y secundario	239
Fig. 3.46	Transformador de aislamiento con blindaje electrostático simple	241
Fig. 3.47	Transformador de super aislamiento	243
Fig. 3.48	Uso de un transformador de aislamiento para evitar que las muescas en	244

el voltaje afecten a otras cargas	
Fig. 3.49 Uso de transformador de aislamiento delta-estrella para definir un sistema derivado separadamente	245
Fig. 3.50 Arreglo del blindaje en un transformador de aislamiento	247
Fig. 3.51 Transformador de aislamiento típico con blindaje electrostático	247
Fig. 3.52 Circuito de potencia ejemplo para el programa ATP-EMTP	250
Fig. 4.1 Tren de pulsos rectangulares	272
Fig. 4.2 Espectros de amplitud (a) y de fase (b) para la función mostrada en la figura 4.1	273
Fig. 4.3 Forma de onda triangular y su espectro de amplitud	273
Fig. 4.4 Onda sinusoidal distorsionada por armónicos de orden bajo (5 ^a , 7 ^a , 11 ^a , 13 ^a)	278
Fig. 4.5 Onda de voltaje distorsionada por armónicas de orden superior (21 ^a , 35 ^a , 41 ^a , 43 ^a)	279
Fig. 4.6 Ondas triangular no desplazada (rojo) y retrasada por 90° (negro)	281
Fig. 4.7 Corriente distorsionada compuesta por la fundamental y las armónicas 3 ^a y 5 ^a	286
Fig. 4.8 Corriente típica tomada por un ASD con puente de diodos y su espectro armónico	287
Fig. 4.9 Forma de onda de corriente de una PC y su espectro de frecuencias	288
Fig. 4.10 Ejemplos de formas de onda de voltaje y corriente en cargas lineales y no lineales	288
Fig. 4.11 a) Voltaje y corriente no sinusoidales en una resistencia lineal de 2 ohms Corriente de alimentación a un equipo de aire acondicionado residencial ($THD_I = 10.5\%$)	289
Fig. 4.12a Componentes fundamental y de segunda armónica para corrientes trifásicas	291
Fig. 4.12b Componentes fundamental y de tercera armónica para corrientes trifásicas	293
Fig. 4.13 Corrientes fundamental y pulsada	294

Fig. 4.14	Factor de derateo de cables multipolares en función de la magnitud de la tercera armónica	296
Fig. 4.15	Diagrama de bloques típico de una fuente conmutada	303
Fig. 4.16	Diagrama simplificado de una fuente de potencia en modo conmutado	304
Fig. 4.17	Bloques funcionales de un impulsor moderno	307
Fig. 4.18	Tipos básicos de convertidores	309
Fig. 4.19	ASD típico con inversor de fuente de voltaje (VSI)	310
Fig. 4.19a	Convertidor trifásico conmutado en línea de seis pulsos	311
Fig. 4.19b	Espectro armónico y forma de onda de la corriente de línea en un convertidor trifásico de doce pulsos	312
Fig. 4.20	Rectificador trifásico semicontrolado y sus formas de onda para un ángulo de disparo de 60° . (ii) Voltaje de CD en terminales del puente (iii) Voltaje de alimentación y corriente de la fase A	318
Fig. 4.21	Forma de onda con componentes armónicas e interarmónicas	324
Fig. 4.22a	Fluctuación típica del voltaje debida a un horno de arco medida en el secundario del transformador de alimentación	325
Fig. 4.22b	Espectro estilizado de señal distorsionada	326
Fig. 4.23	Espectros de amplitud contra frecuencia para la corriente y el voltaje en terminales de una fase de un motor	327
Fig. 4.24	Trayectoria de las corrientes inducidas geomagnéticamente	329
Fig. 4.25	Diagrama unifilar ejemplo para el cálculo del TDD	347
Fig. 4.26	Características ideales y reales (actuales) de filtros	359
Fig. 4.27	Diagrama esquemático de un Dimmer monofásico	364
Fig. 4.28	Formas de onda de la corriente en un dimmer para ángulos de disparo de 30° y 150°	364
Fig. 4.29	Corriente en un Dimmer para $\alpha=90^\circ$ $I_{1,0}$ es el valor pico de la componente fundamental para $\alpha=0^\circ$	365
Fig. 4.30	Tetraedro de potencias	372
Fig. 4.31	Formas de onda para carga lineal y para carga no lineal	375
Fig. 4.32	Tetraedro de potencias mostrando las potencias activa y no activa	379
Fig. 4.33	Corriente magnetizante de un transformador de 25 kV, 240 V	402

Fig. 4.34	Cálculo del factor K usando el programa CDA K Factor Calculator	405
Fig. 4.35	Banco de compensación reactiva y filtro contra armónicos	417
Fig. 4.36	Gráfica Z-f para el filtro notch ejemplo	419
Fig. 4.37	Respuesta a la frecuencia de un filtro notch colocado en una línea de CA	420
Figura 4.38	Filtros armónicos en derivación usados comúnmente. (a) Filtro entonado a una frecuencia, (b) Filtro pasa-altas de primer orden, (c) Filtro pasa-altas de segundo orden, (d) Filtro pasa-altas de tercer orden	421
Fig. 4.39	Respuesta a la frecuencia de filtro pasa-altas de 1er orden	422
Fig. 4.40	Respuesta a la frecuencia de filtro pasa-altas de segundo orden	423
Fig. 4.41	Banco de capacitores convertido en filtro notch y su circuito equivalente	424
Fig. 4.42	Curva de amplificación mostrando resonancia en serie y resonancia en paralelo	426
Fig. 4.43	Filtro serie típico	427
Fig. 4.45	Configuraciones típicas de filtros pasabajas y C	428
Fig. 4. 46	Gráfica de respuesta a la frecuencia de un filtro C	428
Fig. 4.47	Filtro activo conectado en paralelo con la carga	431
Fig. 4.48	Filtro activo serie	432
Fig. 4.49	Ejemplos de filtros híbridos pasivos/activos	434
Fig. 4.50	Conexiones de un acondicionador unificado de calidad de la potencia	435

Índice de tablas

	Pág.
Tabla 1.1 Fenómenos principales que originan disturbios electromagnéticos. Clasificación de la IEC.	27
Tabla 1.2 Categorías y características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia (Estándar IEEE 1159 - 1995)	28
Tabla 1.3 Ejemplo representativo de los contenidos y costos mensuales de los servicios eléctricos para un consumidor residencial en EUA	36
Tabla 1.4 Tiempos máximos típicos de exposición de generadores a frecuencias altas y bajas	50
Tabla 2.1 Causas de depresiones de voltaje en un sistema de distribución	55
Tabla 2.2 Tiempo promedio para percibir el parpadeo luminoso	93
Tabla 3.1 Algunas medidas a tomar en problemas de calidad de la energía	125
Tabla 3.2 Descripciones de los transitorios impulsivos	135
Tabla 3.3 Descripciones de transitorios oscilatorios	136
Tabla 3.4 Resumen de efectos, causas y posibles soluciones para transitorios	149
Tabla 3.5 Principales dispositivos de acondicionamiento de potencia	150
Tabla 3.6 Niveles de exposición especificados por la ANSI/IEEE, aplicaciones típicas y capacidades recomendadas para TVSS de voltaje medio de Superior Electric	170
Tabla 3.7 Valores pico de formas de onda corriente/voltaje IEEE C62.41 (mostradas en la figura 3.26) para varios lugares de exposición	171
Tabla 3.8 Ciclo de vida de TVSS con diferentes kA nominales	175
Tabla 3.9 Guía de aplicación de TVSSs	179
Tabla 3.10 Recomendaciones de un fabricante	188
Tabla 4.1 Clasificación y usos típicos de frecuencias	282
Tabla 4.2 Muestra de valores de armónicas para equipo de aire acondicionado	290

Tabla 4.3	Secuencia de fase de componentes armónicas	293
Tabla 4.4	Factores de reducción recomendados en la Norma IEC 60364-5-52	298
Tabla 4.5	Armónicos típicos encontrados para diferentes convertidores	315
Tabla 4.6	Tipos y fuentes de armónicas en sistemas de potencia (Fuchs y Masoum, 2008, Pág. 18)	319
Tabla 4.7	Límites de distorsión del voltaje según el estándar IEEE 519-1992 (tabla 11.1)	335
Tabla 4.8	Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución en general (120 V a 69 kV). Estándar IEEE 519-1992 (tabla 10.3).	345
Tabla 4.9	Coeficientes de peso TIF (w_k) y C-message (c_k)	353
Tabla 4.10	Valores nominales de factor K recomendados en función del porcentaje de cargas electrónicas productoras de armónicas	407
Tabla 4.11	Valores nominales de factor K recomendados para diversas cargas electrónicas productoras de armónicas	408
Tabla 4.12	Mediciones para calcular factores de pérdidas	412
Tabla 4.13	Comparación de filtros activos en paralelo y en serie	433
Tabla 4.14	filtros activos en base comercial en Japón	435
Tabla 5.1	Estándares IEEE relevantes para la calidad de la energía por campo de cobertura	446
Tabla 5.2	Estándares IEC relevantes para la calidad de la energía por campo de cobertura	446

Capítulo 1

Introducción a los problemas de calidad de la energía eléctrica

Actualmente, la materia prima básica más utilizada en las actividades industriales y comerciales es la energía eléctrica; ésta debe estar a disposición de los usuarios de una manera permanente y, sin embargo, no es posible su almacenamiento previo en cantidades importantes, por lo que debe producirse conforme se va necesitando. Además, es la forma de energía más versátil por la facilidad de su uso en cualquier proporción, su accesibilidad y posibilidad de conversión a otras formas de energía de manera relativamente sencilla, además de la facilidad de su transportación económica a grandes distancias y en grandes cantidades, lo que le ha dado, desde los primeros años de su implementación práctica, una preferencia indiscutible y un lugar sin competencia en la vida que llamamos moderna.

Toda persona que opera equipo sensitivo desea un suministro perfecto de energía eléctrica, entendiéndose lo anterior como un suministro continuo y libre de fluctuaciones, para alimentar a sus equipos, es decir, un ***suministro de alta calidad***. Las compañías suministradoras, por lo tanto, deben garantizar la continuidad del suministro y controlar las ***tolerancias*** o ***límites de variación*** de sus características de tal manera que no originen problemas al usuario. Algunos ejemplos de equipo electrónico sensitivo son:

- Máquinas contestadoras telefónicas
- Relojes electrónicos
- Cajas registradoras electrónicas
- Monitores de hospital
- Computadoras
- Controles de procesos
- Robótica y automatización
- Sistemas de seguridad
- Telecomunicaciones

Algunos de los eventos que se incluyen en el concepto de *calidad de la energía eléctrica* o *calidad de la potencia* (en este libro se emplean indistintamente los términos *calidad de la energía eléctrica* y *calidad de la potencia* -power quality- ya que en México es de uso común el primer término, mientras que en muchos países se usa el segundo) son (IEEE Std 1159-1995):

- 1) Transitorios (transients)
 - (1) Oscilatorios (oscillatory transient)
 - (a) De baja frecuencia (low frequency transient)
 - (b) De frecuencia media (medium frequency transient)
 - (c) De alta frecuencia (high frequency transient)
 - (2) Impulsivos (impulsive transient)
- 2) Variaciones del valor RMS
 - Depresiones de voltaje (*sags* también conocidos como *dips*)
 - Elevaciones de voltaje (*swells*)
 - Interrupciones (interruptions)
 - Sobrevoltajes (overvoltages)
 - Bajos voltajes (undervoltages)
- 3) Distorsión de la forma de onda
 - (1) Armónicas (harmonics)
 - (2) Muecas (notching)
 - (3) Offset de CD (DC Offset)
 - (4) Interarmónicas (interharmonics)
 - (5) Ruido (noise)
- 4) Desbalance del voltaje (voltage unbalance or voltage imbalance)
- 5) Fluctuación del voltaje (flicker)
- 6) Variaciones de la frecuencia de potencia (power frequency variations)

Tal vez no ha notado los disturbios de la potencia eléctrica en el pasado porque los equipos eléctricos tradicionales como motores, solenoides y controles electromecánicos no reaccionan a disturbios de corto tiempo. Algunos ejemplos de problemas resultantes de disturbios de la calidad de la potencia eléctrica son:

- Reinicios automáticos
- Errores de datos
- Falla del equipo
- Pérdida de módulos electrónicos
- Pérdida de memoria
- Problemas con fuentes de alimentación
- Bloqueo de sistemas

El camino a la calidad de la energía eléctrica no es sencillo y además no existe un procedimiento que permita retirar del sistema la energía que no cumpla con las especificaciones exigidas o que ésta pueda ser devuelta por el usuario al proveedor. Cuando existen problemas de calidad en el suministro de la energía eléctrica, frecuentemente se culpa a la compañía suministradora o a algún evento fuera de las instalaciones de las empresas. Aunque lo anterior puede ser cierto en algunas situaciones, es cada vez más frecuente que una pobre calidad de la potencia eléctrica sea el efecto resultante de las contribuciones de muchos usuarios a través de, por ejemplo, la generación de armónicas en sus equipos, pobres factores de potencia, etc.

La siguiente es una lista de equipo que puede contribuir a problemas de la calidad de la potencia, especialmente si el alambrado y la puesta a tierra son inadecuados:

- Impulsores de velocidad ajustable (Adjustable Speed Drives: ASD)
- Acondicionadores de aire y compresores
- Soldadoras de arco
- Cargadores de baterías
- Apertura/cierre de interruptores de circuito
- Copiadoras/impresoras
- Fuentes electrónicas de potencia
- Elevadores
- Lámparas fluorescentes (balastos electrónicos)
- Maquinaria de inducción
- Arranque de motores

- Computadoras
- Impulsores con rectificadores controlados de silicio
- Equipos de rayos X

El equipo sensitivo puede generar disturbios que pueden afectar adversamente a otros equipos dentro de las instalaciones propias. Algunas cuestiones relacionadas con las instalaciones de los usuarios finales que afectan directamente a la calidad de la energía eléctrica pueden ser puestas en cinco encabezados mayores:

- Puesta a tierra
- Alambrado de las instalaciones
- Interacción de la carga
- Requerimientos del equipo
- Colocación del equipo

El EPRI establece que aproximadamente el 80% de todos los problemas de calidad de la potencia pueden resultar del alambrado o de la puesta a tierra inadecuados en las instalaciones del consumidor, o de interacciones con otras cargas en el sitio.

¿Por qué la importancia del tema de la calidad de la energía eléctrica en la actualidad? (Cobas, s/f):

- La sociedad y la industria actual poseen una penetración de alto grado en cuanto a equipamiento electrónico de diversas generaciones, vinculados al control de procesos, accionamiento, procesamiento de datos, comunicaciones y transmisión de información, dispositivos domésticos, comerciales y de entretenimiento entre otros.
- Los fabricantes de este equipamiento electrónico, en un mercado altamente competitivo, diseñan la carga (*burden*) de sus equipos en el nivel de los normalizados por el sistema, de manera que las desviaciones dentro de esos límites no afecten el funcionamiento del mismo.
- El uso extendido y progresivo de fuentes alternativas de energía, como la eólica y la solar, usualmente utilizan generadores con inversores, esquemas híbridos en muchos casos conectados a las redes de distribución. El proceso de conversión de CD a CA implica la generación de armónicas.

- En el mundo, la electricidad se trata como una mercancía en un mercado con características peculiares, desde los mercados centralizados hasta los mercados desregulados, por ello, la definición de parámetros de calidad permite determinar las características de competitividad del producto de determinado suministrador.
- Una deficiente calidad en el suministro de la energía eléctrica afecta, en mayor o menor grado, a otras tecnologías y procesos industriales, donde las pérdidas económicas que se generan por este concepto han crecido con el paso de los años.
- La deficiente calidad en el suministro provoca una operación ineficiente e impropia, entre otros, en las redes eléctricas, y puede conducir a fallas o a incrementos en los costos de operación, los que, al final, redundan en pérdidas para las compañías del servicio eléctrico.

El uso cada vez mayor de equipo sensitivo a disturbios en el sistema de potencia y los aspectos económicos relacionados, ha creado la necesidad de monitorear en forma extensa la operación de los sistemas de potencia. Los consumidores con equipo sensitivo como impulsores de velocidad ajustable (Adjustable Speed Drives), electrónica de potencia o computadoras, usan el monitoreo para localizar la fuente de los problemas que pudieran ocurrir. Por otra parte, las compañías suministradoras tratan de satisfacer las demandas de sus consumidores y monitorean para probar que la calidad de la potencia ofrecida está dentro de los estándares especificados y para obtener la información necesaria para resolver problemas.

Para toda esta tecnología se necesita de la mejor calidad de las fuentes de energía, que a su vez trae nuevos problemas y cambios por resolver, donde uno de los problemas es tomar el control sobre la calidad de la potencia, perturbaciones y propagación de armónicas.

1.1 Términos y definiciones

Las definiciones dadas a continuación siguen fundamentalmente las proporcionadas en IEEE (1999), Sankaran (2002), Kennedy (2000) y Dugan y otros (2004).

Acoplamiento (coupling). Proceso mediante el cual la energía o el ruido eléctrico en un circuito pueden ser transferidos a otro circuito que puede o no estar conectado eléctricamente al primero.

Aislamiento (isolation). Medios por los que circuitos eléctricamente energizados se desacoplan uno de otro. Los transformadores de dos devanados con devanados primario y secundario son un ejemplo de dispositivo usado para aislar eléctricamente dos circuitos, mientras que se encuentran acoplados magnéticamente. En realidad, existe algún acoplamiento eléctrico en un transformador de dos devanados debido a la capacitancia entre los devanados primario y secundario.

Anillo de tierra (ground ring). Anillo que encierra al edificio o a la estructura y que se encuentra en contacto directo con la tierra.

Armónica (harmonic). Componente sinusoidal de una onda periódica teniendo una frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Para sistemas de 60 Hz, la tercera armónica tiene una frecuencia de 180 Hz, la frecuencia de la quinta armónica es de 300 Hz, etc.

Aterrizaje, Puesta a tierra (grounding). Conexión conductora mediante la cual un equipo o circuito eléctrico se conecta a la tierra o a algún cuerpo conductor de tamaño relativamente grande que sirve en lugar de la tierra.

Carga crítica (critical load). Es aquella que al dejar de funcionar o al funcionar de forma no apropiada pone en peligro la seguridad del personal, o bien, ocasiona grandes perjuicios económicos. Por ejemplo, un paro no programado en un molino de laminación es muy costoso, mientras que la pérdida de un centro de información en un banco o el mal funcionamiento de los sistemas de diagnóstico en un hospital puede ser catastrófico.

Carga lineal (linear load). Carga eléctrica que al operar en estado estacionario (steady state) presenta esencialmente impedancia constante a la fuente de potencia a través del ciclo de voltaje aplicado. Una carga puramente lineal tiene sólo la componente fundamental de la corriente (sinusoide pura a frecuencia de potencia).

Carga no lineal (nonlinear load). Carga eléctrica que extrae corriente de forma discontinua o cuya impedancia varía durante cada ciclo de la forma de onda de voltaje de entrada de CA.

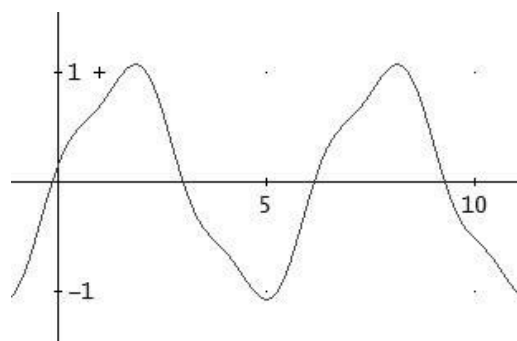


Fig. 1.1 Ejemplo de corriente no lineal con tercera armónica importante

Carga sensible o sensitiva (sensitive load). Es aquella que requiere de un suministro de alta calidad, esto es, libre de disturbios. El equipo electrónico es más susceptible a los disturbios que el equipo electromecánico tradicional.

Capacitancia (capacitance). Propiedad de un elemento de circuito caracterizado por un medio aislante contenido entre dos partes conductoras. Su unidad es el Farad (F). La capacitancia es uno de los medios por los que la energía o el ruido eléctrico pueden acoplarse de un circuito eléctrico a otro. La capacitancia entre dos partes conductoras puede hacerse muy pequeña pero no se puede eliminar.

Compatibilidad electromagnética (electromagnetic compatibility). La habilidad de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar de forma satisfactoria en su ambiente electromagnético sin introducir disturbios electromagnéticos intolerables a cualquier cosa en ese ambiente.

Componente armónica. Componente de orden mayor que uno de la serie de Fourier de una cantidad periódica. Por ejemplo, la componente de orden 5 a $5 \times 60 \text{ Hz} = 300 \text{ Hz}$.

Componente fundamental. La componente de orden uno (60 Hz) de la serie de Fourier de una cantidad periódica.

Conexión equipotencial, unión equipotencial, interconexión a masa (Bonding).

Interconexión eléctrica intencional de partes conductoras para asegurar un potencial eléctrico común entre las partes (figura 1.2).

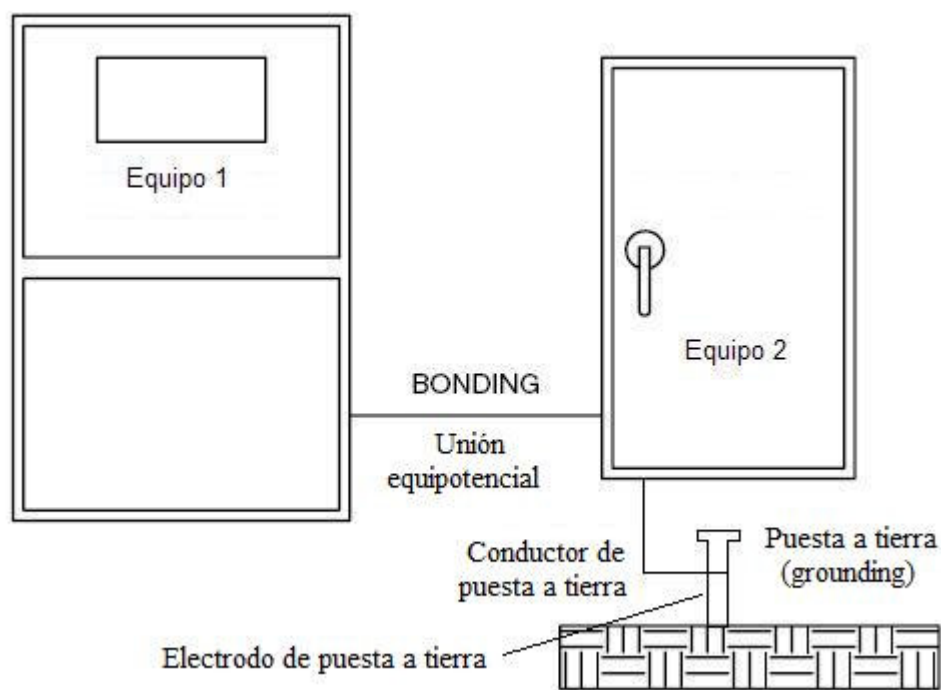


Fig. 1.2 Unión equipotencial (bonding) y puesta a tierra

Contenido armónico (harmonic content). Cantidad obtenida al restar la componente fundamental de las componentes de la serie de Fourier de una cantidad alterna. Típicamente, el contenido armónico se obtiene considerando que no existe componente de orden cero (componente de directa).

Corriente de energización (Inrush current). Corriente grande que una carga (por ejemplo un transformador) extrae cuando es energizada.

Curva CBEMA. Conjunto de curvas (figura 1.17) que representan las capacidades que soportan las computadoras en términos de la magnitud y duración del disturbio de voltaje. Desarrollada por Computer Business Equipment Manufacturers Association (CBEMA), ha llegado a ser un estándar de facto para medir el funcionamiento de todos los tipos de equipos y sistemas de potencia.

Depresión (sag o dip). Una reducción del valor RMS del voltaje o de la corriente a valores entre 0.1 pu y 0.9 pu a frecuencia de potencia con duración entre medio ciclo y 1 minuto (figura 1.3).

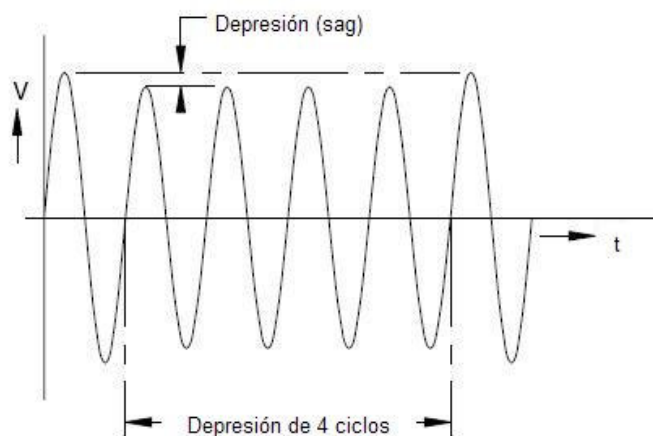


Fig. 1.3 Depresión del voltaje (voltage sag)

Desbalance de voltaje (voltage imbalance o voltage unbalance). Máxima desviación entre las tres fases del voltaje trifásico promedio dividido por el voltaje trifásico promedio. Por ejemplo: si los voltajes entre fases son 230 V, 232 V y 225 V, el voltaje promedio es de 229 V, la máxima desviación del voltaje promedio es de 4 V, de manera que el desbalance es de $100 \cdot (4/229) = 1.7\%$.

Descarga electrostática (electrostatic discharge <ESD>). Transferencia repentina de carga entre cuerpos con diferentes potenciales electrostáticos.

Desviación de la frecuencia (frequency deviation). Un incremento o decremento en la frecuencia del sistema que puede durar desde varios ciclos hasta varias horas. Las desviaciones de frecuencia (figura 1.4) se definen como la desviación de la frecuencia fundamental del sistema de potencia de su valor nominal especificado (50 Hz o 60 Hz).

Distorsión (distortion). Término cualitativo que indica la desviación de una onda periódica de sus características ideales. La distorsión introducida en una onda puede crear deformidad de la forma de onda así como desplazamiento de fase.

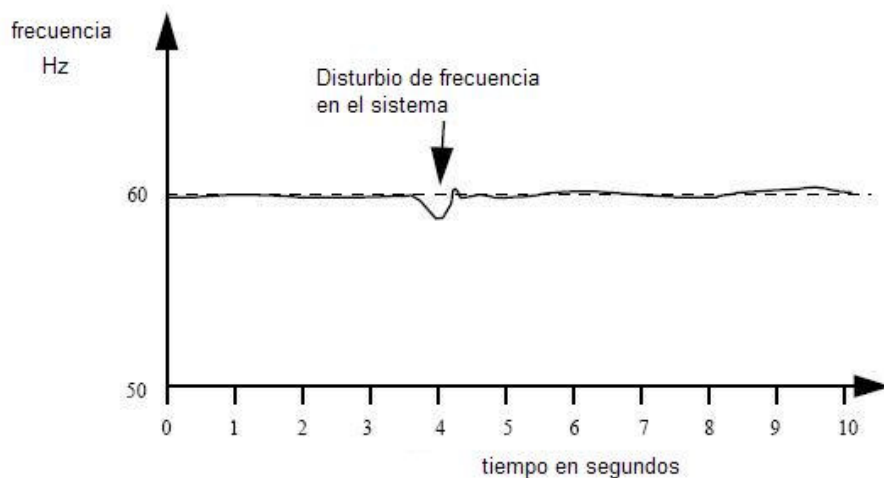


Fig. 1.4 Disturbio de frecuencia en el sistema

Distorsión armónica (harmonic distortion). Representación cuantitativa de la distorsión a partir de una forma de onda sinusoidal pura. La distorsión armónica es debida a cargas no lineales, o a cargas en las que la forma de onda de la corriente no conforma a la forma de onda del voltaje de alimentación.

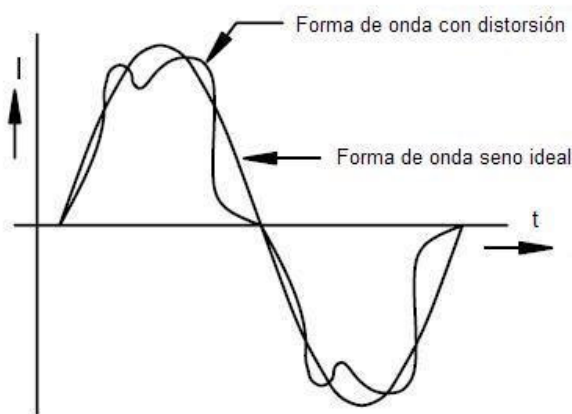


Fig. 1.5 Forma de onda con distorsión

Distorsión armónica total (Total Harmonic Distorsion <THD>). Término de uso común para definir el *factor de distorsión* del voltaje o de la corriente. Se calcula como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores RMS de los voltajes armónicos o de las corrientes armónicas, dividida por el valor RMS del voltaje o de la corriente fundamental:

$$THD = \sqrt{\frac{\text{Suma de los cuadrados de las amplitudes de todas las armónicas}}{\text{Cuadrado de la amplitud de la componente fundamental}}} \bullet 100\%$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} M_h^2}}{M_1} \bullet 100\% \quad \dots (1.1)$$

Donde:

M_h = Valor RMS de la componente armónica h de la cantidad M .

M_1 = Valor RMS de la componente fundamental de la cantidad M

Puede calcularse también de la misma manera sólo para las armónicas pares o para las armónicas impares.

Disturbio de potencia (power disturbance). Cualquier desviación del valor nominal de las características de la alimentación de CA. Un *evento* que resulta en una reacción indeseable en el ambiente eléctrico o en los equipos y sistemas electrónicos.

Dropout (pérdida momentánea). Una pérdida de operación del equipo (señales de datos discretos) debido a ruido, depresiones de voltaje o interrupciones. Los circuitos digitales son mucho más susceptibles a ser alterados por disturbios en el sistema de distribución durante el periodo llamado de *transición*. Éste es un breve momento entre un estado binario y otro, cuando los elementos del circuito no están ni en el estado “cierto” ni en el estado “falso” (1 ó 0 binario). Un disturbio que ocurra durante el momento de transición, puede reforzar o invertir la señal pretendida.

Dropout voltage (voltaje de paso al reposo). El voltaje al cual un dispositivo falla en su operación. Este voltaje no debe ser confundido con un “dropout” definido anteriormente.

El voltaje de paso al reposo se refiere a la pérdida completa de operación del equipo debido a un evento descrito típicamente como un bajo voltaje o una depresión de voltaje. El equipo puede dejar de operar al voltaje de paso al reposo por muchas razones. Típicamente este voltaje se refiere a una condición de bajo voltaje.

En muchos casos, en donde el equipo es electrónico en naturaleza, una fuente de potencia consistente de diodos y capacitores lleva a cabo una función de almacenamiento de energía para el equipo. Los componentes del sistema continuarán operando en tanto la fuente de potencia sea capaz de suministrar el voltaje interno, en consecuencia, el voltaje de paso al reposo es frecuentemente una descripción del funcionamiento de la fuente de potencia para equipo electrónico.

Una herramienta común que es usada para evaluar el funcionamiento del equipo dentro de un cierto ambiente es la curva CBEMA. Los datos mostrados en la curva fueron desarrollados específicamente para equipo de procesamiento de datos pero suministra alguna idea para la operación de equipo alimentado a través de fuentes de potencia conmutadas (switch-mode power supply).

Electrodo de puesta a tierra (ground electrode). Un conductor o grupo de conductores en contacto íntimo con la tierra con el propósito de suministrar una conexión con la tierra.

Elevación (swell). Un incremento en el valor RMS del voltaje o de la corriente de CA a frecuencia de potencia con una duración entre medio ciclo y 1 minuto (figura 1.6). Valores típicos son 1.1 pu a 1.8 pu. Tanto las depresiones de voltaje como las elevaciones de voltaje están asociadas comúnmente con condiciones de falla en el sistema, pero las elevaciones de voltaje son mucho menos comunes que las depresiones de voltaje.

Evento (event). Una excursión del voltaje o de la corriente registrada (u observada) fuera de los límites predeterminados en el equipo de monitoreo. El término evento es usado típicamente para describir desviaciones significativas y repentinas de voltajes o corrientes de su forma de onda normal o ideal.

Factor de cresta (crest factor). Razón entre el valor pico y el valor RMS de una forma de onda periódica. El factor de cresta es una indicación de la distorsión de una forma de onda periódica de sus características ideales. Para una senoide ideal el factor de cresta es 1.4142:

$$CF = \frac{V_P}{V_{RMS}} = \frac{V_P}{0.7071V_P} = 1.4142 \quad \dots (1.2)$$

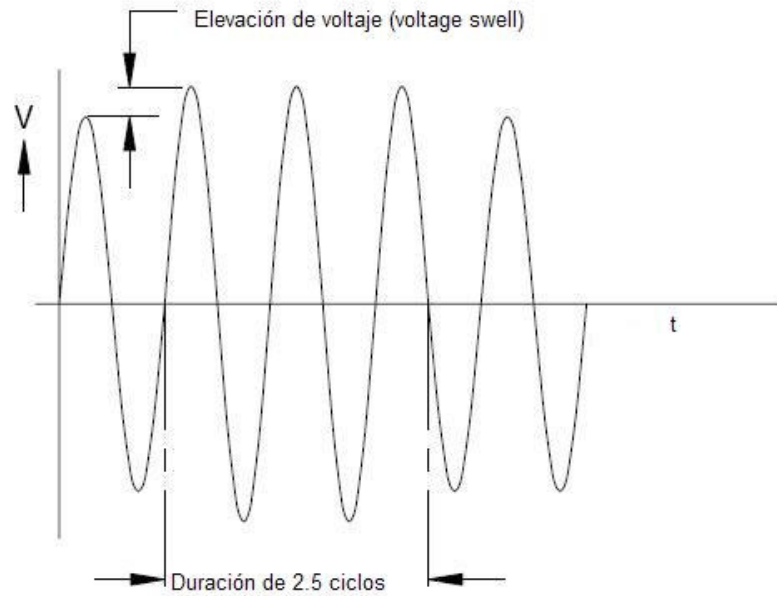


Fig. 1.6 Elevación de voltaje (voltage swell)

Factor de distorsión o Factor armónico (distortion factor or harmonic factor). Razón del valor RMS del *contenido armónico* de una onda periódica al valor RMS de la cantidad fundamental de la onda, expresada como porcentaje de la fundamental. Se conoce también como *distorsión armónica total* (THD). Por ejemplo, si una corriente no lineal tiene una componente fundamental I_1 y las componentes armónicas $I_2, I_3, I_4, \dots$, entonces el factor de distorsión de la corriente es:

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100\% \quad \dots (1.3)$$

Factor de forma (form factor). Razón entre el valor RMS (V_{RMS}) y el valor promedio (V_{av}) de una forma de onda periódica. El factor de forma es otro indicador de la desviación de una forma de onda periódica de la característica ideal.

$$FF = \frac{V_{RMS}}{V_{av}} \quad \dots (1.4)$$

Factor de potencia (power factor). Razón de la potencia activa (W) a la potencia aparente (VA).

Factor de potencia de desplazamiento (displacement power factor). Razón entre la potencia activa (W) de la componente fundamental y la potencia aparente (VA) de la componente fundamental. Para una sinusoide pura sólo existe la componente fundamental, el factor de potencia es, por lo tanto, el coseno del ángulo de desplazamiento entre las formas de onda de voltaje y corriente (figura 1.7).

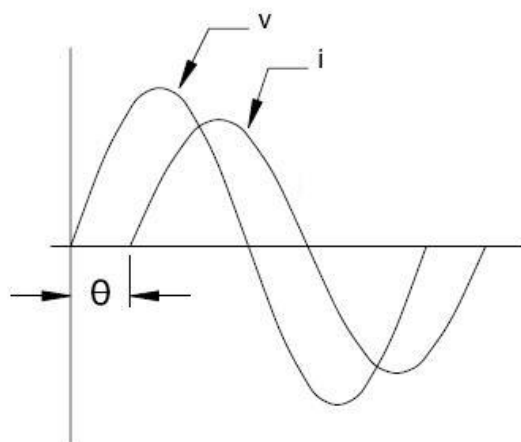


Fig. 1.7 Factor de potencia de desplazamiento
($FP = \cos\theta$)

Factor de potencia total o factor de potencia verdadero (true power factor). Razón de la potencia activa total (W) a la potencia aparente total (VA) de la onda compuesta, incluyendo todas las componentes armónicas. Debido a las componentes armónicas, el factor de potencia total es menor que el factor de potencia de desplazamiento (componente fundamental), ya que la presencia de armónicas tiende a incrementar el desplazamiento entre las formas de onda compuestas de voltaje y corriente.

Falla (fault). Generalmente se refiere a un cortocircuito. En forma general es cualquier situación de desbalance en un sistema eléctrico de potencia. La pérdida total de la capacidad de un sistema, equipo o dispositivo para ejecutar su función requerida. Existen las siguientes clases de fallas (Ramírez y Cano, 2003, Pág. 16):

- Completa: resulta de la desviación de características por encima de los límites especificados.
- Crítica: la que causa perjuicios a las personas y/o daños significativos al material.
- Degradación: falla que es gradual y parcial.

- Debilidad inherente: atribuible a la debilidad de un sistema, equipo o dispositivo cuando está sujeto a esfuerzos normales.
- Intermitente: se presenta por un periodo limitado de tiempo seguida de la autorecuperación del equipo.
- Principal: probablemente es la que reduce la capacidad de un sistema más complejo para ejecutar su función.
- Menor: la que no reduce la capacidad de un sistema más complejo para ejecutar su función.
- No relevante: la que se excluye en la interpretación de resultados de las pruebas o en el cálculo de la confiabilidad.
- Parcial: no causa la falta completa de sus funciones requeridas.
- Primaria: no causada directa o indirectamente por falla de otro dispositivo o equipo.
- Relevante: incluida para la interpretación de resultados de pruebas o para el cálculo de la confiabilidad.
- Desgaste: falla cuya probabilidad de ocurrencia aumenta con el paso del tiempo.
- Dependiente: falla causada por la falla de un dispositivo o equipo asociado.
- No dependiente: falla no relacionada con la falla de dispositivos o equipos asociados.
- Gradual: falla que puede anticiparse por examen o monitoreo previo.
- Por abuso: falla atribuible a la aplicación de sobreesfuerzos.
- Aleatoria: falla cuya causa o mecanismo hace que su tiempo de ocurrencia sea impredecible.
- Repentina: falla que no puede anticiparse por examen o monitoreo previo.

Falla transitoria (transient fault). Un cortocircuito inducido generalmente por descargas atmosféricas, ramas de árbol, etc. que puede ser librado al interrumpir momentáneamente la corriente.

Filtro activo (active filter). Dispositivo electrónico usado para eliminar armónicas.

Filtro armónico (harmonic filter). Dispositivo para filtrar una o más armónicas del sistema. La mayoría de los filtros armónicos son combinaciones pasivas de inductancia, capacitancia y

resistencia. Las tecnologías más nuevas incluyen filtros activos que pueden también manejar las necesidades de potencia reactiva.

Filtro pasivo (passive filter). Una combinación de inductores, capacitores y resistores diseñada para eliminar una o más armónicas. La variación más común es simplemente un inductor serie con un capacitor en derivación, el cual cortocircuita la mayor componente de distorsión armónica del sistema.

Frecuencia (frequency). Número de ciclos completos de una onda periódica en una unidad de tiempo, usualmente un segundo. Su unidad es el Hertz (Hz).

Impulso (impulse). Usado tradicionalmente para indicar un sobrevoltaje de corta duración con ciertas características de elevación y caída (figura 1.8). Los estándares se han movido para incluir el término impulso en la categoría de transitorios. En forma general, un pulso que, para una aplicación dada, se aproxima a la función delta de Dirac $\delta(t)$. Cuando se usa en relación al monitoreo de la calidad de la potencia se prefiere usar el término *transitorio impulsivo* en lugar de *impulso*.

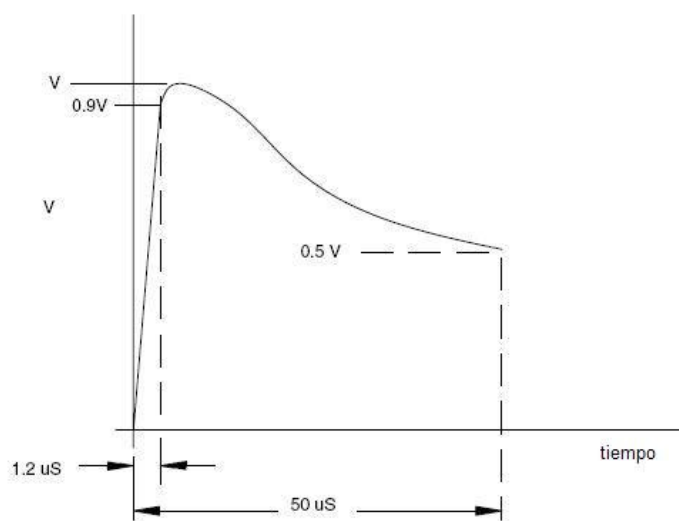


Fig. 1.8 Onda normalizada de impulso al rayo de $1.2 \times 50 \mu s$

Inductancia (inductance). Es la relación entre las líneas de flujo magnético encadenando un circuito y la corriente que produce el flujo. La unidad de inductancia es el Henry (H). La inductancia propia de un circuito es importante para determinar las características de impulsos

transitorios de voltaje y de muescas en formas de onda. En estudios de calidad de la potencia es importante también la inductancia mutua ya que se relaciona con la manera en que la corriente en un circuito puede inducir ruido o disturbios en un circuito adyacente.

Inmunidad a un disturbio (immunity to a disturbance). La habilidad de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar sin degradación en la presencia de un disturbio electromagnético. El término inmunidad refiere al caso opuesto de susceptibilidad electromagnética. La susceptibilidad se refiere a la inhabilidad del dispositivo para operar en la presencia de un disturbio electromagnético.

Instantáneo (instantaneous). Cuando se usa para cuantificar la duración de una variación de corta duración como un modificador, se refiere a un rango de tiempo entre medio ciclo y 30 ciclos de la frecuencia de potencia (60 Hz).

Interrupción (interruption). Pérdida completa del voltaje (< 0.1 pu) o corriente durante un tiempo.

Interrupción forzada (forced interruption). Una interrupción que resulta de condiciones directamente asociadas con un componente que requiere ser sacado de servicio inmediatamente, ya sea de forma automática o tan pronto como sea posible efectuar las acciones de conmutación (switching), o una interrupción causada por operación impropia del equipo o por un error humano.

Interrupción instantánea (instantaneous interruption). Un tipo de variación de corta duración. Pérdida total del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase por un periodo de tiempo entre 0.5 ciclos y 30 ciclos.

Interrupción momentánea (momentary interruption). Un tipo de variación de corta duración. Pérdida total del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase por un periodo de tiempo entre 30 ciclos y 3 segundos.

Interrupción sostenida (sustained interruption). Un tipo de variación de larga duración. Pérdida total del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase por un periodo de tiempo mayor a un minuto.

Interrupción temporal (temporary interruption). Un tipo de variación de corta duración. Pérdida total del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase por un periodo de tiempo entre 3 segundos y un minuto.

Lazo de tierra (Ground loop). En un sistema de puesta a tierra radial, un lazo potencialmente dañino que se forma cuando dos o más puntos en un sistema eléctrico que están nominalmente a potencial de tierra se conectan mediante una trayectoria conductora de manera que uno o ambos puntos no se encuentra al mismo potencial de tierra.

Malla de tierra (ground grid). Sistema de conductores desnudos interconectados, arreglados en un patrón a través de una área específica y enterrados debajo de la superficie de la tierra. El propósito primario de la malla de tierra es proveer seguridad a los trabajadores limitando las diferencias de potencial dentro de su perímetro a niveles seguros en el caso de las altas corrientes que podrían fluir si el circuito que se está trabajando se energiza por cualquier razón o bien si en un circuito energizado adyacente se presenta una falla.

Modo de falla (failure mode). El efecto por el cual es observada la falla. Este término es esencialmente la forma, o modo, en que falla el equipo. Por ejemplo, cuando un ASD falla, frecuentemente el modo de falla es registrado en la electrónica del sistema y mostrado al usuario. El impulsor puede fallar por varias razones, incluyendo nivel bajo de voltaje en el bus de CD, nivel alto de voltaje en el bus de CD, frecuencia inadecuada, etc., donde cada modo de falla corresponderá típicamente a una causa particular de falla o a un problema específico de calidad de la potencia.

Muesca (notch). Disturbio de la forma de onda de voltaje normal que dura menos de medio ciclo. El disturbio es inicialmente de polaridad opuesta a la forma de onda y así se resta de la forma de onda. Las muescas en el voltaje algunas veces pueden causar errores de frecuencia o de tiempo en dispositivos de electrónica de potencia que cuentan cruces por cero para derivar la frecuencia o el tiempo, al producir cruces adicionales por cero.

Número armónico (harmonic number). Número entero dado por la razón de la frecuencia de una armónica a la frecuencia fundamental. Por ejemplo: $(180 \text{ Hz} / 60 \text{ Hz}) = 3$ (tercera armónica).

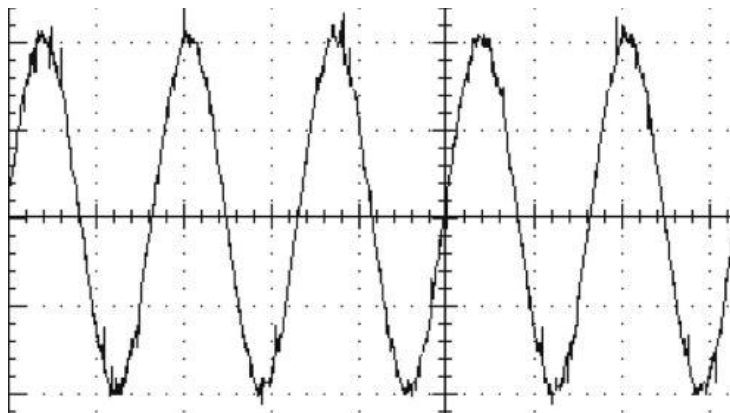


Fig. 1.9 Muestras, impulsos y ruido en una forma de onda de corriente

Onda periódica (periodic wave). Un voltaje o una corriente es periódica si el valor de la función al tiempo t es igual al valor en el tiempo $t + T$, donde T es el periodo de la función.

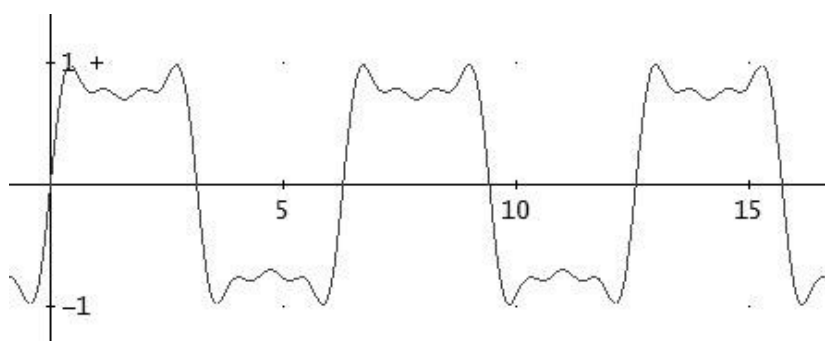


Fig. 1.10 Forma de onda periódica

Parpadeo o fluctuaciones del voltaje (flicker). Variación del voltaje de entrada, suficiente en duración, para permitir la observación visual de un cambio en la intensidad de una fuente luminosa. Cuantitativamente, el parpadeo de voltaje puede ser expresado como el cambio en el voltaje a través del valor nominal expresado como porcentaje. Por ejemplo, si el voltaje en un circuito de 127 V aumenta a 135 V y después cae a 120 V, el valor del *factor flicker* será:

$$f_v = \frac{\Delta V}{V_n} \cdot 100 = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_n} \cdot 100 = \frac{135 - 120}{127} \cdot 100 = 11.81\%$$

Problema de potencia (power problem). Conjunto de disturbios o condiciones que producen resultados no deseados para el equipo, instalaciones o el sistema.

Regulación de voltaje (voltage regulation). El grado de control o de estabilidad del voltaje RMS en la carga, frecuentemente expresado con relación a otros parámetros tales como cambios en el voltaje de entrada, cambios en la carga o cambios de temperatura. La regulación de voltaje es calculada usando diferentes formas, dependiendo de cómo se aplique el término. Por ejemplo, la regulación de voltaje en un servicio de consumidor se calcula frecuentemente en por ciento del voltaje nominal, esto es:

$$\% \text{Regulación} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_n} \bullet 100 \quad \dots (1.5)$$

En algunas aplicaciones se escoge comparar el cambio relativo al voltaje promedio, el cual dará una respuesta ligeramente diferente a la obtenida con la fórmula anterior. También es común calcular la regulación con base en condiciones en vacío (sin carga) y condiciones de carga máxima, lo que dará una variación aún mayor.

Resonancia armónica (harmonic resonance). Condición en la cual el sistema de potencia está resonando cerca de una de las armónicas mayores, siendo producidas las armónicas por elementos no lineales en el sistema, haciendo mayor la distorsión armónica.

Respuesta a la frecuencia (frequency response). En calidad de la potencia, se refiere generalmente a la variación de la impedancia del sistema o de un transductor como función de la frecuencia.

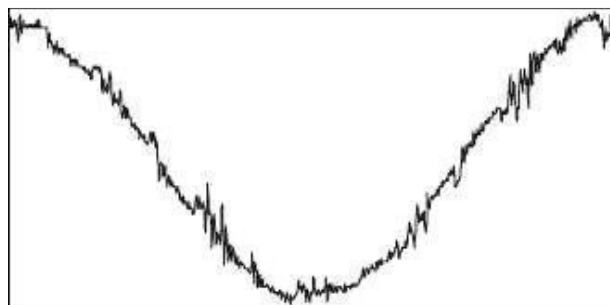
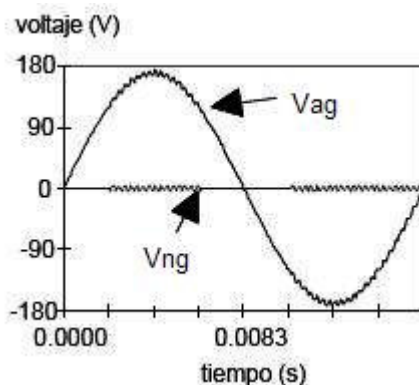


Fig. 1.11 Parte de una onda de voltaje con ruido

Ruido eléctrico (electrical noise). Señales eléctricas no deseadas que producen efectos indeseables en los circuitos de los sistemas de control en que ocurren (figura 1.11).

Ruido de modo común (common mode noise) o ruido longitudinal (longitudinal noise). Es el ruido que aparece con la misma magnitud y fase en cada conductor que lleva corriente (conductores de fase y conductor neutro) *con respecto a un plano de tierra* o a otra referencia (la carcasa del equipo por ejemplo).



a = Fase a (phase a)

n = Neutro (neutral)

g = Tierra (ground)

V_{ag} = Voltaje de fase "a" a tierra

V_{ng} = Voltaje entre el neutro y la tierra.

Fig. 1.12 Ruido de modo común

Cuando existe ruido de modo común, el voltaje de fase a neutro (V_{an}) no contiene ruido, por lo tanto, es una senoide pura (figura 1.13).

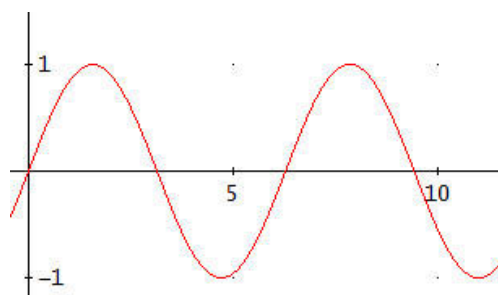


Fig. 1.13 Voltaje sin ruido

En general, los voltajes de modo común pueden ser de estado estacionario y de muy larga duración, ruido o transitorios de corta duración debidos a rayos o a otros fenómenos impulsivos.

Ruido de modo normal (normal mode noise), ruido de modo diferencial (differential mode noise), o ruido de modo transversal (transverse mode noise). Señal de ruido que

aparece entre fase y neutro (Fig. 1.14), pero no entre estos conductores y tierra (V_{ag} , V_{ng}). El voltaje de fase a tierra (V_{ag}) es una senoide pura y el voltaje de neutro a tierra (V_{ng}) es cero.

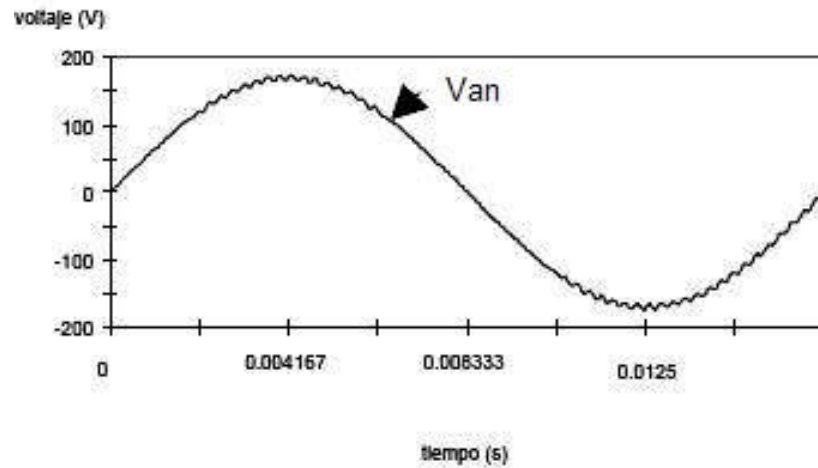


Fig. 1.14 Ruido de modo normal

Salida (outage). Pérdida completa de la potencia en parte o en todo el sistema de potencia que va desde varios milisegundos hasta varias horas. Las salidas afectan a todo el equipo eléctrico, pero algún equipo particularmente sensible puede ser afectado por salidas tan cortas como 15 segundos. *El término salida (outage) no se refiere a un fenómeno específico, sino al estado de un componente en un sistema que ha fallado en funcionar como se esperaba.*

Serie de Fourier de una función periódica. Serie infinita compuesta por una componente constante o de CD (V_0), una componente fundamental a frecuencia de potencia ($\omega=2\pi f$) y una serie de armónicas superiores con frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental ($k\omega$ con $k \geq 2$):

$$v(t) = V_0 + [a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)] + \sum_{k=2}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)] \quad \dots (1.6)$$

Donde:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \text{Frecuencia angular fundamental (rad/s)}$$

f = Frecuencia fundamental en Hz

$$T = \frac{1}{f} = \text{Periodo en segundos}$$

$$k\omega t = k2\pi ft = \frac{k2\pi}{T} t$$

$$a_k, b_k = \text{Coeficientes de Fourier}$$

$$a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t) = k\text{-ésima componente armónica de } v(t)$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \text{Componente de CD o valor promedio de la función } v(t)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

Dado que $f(t)$ es periódica, puede ser más conveniente llevar a cabo las integraciones anteriores de $-T/2$ a $T/2$; o de forma más general desde t_0 hasta t_0+T .

Una forma alternativa de la ecuación (1.6) es la forma Amplitud – Ángulo de fase:

$$v(t) = V_0 + V_{P1} \cos(\omega t + \phi_1) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{Pk} \cos(k\omega t + \phi_k) \quad \dots (1.7a)$$

Donde:

$$V_{Pk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{2} V_k \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$\phi_k = -\tan^{-1} \frac{b_k}{a_k} \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

En trabajo relacionado con armónicas, es frecuente usar la forma seno de la serie de Fourier:

$$v(t) = V_0 + V_{P1} \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{Pk} \sin(k\omega t + \theta_k) \quad \dots (1.7b)$$

$$V_{Pk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{2} V_k \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$\theta_k = \tan^{-1} \frac{a_k}{b_k} \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

La gráfica de la amplitud V_{pk} de las armónicas contra $k\omega$ se conoce como *espectro de amplitud de $v(t)$* y la gráfica del ángulo de fase ϕ_k o θ_k contra $k\omega$ es el *espectro de fase de $v(t)$* .

Surge, spike (pico) o impulse (impulso). Transitorio eléctrico caracterizado por un incremento muy rápido (microsegundos a milisegundos) en voltaje o corriente. Un evento que aparece y desaparece muy rápidamente. Una onda transitoria de corriente, voltaje o potencia en un circuito eléctrico. En el contexto de calidad de la potencia eléctrica, se recomienda evitar el término *surge*, en su lugar debería usarse el término *transitorio*.

Susceptibilidad electromagnética (electromagnetic susceptibility). Inhabilidad de un dispositivo, equipo o sistema para funcionar sin degradación en la presencia de un disturbio electromagnético. La susceptibilidad es una falta de inmunidad. Los métodos para reducir la susceptibilidad de los dispositivos usualmente involucra blindarlos de los campos impuestos externamente con pantallas metálicas. También es importante blindar todos los cables entrantes de control, de datos y de fuentes de alimentación, o quizás usar filtros o supresores de sobrevoltaje transitorio en estos puntos para evitar la entrada de señales electromagnéticas dentro del dispositivo.

Términos ambiguos. La historia reciente de la Calidad de la potencia estuvo condicionada por los desarrollos de un gran número de fabricantes de equipo que luchaban por imponer sus productos en el mercado. De esta forma crearon términos y frases destinadas a convencer a sus compradores potenciales. Desafortunadamente, muchos de los términos que emplearon son ambiguos y no se pueden emplear para una definición técnica. Los siguientes términos tienen significados diversos o ningún significado especial, así, su uso debería ser evitado, limitado o calificado con la explicación apropiada (Dugan y otros, 2004, Pág. 40): *Blackout* (apagón total), *Blink* (parpadeo, destello), *Brownout* (apagón parcial, reducción intencional del voltaje de suministro), *Bump* (choque, colisión, memoria anexa), *Clean ground* (tierra limpia), *Clean power* (potencia limpia), *Dirty ground* (tierra sucia), *Dirty power* (potencia sucia), *Glitch* (falla o mal funcionamiento repentino del equipo, frecuentemente temporal), *Outage* (salida, parada, indisponibilidad), *Interruption* (interrupción), *Power surge* (impulso de potencia), *Raw power* (potencia sin procesar), *Spike* (pico, surge), *Surge* (oleada, aumento, impulso, sobrevoltaje transitorio), *Wink* (parpadeo).

Tiempo de recuperación (recovery time). Intervalo requerido para que un voltaje o una corriente regrese a un valor dentro de las especificaciones, después de cambios en la carga o en la línea.

Tolerancia (tolerance). Variación permitida alrededor del valor nominal.

Transitorio (transient). Disturbio subcíclico en la forma de onda de CA evidenciado por una discontinuidad breve, muy rápida, de la forma de onda. Puede ser de la misma polaridad o de polaridad opuesta a la forma de onda nominal. Los transitorios ocurren cuando existe un cambio repentino en el voltaje o en la corriente en un sistema de potencia. De manera general, los transitorios pueden ser clasificados en dos categorías: *transitorios impulsivos* y *transitorios oscilatorios*. Estos términos reflejan la forma de onda de un voltaje o de una corriente transitoria.

Transitorio impulsivo (impulsive transient). Un cambio repentino a frecuencia diferente de potencia (diferente de 60 Hz) en la condición de estado estacionario de un voltaje o de una corriente que es unidireccional en polaridad (predominantemente positivo o negativo).

Transitorio oscilatorio (oscillatory transient). Un cambio repentino a frecuencia diferente de la de potencia (diferente de 60 Hz) en la condición de estado estacionario del voltaje, la corriente, o en ambos, que incluye valores de polaridad positiva y negativa.

Variación (variation). Desviación pequeña del valor nominal.

Voltaje de alimentación (supply voltage). Valor RMS del voltaje en un tiempo dado en las terminales de alimentación, medido a través de un intervalo de tiempo dado.

Voltaje de alimentación declarado (Declared supply voltage). Es normalmente el voltaje nominal del sistema. Si por acuerdo entre el suministrador y el cliente se aplica a las terminales de alimentación un voltaje diferente al voltaje nominal, entonces este voltaje es el voltaje de alimentación declarado.

Voltaje nominal de un sistema (nominal voltage). Voltaje para el cual un sistema es diseñado o identificado y al cual se refieren ciertas características de operación.

1.2 Importancia de la calidad de la energía eléctrica

El término calidad de la energía eléctrica se refiere a una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan al voltaje y a la corriente en un tiempo dado y en una localidad específica del sistema eléctrico de potencia.

1.2.1 Fenómenos electromagnéticos

La IEC (International Electrotechnique Commission o Comisión Electrotécnica Internacional) clasifica los fenómenos electromagnéticos en los grupos mostrados en la tabla 1.1.

En América se han adicionado algunos términos a la terminología IEC:

- El término **sag** (depresión) se usa como sinónimo del término IEC **dip** (depresión)
- La categoría **variaciones de corta duración** se usa para referirse a las depresiones de voltaje (sags) y a las interrupciones cortas.
- El término **swell** (elevación) se introduce como inverso al término **sag** (depresión).
- La categoría **variación de larga duración** ha sido adicionada para cubrir los límites especificados en el Estándar ANSI C84.1.
- La categoría **ruido** (noise) ha sido adicionada para tratar con los fenómenos conducidos de banda ancha.
- La categoría **distorsión de la forma de onda** se usa para contener a las armónicas, interarmónicas, fenómenos de corriente directa en redes de corriente alterna y el fenómeno conocido como **notching** (muescas en el voltaje).

La tabla 1.2 muestra la categorización de los fenómenos electromagnéticos usada por la comunidad de calidad de la potencia eléctrica. Los fenómenos listados en la tabla pueden ser descritos además listando los atributos apropiados. Para fenómenos en estado estacionario los siguientes atributos pueden usarse:

- Amplitud
- Frecuencia
- Espectro
- Modulación

- Impedancia fuente
- Profundidad de la muesca (notch depth)
- Área de la muesca (notch area)

Tabla 1.1 Fenómenos principales que originan disturbios electromagnéticos. Clasificación de la IEC.

Fenómenos conducidos de baja frecuencia Armónicas (harmonics), Interarmónicas (interharmonics) Sistemas de señalización (Onda portadora por línea de alta tensión <OPLAT> <Carrier>) Fluctuaciones de voltaje (flicker) Depresiones (dips) e interrupciones de voltaje (interruptions) Desbalance de voltaje (voltage unbalance or voltage imbalance) Variaciones de la frecuencia Voltajes inducidos de baja frecuencia Corriente directa en redes de alterna
Fenómenos radiados de baja frecuencia Campos magnéticos Campos eléctricos
Fenómenos conducidos de alta frecuencia Voltajes o corrientes inducidos de onda continua (CW) Transitorios unidireccionales Transitorios oscilatorios
Fenómenos radiados de alta frecuencia Campos magnéticos Campos eléctricos Campos electromagnéticos Ondas continuas Transitorios
Fenómenos de descarga electrostática (Electrostatic discharge <ESD>)
Pulso electromagnético nuclear (NEMP)

Para fenómenos que no caen en la categoría de fenómenos en estado estacionario, otros atributos pueden ser necesarios:

- Razón de elevación (rate of rise)

Tabla 1.2 Categorías y características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia (Estándar IEEE 1159 - 1995).

<i>Categorías</i>	<i>Contenido espectral típico</i>	<i>Duración típica</i>	<i>Magnitud de voltaje típica</i>
1.0 Transitorios			
1.1 Impulsivos			
1.1.1 Nanosegundos	5 ns de elevación	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundos	1 μ s de elevación	50 ns - 1 ms	
1.1.3 Milisegundos	0.1 ms de elevación	> 1 ms	
1.2 Oscilatorios			
1.2.1 Baja Frecuencia	< 5 kHz	0.3 - 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Frecuencia Media	5 - 500 kHz	20 μ s	0 - 8 pu
1.2.3 Alta Frecuencia	0.5 - 5MHz	5 μ s	0 - 4 pu
2.0 Variaciones de Corta duración			
2.1 Instantáneas			
2.1.1 Interrupción		0.5 - 30 ciclos	< 0.1 pu
2.1.2 Sag (dip)		0.5 - 30 ciclos	0.1 - 0.9 pu
2.1.3 Swell		0.5 - 30 ciclos	1.1 - 1.8 pu
2.2 Momentáneas			
2.2.1 Interrupción		30 ciclos – 3 s	< 0.1 pu
2.2.2 Sag (dip)		30 ciclos – 3 s	0.1 - 0.9 pu
2.2.3 Swell		30 ciclos – 3 s	1.1 - 1.4 pu
2.3 Temporal			
2.3.1 Interrupción		3 seg - 1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Sag (dip)		3 seg - 1 min	0.1 - 0.9 pu
2.3.3 Swell		3 seg - 1 min	1.1 - 1.2 pu
3.0 Variaciones de larga duración			
3.1 Interrupción, sostenida		> 1 min	0.0 pu
3.2 Bajos voltajes		> 1 min	0.8 - 0.9 pu
3.3 Sobrevoltajes		> 1 min	1.1 - 1.2 pu
4.0 Desbalance en el voltaje		Estado Estable	0.5 - 2%
5.0 Distorsión de la forma de Onda			
5.1 Componente de directa (DC offset)		Estado Estable	0 - 0.1%
5.2 Armónicas	De la armónica 0 a la armónica 100	Estado Estable	0 - 20%
5.3 Interarmónicas	0 - 6 kHz	Estado Estable	0 - 2%
5.4 Muecas en el voltaje (notching)		Estado Estable	
5.5 Ruido	Banda ancha	Estado Estable	0 - 1%
6.0 Fluctuaciones de Voltaje	< 25 Hz	Intermitente	0.1 - 7%
7.0 Variaciones de la frecuencia		< 10s	

- Amplitud
- Duración
- Espectro
- Frecuencia
- Razón de ocurrencia (rate of occurrence)
- Potencial de energía
- Impedancia fuente

Esta categorización se realiza en función de las componentes de la frecuencia (contenido espectral) que aparecen en las señales de voltaje durante el fenómeno, la duración del fenómeno y la magnitud típica del voltaje. Estos fenómenos son originados principalmente por:

- a) Factores externos al sistema de potencia. Por ejemplo, los rayos originan transitorios impulsivos de gran magnitud.
- b) Maniobras (acciones de conmutación <switcheo>) en el sistema. Un ejemplo típico es el switcheo de capacitores que origina transitorios oscilatorios.
- c) Fallas, que pueden ser originadas, por ejemplo, por descargas atmosféricas sobre líneas aéreas o por falla de aislamiento en cables. Las depresiones de voltaje (sags o dips) y las interrupciones son fenómenos relacionados con fallas (figuras 1.15 y 1.16).
- d) Cargas que usan electrónica de potencia e introducen armónicas a la red.

Para algunos de los eventos relacionados con las clases de la tabla 1.1, los equipos de protección operarán. En el caso de una falla (cortocircuito), el sistema de protección aislará la parte de la red donde ocurre la falla. El sistema de protección se diseña para responder en un tiempo corto y eliminar el riesgo tanto para el sistema como para los consumidores (las altas corrientes originadas por la falla son una amenaza para los elementos del sistema y las depresiones de voltaje resultantes podrían originar problemas a ciertas cargas).

En el caso de transitorios de gran magnitud (originados por descargas atmosféricas o por maniobras), se usa equipo de protección contra sobrevoltajes (por ejemplo apartarrayos) para evitar daño a los elementos del sistema. Sin embargo, para otros eventos no se espera que operen equipos de protección. Por ejemplo, la entrada en operación de motores de inducción

grandes puede originar un incremento en la corriente y una depresión en el voltaje, pero normalmente los sistemas de protección no toman ninguna acción.

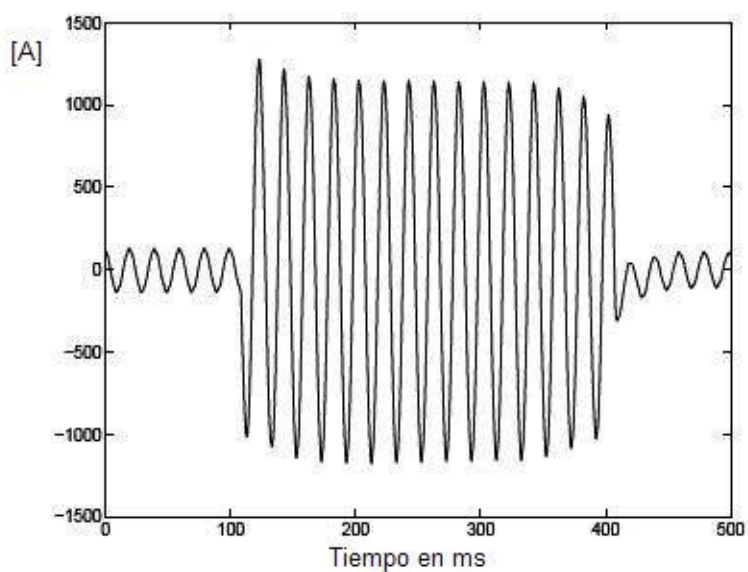


Fig. 1.15 Corriente medida durante una falla

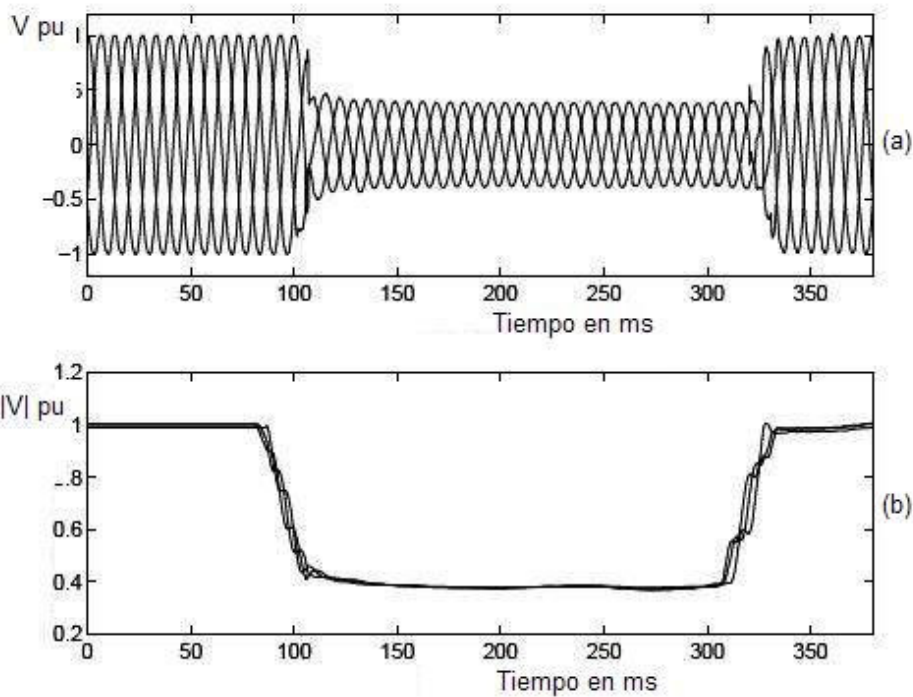


Fig. 1.16 Depresión de voltaje (sag) debida a una falla trifásica simétrica
 (a) Forma de onda de los voltajes
 (b) Magnitud de los voltajes

El ruido y los transitorios impulsivos pueden ocasionar mal funcionamiento en cargas con circuitos electrónicos, especialmente equipo de cómputo. Tanto las variaciones rápidas (depresiones <sags> y elevaciones <swells>) como las variaciones de larga duración (sobrevoltajes y bajos voltajes) pueden ocasionar mal funcionamiento si se sobrepasan los límites alto o bajo del voltaje. No siempre se ocasiona mal funcionamiento por variación del voltaje, si la magnitud y la duración del disturbio son pequeñas no se causa mal desempeño.

El nivel de susceptibilidad a los disturbios en el voltaje de alimentación en los equipos de cómputo es difícil de medir. Así, los fabricantes de estos equipos generaron una gráfica que indica los niveles de tolerancia a variaciones de voltaje de los mismos (curva CBEMA, figura 1.17). Esta curva se modificó en el año 2000 y es conocida actualmente como curva ITIC (CBEMA) y una versión modificada de la curva ITIC (Figs. 1.19 y 2.18) ha sido estandarizada por la ANSI como IEEE 446 (figura 1.18).

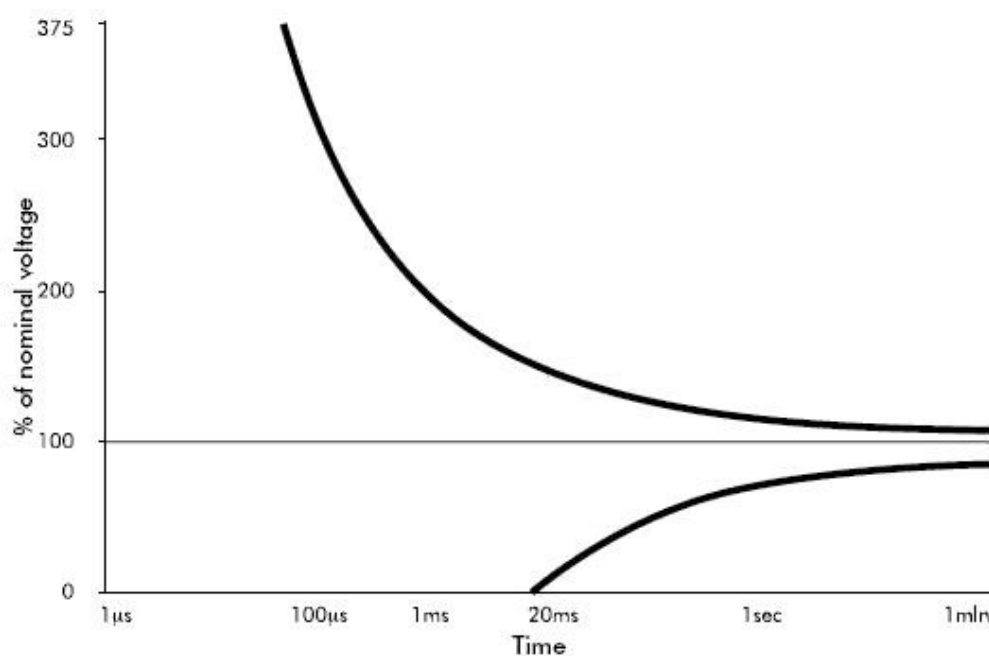


Fig. 1.17 Curva CBEMA

La duración de un evento es graficada contra el voltaje expresado en porcentaje del voltaje de alimentación nominal y las curvas definen la envolvente dentro de la cual el equipo debería continuar funcionando sin interrupción o pérdida de datos. En cuanto a las depresiones de voltaje, es la línea límite inferior que es de interés.

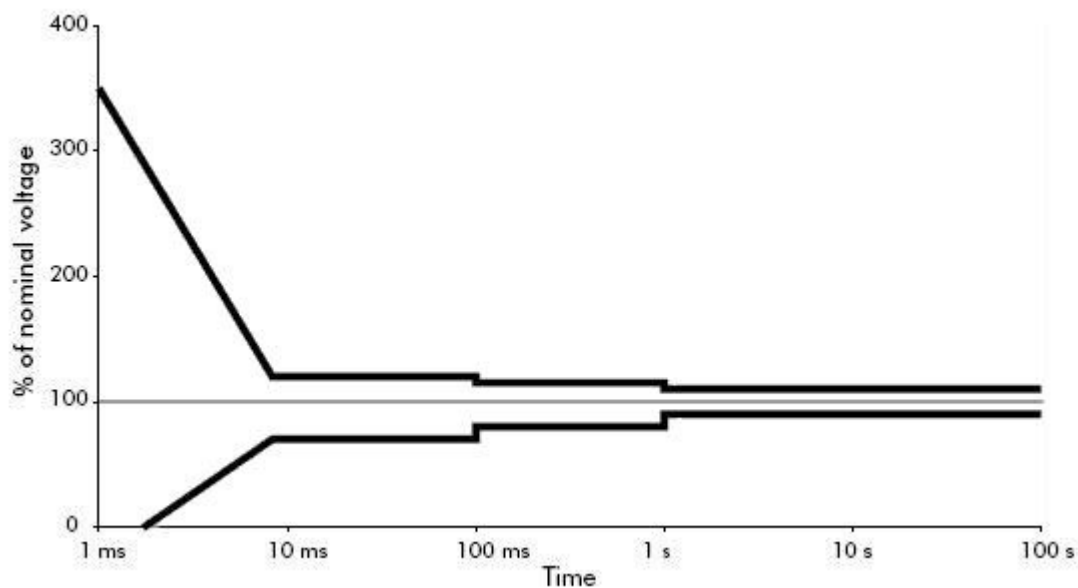


Fig. 1.18 Curva ANSI – IEEE 446

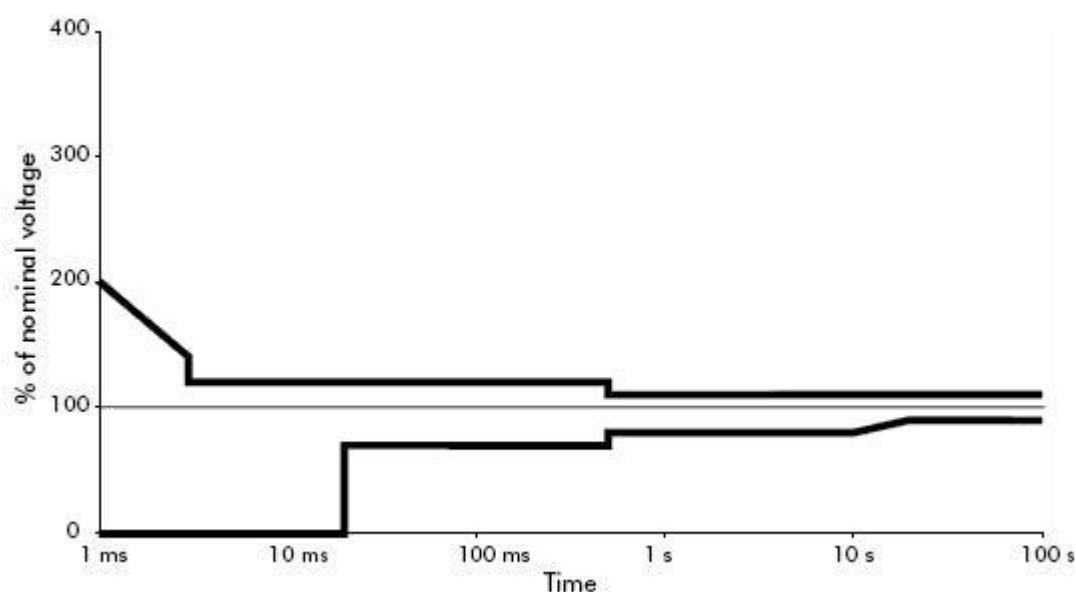


Fig. 1.19 Curva ITIC (curva CBEMA revisada en el año 2000).

Así, la medición y el análisis de la potencia eléctrica son de gran importancia tanto para el proveedor de energía eléctrica como para el usuario. El proveedor de electricidad entiende esto como la carga de penalidades para altas demandas (demanda mayor a la máxima contratada), malos factores de potencia (factor de potencia menor al factor de potencia límite) y algunas veces distorsión en la forma de onda (pureza de la forma de onda). Los usuarios de la energía

eléctrica por su parte la entienden como el suministro de energía dentro de los parámetros contractuales, es decir, amplitud y frecuencia determinada, con un porcentaje de error que no afecte sus instalaciones y que cubra por entero sus requerimientos en cuanto a cantidad.

En lo fundamental, el voltaje ideal es una senoide de amplitud y frecuencia constante. Sin embargo, en la práctica esta situación no existe, necesitamos de la capacidad de medir y calcular, predecir y comparar la imperfección de varios sistemas y establecer límites aceptables en varias aplicaciones.

1.2.2 Conceptos de calidad de la energía eléctrica

De acuerdo con el Estándar IEEE 1100 – 2005 (Pág. 10), se entiende por *calidad de la potencia eléctrica* (power quality):

el concepto de alimentar y poner a tierra equipo electrónico de manera que sea adecuado para la operación de dicho equipo y compatible con el sistema de alambrado del local y con otro equipo conectado.

Esta definición es demasiado corta en cuanto a tipos de dispositivos a cubrir, ya que sólo contempla equipo electrónico. Todos los dispositivos eléctricos pueden fallar o funcionar mal cuando se exponen a uno o más problemas de calidad de la potencia. El dispositivo podría ser un motor eléctrico, un transformador, un generador, una computadora, una impresora, equipo de comunicación o cualquier equipo casero.

En Sankaran (2002, Pág. 1) se lee:

Calidad de la potencia es un conjunto de límites eléctricos que permiten a una pieza de equipo funcionar de la manera pretendida sin pérdida significativa de funcionamiento o de vida esperada.

Esta definición abarca dos cosas demandadas de un dispositivo eléctrico: funcionamiento y vida esperada. Cualquier problema relacionado con la potencia que comprometa alguno de los dos atributos es un *problema de calidad de la potencia eléctrica*.

Para Enriquez Harper (2004, pág. 21), *calidad de la energía eléctrica* se puede definir como:

“una ausencia de interrupciones, sobretensiones, deformaciones producidas por armónicas en la red y variaciones de voltaje rms suministrado al usuario [...] el objetivo de la calidad de la energía es encontrar caminos efectivos para corregir los disturbios y variaciones de voltaje en el lado del usuario y proponer soluciones para corregir las fallas que se presentan en el lado del sistema de las compañías suministradoras de energía eléctrica ...”.

El término calidad de la energía eléctrica se usa en varios países, entre ellos México, varios países latinoamericanos, Brasil, Rusia, China, Italia, Portugal, Polonia, Rumania, los Emiratos Árabes.

En Dugan y otros (2004) se encuentra que un problema de calidad de la potencia eléctrica es (Pág. 3):

cualquier problema de potencia manifestado en desviaciones de voltaje, corriente o frecuencia que resultan en falla o en mal funcionamiento del equipo del consumidor.

De aquí se puede derivar la ecuación de calidad de la potencia:

Disturbio eléctrico + Trayectoria + Equipo vulnerable = Problema de calidad de la potencia

También en Dugan y otros (2004, Pág. 5) se establece que la calidad del suministro es igual a la calidad en el voltaje de alimentación, de manera que un voltaje de buena calidad estará caracterizado por:

- valor RMS del voltaje constante (voltaje nominal),
- frecuencia constante (frecuencia nominal),
- poca distorsión armónica,
- no tiene ruido,
- no presenta muescas y/o transitorios y
- en el caso de voltajes trifásicos no existe desbalance.

El porqué se toma la calidad del voltaje como sinónimo de la calidad del suministro es que en el sistema de alimentación sólo se puede controlar la calidad del voltaje, no se tiene control

sobre las corrientes que las cargas particulares puedan extraer, en consecuencia, los estándares en el área de calidad de la energía eléctrica están dedicados a mantener el voltaje de alimentación dentro de ciertos límites.

Los sistemas eléctricos de potencia de CA se diseñan para operar con voltajes sinusoidales a una amplitud y una frecuencia dadas. Cualquier desviación significativa en la magnitud, frecuencia o pureza de la forma de onda es un problema potencial de calidad de la energía eléctrica.

Naturalmente, existe siempre una relación cercana entre voltaje y corriente en cualquier sistema de potencia práctico. Aunque los generadores suministren un voltaje sinusoidal perfecto, la corriente pasando a través de la impedancia del sistema puede causar una serie de disturbios, entre los que se encuentran:

- La corriente resultante de un cortocircuito, la que origina que el voltaje disminuya o que desaparezca completamente.
- Las corrientes debidas a descargas atmosféricas, las que producen impulsos de voltaje de gran magnitud que frecuentemente flamean los aisladores y llevan a otros fenómenos, por ejemplo cortocircuitos.
- Las corrientes distorsionadas por cargas productoras de armónicas, las que distorsionan también el voltaje al pasar a través de las impedancias del sistema. Así, para otros usuarios se presenta un voltaje distorsionado.

La razón última del porqué es importante la calidad de la energía eléctrica es el valor económico. Existen impactos económicos sobre las compañías suministradoras, los consumidores, y los suministradores de equipos.

1.2.3 Costos de la calidad de la energía eléctrica

La calidad de la energía eléctrica puede tener un impacto económico directo especialmente en consumidores industriales y comerciales, debido a la proliferación de equipo energéticamente eficiente, controlado electrónicamente, que es más sensitivo a desviaciones en el voltaje de alimentación de lo que eran sus predecesores electromecánicos.

Los consumidores en un sistema eléctrico de potencia son clasificados como industriales, comerciales y residenciales. Aún cuando hay diversas tarifas dependiendo de aspectos tales como nivel de potencia, nivel de voltaje, etc., los pagos por consumo de energía eléctrica han consistido tradicionalmente de tres componentes principales: un cargo por servicio, el cargo por energía (kWh) y el cargo por potencia (kW).

De acuerdo con Lee y Heydt (2003, Pág. 3) bajo *acceso abierto* el cargo por el servicio eléctrico se compone de dos elementos mayores: *servicios competitivos* (competitive services) y *servicios de reparto* (delivery services). Un suministrador competitivo seleccionado por el consumidor puede suministrar los servicios competitivos en un ambiente desregulado (liberalizado). El servicio de reparto es proporcionado a tasas reguladas. La tabla 1.3 muestra un ejemplo de cargos para un consumidor residencial en los Estados Unidos de América.

Tabla 1.3 Ejemplo representativo de los contenidos y costos mensuales de los servicios eléctricos para un consumidor residencial en EUA

	Elemento	Costo (%)
<i>Servicios competitivos</i>	Generación de electricidad (incluidos impuestos por ventas)	33.2
	Servicios de transmisión y auxiliares	5.7
	Medidor	2.5
	Lectura del medidor	1.1
	Factura	0.8
	<i>Servicios competitivos. Total</i>	<i>43.3</i>
<i>Servicios de reparto (regulados)</i>	Cargo servicio básico	1.9
	Reparto distribución	43.0
	Beneficios del sistema	1.2
	Cargo de transición competitiva	6.9
	Recargo ambiental	0.2
	Tasación regulatoria	0.1
	Impuesto a las ventas	3.4
	<i>Servicios de reparto. Total</i>	<i>56.7</i>
	<i>Servicios competitivos y de Reparto. Total</i>	<i>100</i>

El cargo por servicios (cargo total) consiste del costo de generación, transmisión y distribución de energía eléctrica, medición, facturación y otros cargos de servicio. La porción mayor de la factura ejemplo corresponde al servicio de distribución (43.0%), el cual consiste del costo del equipo de distribución para repartir la electricidad a los hogares o negocios, incluyendo líneas,

postes, transformadores y subestaciones. El cargo por distribución es mayor que el costo de producción de la energía eléctrica (generación de la electricidad: 33.2%). No existen puntos específicos relacionados con la calidad de la potencia.

El costo por interrupciones y otros eventos de calidad de la potencia ha sido estimado por diversos organismos e investigadores. El cálculo de este costo es altamente variable porque no existe una metodología clara: el costo puede ser el de las interrupciones y pérdidas industriales; o el costo del equipo para mantener la calidad de la potencia; o el costo de la ingeniería (especialmente en el sector distribución). Las pérdidas actuales de potencia pueden incluirse también (por ejemplo, pérdidas de potencia activa en transformadores de distribución debido a armónicas). Las pérdidas económicas directas por interrupciones en el servicio y la calidad inadecuada de la potencia pueden ser vistas como los resultados de inversiones inadecuadas. O estas pérdidas económicas directas pueden verse como el resultado de falla en el consumidor para pagar por la calidad de la potencia requerida. Para complicar más el cálculo, dependiendo del punto de vista de cada persona, los costos de la calidad de la potencia pueden ser bajo-especificados o sobre-especificados.

Una cuestión básica al fijar tarifas en el sistema de distribución, es que parece no haber un mecanismo real para tomar en cuenta la calidad de la energía y establecer sus costos. El actual sistema de facturación debería reflejar el componente de la calidad de la potencia por compensar debido a pérdidas económicas. Las pérdidas económicas incluyen (Lee y Heydt, 2003, Pág. 4):

- Las pérdidas reales de producción industrial.
- Los costos del equipo para mantener un nivel especificado de calidad de la potencia.
- Las pérdidas de los negocios debidas a interrupciones en sectores comerciales tales como servicios financieros.
- La pérdida de información por interrupciones en negocios de tecnología de la información.
- La pérdida de ingresos a las compañías suministradoras.
- Las molestias por interrupciones en el sector residencial.

Estas pérdidas necesitan ser tomadas en cuenta adecuadamente entre suministrador y cliente. El sistema de potencia debe ser planeado y operado con índices especificados de calidad de la energía, especialmente para consumidores sensitivos a la calidad de la potencia tales como fabricantes de semiconductores.

En la página web: [Una introducción a la calidad de la potencia] A Power Quality Primer (www.copper.org/applications/electrical/pq/primer.html), se menciona que el costo total para los negocios de EUA por pérdida de productividad atribuible a falla de los equipos de cómputo, cálculos erróneos y tiempos no productivos se estima en alrededor de 15,000 a 30,000 millones de dólares por año. Una encuesta realizada por E-Source (Howe, 1997) indicó que, aún cuando la mayoría de los encuestados no calcularon el costo de sus pérdidas anuales por problemas de calidad de la potencia, alrededor de un tercio de aquellos que sí lo hicieron reportaron una cifra que excedía un millón de dólares por año.

Después del apagón masivo del noreste de los Estados Unidos de América y Canadá los días 14 y 15 de agosto de 2003, el sistema eléctrico de los EUA fue llamado anticuado y comparado a un sistema de nación del tercer mundo. Fuentes industriales sugirieron que para modernizarlo se necesitarían inversiones en el orden de 50,000 millones de dólares a 100,000 millones de dólares. Aún cuando esta cantidad parece muy grande, una pregunta importante sería ¿cuánto cuesta a los consumidores de energía eléctrica de los EUA las interrupciones y los eventos de calidad de la potencia? Las estimaciones varían desde 26,000 millones de dólares por año por el Energy Power Research Institute (EPRI) en la década de 1990, hasta 400,000 millones de dólares por año por el Departamento de Energía (DOE) de los EUA en el mismo periodo.

LaCommere y Eto (2004, Pág. xi) estiman que el costo nacional en EUA por interrupciones de energía eléctrica (no incluyen el costo por otros eventos de calidad de la potencia) es de aproximadamente 79,000 millones de dólares por año, distribuido de la siguiente manera:

- Consumidores comerciales: 56,800 millones de dólares (72%)
- Consumidores industriales: 20,400 millones de dólares (26%)
- Consumidores residenciales: 1,500 millones de dólares (2%)

Con relación al tipo de interrupción, LaCommere y Eto estiman que el mayor costo está asociado con interrupciones momentáneas de menos de cinco minutos (más frecuentes): 52,300 millones de dólares por año (67%) contra 26,300 millones de dólares por año (33%) debido a interrupciones sostenidas de 5 minutos o más (obra citada, Pág. xii); es decir, el costo es llevado por la frecuencia más que por la duración de las interrupciones.

1.3 Procedimiento de evaluación de la calidad de la energía eléctrica

Los problemas de calidad de la energía eléctrica abarcan un rango amplio de fenómenos diferentes, como se muestra en la tabla 1.2. Cada fenómeno puede tener diferentes causas y diferentes soluciones, que pueden ser usadas para mejorar la calidad de la energía y el funcionamiento del equipo. Sin embargo, es útil revisar los pasos generales asociados con la investigación de muchos de estos problemas, especialmente si los pasos pueden involucrar la interacción entre el sistema de suministro de energía y las instalaciones del consumidor.

A continuación se muestran algunos pasos generales que frecuentemente se requieren al realizar una investigación de calidad de la energía eléctrica (Dugan y otros, Pág. 8):

1. Identificación de la categoría del problema.
 - Regulación / Desbalance del voltaje
 - Depresiones / Interrupciones del voltaje
 - Parpadeo
 - Transitorios
 - Distorsión armónica
2. Caracterización del problema.
 - Mediciones / Recolección de datos
 - Causas
 - Características
 - Impactos en el equipo
3. Identificación del rango de soluciones.
 - En el sistema de transmisión de la compañía suministradora
 - En el sistema de distribución de la compañía suministradora

- En la interfase con el consumidor
 - En el sistema del consumidor
 - En el diseño / especificaciones del equipo
4. Evaluación de las soluciones.
- Procedimientos de modelación y análisis
 - Evaluar alternativas técnicas
5. Encontrar la solución óptima.
- Evaluación económica de las soluciones posibles

El procedimiento general también debe considerar si la evaluación involucra un problema existente o uno que podría resultar de un diseño nuevo o de cambios propuestos al sistema.

Las mediciones juegan un papel importante en casi cualquier problema de calidad de la energía eléctrica, ya que constituyen el principal método de caracterizar el problema o el sistema que está siendo evaluado. Al tomar las mediciones, es importante registrar los impactos de las variaciones de la calidad de la potencia, al mismo tiempo que los problemas se puedan correlacionar con las causas posibles.

Las soluciones necesitan ser evaluadas usando una aproximación de sistema, y considerarse tanto las limitaciones técnicas como las económicas. Las soluciones que no son técnicamente viables se desechan y el resto de las alternativas se comparan sobre una base económica. La solución óptima dependerá del tipo de problema, del número de usuarios afectados y de las posibles soluciones.

1.4 Variaciones de larga y corta duración en el voltaje

Las variaciones de larga duración comprenden desviaciones del valor RMS a frecuencia de potencia (60 Hz) por un tiempo mayor a 1 minuto. El estándar ANSI C84.1, por ejemplo, especifica las tolerancias esperadas para voltajes en estado estacionario, las cuales son de 0.9 pu mínimo y 1.1 pu máximo. Una variación de voltaje es así considerada como de larga duración cuando los límites ANSI son excedidos por más de un minuto. Las variaciones de

larga duración pueden ser sobrevoltajes (overvoltages) o bajos voltajes (undervoltages), y generalmente son originadas por variaciones en la carga o por acciones de apertura/cierre de interruptores (acciones de switcheo). Es común que estas variaciones se muestren mediante gráficas del valor RMS del voltaje contra el tiempo.

Las variaciones de voltaje de corta duración son originadas por condiciones de falla, usualmente cortocircuitos en el sistema. Cada tipo de variación puede ser designada como instantánea, momentánea o temporal, dependiendo de la duración de la variación de acuerdo con lo mostrado en la tabla 1.2.

1.4.1 Transitorio impulsivo de voltaje

Es un disturbio en el voltaje de alimentación que dura menos de medio ciclo y que inicialmente tiene la misma polaridad que el voltaje normal, de tal manera que el disturbio se suma a la forma de onda nominal. Los transitorios son ocasionados por maniobras con interruptores y por descargas atmosféricas.

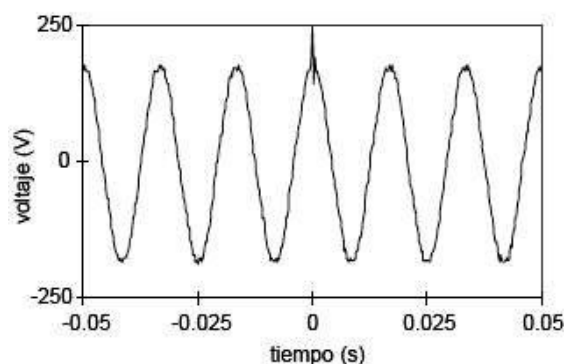


Fig. 1.20 Impulso transitorio de voltaje

1.4.2 Muesca, hendidura

Una muesca es un disturbio transitorio en el voltaje de alimentación que dura menos de medio ciclo y que, inicialmente, tiene polaridad opuesta al voltaje normal, de tal manera que el disturbio se resta a la forma de onda nominal.

Las muescas en el voltaje o “notches” son ocasionadas por cortocircuitos entre fases debido a la conmutación de diodos y de tiristores (SCR) en rectificadores trifásicos. Cuando un tiristor se debe encender y el de otra fase se debe apagar hay un corto tiempo (menor a 1 ms) en el cual los dos conducen y se ocasiona el cortocircuito entre fases, el cual resulta en una reducción del voltaje de alimentación.

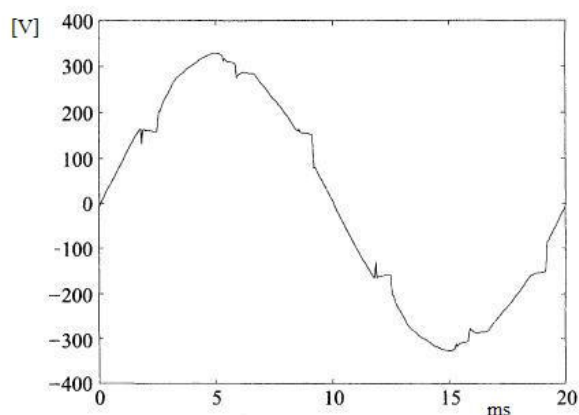


Fig. 1.21 Muecas (notches) en el voltaje

1.4.3 Distorsión en el voltaje

Los equipos electrónicos modernos demandan la corriente en forma discontinua, este tipo de cargas son no lineales. La caída de tensión que esta corriente produce en el sistema de alimentación puede ocasionar que el voltaje se distorsione. La mayoría de los equipos de cómputo toleran una distorsión de alrededor del 5%.

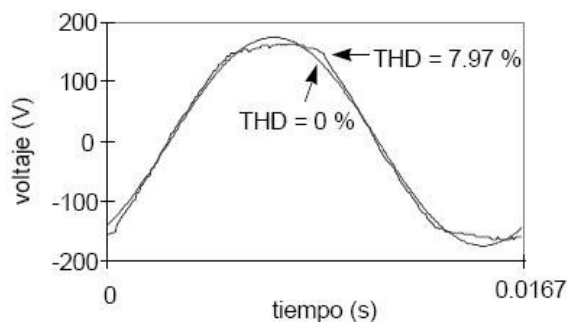


Fig. 1.22 Voltaje con distorsión armónica del 7.97%

1.4.4 Reducciones y aumentos temporales en el voltaje

En esta categoría se tienen las depresiones del voltaje, las elevaciones del voltaje, los sobrevoltajes y los voltajes bajos.

Depresión (Sag o dip). Reducción momentánea del valor RMS del voltaje o de la corriente de CA (a entre 0.1 pu y 0.9 pu) a la frecuencia de potencia con duración entre medio ciclo (8.33 ms) y un minuto (IEEE, 1999, Pág. 25).

- El voltaje puede caer por debajo del nivel normal por varios ciclos y hacer que las cargas críticas salgan de operación.
- Con equipo controlado electrónicamente, un voltaje por debajo del 20% del valor normal resultará en salida de operación.

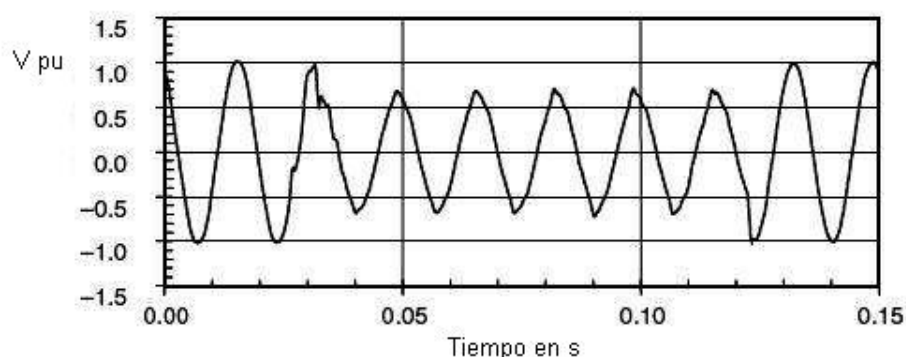


Fig. 1.23 Depresión temporal del voltaje (voltaje sag)

Elevación (Swell). Aumento momentáneo del valor RMS del voltaje o de la corriente de CA (entre 1.1 pu y 1.8 pu) a la frecuencia de potencia con duración entre medio ciclo (8.33 ms) y 1 minuto (figura 1.24).

Bajo voltaje (undervoltage). Reducción del valor RMS del voltaje de alimentación a menos del 90% del voltaje nominal de CA a frecuencia de potencia con duración de más de un minuto. El *undervoltage* difiere del *sag* sólo en que dura más.

Sobrevoltaje (overvoltage). Aumento en el valor RMS del voltaje de alimentación (mayor al 110% del voltaje nominal) de CA a frecuencia de potencia con duración de más de un minuto.

El *overvoltage* difiere del *swell* sólo en que dura más. Los sobrevoltajes y los bajos voltajes son variaciones de larga duración y generalmente no son el resultado de fallas en el sistema, es común que se produzcan por variaciones en la carga y por operaciones de conmutación (switcheo) en el sistema.

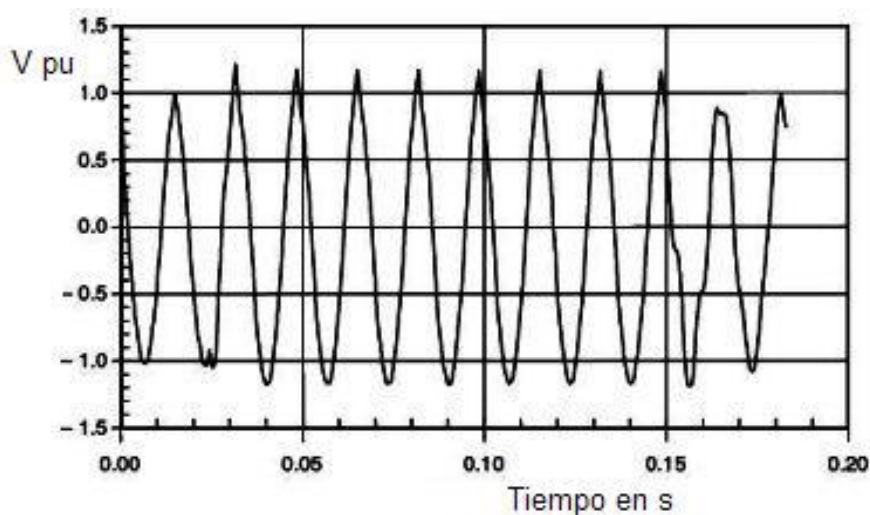


Fig. 1.24 Aumento temporal del voltaje (voltage swell)

1.4.5 Interrupción

Una interrupción ocurre cuando el voltaje de alimentación o la corriente de carga disminuyen a menos de 0.1 pu (10% del voltaje nominal). Las interrupciones pueden deberse a fallas (figura 1.25) en el sistema de potencia, fallas en el equipo, o a mal funcionamiento de los controles.

Las interrupciones son medidas por su duración (IEEE, 1999, Pág. 20) y pueden ser instantáneas (entre 0.5 ciclos y 30 ciclos), momentáneas (entre 30 ciclos y 3 segundos), temporales (entre 3 segundos y 1 minuto) o sostenidas (mayores a 1 minuto).

1.4.6 Fluctuaciones del voltaje, parpadeo o "Flicker"

En realidad el término flicker (parpadeo) se refiere al efecto más notorio de las variaciones del voltaje. Cuando el voltaje aplicado a lámparas varía a baja frecuencia, puede ser que la

intensidad luminosa también varíe y por lo tanto las lámparas ‘parpadean’. En algunos casos se aprecia el parpadeo en los monitores de computadoras. Si los cambios en el voltaje son pequeños y ocurren de manera esporádica, el parpadeo no es un problema serio, pero puede ser molesto.

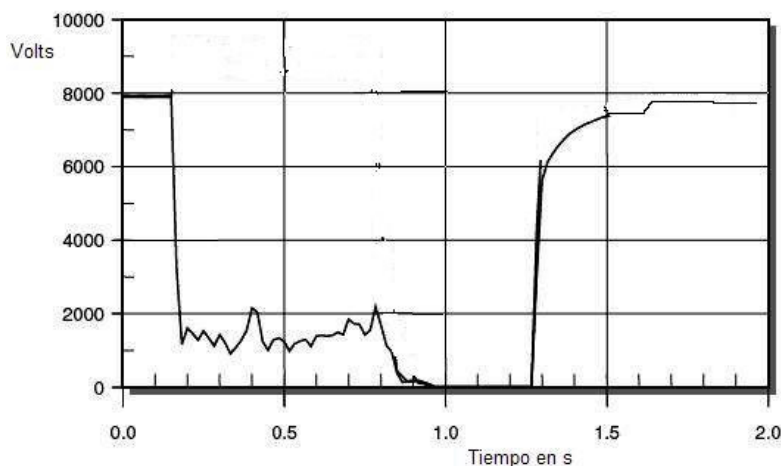


Fig. 1.25 Interrupción momentánea debida a una falla

Típicamente el parpadeo es debido a la energización de cargas que requieren de corrientes grandes en el arranque. Si los arranques son frecuentes o si los requerimientos de corriente de la carga fluctúan rápidamente durante cada ciclo de operación, los efectos del parpadeo pueden ser pronunciados. Ejemplos de cargas que pueden producir parpadeo son elevadores, hornos de arco y soldadoras de arco.

Formalmente las fluctuaciones del voltaje se definen como una serie de cambios en el voltaje o una variación cíclica de la envolvente del voltaje (IEEE, 1999, Pág. 22). Las fluctuaciones del voltaje son variaciones sistemáticas de la envolvente del voltaje o una serie de cambios aleatorios en el voltaje cuya magnitud normalmente no excede los límites especificados.

1.5 Desbalances en el voltaje

Un desbalance en el voltaje es definido algunas veces como la máxima desviación del promedio de los voltajes o de las corrientes trifásicas, dividida por el promedio de los voltajes

o de las corrientes trifásicas y expresado en por ciento. El desbalance es definido de manera más rigurosa en función de las componentes simétricas. La razón de la componente de secuencia negativa o de la componente de secuencia cero a la componente de secuencia positiva puede ser usada para especificar el desbalance en por ciento. Los estándares más recientes especifican que debe usarse el desbalance de secuencia negativa.

La fuente principal de desbalances menores al 2% en el voltaje, es tener cargas monofásicas en un circuito trifásico. El desbalance en el voltaje puede también ser el resultado de que se fundan fusibles en una fase de bancos de capacitores trifásicos. Desbalances mayores al 5% (desbalance severo) pueden resultar de operación monofásica.

1.6 Distorsión de la forma de onda

La distorsión de la forma de onda se define como una distorsión en estado estacionario de una senoide ideal de frecuencia de potencia (60 Hz) caracterizada principalmente por el contenido espectral de la desviación.

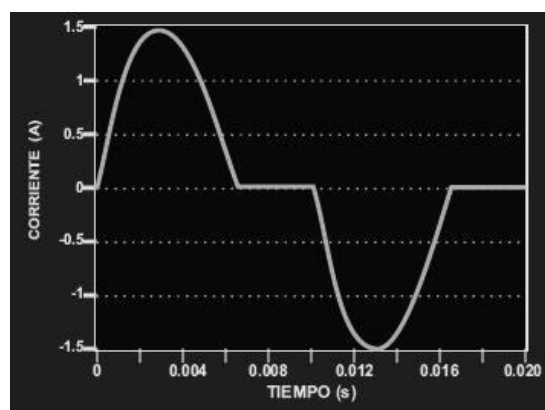


Fig. 1.26 Corriente en una carga RL alimentada a través de una válvula de tiristores conectados en contraparalelo

Existen cinco tipos primarios de distorsión de la forma de onda:

- Offset de CD
- Armónicas
- Interarmónicas

- Muestras (notching)
- Ruido

La presencia de un voltaje de CD o de una corriente de CD en un sistema de CA es llamado *offset de CD*. Esto puede ocurrir por disturbios geomagnéticos o por asimetría de convertidores electrónicos de potencia. La corriente directa en redes de CA puede tener un efecto indeseable al polarizar núcleos de transformadores de manera que se saturan en operación normal. Lo anterior origina mayor calentamiento y disminución de la vida del transformador. La corriente directa también puede originar erosión electrolítica de los electrodos de tierra y otros conectores.

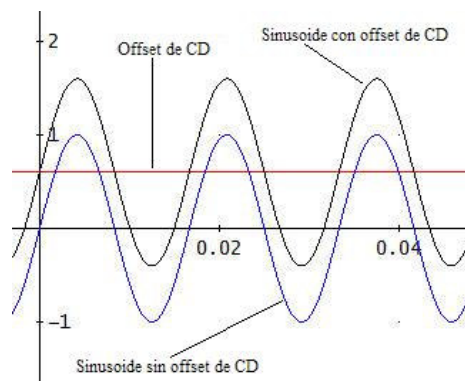


Fig. 1.27 Onda sinusoidal con offset de CD: $f(t) = 0.6 + \text{sen}(377t)$ pu

Las formas de onda periódicamente distorsionadas pueden ser descompuestas en una suma de componentes armónicas. La distorsión armónica se origina por las características no lineales de dispositivos y cargas en el sistema de potencia. De acuerdo con Arrillaga y Watson (2003, Pág. 3), el voltaje de la carga $v_a(t)$ puede ser reemplazado por las tres componentes derivadas de la transformación de Fourier:

$$v_a(t) = v_{a1}(t) + v_{ah}(t) + V_{a0} \quad \dots (1.7)$$

Donde la componente fundamental es igual a:

$$v_{a1}(t) = \sqrt{2} V_{a1} \text{sen}(\omega t + \theta_1) \quad \dots (1.8)$$

El contenido armónico se calcula como:

$$v_{ah}(t) = \sum_{h=2}^n \sqrt{2} V_{ah} \sin(h\omega t + \theta_h) \quad \dots (1.9)$$

Y la componente de CD (offset de CD):

$$V_{a0} = V_{CD} = \frac{1}{T} \int_0^T v_a(t) dt \quad \dots (1.10)$$

Los voltajes o corrientes que tienen componentes de frecuencia que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental son llamados *interarmónicos*. Pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda ancha. Los interarmónicos se pueden encontrar en redes de cualquier nivel de voltaje, siendo las fuentes principales de distorsión de forma de onda interarmónica los convertidores de frecuencia estáticos, los cicloconvertidores, los hornos de inducción y los dispositivos de arco.

La aparición de muescas (**notching**) es un disturbio periódico de voltaje originado por la operación normal de dispositivos de electrónica de potencia cuando la corriente es conmutada de una fase a otra. Dado que este fenómeno ocurre de manera continua, puede ser caracterizado a través del espectro armónico del voltaje afectado, sin embargo, es tratado generalmente como un caso especial.

Un ejemplo de aparición de muescas en el voltaje se tiene en un convertidor trifásico que produce corriente de CD continua (figura 1.28). Las muescas ocurren cuando la corriente conmuta de una fase a otra. Durante este periodo, existe un cortocircuito momentáneo entre dos fases, llevando al voltaje tan cerca de cero como lo permitan las impedancias del sistema.

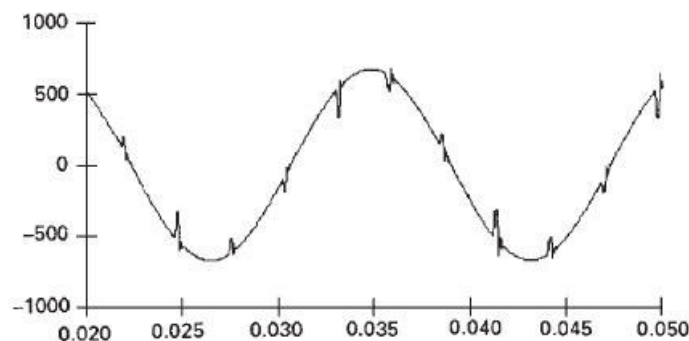


Fig. 1.28 Ejemplo de aparición de muescas en el voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico

El ruido en los sistemas de potencia puede ser causado por dispositivos de electrónica de potencia, circuitos de control, equipos de arco, cargas con rectificadores de estado sólido y fuentes de alimentación conmutadas (switcheadas). Los problemas de ruido son frecuentemente incrementados por la puesta a tierra inadecuada. Básicamente, el ruido consiste de cualquier distorsión no deseada de la señal de potencia que no puede ser clasificada como distorsión armónica o como transitorio. El ruido afecta a dispositivos electrónicos tales como microcomputadoras y controladores programables. El problema puede mitigarse usando filtros, transformadores de aislamiento y algunos acondicionadores de línea.

1.7 Variación de la frecuencia

Las *variaciones de la frecuencia de potencia* se definen (IEEE, 1999, Pág. 15) como la desviación de la frecuencia fundamental del sistema de potencia de su valor nominal especificado (50 Hz o 60 Hz dependiendo del país).

La frecuencia del sistema de potencia está directamente relacionada con la velocidad angular de los generadores que alimentan al sistema. Existen variaciones pequeñas en la frecuencia conforme el balance dinámico entre carga y generación cambia. El tamaño de los cambios en la frecuencia y su duración dependen de las características de la carga y de la respuesta del sistema de control carga-frecuencia de los generadores.

Las variaciones de frecuencia que están fuera de los límites aceptados para operación en estado estacionario normal del sistema, son causadas normalmente por fallas en la red de transmisión que originan la salida de bloques grandes de carga o, menos frecuentemente, la salida de unidades generadoras. En los sistemas de potencia interconectados actuales, son raras las desviaciones de frecuencia significativas, pero cuando ocurren, pueden ser el preámbulo de situaciones catastróficas, usualmente grandes apagones. La figura 1.29 muestra el comportamiento de la salida de potencia activa (MW) y de la frecuencia (Hz) de una unidad generadora grande durante el apagón del 14 de agosto de 2003 en EUA y Canadá. El generador sintió el disturbio a las 16:10:37, y se disparó a las 16:11:47, más de un minuto después (NERC, 2004).

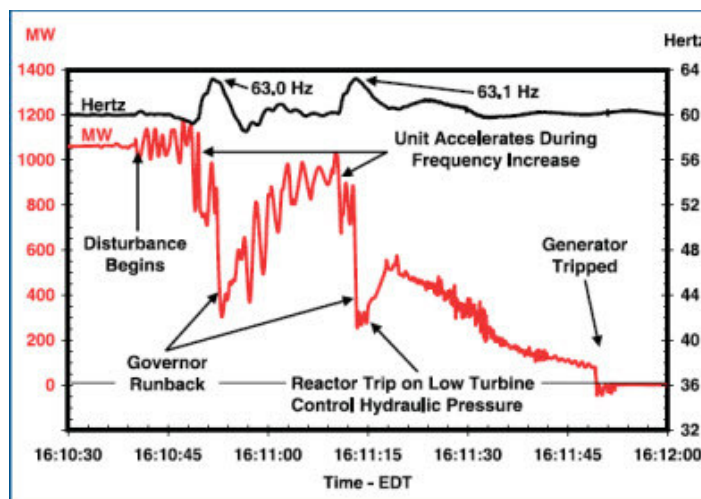


Fig. 1.29 Comportamiento de la potencia activa y de la frecuencia de una unidad generadora grande durante el apagón del 14 de agosto de 2003

Las frecuencias altas tienen generalmente un mayor impacto sobre la vida esperada de las turbinas de centrales térmicas que las frecuencias bajas, mientras que las bajas frecuencias causan daños en los equipos de consumo como motores, bombas, aparatos electrónicos, etc. Los generadores normalmente tienen instalados relevadores de frecuencia para desconectarlos al presentarse eventos que conduzcan a condiciones anormales de frecuencia.

La tabla 1.4 muestra un rango típico de exposición de generadores ante bajas y altas frecuencias para sistemas de 60 Hz (COES, 2005, Pág. 7).

Tabla 1.4 Tiempos máximos típicos de exposición de generadores a frecuencias altas y bajas

Frecuencia (Hz)	Tiempo máximo de exposición (minutos)
59.5 – 60.5	Sin límite
58.5 – 59.5	50
60.5 – 61.5	
57.9 – 58.5	10
61.5 – 62.1	
57.4 – 57.9	2 aproximadamente
62.21 – 62.6	

1.8 ¿Calidad de la potencia eléctrica?

No todos los especialistas usan el término *calidad de la potencia* para describir las interacciones entre el sistema de suministro y la carga. Diversas fuentes usan el término *calidad de la potencia* o *calidad de la energía* con diversos significados, otras fuentes usan una terminología diferente aunque similar como *calidad del suministro* (*quality of supply*), *calidad del consumo* (*quality of consumption*), *calidad del voltaje* (*voltage quality*), *calidad de la corriente* (*current quality*). Lo que tienen en común estos términos es que tratan la interacción entre la compañía suministradora y el consumidor, o en términos técnicos, entre el sistema de potencia y la carga. El tratamiento de esta interacción en sí misma no es nueva, ya que el fin del sistema de potencia ha sido siempre el suministrar energía eléctrica a los consumidores (cargas) dentro de los parámetros establecidos, lo que es relativamente nuevo es el énfasis puesto en esta interacción y el tratamiento de ésta como una área separada de la ingeniería de potencia.

De acuerdo con Bollen (1999, Págs. 5-6):

- *Calidad del voltaje* está relacionado con desviaciones del voltaje de su forma de onda ideal. El voltaje ideal es una onda seno de frecuencia y magnitud constante. La limitación de este término es que sólo cubre aspectos técnicos y además desprecia las distorsiones de la corriente. Este término es de uso común en publicaciones europeas y puede ser interpretado como la calidad del producto entregado por la compañía suministradora al consumidor final (el voltaje).
- *Calidad de la corriente* sería la definición complementaria de la calidad del voltaje. La calidad de la corriente está relacionada con desviaciones de la forma de onda de la corriente de la forma de onda ideal. La corriente ideal es nuevamente una senoide a frecuencia y magnitud constante. Un requerimiento adicional es que esta onda seno esté en fase con el voltaje de alimentación (factor de potencia unitario). Así, donde la calidad del voltaje tiene que ver con el producto que la compañía entrega al consumidor, la calidad de la corriente está relacionada con lo que el consumidor toma de la compañía. Naturalmente, el voltaje y la corriente están fuertemente relacionados y si cualquiera se desvía del ideal, es difícil que el otro permanezca sin desviaciones.

- *Calidad de la potencia* es la combinación de la calidad del voltaje y la calidad de la corriente, no debería entenderse como la calidad del producto del voltaje por la corriente. Esto es, no debería entenderse como las desviaciones de la potencia de una forma de onda ideal. *La calidad de la potencia está relacionada con desviaciones del voltaje y/o de la corriente de sus formas de onda ideales.*
- *Calidad del suministro* o *calidad de la fuente de suministro* (quality of power supply) incluye una parte técnica (calidad del voltaje) más una parte no técnica llamada algunas veces *calidad del servicio*, la cual cubre la interacción entre la compañía suministradora y el consumidor, esto es, la rapidez con la cual la compañía reacciona a las quejas, o la transparencia de la estructura de las tarifas eléctricas. Ésta podría ser una definición útil en tanto no se desee incluir las responsabilidades del consumidor. La palabra *suministro* (*supply*) claramente excluye el involucramiento activo del consumidor.
- *Calidad del consumo* sería el término complementario de la calidad de la alimentación, contendría la calidad de la corriente y otros aspectos relacionados con el consumidor.

Se han dado muchos argumentos acerca de qué término usar, la mayoría de los especialistas usan el término *calidad de la potencia* aunque este término no describa completamente los fenómenos involucrados. El término *calidad de la potencia*, entendido como comprendiendo a las desviaciones del voltaje y/o de la corriente es el más usado y es el mejor término disponible actualmente.

Dentro de la organización en ingeniería eléctrica más importante a nivel mundial que es el IEEE, el término *calidad de la potencia* ha ganado algún estatus oficial a través de diversos estándares. A diferencia, la IEC no usa el término *calidad de la potencia*, en su lugar usa el término *compatibilidad electromagnética* que no es lo mismo que *calidad de la potencia*, pero existe un fuerte traslape entre los dos términos (IEC 61000-1-1):

Compatibilidad electromagnética es la habilidad de un dispositivo, pieza de equipo, equipo o sistema para funcionar satisfactoriamente en su ambiente electromagnético sin introducir disturbios electromagnéticos intolerables a cualquier cosa en ese ambiente.

La compatibilidad electromagnética tiene que ver con la interacción mutua entre el equipo y con la interacción entre el equipo y el suministro. Dentro de la compatibilidad electromagnética se usan dos términos importantes: la *emisión* es la contaminación electromagnética producida por un dispositivo; la *inmunidad* es la habilidad del dispositivo para soportar la contaminación electromagnética. La emisión está relacionada al término calidad de la corriente, la inmunidad al término calidad del voltaje (Bollen, 1999, Pág. 6).

Hacia fines de los años 1990 la IEC comenzó un grupo sobre calidad de la potencia. Este grupo adoptó la siguiente definición de calidad de la potencia (Martzloff, 1997):

Conjunto de parámetros que definen las propiedades del suministro de potencia en la forma en que es entregada al usuario en condiciones de operación normal en términos de continuidad del suministro y de las características del voltaje (simetría, frecuencia, magnitud, forma de onda).

Como puede verse, esta definición no contempla todos los aspectos relacionados con la calidad de la potencia.

Capítulo 2

Interrupciones y variaciones de voltaje

La calidad de la energía (potencia) eléctrica ha sido caracterizada frecuentemente como *limpia* o *sucia*. Energía limpia se asocia con voltaje y corriente sinusoidales sin distorsión, con magnitud y frecuencia constantes. Energía sucia se asocia con potencia que tiene voltaje o corriente sinusoidal distorsionada o bien con voltajes, corrientes o frecuencias fuera de los límites de diseño o de los límites de operación permitidos.

Existen eventos naturales y algunos provocados por los hombres en el sistema de potencia que hacen que la energía limpia se ensucie. Las categorías de *fuentes de calidad de la energía sucia* incluyen eventos en el sistema de potencia como cortocircuitos, desbalances, descargas atmosféricas y acciones de conmutación (switching), cargas no lineales, alambrado deficiente y puesta a tierra no adecuada.

Los expertos en calidad de la energía prefieren no usar el término *energía sucia*, en su lugar usan el término *problemas de calidad de la energía* cuando se refieren a una calidad de la energía pobre. Ejemplos de fuentes comunes de problemas de calidad de la energía eléctrica incluyen descargas atmosféricas, impulsores de velocidad ajustable (ASD), aires acondicionados y compresores, soldadoras de arco, cargadores de baterías, maniobras con interruptores, máquinas copiadoras, impresoras, fuentes de alimentación conmutadas, elevadores, lámparas fluorescentes con balastos electrónicos y conexiones flojas.

2.1 Tipos de problemas de la calidad de la energía eléctrica

La fuente de un problema de la calidad de la energía eléctrica frecuentemente origina un *disturbio* o *variación en la calidad de la energía eléctrica*. El disturbio puede entonces afectar la operación de los equipos del usuario final. Lo anterior puede ser confuso. Para tratar de

evitar la confusión, el ingeniero en calidad de la energía eléctrica separa un problema en tres partes: fuentes (eventos que inician el problema), causas y efectos de la calidad de la energía.

La habilidad para definir y entender los diversos tipos de problemas de la calidad de la energía eléctrica da el conocimiento necesario para prevenirlos y resolverlos. La naturaleza de la variación en las componentes básicas de la onda sinusoidal, esto es, voltaje, corriente y frecuencia, identifica el tipo de problema, siendo las depresiones de voltaje en redes de distribución el tipo más común. A manera de ejemplo, los resultados encontrados en un estudio llevado a cabo en 1976 en Virginia del Norte se muestran en la tabla 2.1, en ese año hubo un promedio de 40 días tormenta por año (Bingham, 2000, Pág. 1).

Tabla 2.1 Causas de depresiones de voltaje en un sistema de distribución

Causa	No. de ocurrencias	Porcentaje
Viento y rayos	37	46%
Falla en el equipo de la compañía	8	10%
Accidente de construcción o de tráfico	8	10%
Animales	5	6%
Ramas de árboles	1	2%
Desconocida	21	26%
Total	80	

Las variaciones de la calidad de la energía eléctrica caen en dos categorías básicas:

1. **Disturbios: Depresiones, elevaciones, interrupciones, transitorios impulsivos y transitorios oscilatorios.** Son medidos disparando sobre una anomalía en el voltaje o en la corriente. Los voltajes transitorios, por ejemplo, pueden ser detectados cuando la magnitud pico excede un umbral especificado. Las variaciones de voltaje eficaz pueden ser detectadas cuando la variación eficaz excede un nivel especificado.
2. **Variaciones de estado estacionario: Sobrevoltajes, bajos voltajes, fluctuaciones del voltaje (flicker), distorsión armónica.** Éstas incluyen las variaciones normales del voltaje eficaz y la distorsión armónica. Estas variaciones deben ser medidas muestreando el voltaje y/o la corriente a través del tiempo. La información es

presentada mejor como una tendencia de la cantidad (por ejemplo, distorsión del voltaje) a través del tiempo y luego analizada usando métodos estadísticos (por ejemplo, nivel de distorsión promedio).

Las fuentes mayores de problemas de calidad de la energía eléctrica pueden ser divididas en dos categorías, dependiendo de la localización de la fuente en relación con el equipo de medición de la energía:

- Una categoría es en el lado del suministro de energía e incluye maniobras de conmutación (switching), fallas en el sistema de potencia y descargas atmosféricas.
- La otra categoría es en el lado del usuario e incluye cargas no lineales, puesta a tierra deficiente, interferencia electromagnética (EMI) y electricidad estática.

A continuación se presentan algunas fuentes de disturbio, efectos y posibles soluciones para algunos problemas de la calidad de la energía eléctrica (Kennedy, 2000, Pág. 34; Melhorn y McGranaghan, 1995, Pág. 1364).

a) Transitorios impulsivos (disturbio transitorio)

Fuentes: Descargas atmosféricas, descargas electrostáticas, entrada/salida (switching) de cargas, conexión/desconexión (switching) de capacitores.

Método de caracterización: Magnitud pico, tiempo de elevación, duración.

Efectos: Destruyen los chips de computadoras y reguladores de televisores.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Apartarrayos, supresores de sobrevoltaje transitorio, filtros, transformadores de aislamiento.

b) Transitorios oscilatorios (disturbio transitorio)

Fuentes: Switching de líneas y/o cables, switching de capacitores, switching de cargas, fallas remotas en el sistema.

Método de caracterización: Formas de onda, magnitud pico, componentes de la frecuencia.

Efectos: Destruyen los chips de computadoras y reguladores de televisores.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Apartarrayos, supresores de sobrevoltaje transitorio, filtros, transformadores de aislamiento.

c) Depresiones (sags) y elevaciones (swells) del voltaje (disturbio RMS)

Fuentes: Fallas remotas en el sistema, sistemas de protección (interruptores, fusibles), mantenimiento.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, magnitud, duración.

Efectos: Sobrecalentamiento de motores, fallos en computadoras, salida de ASD (Impulsores de velocidad ajustable <Adjustable Speed Drives>).

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Transformadores ferroresonantes, tecnologías de almacenamiento de energía, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS).

d) Interrupciones (disturbio RMS)

Fuentes: Protecciones del sistema (interruptores, fusibles), mantenimiento.

Método de caracterización: Duración.

Efectos: Pérdida de producción, salida de operación del equipo.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Tecnologías de almacenamiento de energía, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS), generación de respaldo.

e) Sobrevoltajes / Bajos voltajes (variación de estado estacionario)

Fuentes: Arranque de motores, variaciones de la carga, tiro de carga.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, estadísticas.

Efectos: Se acorta la vida de los motores y de los filamentos de las lámparas.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Reguladores de voltaje, transformadores ferroresonantes.

f) Distorsión armónica (variación de estado estacionario)

Fuentes: Cargas no lineales, resonancia del sistema.

Método de caracterización: Espectro armónico, distorsión armónica total, estadísticas.

Efectos: Sobrecalentamiento de transformadores y motores, operación de fusibles y disparo de relevadores de protección, mala operación de medidores.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Filtros activos y pasivos, transformadores con cancelación de componentes de secuencia cero.

g) Fluctuaciones del voltaje (variación de estado estacionario)

Fuentes: Cargas intermitentes, arranque de motores, hornos de arco.

Método de caracterizarlo: Magnitud de la variación, frecuencia de ocurrencia, frecuencia de la modulación.

Efectos: Parpadeo en lámparas, irritación.

Ejemplos de soluciones acondicionadoras de potencia: Compensadores estáticos de VAR.

Nota: Las tecnologías de almacenamiento de energía se refieren a una variedad de tecnologías alternativas de almacenamiento de energía que pueden ser usadas para alimentación de reserva como parte del equipo acondicionador de potencia (por ejemplo, almacenamiento de energía magnética superconductora, capacitores, volantes, baterías).

Las depresiones de voltaje, las elevaciones de voltaje y las interrupciones son clasificadas como *variaciones RMS* o *variaciones del valor eficaz del voltaje*. El valor RMS se obtiene al elevar al cuadrado los datos muestreados, promediarlos y después obtener la raíz cuadrada. El valor RMS de una forma de onda periódica es el valor que producirá la misma pérdida de potencia en una resistencia pura que si se aplicara un voltaje continuo a la resistencia. Para una senoide pura el valor eficaz es igual a 0.7071 veces el valor máximo, que es el valor medido por los voltímetros de CA comunes. Con ondas distorsionadas, se debería usar un medidor de valor eficaz real (true RMS) o las lecturas que se obtengan puede que no sean representativas de lo que está sucediendo en el circuito.

En Dranetz-BMI (s/f) se da una lista de los disturbios de potencia más comúnmente encontrados:

- ***Depresiones de voltaje***
 - Síntomas
 - Computadoras: el sistema se bloquea, el sistema se cae, errores y pérdida de datos.
 - Control de procesos: pérdida del control, el sistema deja de operar.

- Motores: sobrecalentamiento, daño de contactos.
 - Disparo de ASD.
 - Alumbrado: salida reducida, la descarga de alta intensidad se extingue.
- Causas probables
 - Liberación de fallas en cualquier lado del medidor: clima, fuego, árboles, animales, personas, equipo.
 - Arranque de motores grandes.
 - Sistema de distribución subdimensionado.
- Soluciones típicas
 - Acondicionadores de potencia:
 - Transformadores de voltaje constante (CVT).
 - Grupos motor-generator.
 - UPS (en línea, fuera de línea, interactivas en línea).
 - Arranque escalonado de motor,
 - Dimensionar la infraestructura apropiadamente.
- ***Sobrevoltajes transitorios***
 - Síntomas
 - Computadoras: el sistema se bloquea, errores y pérdida de datos, daño de componentes.
 - Control de procesos: pérdida del control.
 - Motores: daño al aislamiento, disparo de ASD.
 - Causas probables:
 - Rayos
 - Switcheo de capacitores
 - Fallas con arqueo
 - Switcheo de cargas.
 - Soluciones típicas:
 - Supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS).
 - Acondicionadores de potencia con TVSS.
 - UPS con TVSS.
 - Inductores.

- ***Interrupciones***

- Síntomas: todo el equipo eléctrico sale de operación.
- Causas probables
 - Falla del equipo
 - Disparo de dispositivos de seguridad
 - Accesorios de líneas de potencia flojos o rotos.
- Soluciones típicas:
 - UPS (en línea, fuera de línea, interactivas en línea).
 - Generadores de respaldo.

- ***Armónicas***

- Síntomas
 - Neutros y transformadores de distribución sobrecalentados
 - La distorsión del voltaje puede causar errores de tiempo
 - Disparo de relevadores de falla a tierra (GFR)
- Causas probables
 - Cargas no lineales
 - Computadoras monofásicas
 - Fuentes electrónicas de potencia
 - ASD
- Soluciones típicas:
 - Neutros sobredimensionados y dedicados.
 - Filtros.
 - Transformadores K-nominados

- ***Ruido eléctrico EMI/RFI/EMF***

- Síntomas
 - Errores de datos
 - Ruido en monitores o pantalla ondulante
 - Errores en control de procesos
- Causas probables
 - Motores / soldadoras

- Puesta a tierra inadecuada
 - Dispositivos electrónicos
- Soluciones típicas:
 - Cargas separadas.
 - Transformador de aislamiento.
 - Puesta a tierra-blindaje adecuados.
 - Algunos acondicionadores de potencia.
 - Algunas UPS.
 - Algunos TVSS.
- ***Problemas de alambrado y Puesta a tierra***
 - Síntomas
 - Computadoras: el sistema se bloquea, errores y pérdida de datos, daño de componentes.
 - Dispositivos de seguridad: disparo de relevadores de falla a tierra (GFR), disparo de interruptores de circuito, falla en la operación por puesta a tierra pobre
 - Mala operación del equipo
 - Causas probables
 - Trabajo gradual
 - Expansión rápida
 - Diagramas eléctricos no actualizados
 - Falta de mantenimiento
 - Alambrado de aluminio
 - Porcentaje grande de cargas armónicas
 - Especificaciones de puesta a tierra de fabricantes
 - Soluciones típicas:
 - Efectuar una inspección del alambrado y de la puesta a tierra.
 - Mantener actualizados los diagramas unifilares.
 - Especificar equipo con menos armónicas.
 - Efectuar un mantenimiento regular.
 - Revisar el sistema completo.

Para los expertos en calidad de la energía es un reto analizar cualquier problema de calidad de la energía y determinar la fuente del problema. Usualmente miden el efecto del problema y basados en su experiencia tratan de identificar el tipo de disturbio a partir de las mediciones. Aún las personas más experimentadas frecuentemente encuentran difícil determinar la fuente del problema, saben que necesitan entender las razones básicas del porqué los diferentes fenómenos y dispositivos causan problemas de calidad de la energía eléctrica.

Los efectos de los problemas de calidad de la energía son muchos y muy variados. La mayoría de los problemas de la calidad de la energía se manifiestan como un efecto en algún equipo eléctrico del usuario final. Estos síntomas incluyen calentamiento de motores, salida de operación de ASD, bloqueo, apagado o parpadeo de computadoras, parpadeo luminoso de lámparas y paros de producción.

Los efectos pueden ser entendidos mejor viendo a los diferentes tipos de cargas que son afectadas por los problemas de calidad de la energía eléctrica. Las computadoras y el equipo controlado por computadora son altamente sensitivos a variaciones en el voltaje y se bloquean (congelan) o se pierden datos. Los equipos electrónicos caseros como relojes digitales, hornos de microondas, televisores, grabadoras, reproductores de CD y DVD, estéreos, etc. son afectados por las depresiones de voltaje y por las interrupciones haciendo que se apaguen los temporizadores (timers) electrónicos. Las lámparas incandescentes frecuentemente se atenúan con las depresiones de voltaje y todos los tipos de lámparas parpadean cuando los hornos de arco y las soldadoras de arco originan fluctuaciones en el voltaje. Los equipos de medición dan lecturas erróneas en la presencia de armónicas. El equipo ferromagnético incluyendo transformadores y motores se sobrecalientan y pierden vida cuando las corrientes armónicas incrementan la carga en ellos. Los teléfonos experimentan ruido inducido por el equipo eléctrico adyacente. Los impulsores de velocidad ajustable no sólo son fuente de armónicos, también son afectados por las armónicas. La salida de operación frecuente de los ASD es usualmente una indicación de armónicos excesivos. Muchos procesos de fabricación experimentan salidas frecuentes debido a las depresiones de voltaje. Los capacitores pueden amplificar así como extraer corrientes armónicas hacia ellos, esto con frecuencia hace que los capacitores fallen o salgan de operación.

2.2 Soluciones generales a los problemas de calidad de la energía

De acuerdo con un estudio realizado por el Instituto Europeo del Cobre en el año 2001, que abarcó 1400 emplazamientos en 8 países, en Europa, cualquier instalación tiene entre un 5% y más de un 20% de probabilidad de sufrir uno o más de los problemas de calidad de la energía eléctrica. Lo previsible es que la mitad de las industrias con alto consumo de energía o edificios de oficinas donde se desarrollen operaciones críticas puedan padecer dos o más problemas al año. Muy pocos emplazamientos están libres de estos problemas.

Los problemas más comunes encontrados fueron (Keulenaer, 2002, Pág. 1):

- Bloqueo de computadoras: 24%
- Parpadeo: 23%
- Daños a los equipos (con carga parcial): 20%
- Equipos de proceso de datos: 19%
- Sobrecargas en equipo de corrección de factor de potencia (PFC): 17%
- Problemas cuando se conectan cargas pesadas: 16%
- Sobrecalentamiento del neutro: 12%
- Problemas en líneas largas: 12%
- Desconexiones intempestivas: 11%
- Reclamaciones por la facturación de las compañías eléctricas: 6%

Debe considerarse que una calidad de la energía deficiente no es la causa única de cualquier problema de los que aparecen en la lista. El bloqueo de un ordenador, por ejemplo, puede deberse al software instalado. Asimismo, la atribución del origen del problema a causas en el lado del suministrador o en el lado de la instalación del usuario es con frecuencia difícil de decidir sin una medición y un análisis detallados.

Las soluciones más frecuentemente adoptadas por las empresas en por ciento de tasa de adopción fueron (Obra citada, Pág. 5):

- Protección de la fuente contra sobrecargas: 61%
- Fuentes de potencia ininterrumpible (UPS): 55%
- Medición del valor eficaz verdadero (TRMS): 51%

- Reducción de régimen en los equipos (derateo): 32%
- Circuitos derivados: 25%
- Recableado total: 24%
- Malla de tierra: 22%
- Filtros pasivos: 16%
- Acondicionadores activos: 14%
- Recableado TN-S (Tierra y Neutro Separados): 12%
- Neutro de mayor sección: 7%

Las soluciones a los problemas de calidad de la energía eléctrica caen en dos categorías: prevención y diagnóstico. Prevenir los problemas de calidad de la energía eléctrica es preferible a tratar de encontrar una solución a un problema existente. Involucra entre otras cosas: el diseño de equipo que no se convierta en un problema potencial, alambrar y poner a tierra el equipo sensible de manera que la interferencia electromagnética o los lazos de tierra no lo afecten, instalar equipo acondicionador de potencia para proteger equipo sensible del daño causado por los problemas de calidad de la energía eléctrica.

Es importante tener en cuenta que no existe una solución única para los problemas de calidad de la energía, para cada tipo de problema existe un conjunto de posibles medidas correctoras, varias de las cuales podrían aplicarse con el mismo éxito. En la práctica es probable que coexistan diferentes problemas, y las soluciones adoptadas deben ser compatibles entre sí y con las cargas que configuran la instalación. Es necesario alejarse de las soluciones mágicas que a veces se comercializan con insistencia como solución para un problema específico en cualquier circunstancia. Los diseñadores deben buscar siempre la combinación óptima de soluciones para los problemas presentes o que se espera que puedan producirse en un futuro en el contexto de la instalación. Estas soluciones deben ser eficaces.

El término *equipo de acondicionamiento de potencia* (power conditioning equipment) se refiere a dispositivos que se supone limpian la energía sucia. El equipo acondicionador de potencia mejora la calidad de la energía de la misma manera en que los acondicionadores de agua mejoran la calidad del agua. Los tipos más comunes de equipo de acondicionamiento de potencia incluyen supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS), fuentes de potencia

ininterrumpible (UPS) y acondicionadores de línea (line conditioners). Otros tipos de equipo de acondicionamiento de potencia son transformadores de aislamiento, cambiadores de derivaciones de diversos tipos, dispositivos ferromagnéticos, reguladores de voltaje, filtros pasivos y activos, compensadores estáticos de VAR (CEV), dispositivos superconductores de almacenamiento de energía magnética (SMES), restauradores dinámicos del voltaje (DVR), transformadores de voltaje constante (CVT) y varios tipos de grupos motor-generator. Los fabricantes han diseñado estos dispositivos para evitar que el equipo crítico sufra daños o que opere de manera inadecuada a causa de una variación de la calidad de la energía.

El equipo de acondicionamiento de potencia es conocido también como *equipo de mitigación* y puede ser dividido en nueve categorías (Kennedy, 2000, Pág. 105):

- Supresores de sobrevoltaje transitorio
- Filtros de ruido
- Transformadores de aislamiento
- Reactores de línea de voltaje bajo
- Diversos reguladores de voltaje
- Conjuntos motor-generator
- Alimentadores duales con transferencia estática
- Fuentes de potencia ininterrumpible
- Filtros de armónicas

Dependiendo del tipo de equipo, éste acondiciona (modifica) la potencia mejorando la calidad y la confiabilidad de la energía en cualquier parte del sistema de potencia. Puede ser usado para acondicionar la fuente, el transmisor o el receptor del problema de la calidad de la energía; en otras palabras, existe equipo de acondicionamiento de potencia para las compañías de suministro así como para usuarios residenciales, comerciales e industriales. Frecuentemente este tipo de equipo suministra una barrera entre los disturbios eléctricos y el equipo sensitivo.

El acondicionamiento de la potencia usualmente involucra el acondicionamiento del voltaje porque la mayoría de los problemas de calidad de la energía son problemas de calidad del voltaje. Casi todos los dispositivos acondicionan o modifican la magnitud o la frecuencia del

voltaje; emplean tecnología para reducir el efecto de los cambios transitorios o en estado estacionario del voltaje o aíslan el equipo sensitivo del disturbio.

Por ejemplo, los supresores de sobrevoltaje transitorio (transient voltage surge suppressors) limitan la magnitud del voltaje transitorio mientras que los reguladores evitan que el voltaje en estado estacionario se desvíe del voltaje nominal especificado. Los transformadores de aislamiento evitan que los disturbios de la calidad de la energía alcancen al equipo electrónico sensitivo. Los filtros reducen o eliminan los voltajes y las corrientes que tienen frecuencias distintas a 60 Hz.

Los acondicionadores de la potencia incluyen también dispositivos que proveen fuentes alternativas de energía. Estos tipos de acondicionadores de potencia incluyen dispositivos de almacenamiento de energía o para conmutar a fuentes alternas. Los conmutadores de estado sólido (solid state switches) proveen una fuente de energía alternativa al cambiar rápidamente de un alimentador de suministro de energía a un alimentador alternativo durante un disturbio. Los sistemas de almacenamiento de energía incluyen baterías, capacitores, imanes superconductores, volantes y grupos motor-generator. Cada una de estas tecnologías suministra energía que puede ser tomada durante un disturbio tal como una interrupción temporal o una depresión del voltaje. Tienen la ventaja de proveer aislamiento del disturbio pero sólo proporcionan una cantidad limitada de energía por un periodo limitado de tiempo.

Una fuente de potencia ininterrumpible (UPS) acondiciona el voltaje y la potencia, suministrando voltaje y potencia constante a partir de una fuente estática o giratoria aún durante una depresión del voltaje. La fuente estática es frecuentemente una batería, las UPS típicas tienen la batería cargada continuamente por la fuente de potencia principal, pero puede ser una fuente magnética como un transformador ferroresonante o de voltaje constante, o un imán superconductor, mientras que la fuente giratoria es usualmente un grupo motor diesel-generator. Frecuentemente, los grupos motor-generator usan alguna tecnología, como un volante o un motor de polo grabado (written pole motor), para suministrar potencia durante el tiempo que toma poner en línea al grupo motor-generator.

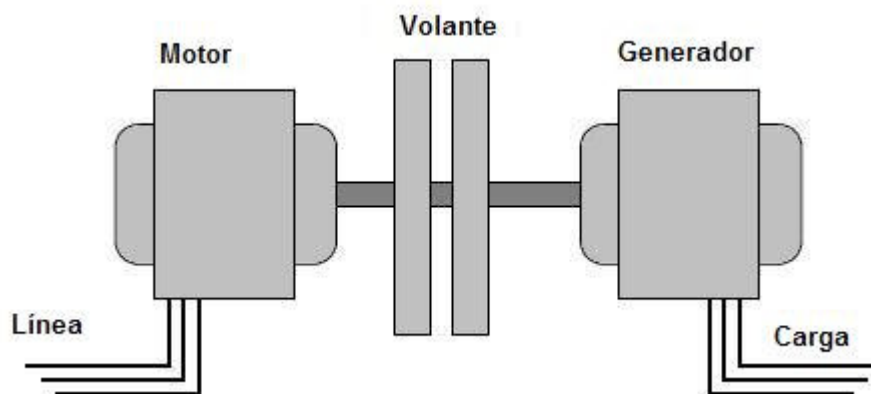


Fig. 2.1 Diagrama de bloques típico de grupo motor-generador con volante

Uno de los mayores problemas con grupos generador síncrono-motor de inducción usados como sistema de almacenamiento es su inhabilidad para mantener una frecuencia estable durante un disturbio. Esto ocurre porque la velocidad de un motor de inducción es algo más lenta que la velocidad del generador síncrono. Una solución a este problema es usar un motor síncrono en lugar de un motor de inducción, un problema posible es que el motor síncrono necesita cuando menos 100 ms para arrancar, si el disturbio excede de los 100 ms entonces el motor síncrono debe rearrancarse. Otra solución al problema es la adición de un volante que almacene energía que estará disponible al suceder un disturbio.

Una tecnología reciente que proporciona frecuencia constante durante un disturbio y que hace que el grupo motor-generador tenga **capacidad de retención** (*ride-through*) usa un generador síncrono especial llamado *written-pole motor* o *motor de polo grabado* (Dugan y otros, 2004, Pág.68) desarrollado por John Roesel (Kennedy, 2000, Pág. 128).

De acuerdo con Sankaran (2002, Pág. 19):

[Capacidad de retención] Ride-through. Medida de la habilidad de los dispositivos de control para sostener la operación cuando están sujetos a pérdida parcial o total de potencia de una duración especificada.

Mientras que en Kennedy (2000, Pág. 40) se lee:

“Ride through” es la *capabilidad* (capability) del equipo para continuar operando durante un disturbio de potencia.

En inglés se usan dos términos relacionados con la palabra castellana *capacidad*:

- *Capacity* que se traduce al Español como *capacidad*
- *Capability*, palabra compuesta formada por *capacity* y *ability*, que en español significa algo como capacidad sujeta a restricciones (límites) y que en el campo de sistemas eléctricos de potencia en México se traduce como *capabilidad*.

El **tiempo de retención** o sostenimiento (holdup time, holding time o ride-through time) se define como:

El tiempo bajo condiciones de peor caso durante el cual el voltaje de salida de una fuente de alimentación permanece dentro de límites especificados siguiendo la pérdida o remoción de la potencia de entrada.

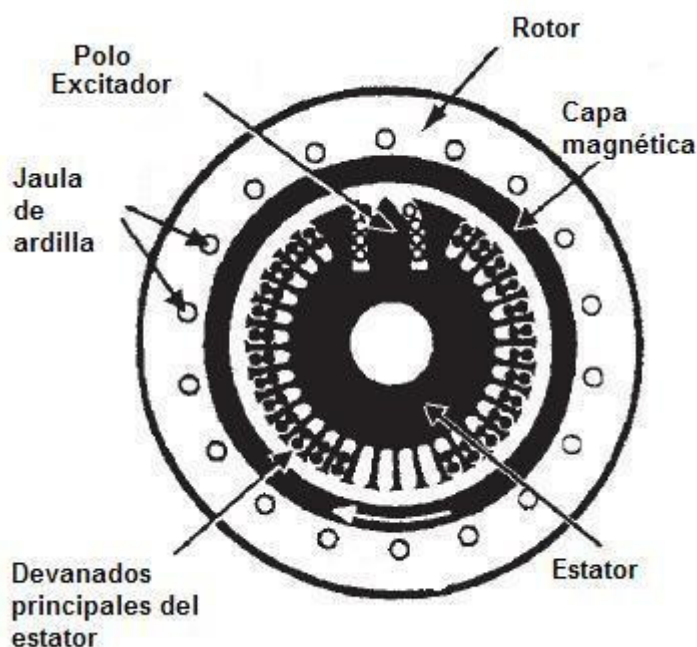


Fig. 2.2 Motor de polo grabado con rotor externo

El EPRI (Energy Power Research Institute) y Precise Power Corporation desarrollaron el conjunto motor de polo grabado-generador de polo grabado, el cual suministra capacidad de retención (ride-through) grabando los polos del estator y usando un rotor grande localizado en el exterior del estator. El rotor que gira en el exterior de los devanados del estator actúa como un volante y almacena suficiente energía para mantener el conjunto motor-generador girando

durante el tiempo de retención (ride-through time). Esta tecnología ‘regraba’ la posición de los polos en el motor cuando el motor baja su velocidad, esto es:

Puede suministrar una salida constante cambiando continuamente la polaridad de los polos del campo del rotor. Así, cada revolución puede tener un número diferente de polos [...] La salida constante se mantiene en tanto el rotor esté girando a velocidades entre 3150 y 3600 rpm. La inercia del volante permite que el rotor del generador siga girando a velocidades arriba de 3150 rpm una vez que la potencia se interrumpe. El peso del rotor típicamente genera suficiente inercia para mantenerlo girando lo suficientemente rápido para producir 60 Hz por 15 segundos a plena carga (Dugan y otros, 2004, Pág. 68).

Esto suministra una salida a frecuencia estable durante 15 a 20 segundos sin batería de respaldo. Actualmente existen motores de polo grabado con rotor interno.

De acuerdo con Kennedy (2000, Págs 132-133), los usuarios finales deberían implementar los siete pasos siguientes antes de seleccionar el equipo apropiado de acondicionamiento de potencia para mitigar sus problemas de calidad de la energía eléctrica:

- 1) Determinar el problema de la calidad de la energía eléctrica.
- 2) Corregir los problemas de alambrado, puesta a tierra y los equipos fallados antes de comprar equipo de acondicionamiento de potencia.
- 3) Evaluar las soluciones alternativas de acondicionamiento de potencia.
- 4) Desarrollar un plan de acondicionamiento de potencia.
- 5) Determinar si la fuente de la compañía suministradora es compatible con la carga.
- 6) Seleccionar e instalar el equipo de acondicionamiento de potencia.
- 7) Operar y mantener de forma adecuada el equipo acondicionador de potencia.

Finalmente, considere tomar en cuenta las sugerencias dadas en el capítulo 7 del libro esmeralda de la IEEE (IEEE 2005, Pág. 209) para seleccionar la tecnología de acondicionamiento de potencia adecuada que se adapte al problema diagnosticado (figura 2.3).

Condición de la calidad de la potencia			Tecnología de acondicionamiento de la potencia								
			TVSS	EMI/RFI	Transformador de aislamiento	Regulador de voltaje electrónico	Regulador de voltaje ferrosesante	Motor - Generador	Potencia de reserva	Fuente de potencia ininterrumpible	Generador de reserva
 Impulso transitorio de voltaje	Modo común										
	Modo normal										
 Ruido	Modo común										
	Modo normal										
 Muecas											
 Distorsión en el voltaje											
 Depresión											
 Elevación											
 Bajo voltaje											
 Sobrevoltaje											
 Interrupción momentánea											
 Interrupción de tiempo largo											
 Variación de la frecuencia											

 Es razonable esperar que la condición indicada será corregida por la tecnología de acondicionamiento de potencia indicada

 La condición indicada puede o no ser totalmente corregible por la tecnología indicada

Fig. 2.3 Resumen de características de funcionamiento para varios tipos de dispositivos de corrección de problemas de potencia

2.3 Disturbios a frecuencia de potencia

El término *disturbios a frecuencia de potencia* describe los eventos que son más lentos y que duran más que los *transitorios*. Los disturbios a frecuencia de potencia pueden durar desde un ciclo hasta varios segundos o incluso minutos. Este tipo de disturbios puede dar lugar no sólo a molestias como es el caso del parpadeo de lámparas sino también poner en riesgo al equipo eléctrico. Típicamente, los efectos nocivos de los disturbios a frecuencia de potencia se sienten a la larga y no resultan en falla inmediata de los equipos y dispositivos eléctricos y electrónicos.

Los efectos de los disturbios a frecuencia de potencia varían de una pieza de equipo a otra y con la edad del mismo. El equipo envejecido que ha estado sujeto a disturbios peligrosos por periodos prolongados de tiempo es más propenso a fallar que el equipo nuevo.

2.3.1 Fuentes generadoras de depresiones de voltaje

Las **depresiones de voltaje** (*voltage sag* en América, *voltage dip* en Europa) son definidas por la IEEE como una reducción del voltaje por un tiempo corto (entre medio ciclo y 1 minuto). La magnitud de la reducción se encuentra entre el 10% y el 90% del voltaje RMS nominal a 60 Hz (IEEE, 1999, Pág. 25).

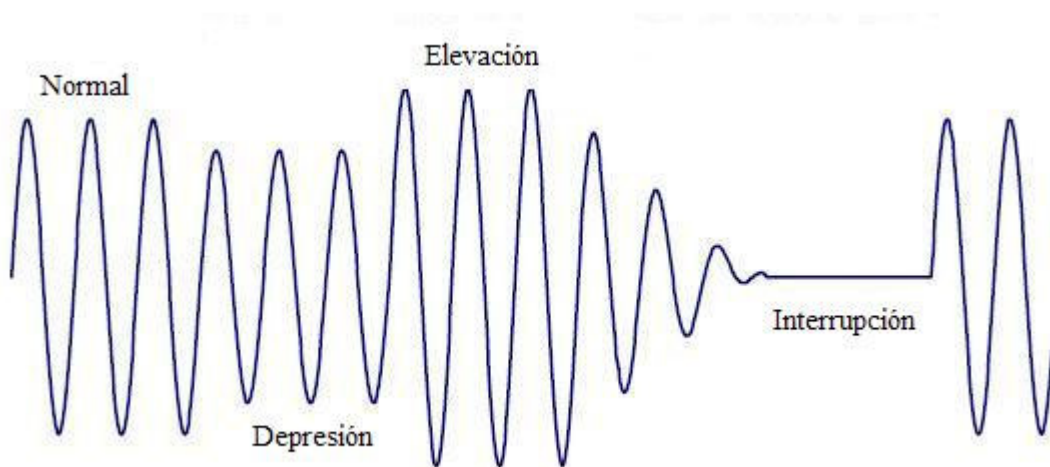


Fig. 2.4 Variaciones en el valor eficaz del voltaje

¿En qué se diferencian las depresiones de voltaje de otros disturbios de reducción del voltaje? Otros disturbios como las fluctuaciones del voltaje ocurren intermitentemente, mientras que las depresiones de voltaje ocurren una vez por un tiempo corto.

La magnitud de la depresión es expresada como un porcentaje del voltaje nominal. Por ejemplo, la expresión ‘una depresión al 80%’ significa que el voltaje de línea se reduce al 80% del valor normal, no que se reduce en un 80%. Esta práctica recomendada por la IEEE indicará el *voltaje remanente*. El uso de la preposición “de” (una depresión de 20%) no se recomienda, pero en todo caso, de la misma manera que una designación no especificada de voltaje se acepta que sea de línea a línea, una designación inespecífica de depresión de voltaje se referirá al voltaje remanente; así, las expresiones “una depresión de 80%” o “una depresión al 80%” se refiere a un disturbio que resultó en un voltaje de 0.8 pu.

Como se ha comentado, el equipo usado en las plantas industriales (controladores de procesos, controladores lógicos programables, impulsores de velocidad ajustable, robótica) está siendo más sensitivo a las depresiones de voltaje conforme aumenta la complejidad del equipo. La proliferación de equipo basado en microprocesador continúa en ambientes de oficina, plantas industriales y en los hogares. Conforme la velocidad de la circuitería continúa incrementándose (relojes con velocidades de 100 MHz o mayores) y los voltajes de alimentación decrecen (por ejemplo lógica de 3 Vcd), la vulnerabilidad a los disturbios se incrementa. Además, la reducción en los tiempos de retención (ride-through time) de las fuentes de potencia incrementa la vulnerabilidad del equipo a las depresiones de voltaje.

Los efectos de una depresión de voltaje son frecuentemente más notorios que los de una elevación de voltaje. Una depresión con duración mayor a tres ciclos puede ser visible como una reducción en la luminosidad de las lámparas incandescentes. Las depresiones comúnmente no pueden distinguirse de las interrupciones momentáneas, ya que los efectos en los equipos pueden ser los mismos. El equipo sensitivo, como computadoras, puede experimentar bloqueos intermitentes o datos incomprensibles debido a la pérdida de datos almacenados en la memoria volátil. Las computadoras portátiles (laptops) son menos sensitivas a los efectos de las depresiones de voltaje. Los relevadores y contactores en arrancadores de motor pueden ser

sensitivos a las depresiones resultando en el paro de un proceso cuando ocurre la disminución del voltaje.

Los efectos de una elevación de voltaje pueden ser más destructivos que los de una depresión. La condición de sobrevoltaje puede causar el rompimiento de componentes en la fuente de potencia del equipo, aunque el efecto puede ser gradual, acumulativo.

Varias organizaciones han probado la susceptibilidad de varios tipos de equipo a las depresiones y a las elevaciones de voltaje. En un estudio de 1993 (McGranaghan y otros, 1993, en Bingham, 1998) se encontró que los contactores de motor y los relevadores electromecánicos se disparan con una depresión del 50% al 70% por más de 1 ciclo. Las lámparas de descarga de alta intensidad requerirían reencenderse para depresiones abajo del 80%. Las unidades remotas de entrada/salida de algunos PLCs se encontró que dispararon con una reducción al 90% del valor nominal durante unos pocos ciclos.

Las causas de las depresiones de voltaje han sido divididas en tres áreas de ocurrencia: el sistema de transmisión, los sistemas de distribución y en los puntos de utilización. Las elevaciones de voltaje son tratadas bajo una sola categoría. Una causa común de depresiones y elevaciones de voltaje en las tres áreas es un cambio repentino en el flujo de corriente a través de la impedancia de la fuente, como en el caso de un cortocircuito (incremento de la corriente, disminución del voltaje) o de la pérdida de una carga grande (disminución de la corriente, elevación del voltaje).

Las depresiones de voltaje se deben típicamente a cortocircuitos en el sistema de potencia y al arranque de cargas grandes como motores eléctricos y hornos de arco. Por ejemplo, la falla de un transformador puede ser el evento que inicia una falla en el sistema de potencia de la compañía suministradora y origina una depresión del voltaje. Las fallas extraen energía del sistema de potencia y mientras persista la falla la depresión de voltaje está presente. Tan pronto como un interruptor o un restaurador libera la falla el voltaje regresa a la normalidad (no necesariamente al valor nominal). Las fallas en el sistema de transmisión originan depresiones en el voltaje que duran alrededor de 6 ciclos, mientras que las fallas en redes de distribución duran más que las fallas en transmisión.

Alrededor del 70% de las fallas ocurren en líneas aéreas de potencia, siendo algunas causas comunes las descargas atmosféricas, los contactos con árboles o pájaros y otros animales, y falla de los aisladores. La falla puede ocurrir por golpe directo de un rayo sobre los conductores de fase, o porque el rayo cae en un objeto puesto a tierra como un hilo de guarda o la torre misma produciendo en este caso un flameo reverso (backflash). Un flameo se desarrolla desde la trayectoria de voltaje a través de los conductores de fase a tierra o a otra fase resultando en flujo de corriente de cortocircuito. Las compañías intentan liberar la falla abriendo y cerrando el circuito fallado con sistemas de recierre automático (reclosers) que pueden requerir de 6 a 20 ciclos (tiempos típicos de liberación de falla en distribución), 40 a 60 ciclos (tiempo de recierre instantáneo para interruptores), ó 120 a 600 ciclos (tiempo de recierre retardado para interruptores). La línea experimenta depresiones del voltaje o pérdida total de potencia durante el corto tiempo que tarda en ser liberada la falla. Obviamente, si la falla persiste, la salida continúa hasta que el problema es corregido.

Las depresiones de voltaje relacionadas con fallas en transmisión son generalmente más cortas que las depresiones en redes de distribución. Esto se atribuye al hecho de que los mecanismos de liberación de falla (los esquemas relevador-interruptor) deben reaccionar más rápido, a causa de la mayor cantidad de energía en las fallas en transmisión. El tiempo total para detección de falla y operación del interruptor es de 3 a 6 ciclos. Los interruptores nuevos tienen tiempos de liberación de falla en el orden de un ciclo.

Los interruptores de distribución típicamente permiten que las fallas permanezcan más tiempo que los interruptores de transmisión y generalmente recierran más lentamente para permitir que los equipos de protección (fusibles por ejemplo) que se encuentran aguas abajo funcionen. El restaurador abrirá y luego recierra después de un intervalo de 1 a 10 segundos (dependiendo del tipo de esquema del restaurador), después de ese tiempo el restaurador estará abierto permanentemente o la falla habrá sido liberada. Dependiendo del número de operaciones de recierre, los alimentadores pueden experimentar hasta cuatro depresiones sucesivas.

Cuando la falla ocurre en un ramal de un alimentador de distribución protegido por fusible, el fusible se ‘vuela’ y el consumidor localizado en esa rama experimentará una salida, la cual dura hasta que el fusible es remplazado.

Las maniobras (operaciones de switcheo) de las compañías también pueden producir depresiones en el voltaje. Sankaran (2002, Pág. 38) comenta el caso de la depresión de voltaje producida por maniobras de una compañía suministradora cerca de una compañía fundidora de aluminio:

Aún cuando la depresión duró sólo cinco ciclos en este caso particular, su magnitud fue suficiente para hacer que varios controladores sacaran de operación a los motores. Típicamente, los controladores electromagnéticos podrían manejar tales eventos debido a la energía almacenada en sus campos magnéticos; sin embargo, los controladores de motores en esta empresa tenían circuitos electrónicos sensibles al voltaje, más sensitivos a las depresiones de voltaje. En tales casos, el circuito sensitivo debería ser ajustado para decrecer su sensibilidad o bien se deberían poner dispositivos de soporte de voltaje como capacitores o baterías.

Las depresiones y elevaciones del voltaje son generadas también al *transferir carga* de una fuente a otra. Un ejemplo es la transferencia de carga de la acometida de la compañía suministradora al generador de reserva (standby generator) al perderse la alimentación de la compañía suministradora. Muchas industrias tienen generadores de emergencia para mantener energizadas las cargas críticas en el caso de una interrupción del servicio de la compañía suministradora. La aplicación repentina y el rechazo de las cargas a un generador podrían crear depresiones o elevaciones de voltaje significativas. Si las cargas críticas no son capaces de soportar las condiciones de voltaje impuestas, los problemas son inminentes. La respuesta del generador o la sensibilidad de las cargas, o una combinación de ambas, debería ser ajustada para obtener funcionamiento óptimo. Durante la transferencia de la fuente de la compañía suministradora al generador de emergencia, ocurren desviaciones de frecuencia junto con cambios en el voltaje. La frecuencia del generador puede fluctuar tanto como ± 5 Hz por un periodo de tiempo muy corto. Nuevamente, es importante asegurar que las cargas sensitivas puedan funcionar satisfactoriamente dentro de esta tolerancia de frecuencia durante el tiempo que dure la perturbación.

Los hornos de arco son otro ejemplo de cargas que pueden producir grandes depresiones de voltaje en un sistema de potencia. Los hornos de arco operan imponiendo un cortocircuito en una carga de metal y después extrayendo un arco que produce temperaturas superiores a 10,000°C para fundir la carga de metal. Los hornos de arco emplean grandes inductores para estabilizar la corriente debida al arco. Corrientes muy grandes son tomadas de la red durante los segundos iniciales del proceso, una vez que el arco se estabiliza, la corriente tomada del sistema llega a ser más uniforme. Debido a la naturaleza de la corriente tomada por el horno de arco, la cual es extremadamente no lineal, también se producen grandes corrientes armónicas. Son comunes depresiones de voltaje severas en líneas de energía que alimentan hornos de arco grandes nominados en el rango de 30 a 50 MVA y mayores.

Los hornos de arco son operados junto con bancos de capacitores grandes y filtros de armónicas para mejorar el factor de potencia y para filtrar las corrientes armónicas de manera que no afecten de manera adversa a otros usuarios que comparten las mismas líneas de energía. No es raro que los hornos de arco se alimenten a través de líneas dedicadas para minimizar su impacto en otros usuarios. La presencia de grandes capacitancias en un sistema eléctrico puede resultar en elevaciones de voltaje debido a la demanda de potencia reactiva adelantada de los capacitores, a menos que sea cancelada adecuadamente por la potencia reactiva retrasada requerida por las cargas. Los bancos de capacitores, ya sea para corrección del factor de potencia o para filtrar corrientes armónicas, se conectan cuando el horno de arco está en línea y se desconectan cuando el horno está fuera de línea.

Con relación a las causas en los puntos de utilización, se ha encontrado que el 50% o más de los eventos son causados por cargas en el mismo edificio que experimenta problemas de calidad de la energía. Los incrementos repentinos en la corriente pueden tener el mismo efecto en el alambrado de un usuario que en el sistema de distribución de la compañía suministradora. Las depresiones de voltaje pueden ser causadas por condiciones de falla dentro de los edificios, o por el arranque de cargas inductivas grandes como motores.

El primer paso para reducir la severidad de las depresiones de voltaje en el sistema es reducir el número de fallas. Desde el lado de la compañía suministradora, el blindaje de líneas de transmisión puede evitar fallas inducidas por rayos. Si la resistencia al pie de la torre es alta, la

energía de un rayo no es rápidamente absorbida a tierra. Dado que una alta resistencia al pie de la torre es un factor importante en flameos reversos de hilos de guarda a hilos de fase, deberían tomarse acciones para reducir la resistencia al pie de la torre. La probabilidad de flameos puede reducirse aplicando apartarrayos para derivar la corriente a tierra.

Deberían llevarse a cabo programas periódicos de poda de árboles alrededor de líneas de distribución para minimizar la probabilidad de fallas debidas a contactos de ramas con conductores de potencia. Mientras el uso de líneas subterráneas reduce las causas relacionadas con el clima, existen problemas adicionales de fallas en el equipo en el ambiente subterráneo y accidentes de construcción.

Las soluciones dentro de la instalación son variadas, dependiendo de la inversión pretendida, los niveles de susceptibilidad y los requerimientos de potencia de los dispositivos sensitivos. Dependiendo de la configuración del transformador, puede ser posible mitigar el problema con un cambio de transformador: “Es virtualmente imposible para una condición de falla de línea a tierra en el sistema de la compañía suministradora causar una depresión de voltaje abajo del 30% en el bus del consumidor, cuando el consumidor es alimentado por un transformador delta-estrella o estrella-delta” (McGranaghan y otros, 1993). En ocasiones se requiere alguna forma de regulador de voltaje adicional para mantener el voltaje de salida constante a las cargas sensitivas. Las compañías suministradoras pueden adicionar restauradores dinámicos del voltaje (DVR), compensadores estáticos de vars, limitadores de corriente de falla, y/o apartarrayos de alta energía.

Dado que los medios comentados en los párrafos anteriores están fuera del control del usuario final, el siguiente paso es concentrarse en las soluciones en las instalaciones del usuario, las cuales incluyen: transformadores de voltaje constante (ferroresonantes), reguladores de voltaje controlados magnéticamente (respuesta de 3 a 10 ciclos), transformadores con cambiador electrónico de taps (1 a 3 ciclos), transformadores blindados de aislamiento, switches estáticos de transferencia (dentro de 4 ms), dispositivos superconductores de almacenamiento de energía, volantes (flywheels), grupos generador-motor de polo grabado (written pole) y fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) estáticas y giratorias.

2.3.2 Fuentes generadoras de elevaciones de voltaje

Las ***elevaciones de voltaje*** (*swells*, llamadas previamente *surges*), algunas veces llamadas ***sobrevoltajes momentáneos***, son incrementos arriba del 110% del voltaje nominal y duran menos de un minuto pero más de medio ciclo (8 ms). Valores típicos están en el rango de 1.1 pu a 1.8 pu.

Las elevaciones de voltaje ocurren menos frecuentemente que las depresiones de voltaje y también están asociadas comúnmente a fallas en el sistema de potencia. Durante una falla de línea a tierra, puede ocurrir una elevación temporal del voltaje en las fases no falladas. Esto es especialmente cierto en sistemas no puestos a tierra o en sistemas en delta con tierra flotante, donde el cambio repentino en referencia resulta en una elevación del voltaje en las fases no puestas a tierra.

Las elevaciones de voltaje pueden ser debidas también a la salida repentina de cargas, especialmente el paro de motores grandes. La interrupción abrupta de la corriente puede generar un voltaje grande por la fórmula $v(t) = L \, di/dt$, donde L es la inductancia de la línea y di/dt es la razón de variación de la corriente. Las elevaciones de voltaje también pueden deberse a la energización de bancos de capacitores grandes, aunque éstos generalmente producen transitorios oscilatorios.

Dependiendo del tipo de cargas presentes, del lugar del sistema donde se realiza el monitoreo de los eventos de calidad de la energía y de la severidad del disturbio, el mismo evento puede ser medido como un nivel diferente o aún como un tipo diferente de disturbio. Algunas veces, un disturbio puede producir los tres tipos de problemas: depresión, elevación e interrupción, como se muestra en la figura 2.5.

Las elevaciones de voltaje se caracterizan por su magnitud y duración. La severidad de una elevación de voltaje durante una condición de falla es una función de la localización de la falla, la impedancia del sistema y de la puesta a tierra. En un sistema no puesto a tierra, al ocurrir una falla de línea a tierra con una impedancia de secuencia cero infinita, los voltajes de línea a tierra en las fases no falladas serán 1.73 pu. Cerca de la subestación en un sistema puesto a tierra, habrá poca o ninguna elevación de voltaje en las fases no falladas porque el

transformador de la subestación está generalmente conectado en estrella aterrizada en alta tensión-delta en baja tensión, suministrando una trayectoria de secuencia cero de baja impedancia para la corriente de falla. Las fallas en diferentes puntos a lo largo de alimentadores multiaterrizados de cuatro hilos tendrán diversos grados de elevación de voltaje en las fases no falladas. De acuerdo con Dugan y otros (2004, Pág. 23), en los alimentadores de compañías Estadounidenses, son comunes las elevaciones del 15%.

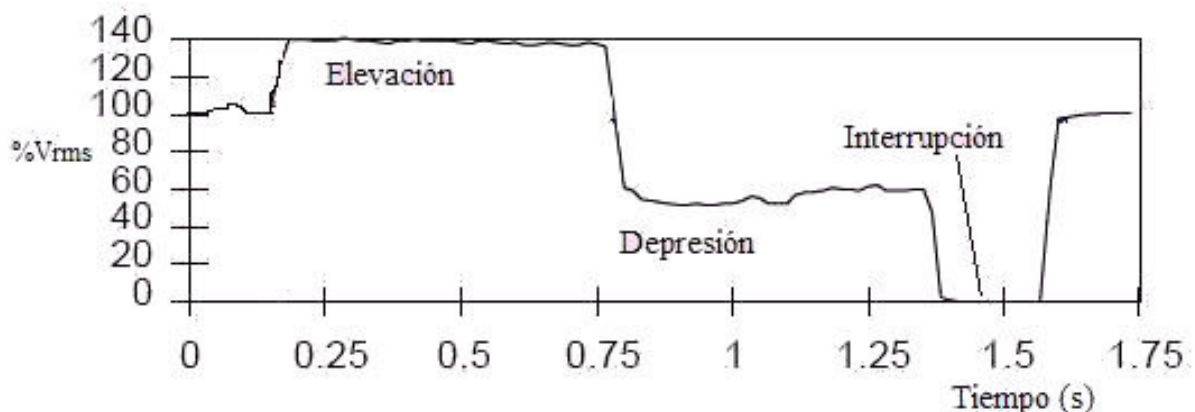


Fig. 2.5 Elevación, depresión e interrupción de voltaje en el mismo evento

Las elevaciones de voltaje son frecuentemente el resultado de un decremento repentino en la corriente de carga. Muchos sistemas de distribución usan transformadores con cambiador automático de taps para tratar de mantener el voltaje dentro de los límites aceptables. Conforme la carga se incrementa y el voltaje comienza a descender, el cambiador de derivaciones (taps) va a un tap de voltaje mayor para compensarlo. Cuando la corriente de carga cae repentinamente, al salir de operación un proceso de tratamiento de calor eléctrico por ejemplo, el voltaje se eleva hasta que el cambiador automático de derivaciones del transformador reconoce la elevación del voltaje y realiza la acción correspondiente que es ir a un tap de voltaje menor. Para evitar que el cambiador de derivaciones esté cambiando continuamente de tap con cambios pequeños de carga, se usa una constante de tiempo de alrededor de 30 segundos para ver si es realmente necesario cambiar de tap.

La energía incrementada por una elevación de voltaje puede sobrecalentar al equipo y reducir su vida.

2.3.3 Fuentes generadoras de sobrevoltajes

Las compañías suministradoras de energía eléctrica generalmente tratan de mantener el voltaje alimentado a los usuarios dentro de un rango de $\pm 5\%$ del voltaje nominal. Bajo condiciones de emergencia, por periodos cortos, se permite operar a valores diferentes. El estándar ANSI C84.1 por ejemplo, permite que el voltaje de utilización bajo condiciones de emergencia esté en el rango de $+6\%$ a -13% del valor nominal. Algunas cargas sensitivas tienen límites de voltaje más restrictivos para operación adecuada, naturalmente, el equipo opera más eficientemente a valores cercanos al voltaje nominal.

Los *sobrevoltajes* de larga duración (overvoltages) son variaciones del valor eficaz que duran más de un minuto y exceden el 110% del voltaje nominal. Valores típicos están en el rango de 1.1 pu a 1.2 pu (IEEE, 1999, Pág. 23). Los sobrevoltajes resultan porque el sistema es demasiado débil para la regulación de voltaje deseada o los controles de voltaje son inadecuados.

Causas probables son el switcheo de cargas, siendo la causa más frecuente la energización de bancos de capacitores grandes, esto es porque el capacitor es un dispositivo de carga que al ser energizado y conectado al sistema incrementa el voltaje del sistema al inyectar potencia reactiva al mismo. Otras causas de sobrevoltajes son la pérdida de una carga grande, condiciones de carga ligera en sistemas de alto voltaje y el ajuste inadecuado de taps en transformadores.

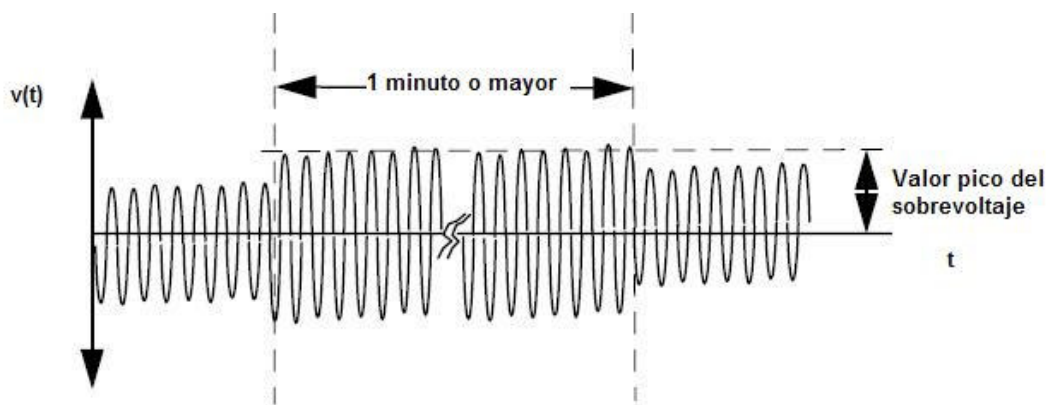


Fig. 2.6 Forma de onda típica de un sobrevoltaje

Los sobrevoltajes sostenidos acortan la vida de los motores y de los filamentos de lámparas. Algunas soluciones incluyen usar inductores durante condiciones de carga ligera y ajustar correctamente los taps de transformadores.

2.3.4 Fuentes generadoras de bajos voltajes

Los **bajos voltajes** o **subvoltajes** (undervoltages) ocurren cuando la magnitud del voltaje cae por debajo del 90% del valor nominal durante un lapso de tiempo mayor a un minuto. Valores típicos están en el rango de 0.8 pu a 0.9 pu.

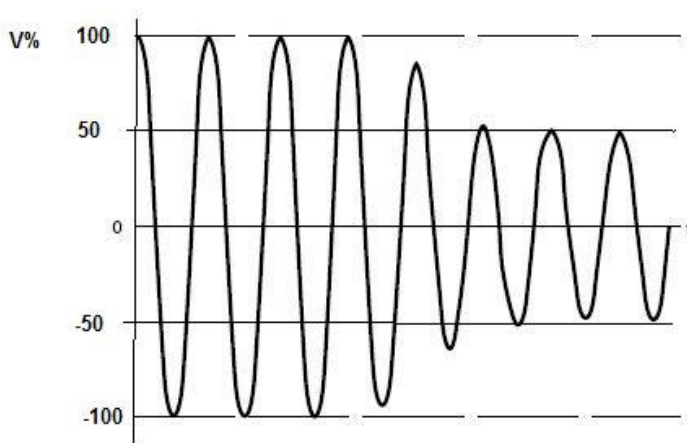


Fig. 2.7 Gráfica de un voltaje bajo

Algunas veces los bajos voltajes son referidos como **brownouts** para describir periodos sostenidos de voltajes bajos iniciados como una estrategia específica de despacho de la compañía suministradora para reducir la demanda de potencia durante condiciones de carga pico o de carga pesada, aunque éste es un término impreciso que debería ser evitado. Los usuarios saben que el voltaje está bajo cuando la intensidad luminosa de las lámparas disminuye y los motores giran más lento.

Los voltajes bajos son el resultado de maniobras (switcheo) que son el opuesto de los eventos que causan sobrevoltajes. Una entrada de carga grande o una desconexión de un banco de capacitores grande pueden causar un bajo voltaje hasta que el equipo de regulación de voltaje en el sistema regrese el voltaje a los límites permitidos. Los circuitos sobrecargados pueden

resultar en voltajes bajos también. Otras causas de voltajes bajos son demasiada carga en el sistema con climas muy fríos o muy cálidos o la pérdida de una línea de transmisión mayor sirviendo una región grande. Sobrecargas en el sistema de distribución de un usuario pueden ser causa de voltajes bajos.

Los voltajes bajos pueden hacer que el equipo de cómputo sensitivo lea datos incorrectamente y que los motores tiendan a pararse y operen ineficientemente.

2.3.5 Fuentes generadoras de interrupciones

Las depresiones de voltaje y las interrupciones (interruptions, previamente conocidas como salidas <outages>) son problemas de calidad de la energía relacionados. Ambos son usualmente el resultado de fallas en el sistema de potencia y de acciones de conmutación para aislar las secciones falladas y se caracterizan por variaciones en el voltaje eficaz fuera de los rangos normales de operación.

Una ***interrupción*** es una pérdida total del voltaje, entendiéndose la pérdida total del voltaje como una caída a menos del 10% del valor nominal en una o más fases. Las interrupciones pueden ser el resultado de fallas en el sistema de potencia, fallas en el equipo y mal funcionamiento de los controles.

2.3.5.1 Tipos de interrupciones

Las interrupciones son medidas por su duración. La duración de una interrupción debida a una falla en el sistema de suministro se determina por el tiempo de operación de los dispositivos y sistemas de protección de la compañía suministradora. Los sistemas de recierre instantáneo generalmente limitarán la interrupción causada por una falla no permanente a menos de 30 ciclos. El recierre retardado de los dispositivos de protección puede dar lugar a una interrupción momentánea o a una interrupción temporal. La duración de una interrupción debida al mal funcionamiento del equipo o a conexiones flojas puede ser irregular. Algunas interrupciones pueden ser precedidas por una depresión del voltaje cuando las interrupciones se deben a fallas en el sistema de suministro.

La IEEE (IEEE, 1999, Págs 19-20) define tres tipos de interrupciones: momentánea, temporal y sostenida.

- ***Interrupción momentánea*** (variación de corta duración). Pérdida total del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase durante un periodo de tiempo entre medio ciclo (8 ms a 60 Hz) y tres segundos. Las interrupciones momentáneas en sistemas de suministro de energía eléctrica se deben frecuentemente a las prácticas de recierre automático que se emplean para liberar fallas temporales en el sistema de potencia. Otras causas de interrupciones momentáneas incluyen seccionalizadores mecánicos de transferencia (switching de una carga de una fuente a otra), conexiones intermitentes pobres y fallas adyacentes a la carga que hacen que el voltaje caiga casi a cero (a menos del 10% del voltaje nominal). Con equipo de recierre automático, una línea fallada se desenergiza durante un periodo de tiempo corto (frecuentemente llamado *tiempo muerto*) y después se vuelve a energizar. El tiempo muerto permite que la falla sea liberada y que toda ionización del aire se disipe. Las prácticas varían entre compañías, de manera que algunas usan tiempos muertos tan cortos como 12 ciclos y otras emplean tiempos muertos de hasta 1 minuto. Cuando los tiempos muertos son tan rápidos como el dispositivo de recierre lo permita, las operaciones son llamadas frecuentemente de *recierre instantáneo* e involucran usualmente tiempos muertos menores a 1 segundo, de manera que algunas veces se considera una ***interrupción instantánea*** aquella que sucede en un intervalo de tiempo entre medio ciclo y 30 ciclos, e ***interrupción momentánea*** aquella que dura entre 30 ciclos y 3 segundos (IEEE, 1999, Pág. 20).
- ***Interrupción temporal*** (variación de corta duración). Pérdida completa del voltaje (< 0.1 pu) en uno o más conductores de fase por un periodo de tiempo entre tres segundos y un minuto. Las interrupciones temporales se originan por los mismos fenómenos generales que las interrupciones momentáneas.
- ***Interrupción sostenida*** (variación de larga duración). Cualquier interrupción no clasificada como interrupción temporal, el voltaje decrece a menos de 0.1 pu por un periodo de tiempo mayor a un minuto. Las interrupciones de voltaje mayores a un minuto son frecuentemente permanentes en naturaleza y requieren intervención manual para la restauración del sistema. El término *interrupción sostenida* se refiere a un

fenómeno específico del sistema eléctrico de potencia y no tiene relación con el uso de la palabra *salida* (*outage*). Las compañías suministradoras usan las palabras *interrupción* o *salida* para describir fenómenos de naturaleza similar en reportes de confiabilidad, sin embargo, esto origina confusión en el usuario final quien piensa de una salida como cualquier interrupción de la potencia que saca de operación un proceso. El término *salida* (*outage*) como se define en el Estándar IEEE 100 no se refiere a un fenómeno específico, sino al estado de un componente en un sistema que no ha funcionado como se esperaba. También, el uso del término *interrupción* en el contexto del monitoreo de la calidad de la energía no tiene relación con la *confiabilidad* o con otro estadístico de continuidad del servicio. Así, este término se ha definido para ser más específico en relación con la ausencia de voltaje por periodos de tiempo largos.

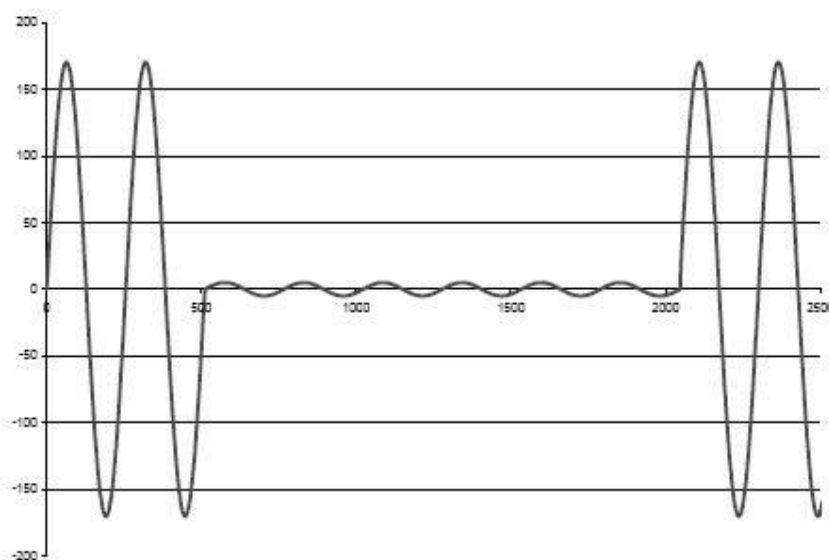


Fig. 2.8 Interrupción momentánea del voltaje

Las depresiones y las interrupciones son más frecuentemente experimentadas en las instalaciones como un trastorno en sus operaciones, lo que podría resultar, por ejemplo, en la solidificación del plástico en una máquina extrusora, la fibra rompiéndose en una fábrica textil, o en los servidores computacionales y los sistemas PBX (private branch exchange) cayéndose en un centro financiero. ¿Qué tan severo debe ser un evento para trastornar las

actividades industriales y comerciales principalmente? Esto depende de muchos factores, incluyendo la susceptibilidad del equipo, el alambrado, la interacción con otro equipo, etc.

Las elevaciones de voltaje también pueden causar interrupciones de procesos en sistemas diseñados para detectar condiciones de sobrevoltaje y resultar en daño físico a los componentes sensitivos.

La pérdida de producción debida a la interrupción del servicio de energía eléctrica cuesta dinero, no sólo la pérdida del servicio eléctrico sino el tiempo requerido para restaurar la producción en las plantas industriales. Por ejemplo, en una planta de moldeo de inyección de plástico, para una interrupción de medio segundo puede tomar hasta 6 horas restaurar la producción.

Cualquier clase de interrupción puede resultar en pérdida de producción en una oficina, empresa industrial o empresa de servicios, ya que algunos procesos no tienen tiempo de retención (ride-through time) aún para interrupciones cortas.

2.3.5.2 Costo de las interrupciones

Una revisión de algunos de los trabajos enfocados a cuantificar las pérdidas financieras y los riesgos de los problemas de calidad de la energía indican que una cantidad significativa de dinero se gasta anualmente. Los datos investigados por diversos autores confirman que los costos de la calidad de la energía eléctrica varían ampliamente entre diversos tipos de usuarios, no es lo mismo un usuario agrícola pequeño que uno grande, o un usuario industrial pequeño, mediano o grande.

En el sector industrial, los costos de interrupción de procesos productivos pueden variar ampliamente, debido al número potencialmente grande de categorías de productos involucrados y a la complejidad relativa de los procesos de producción para cada tipo de categoría. Capturar los costos anuales de calidad de la energía es un proceso complicado y en realidad sólo pueden ser estimados. Los costos de los problemas y soluciones de la calidad de la energía pueden variar dramáticamente dependiendo de la naturaleza del problema, del

sistema eléctrico existente (robusto o débil) y del tipo, valores nominales y características de funcionamiento electromecánico del equipo comercial o industrial.

La mayoría de los estudios de evaluación económica en ingeniería deben tomar en cuenta las condiciones actuales y las pérdidas asociadas con el no cambio (dejar las cosas como están), el beneficio derivado de las modificaciones en el sistema y el costo de implementar las modificaciones con criterios financieros tales como tasa interna de retorno, costos de ciclo de vida, depreciación, impuestos, etc. En muchos casos, los negocios no llevan a cabo análisis económicos detallados y enfrentarán un problema de calidad de la energía sólo cuando es obvio o crítico. Como resultado, frecuentemente se escoge la solución más rápida sin considerar la tasa de retorno.

Una parte importante al evaluar los costos relacionados con la calidad de la energía es determinar qué, específicamente, está siendo afectado, y dónde, o en qué aspectos de las operaciones del negocio, aparecerán estos costos. Se han realizado algunos esfuerzos para identificar y clasificar los disturbios y otros costos de la calidad de la energía. En el libro naranja de la IEEE (IEEE Std 446 - 1995) se comenta que cualquier pérdida en la producción debida a interrupciones de la energía eléctrica en plantas industriales operando al 100% de su capacidad, resultará en la pérdida directa de la utilidad del producto o servicio que se esté produciendo o proporcionando (Pág. 42). Los tipos más oscuros de disturbios, transitorios no detectados, depresiones y/o elevaciones del voltaje, y distorsión armónica, están frecuentemente asociados con *costos ocultos*.

Los costos ocultos usualmente resultan de daños o de pérdidas que no son inmediata o fácilmente observados. Los costos de la calidad de la energía pueden mostrarse en muchos aspectos de las operaciones comerciales e industriales. Los costos incluyen trabajos de campo de servicios relacionados con garantías, interrupciones en la fabricación, pérdida de productividad, pérdida de ingresos, decremento en la competitividad, pérdida de oportunidades, daño en el producto, energía gastada y decremento en la vida del equipo (BC Hydro, 2005, Pág. 3).

En un estudio de caso de edificios comerciales, se notó que la mayoría de los costos de la calidad de la energía eran ocultos y podían ser trazados a problemas de alambrado, puesta a

tierra y generación de armónicas por las fuentes de alimentación de las máquinas de oficina dentro de sus instalaciones. Un estudio similar en industrias de procesos mostró que los costos significativos eran tanto identificables como ocultos, y que los costos identificables eran usualmente el resultado de depresiones de voltaje y de transitorios impulsivos, mientras que los costos ocultos tenían su origen frecuentemente en la distorsión armónica producida por impulsores electrónicos de velocidad ajustable (ASD) y a un efecto de amplificación causada por la resonancia con bancos de capacitores (obra citada, Pág. 3).

Ni la calidad de la energía ni la falta de ésta es libre de costo. Como se mencionó antes, una parte importante de la evaluación de los costos relacionados con la calidad de la energía es determinar qué específicamente está siendo afectado y dónde, o en qué aspectos de las operaciones del negocio estos costos afloran. La mayoría de la literatura trata con el costo de interrupciones, disturbios identificables y, por lo tanto, con costos identificables.

Los costos identificables están asociados generalmente con depresiones de voltaje y con anomalías del servicio eléctrico momentáneas o más largas. Los costos identificables son algunas veces referidos como *costos directos*, e incluyen horas de labor, costos de desperdicios, productos o servicios dañados, costos de retrabajo, costos para reprogramar o reemplazar datos perdidos, costos para volver a correr una prueba en proceso que fue interrumpida y costos de equipo dañado.

Los costos ocultos son algunas veces llamados *costos indirectos* o *costos suaves*. Estos reflejan costos de ventas perdidas, costos de falla prematura de equipo, costos de productos o servicios fuera de especificación, costos de impactos en sistemas justo a tiempo (just in time) y costos asociados con mala reputación por falla en la entrega del producto o servicio.

Se han desarrollado algunas ecuaciones para identificar estimaciones aproximadas de costos debidos a disturbios de la energía en los procesos desde un punto de vista de flujo de efectivo, los principales costos identificables y ocultos que necesitan ser cuantificados deberían incluir lo siguiente (BC Hydro, 2005, Pág. 6):

$$\text{TCPD} = A + B + C + D \quad \dots (2.1)$$

Donde:

TCPD = Costo total de un disturbio de potencia (pesos)

A = Costo de mano de obra de los empleados afectados (pesos)

B = Pérdida del Servicio o producto debido al disturbio de potencia (pesos)

C = Costo del rearranque (pesos).

D = Costos ocultos (pesos)

Los valores de A, B, C y D se calculan como sigue:

$$A = E F (G + H)$$

$$B = I J$$

$$C = K L (G + H) + M J$$

$$D = N O$$

Donde:

E = Número de empleados productivos afectados

F = Duración del disturbio o de la interrupción de potencia en horas

G = Salario base por hora de los empleados afectados (pesos)

H = Costo de los gastos generales (overhead) por hora por empleado afectado (pesos)

I = Unidades de servicios o productos perdidos debido al disturbio de potencia

J = Costo por unidad del servicio o producto perdido o reparado debido al disturbio de potencia (pesos)

K = Tiempo de rearranque, en horas

L = Número de empleados involucrados en el rearranque

M = Unidades de equipo dañados debido al rearranque

N = Elementos de costos ocultos

O = Pesos / (elemento de costo oculto)

Ejemplo (obra citada, Pág. 6).

Un centro de procesamiento de datos proporciona soporte computacional a 10 localidades remotas para todo el cómputo de negocios. Las aplicaciones incluyen la nómina y el control de tiempos, control de la producción y de los costos, el inventario y la contabilidad general.

Durante el último año ocurrieron 20 episodios de inactividad debido a depresiones del voltaje o de interrupciones momentáneas que duraron desde 30 ciclos hasta unos pocos segundos, los que perturbaron los trabajos productivos por un promedio de 0.6 horas (36 minutos). Típicamente, las transacciones en progreso se perdieron así como las transacciones remotas recientes. La recuperación incluyó la reconstrucción de los archivos de nómina y el encontrar qué se necesitaba para ser reprocesados, después retransmitir los datos correctos desde todos los sitios remotos. Normalmente se registran 10 nuevas ventas cada hora comercial y están valuadas en aproximadamente \$2500.00.

$$A = E F (G + H)$$

$$E = 100 \text{ empleados}$$

$$F = 0.6 \text{ horas}$$

$$G = \$ 150.00/\text{hora}$$

$$H = \$ 75.00/\text{hora}$$

$$\begin{aligned} A &= (100 \text{ empleados}) (0.6 \text{ horas}) \{(\$ 150.00/\text{hora}) + (\$ 75.00/\text{hora})\} \\ &= \$ 13,500.00/\text{episodio} \end{aligned}$$

$$B = I J$$

$$I = 200 \text{ transacciones perdidas}$$

$$J = \$225.00/\text{transacción}$$

$$B = (200 \text{ transacciones perdidas}) (\$225.00/\text{transacción}) = \$ 45,000.00/\text{episodio}$$

$$C = K L (G + H) + M J$$

$$K = 0.5 \text{ horas/rearranque}$$

$$L = 100 \text{ empleados}$$

$$G = \$ 225.00/\text{hora}$$

$$H = \$ 0.00/\text{hora}$$

$$M = 2 \text{ discos malos/fuente de alimentación}$$

$$J = \$ 15,000.00/\text{reparación}$$

$$C = (0.5 \text{ horas/rearranque}) (100 \text{ empleados}) (\$ 225.00/\text{hora}) + (2 \text{ discos malos/fuente de alimentación}) (\$ 15,000.00/\text{reparación}) = \$ 41,250.00/\text{episodio}$$

$$D = N O$$

$N = 6$ ventas perdidas

$O = \$ 2500.00/\text{venta perdida}$

$D = (6 \text{ ventas perdidas}) (\$ 2500.00/\text{venta perdida}) = \$ 15,000.00/\text{episodio}$

$\text{TCPD} = \$ 13,500.00 + \$ 45,000.00 + \$ 41,250.00 + \$ 15,000.00 = \$ 114,750.00/\text{episodio}$

$\text{TCPD} = (\$ 114,750.00/\text{episodio}) (20 \text{ episodios/año}) = \$ 2,295,000.00/\text{año}$

Los métodos comunes para reducir el impacto de interrupciones costosas incluyen fuentes alternativas en el sitio y fuera del sitio. Un usuario final puede instalar fuentes en el sitio tales como fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) operadas por baterías o grupos motor-generador, mientras que una compañía suministradora puede suministrar una fuente fuera del sitio que incluya dos alimentadores con un interruptor de alta velocidad que transfiera la carga al alimentador alternativo cuando un alimentador falle.

2.3.6 Fuentes generadoras de fluctuaciones del voltaje

El *flicker* es un fenómeno de baja frecuencia en el cual la magnitud del voltaje o la *frecuencia flicker* cambia de manera que es perceptible al ojo humano. Las *fluctuaciones de voltaje*, *parpadeo* o *flicker* son cambios rápidos en el voltaje generalmente dentro de los límites permitidos de magnitud de voltaje (por ejemplo $0.9 \text{ pu} \leq |V| \leq 1.1 \text{ pu}$) y pueden ser variaciones sistemáticas en la envolvente del voltaje o una serie de cambios aleatorios en el voltaje.

Típicamente, el parpadeo ocurre en sistemas que son relativamente débiles para la cantidad de potencia requerida por la carga, resultando en una razón de cortocircuito baja. Esto junto con variaciones considerables en la corriente a través de un periodo de tiempo corto resulta en parpadeo. Las fluctuaciones de voltaje son producidas por elevadores y por dispositivos de arco como hornos y soldadoras que tienen cambios continuos y rápidos en la corriente de carga, así como por motores de inducción con grandes corrientes reactivas de arranque o bien con pares de carga que varían ampliamente.

Bajo ciertas circunstancias, las *interarmónicas* superpuestas en el voltaje de alimentación pueden llevar a flujo luminoso oscilatorio y originar parpadeo. Las interarmónicas del voltaje

son componentes en el espectro armónico que son múltiplos no enteros de la frecuencia fundamental. Este fenómeno puede ser observado en lámparas incandescentes y en lámparas fluorescentes. Fuentes de interarmónicas incluyen convertidores estáticos de frecuencia, cicloconvertidores, cascadas de convertidores subsíncronos, hornos de inducción y hornos de arco.

Los hornos de arco son notorios por causar parpadeo. Los electrodos energizados del horno causan fluctuaciones en el voltaje cuando funden la carga metálica. Durante la fundición, los electrodos producen arcos eléctricos que varían en longitud y se mueven alrededor del arco. La variación en las características de los arcos eléctricos origina que el voltaje en la línea de alimentación fluctúe. Las fluctuaciones del voltaje producidas por hornos de arco afectan al alumbrado no sólo dentro de la planta sino fuera de ella. Cualquier lámpara de cualquier usuario conectado a la misma línea que alimenta el horno parpadeará.

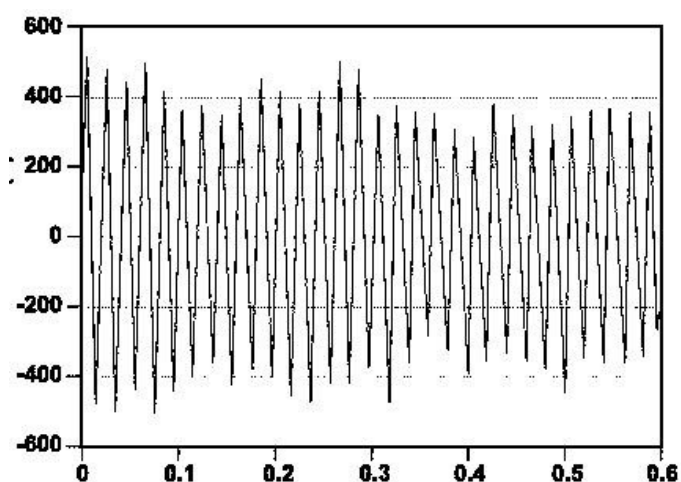


Fig. 2.9 Corriente en un horno de arco

El parpadeo puede ser cíclico o no cíclico. El parpadeo cíclico es el resultado de fluctuaciones periódicas del voltaje del sistema, mientras que el parpadeo no cíclico es el resultado de variaciones ocasionales del voltaje del sistema.

El parpadeo de voltaje puede ser expresado como el cambio en el voltaje a través del valor nominal expresado como porcentaje (Sankaran, 2002, Pág. 15).

$$f_v = \frac{\Delta V}{V_n} \cdot 100 = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_n} \cdot 100 \quad \dots (2.2)$$

Donde f_v representa al *factor flicker*. Por ejemplo, si el voltaje en un circuito de 120 V aumenta a 130 V y después cae a 115 V, el valor del parpadeo será:

$$f_v = \frac{130 - 115}{120} \cdot 100 = 12.5\%$$

En el caso de los hornos de arco, Sankaran (2002, Pág. 42) comenta que la corriente extraída de la fuente por el horno tiende a ser altamente cíclica conforme los arcos son repetidamente encendidos y estabilizados en diferentes partes de la horneada.

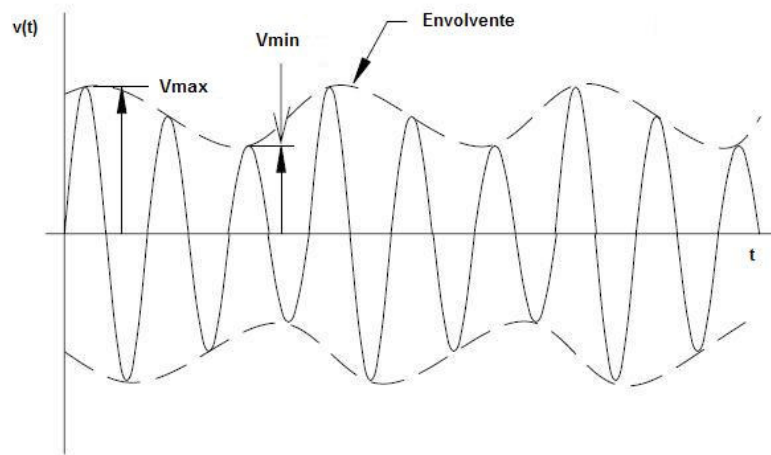


Fig. 2.10 Voltaje de alimentación típico en un horno de arco indicando la fluctuación del voltaje a una frecuencia flicker de 3 Hz

En este caso, la envolvente del cambio en voltaje representa el contenido flicker del voltaje (la razón a la cual el voltaje cambia es la frecuencia flicker), por lo tanto:

$$\Delta V = V_{\max} - V_{\min}$$

$$V_n = \text{Voltaje promedio} = (V_{\max} + V_{\min}) / 2$$

$$f_v = 2 \cdot \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \cdot 100 \quad \dots (2.3)$$

Como se ha comentado, las fluctuaciones del voltaje pueden hacer que las lámparas incandescentes y las lámparas fluorescentes parpadeen rápidamente. Este cambio en la intensidad luminosa de las lámparas ocurre a frecuencias de 6 a 8 Hz y es visible al ojo humano y puede causar dolor de cabeza, irritabilidad y estrés en las personas, también puede hacer que el equipo sensible funcione mal.

El término flicker es subjetivo. Dependiendo de la sensibilidad del observador, el parpadeo luminoso puede o no ser percibido. Por ejemplo, se ha encontrado que el 50% de las personas probadas perciben el parpadeo luminoso como un inconveniente bajo las condiciones mostradas en la tabla 2.2 (Sankaran, 2002, Pág. 39).

Tabla 2.2 Tiempo promedio para percibir el parpadeo luminoso.

Cambio en el voltaje	Cambios / segundo
1 V	4
2 V	2
4 V	1

Para los pequeños cambios en el voltaje que ocurren infrecuentemente, el flicker no es un problema serio pero puede ser una fuente de molestias. Típicamente, el parpadeo es causado por cargas que requieren grandes corrientes de arranque. Si los arranques son frecuentes o si los requerimientos de corriente de las cargas varían rápidamente durante cada ciclo de operación, los efectos del parpadeo pueden ser muy pronunciados.

Resumiendo: las cargas que pueden exhibir variaciones continuas y rápidas en la magnitud de la corriente de carga pueden originar *variaciones en el voltaje* que son referidas frecuentemente como *flicker* (parpadeo). El término *parpadeo* (flicker) se deriva del impacto de las fluctuaciones del voltaje en lámparas de tal manera que son percibidas por el ojo humano como parpadeantes. Técnicamente, la fluctuación del voltaje es un fenómeno electromagnético (causa) mientras que el parpadeo es un resultado indeseable de la fluctuación del voltaje en algunas cargas (efecto).

Para aliviar los problemas debidos a las fluctuaciones de voltaje existen muchas opciones. Las alternativas de mitigación incluyen capacitores estáticos, dispositivos de conmutación basados en electrónica de potencia e incrementar la capacidad del sistema. El método particular seleccionado se basa en factores como el tipo de carga que origina el parpadeo, la capacidad del sistema que alimenta la carga y el costo de la técnica de mitigación.

El parpadeo es usualmente el resultado de una carga variable que es relativamente grande para la capacidad de cortocircuito del sistema. Una manera obvia de remover el parpadeo del sistema sería incrementar la capacidad del mismo lo suficiente como para reducir el impacto relativo de la carga productora del parpadeo. Lo anterior puede realizarse al cambiar conductores (recalibrar), reemplazar los transformadores existentes con otros de mayor capacidad o al incrementar el voltaje de operación.

Otra solución obvia a las fluctuaciones del voltaje es cambiar la frecuencia de la fluctuación (frecuencia flicker). En el caso de un horno de arco, por ejemplo, un compensador estático de VAR (una solución cara pero eficaz) controla la frecuencia de la fluctuación del voltaje controlando la potencia reactiva que es suministrada al horno de arco. Los CEV pueden tener tiempos de respuesta tan cortos como medio ciclo, de manera que pueden controlar el voltaje cada semiciclo. Aún cuando un CEV instalado en el horno de arco puede costar más de un millón de dólares, usualmente es la alternativa menos costosa para reducir el parpadeo a un nivel aceptable.

Se ha encontrado que los reactores serie (reactores de amortiguamiento) reducen la cantidad de parpadeo debido a hornos de arco. Los reactores serie ayudan a estabilizar el arco reduciendo así las variaciones de la corriente durante el inicio de los periodos de fundido. Al adicionar el reactor serie, el incremento repentino de la corriente se reduce por el incremento en reactancia inductiva del circuito. Los reactores serie también tienen el beneficio de reducir los niveles de armónicas en el lado de alimentación. El diseño de los reactores debe coordinarse con los requerimientos de potencia.

Los capacitores serie también pueden usarse en circuitos de distribución para reducir el efecto de las fluctuaciones de voltaje. El beneficio de los capacitores serie es que el tiempo de reacción para la corrección de las fluctuaciones de la carga es instantáneo. El problema con los

capacitores serie es que la compensación sólo se realiza más allá de los capacitores. Los voltajes nodales entre la alimentación y los capacitores no son compensados. También, los capacitores serie tienen dificultades operacionales que requieren de una ingeniería muy cuidadosa.

Los bancos de capacitores en derivación se usan para soporte de voltaje en estado estacionario o para corregir el factor de potencia. Un error frecuente es el pensar que los bancos de capacitores en derivación pueden usarse para reducir el parpadeo.

Para reducir las fluctuaciones del voltaje debidas a máquinas de inducción, se recomienda no arrancar directamente de la línea los motores grandes, sino usar un método de arranque suave como arrancadores a voltaje reducido o impulsores de velocidad variable.

2.3.7 Fuentes generadoras de desbalance de voltaje

Se dice que un sistema trifásico de energía eléctrica está equilibrado, balanceado o es simétrico, si los voltajes y las corrientes trifásicas tienen la misma amplitud y un desplazamiento de fase de 120° entre ellos. Si no se cumple alguna de estas condiciones el sistema se denomina desequilibrado, desbalanceado o asimétrico.

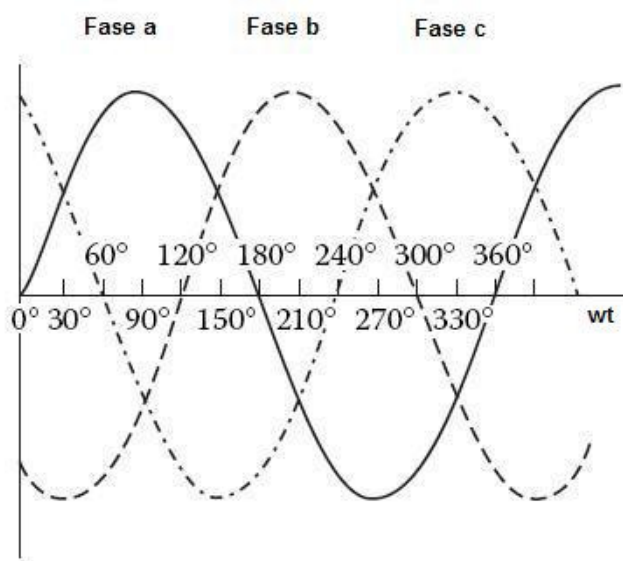


Fig. 2.11 Voltajes trifásicos balanceados de secuencia positiva

El ***desbalance de voltaje*** (voltage imbalance o voltage unbalance) algunas veces se define como la máxima desviación del promedio de los voltajes o corrientes trifásicas, dividida por el promedio de los voltajes o corrientes trifásicas, expresado como porcentaje (Kennedy, 2000, Págs. 42 y 82):

$$IF_V = \frac{\text{Desviación máxima del voltaje promedio}}{\text{voltaje promedio}} \times 100 \quad \dots (2.4)$$

Suponga por ejemplo que $V_{ab} = 221 \text{ V}$, $V_{bc} = 218 \text{ V}$, $V_{ca} = 217 \text{ V}$, entonces el voltaje promedio es $V_{av} = 218.666 \text{ V}$, por lo tanto la máxima desviación del voltaje promedio es $221 - 218.666 = 2.3333$, y el *factor de desbalance del voltaje* es:

$$IF_V = \frac{2.333}{218.666} \times 100 = 1.067\%$$

El desbalance de voltaje es más rigurosamente definido usando componentes simétricas. El ***desbalance de secuencia negativa*** se define como la razón de la componente de secuencia negativa V_{a2} a la componente de secuencia positiva V_{a1} , expresada en porcentaje:

$$IF_{V_2} = \frac{V_{a2}}{V_{a1}} \times 100 \quad \dots (2.5)$$

El ***desbalance de secuencia cero*** se define como la razón de la componente de secuencia cero V_{a0} a la componente de secuencia positiva, expresada en porcentaje:

$$IF_{V_0} = \frac{V_{a0}}{V_{a1}} \times 100 \quad \dots (2.6)$$

Los estándares más recientes especifican que debería usarse el desbalance de secuencia negativa. Por ejemplo, el Estándar Europeo EN50160 establece:

Desbalance de la fuente de alimentación. Bajo condiciones de operación normal, durante cada periodo de una semana, el 95% de los valores eficaces de 10 minutos de la componente de secuencia de fase negativa del voltaje de alimentación deberá estar dentro del rango del 0% al 2% de la componente de

secuencia positiva. En algunas áreas con instalaciones de consumidores parcialmente conectadas en una fase o en dos fases, ocurren desbalances en la fuente de alimentación de hasta el 3%. En este estándar sólo se dan componentes de secuencia negativa porque esta componente es la relevante para la posible interferencia de aparatos conectados al sistema.

La mayoría de los equipos, especialmente los motores, pueden tolerar un desbalance de voltaje del 2%, ya que desbalances mayores harán que los motores y los transformadores se sobrecalienten. Algunos estudios han mostrado (Whitaker, 2007, Pág. 27) que un desbalance en la línea de sólo 3.5% puede producir un incremento del 25% en el calor generado por un motor trifásico, mientras que un desbalance del 5% puede originar un incremento del 50% en el calor, el cual es potencialmente destructivo. Calentamientos similares pueden ocurrir en los devanados de transformadores trifásicos usados en instalaciones industriales.

Las causas potenciales de desbalances menores al 2% en el voltaje incluyen bancos de capacitores que no operan correctamente, especialmente fusibles fundidos en bancos de capacitores trifásicos, operación monofásica del equipo y conectar más carga monofásica en una fase que en otra. Desbalances de voltaje severos (mayores al 5%) pueden resultar de condiciones de operación monofásica. La instalación de monitores para medir el desbalance de voltaje suministra los datos necesarios para analizar y eliminar la causa del desbalance de voltaje.

2.3.8 Fuentes generadoras de ruido

Cuando se piensa en ruido eléctrico, se puede pensar en el ruido audible que emana de las líneas de alto, extra alto y ultra alto voltaje, o bien en el zumbido de un transformador energizado. Este tipo de ruido puede afectar la calidad de vida de las personas así como la calidad de la energía eléctrica. Cuando los expertos en calidad de la energía eléctrica hablan de ruido eléctrico, no piensan en los ruidos audibles, ellos piensan en el ruido eléctrico originado por una señal de bajo voltaje y alta frecuencia superpuesta a la forma de onda fundamental de 60 Hz. Este tipo de ruido eléctrico puede ser transmitido a través del aire o a través de conductores.

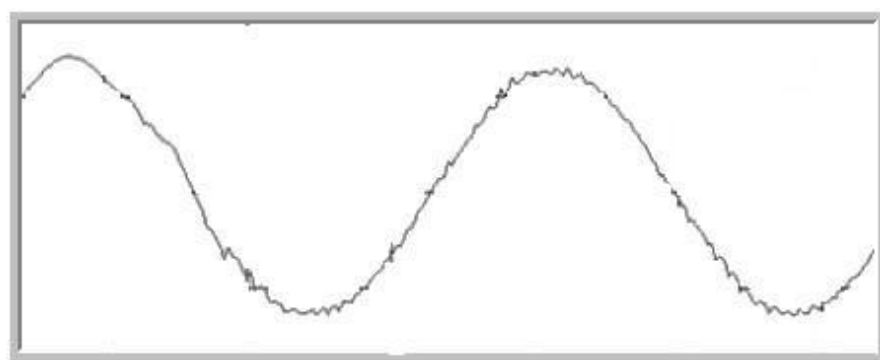


Fig. 2.12 Ruido superpuesto en una onda de voltaje de 60 Hz

Formalmente, el ruido se define como señales eléctricas no deseadas que producen efectos indeseables en los circuitos de los sistemas de control en los que ocurre (IEEE, 1999, Pág. 22), con contenido espectral de banda ancha menor que 200 kHz, superpuestas al voltaje o a la corriente del sistema de potencia en los conductores de fase, o encontradas en los conductores neutros o en las líneas de señal (IEEE, 1999, Pág. 36; Dugan y otros, 2004, Pág. 28). Además, el ruido puede encontrarse en el conductor de puesta a tierra del equipo de un circuito causado por la operación de un dispositivo extrayendo una corriente grande. El ruido de baja frecuencia es una señal con una frecuencia que es un múltiplo de la frecuencia fundamental (Sankaran, 2002, Pág. 43).

El ruido puede ser causado por dispositivos electrónicos de potencia, circuitos de control, equipos de arco, cargas con rectificadores de estado sólido, arranque de motores grandes y fuentes de potencia conmutadas. Los impulsores de velocidad ajustable (ASD), por ejemplo, producen señales de ruido que son frecuentemente problemáticas. La frecuencia del ruido generado por los ASD típicamente es mayor que las frecuencias armónicas del voltaje fundamental. A causa de esto, el ruido podría encontrar su camino hacia datos sensibles y circuitos de señal a menos que tales circuitos estén suficientemente aislados de las líneas de potencia que alimentan a los ASD. Los problemas de ruido son frecuentemente exacerbados por puesta a tierra inadecuada.

Básicamente, el ruido consiste de cualquier distorsión no deseada de la señal de potencia que no puede ser clasificada como distorsión armónica o como transitorio. Una magnitud típica del

ruido es menor que el 1% del voltaje. El ruido afecta a dispositivos electrónicos como microcomputadoras o controladores programables. El problema puede ser mitigado usando filtros, transformadores de aislamiento y algunos acondicionadores de línea.

2.3.9 Interferencia electromagnética

En el área de calidad de la energía eléctrica, las propiedades útiles del electromagnetismo no son consideradas, el interés se centra en cómo el fenómeno electromagnético afecta adversamente a los dispositivos eléctricos y electrónicos. El efecto de los campos electromagnéticos en los dispositivos y equipos electrónicos sensitivos es llamado *interferencia electromagnética* y es un tema muy complejo.

El término Interferencia Electromagnética (EMI) se asocia comúnmente con ruido de alta frecuencia, el cual tiene varias causas posibles. La fuente de EMI puede ser cualquier equipo eléctrico común tal como un ventilador, un horno de microondas o lámparas fluorescentes con balastos electrónicos. Otras fuentes incluyen transformadores, tableros eléctricos y algunas fuentes de potencia ininterrumpible. Algunas de las fuentes más comunes de EMI de alta frecuencia son torres de comunicación de radio, televisión o de microondas; comunicaciones marinas y terrestres, descargas atmosféricas, equipo de calentamiento por radiofrecuencia, impulsores de velocidad ajustable, alumbrado fluorescente y atenuadores electrónicos (dimmers). Estos dispositivos producen interferencia que va desde algunos kHz a cientos de MHz o aún mayores.

El ruido EMI se transmite de tres maneras: a través del aire, a través de una línea de potencia o a través de la tierra.

Debido a las grandes distancias con respecto a las fuentes de EMI y al hecho de que los campos magnético y eléctrico disminuyen con el cuadrado de la distancia desde la fuente, los efectos de varias de las fuentes de EMI mencionadas son raramente experimentados por los usuarios finales, pero en lugares cercanos a las fuentes de EMI las condiciones podrían ser lo suficientemente serias como para tomar precauciones y tener cuidado. Ésta es la razón por la cual las Agencias Federales de Comunicaciones han impuesto límites máximos para las

emisiones radiadas y conducidas para dispositivos de comunicaciones y de procesamiento de datos. La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) de los Estados Unidos de América, por ejemplo, especifica dos categorías de dispositivos: clase A para uso en instalaciones industriales y comerciales, y clase B para uso residencial. A causa de que los dispositivos clase B son más aptos para ser instalados cerca de equipo sensitivo, los límites para dispositivos clase B son más restrictivos que los límites clase A.

Dos tipos básicos de ruido pueden aparecer en líneas de energía de CA, de audio, de video y de datos de computadora dentro de una instalación: **ruido de modo normal** y **ruido de modo común**. Cada tipo tiene un efecto particular en el equipo sensitivo.

El **ruido de modo común** (common mode noise) o **ruido longitudinal** es el que aparece con la misma magnitud y fase en cada conductor que lleva corriente (conductores de fase y conductor neutro) **con respecto a un plano de tierra** o a otra referencia (la carcasa del equipo por ejemplo). Este ruido cambiará dependiendo de la referencia seleccionada. Frecuentemente es posible seleccionar una tierra de referencia que tenga un voltaje en modo común mínimo con respecto al circuito de interés, particularmente si el punto de referencia y el equipo carga están conectados por un conductor corto. El ruido de modo común puede ser causado por *emisión radiada* a partir de una fuente de interferencia electromagnética (EMI), por inducción electrostática o por inducción electromagnética. Los rayos también pueden producir ruido de modo común en conductores de potencia.

La **emisión radiada** es una medida del nivel de EMI propagada en el aire por la fuente. La emisión radiada requiere un medio portador tal como el aire u otro gas y es expresada usualmente en Volts por metro (V/m) o en microvolts por metro ($\mu\text{V/m}$).

La **emisión conducida** es una medida del nivel de EMI propagada por un medio conductor tal como los hilos de potencia, de señal o por hilos de guarda. La emisión conducida es expresada en milivolts o en microvolts.

El **ruido de modo normal** (normal mode noise), también llamado **ruido de modo transversal** (transverse mode noise) y algunas veces **ruido de modo diferencial** (differential mode noise),

es ruido que está presente a través de los conductores de potencia hacia las cargas, es decir, aparece entre fases y entre fases y neutro pero no entre estos conductores y tierra.

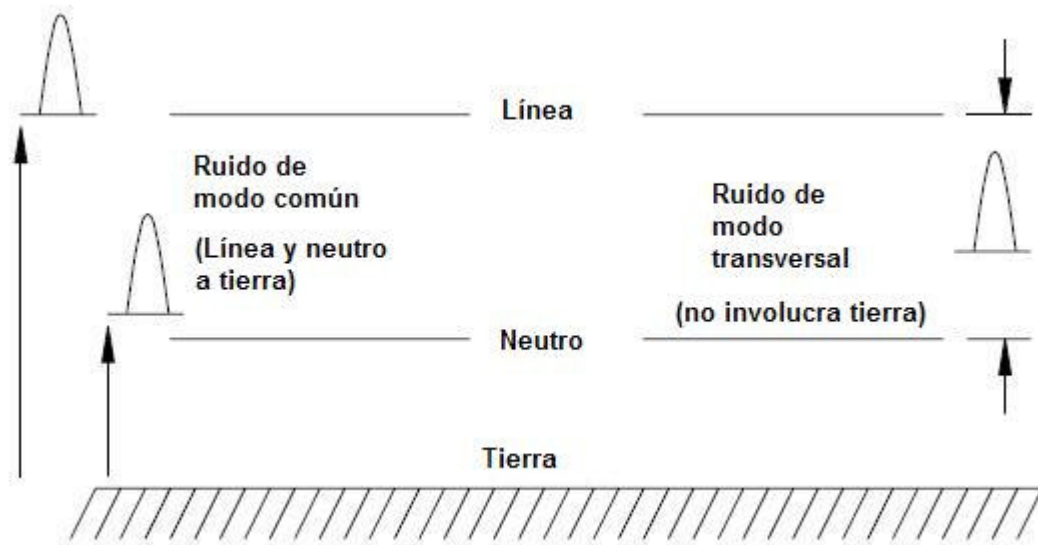


Fig. 2.13 Ruidos de modo común y de modo transversal (normal)

El ruido de modo normal se produce por fallas en el sistema o por disturbios producidos por otras cargas. El ruido de modo normal puede deberse también a conversión de ruido de modo común en equipo de potencia o en líneas de potencia. Algunas cargas eléctricas se sabe que generan su propio ruido de modo normal debido a sus peculiaridades de operación.

En la práctica, es raro encontrar sólo ruido de modo común o de modo normal. Más frecuentemente, la carga verá ambas señales de ruido, de hecho, a menos que el sistema de alambrado esté inusualmente bien balanceado, la señal de ruido de un modo convertirá algo de su energía al otro modo.

El ruido de modo común es convertido a ruido de modo normal en la impedancia asociada con las líneas. El ruido de modo común cuando es convertido a ruido de modo normal puede ser muy problemático en dispositivos sensitivos de baja potencia. Los transformadores de aislamiento blindados y los filtros reducen la cantidad por la cual el ruido de modo común es convertido a ruido de modo normal.

La *razón de rechazo en modo común* (CMRR) es la razón (usualmente expresada en decibeles) entre el ruido de modo común a la entrada de un dispositivo y el ruido en modo normal a la salida del dispositivo.

El decibel (db) se usa para expresar la razón entre dos cantidades, por ejemplo, la razón entre dos voltajes, corrientes o potencias activas. Para voltajes y corrientes:

$$db = 20 \log \frac{V_1}{V_2} \quad \dots (2.7)$$

Mientras que para potencias:

$$db = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad \dots (2.8)$$

Para que exista interferencia electromagnética deben existir tres componentes:

- Una fuente de EMI
- Una “víctima” susceptible de EMI
- Un medio para el acoplamiento de EMI entre la fuente y la víctima, el cual es cualquier dispositivo sensitivo a la interferencia.

El medio de acoplamiento puede ser inductivo o capacitivo, radiado a través del espacio o transmitido por los conductores, o una combinación de ambos. La identificación de los tres elementos de EMI permite que la interferencia electromagnética sea tratada en una de tres formas:

- Tratamiento por aislamiento, blindaje o aplicación de filtros a la fuente de EMI
- Eliminación del medio de acoplamiento por blindaje, uso de métodos apropiados de alambrado y enrutamiento apropiado de los conductores.
- Tratamiento de la víctima por blindaje, aplicación de filtros o por colocación adecuada.

En ocasiones, el efecto del ruido EMI puede ser removido moviendo la fuente de EMI a una distancia segura del dispositivo que está siendo afectado. Si el ruido EMI está siendo transmitido a través de la tierra, el blindar el equipo afectado o los cables de datos puede ser

una forma efectiva de resolver este problema. Puede ser necesario implantar más de una solución para una mitigación efectiva de la interferencia electromagnética.

2.4 Estimación del comportamiento de las depresiones de voltaje

Es importante entender el comportamiento esperado de las depresiones de voltaje del sistema de potencia, de manera que las instalaciones puedan ser diseñadas y se desarrollen las especificaciones del equipo para asegurar la operación óptima de las instalaciones productivas. En Dugan y otros (2004, Pág. 47) se presenta un procedimiento general para trabajar con consumidores industriales para asegurar compatibilidad entre las características del sistema de suministro y la operación de la instalación:

1. Determinar el número y las características de las depresiones de voltaje que resulten de cortocircuitos en el sistema de transmisión.
2. Determinar el número y las características de las depresiones de voltaje que resultan de cortocircuitos en el sistema de distribución (para instalaciones alimentadas desde el sistema de distribución).
3. Determinar la sensibilidad del equipo a depresiones de voltaje. Esto determinará el funcionamiento actual del proceso de producción basado en el funcionamiento calculado en los pasos 1 y 2.
4. Evaluar el aspecto económico de diferentes soluciones que podrían mejorar el funcionamiento, ya sea en el sistema de suministro (menores depresiones de voltaje) o dentro de las instalaciones del consumidor (mejor inmunidad).

2.4.1 Área de vulnerabilidad

El concepto de *área de vulnerabilidad* ha sido desarrollado para ayudar a evaluar la probabilidad de que el equipo sensitivo esté sujeto a un voltaje menor que su **capacidad mínima de retención ante depresiones de voltaje** (minimum voltage sag ride-through capability), donde (Dugan y otros, 2004, Pág. 48):

La *capacidad mínima de retención ante depresiones de voltaje* es la magnitud de voltaje mínima que una pieza de equipo puede soportar o tolerar sin mala operación o sin falla. También es conocida como *inmunidad del equipo ante depresiones de voltaje* o *límite de susceptibilidad*.

Un área de vulnerabilidad es determinada por el total de kilómetros de circuito expuestos a falla que pueden causar magnitudes de voltaje en las instalaciones de un usuario final que caigan por debajo del límite de susceptibilidad del equipo.

La figura 2.14 muestra un ejemplo de diagrama de área de vulnerabilidad para contactores de motores y ASD en una instalación de usuario final servido desde la red primaria de distribución a 13.8 kV. Las cargas estarán sujetas a fallas tanto en la red de transmisión como en la red de distribución. El número real de depresiones de voltaje que una instalación puede esperar es estimada al combinar el área de vulnerabilidad con el funcionamiento esperado ante fallas para esta porción del sistema. El funcionamiento esperado ante fallas es usualmente determinado a partir de datos históricos.

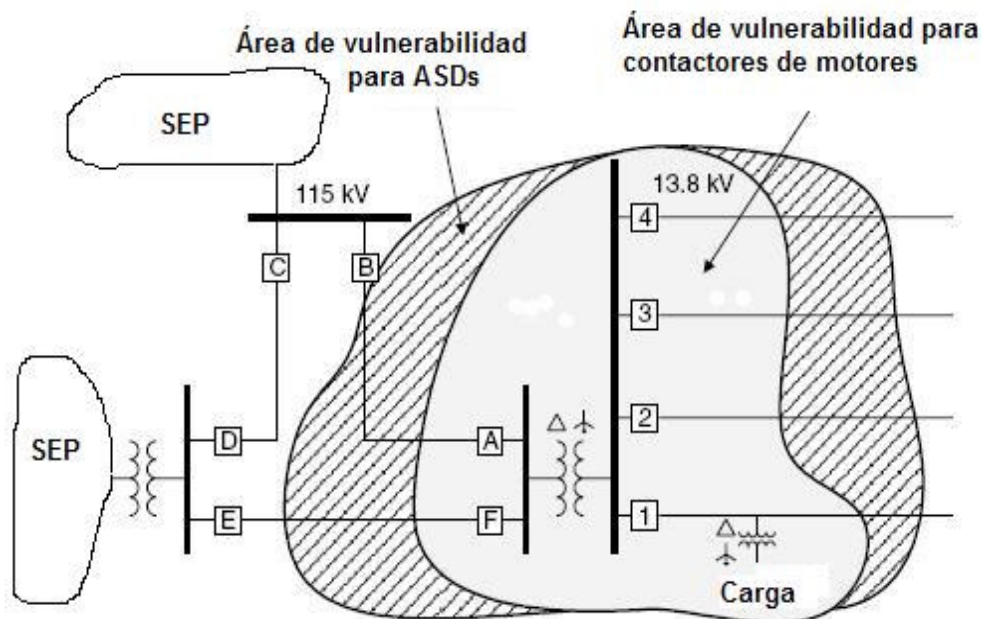


Fig. 2.14 Ejemplo de diagrama de área de vulnerabilidad

2.4.2 Sensitividad del equipo a depresiones del voltaje

El equipo dentro de las instalaciones de un usuario final puede tener diferentes sensibilidades ante depresiones del voltaje. La sensibilidad del equipo ante depresiones de voltaje es muy dependiente del tipo de carga específica, de los ajustes de los controles y de las aplicaciones, en consecuencia, frecuentemente es difícil identificar qué características de una depresión de voltaje dada son más probables de hacer que la operación del equipo no sea adecuada. Las características más frecuentemente usadas son la duración y la magnitud de la depresión de voltaje. Otras características no tan usadas incluyen el desbalance y el defasamiento, el voltaje perdido, el desbalance trifásico de voltaje durante la depresión y el punto en la onda en el cual la depresión se inicia y termina.

Generalmente la sensibilidad del equipo a depresiones de voltaje puede dividirse en tres categorías:

1. Sensitividad del equipo a la magnitud de una depresión de voltaje. Este grupo incluye dispositivos tales como relevadores de bajo voltaje, controles de proceso, controles de impulsores de motores y muchos tipos de máquinas automatizadas. Los dispositivos en este grupo son sensitivos a la magnitud mínima o máxima de voltaje experimentada durante una depresión o una elevación de voltaje. La duración del disturbio es usualmente de importancia secundaria para estos dispositivos.
2. Sensitividad del equipo a la magnitud y a la duración de una depresión de voltaje. Este grupo incluye casi todo el equipo que usa fuentes electrónicas de potencia. Dicho equipo opera mal o falla cuando el voltaje de salida de la fuente cae por debajo de los valores especificados. Así, la característica importante para este tipo de equipo es el tiempo en que el valor eficaz del voltaje está por debajo de un valor especificado al cual el equipo se dispara.
3. Sensitividad del equipo a características diferentes a la magnitud y a la duración de una depresión de voltaje. Algunos dispositivos son afectados por otras características de las depresiones de voltaje tales como el desbalance de fase durante la depresión, el punto en la onda en el que se inicia la depresión o cualquier oscilación transitoria que ocurra durante el disturbio. Los impactos de estas características son mucho más difíciles de generalizar que los debidos a magnitud y duración de la depresión.

Para usuarios finales con procesos sensitivos, la capacidad de retención ante depresiones de voltaje (límites de susceptibilidad) es usualmente la característica más importante a considerar. Las cargas sensitivas pueden ser impactadas por eventos de corta duración y casi todas las depresiones de voltaje duran por lo menos 4 o 5 ciclos, a menos que la falla sea liberada por fusibles limitadores de corriente. Así, uno de los métodos comunes de cuantificar la susceptibilidad del equipo a depresiones de voltaje, es usar una gráfica que muestre la magnitud de la depresión que hará que el equipo funcione mal como función de la duración de la depresión (gráfica magnitud-duración).

La curva CBEMA (Fig. 1.17) y sus versiones actualizadas ANSI (Fig. 1.18) e ITIC (Fig. 2.18) representan características de sensibilidad típicas del equipo, de manera que con una alta probabilidad, el equipo sensible típico se disparará cuando el voltaje esté por debajo de los límites CBEMA o ITIC. Algunas veces la curva CBEMA o la curva ITIC colocan límites que no son lo suficientemente restrictivos como para proteger algunos equipos sensitivos.

La figura 2.15 muestra un ejemplo de curva de capacidad de retención ante depresiones de voltaje (curva de límites de susceptibilidad) de un impulsor de velocidad ajustable (ASD) que es más sensitivo a las depresiones de voltaje que lo indicado por la curva CBEMA. El ASD dispara para depresiones de voltaje debajo de 0.9 pu que duran sólo 4 ciclos.

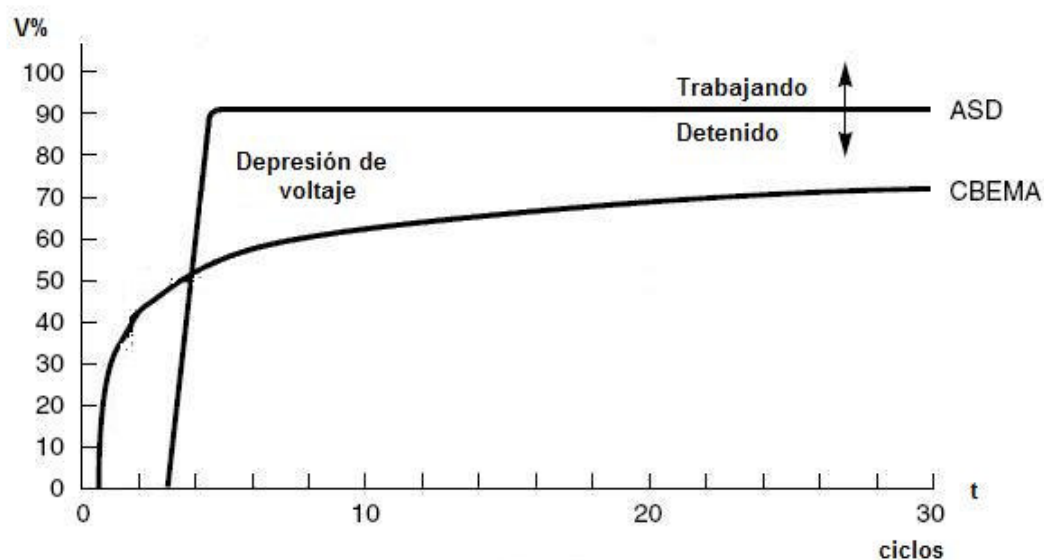


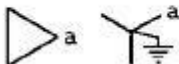
Fig. 2.15 Ejemplo de gráfica de sensibilidad de un equipo ASD a depresiones de voltaje

2.4.3 Evaluación del funcionamiento ante depresiones de voltaje en el sistema de transmisión

El funcionamiento ante depresiones de voltaje de una instalación dada dependerá de si el consumidor es alimentado desde la red de transmisión o desde la red de distribución. Para un consumidor alimentado desde la red de transmisión, el funcionamiento ante depresiones de voltaje dependerá sólo del comportamiento ante fallas en el sistema de transmisión. Por otra parte, para un consumidor alimentado desde la red de distribución, el funcionamiento ante depresiones de voltaje dependerá de cómo funcione el sistema ante fallas en las redes de transmisión y de distribución.

Las fallas en las líneas de transmisión y la consecuente operación de los dispositivos de protección, raramente causan una interrupción para cualquier consumidor a causa de la naturaleza interconectada de las redes de transmisión actuales. Estas fallas, sin embargo, originan depresiones de voltaje. Dependiendo de la sensibilidad del equipo, la unidad puede dispararse resultando en pérdidas económicas.

La mayoría de las compañías usan programas de computadora digital para simular cortocircuitos que pueden calcular el perfil de voltaje en el sistema fallado. Muchos de ellos también pueden aplicar fallas en puntos a lo largo de las líneas de transmisión para ayudar a calcular el área de vulnerabilidad de una localidad específica. El área de vulnerabilidad describe todos los puntos de falla que pueden hacer que el equipo no opere de forma adecuada. El tipo de falla también debe ser considerado, ya que una falla monofásica no resulta en la misma depresión de voltaje que una falla trifásica. Las características en el equipo del usuario final también dependen de cómo son cambiados los voltajes por las conexiones del transformador del consumidor y de cómo se encuentre conectado el equipo, esto es, de fase a tierra o entre fases. Por ejemplo, para un transformador conectado en delta en el lado de alta tensión y en estrella aterrizada en el lado de baja tensión, si ocurre una falla a tierra en la fase “a” de alta, los voltajes en el lado de baja son:

	0.88	0.88	0.33	0.58	1.00	0.58
	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}

La magnitud del mínimo voltaje secundario dependerá de cómo se encuentre conectado el equipo:

- El equipo conectado de línea a línea experimentará un voltaje mínimo de 0.33 pu.
- El equipo conectado de línea a tierra experimentará un voltaje mínimo de 0.58 pu

Math Bollen (en Dugan y otros, 2004, Págs. 52-53) desarrolló el concepto de *tipos de depresiones de voltaje* (ilustrados en la figura 2.16) para describir las diferentes características de las depresiones de voltaje que pueden ser experimentadas al nivel de usuario final para diferentes condiciones de falla y condiciones del sistema.

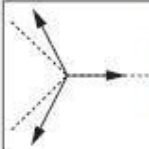
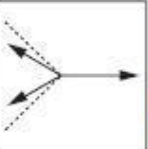
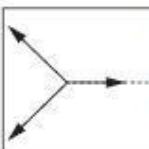
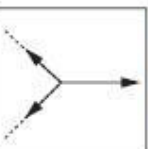
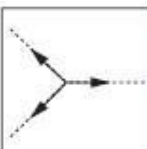
Defasamiento	Número de fases		
	1	2	3
Ángulo	 Sag tipo D Sag monofásico Desplazamiento de fase	 Sag tipo C Sag en dos fases Desplazamiento de fase	Nota. Los sags trifásicos deberían llevar a condiciones relativamente balanceadas, por lo que el sag tipo A es una caracterización suficiente para sags trifásicos
Ninguno	 Sag tipo B Sag monofásico Sin defasamiento	 Sag tipo E Sag en dos fases Sin defasamiento	 Sag tipo A Sag en tres fases

Fig. 2.16 Tipos de depresiones de voltaje (sags) en el equipo de usuario final que resultan de diferentes tipos de fallas y diferentes conexiones de transformador

La mayoría de las compañías mantienen estadísticas de funcionamiento de falla para los diferentes niveles de voltaje. El funcionamiento de falla es usualmente descrito en términos de fallas por cada 100 km/año. Estas estadísticas junto con el área de vulnerabilidad pueden ser usadas para estimar el funcionamiento esperado ante depresiones de voltaje.

2.4.4 Evaluación del funcionamiento ante depresiones de voltaje en el sistema de distribución de la compañía suministradora

Los consumidores que son alimentados de la red de distribución, son impactados por fallas tanto en el sistema de transmisión como en la red de distribución. El análisis en el sistema de distribución debe incluir también las interrupciones momentáneas originadas por la operación de dispositivos de protección para liberar las fallas. Estas interrupciones con toda seguridad

dispararán equipo sensitivo. En este caso se debe evaluar el funcionamiento esperado ante depresiones de voltaje y ante interrupciones momentáneas.

El funcionamiento global ante depresiones de voltaje en la instalación del usuario final es el total del funcionamiento esperado ante depresiones de voltaje de los sistemas de transmisión y distribución. El esquema de protección de la compañía juega un papel importante en el funcionamiento ante depresiones de voltaje e interrupciones.

La información crítica necesaria para calcular el funcionamiento ante depresiones de voltaje se puede resumir en lo siguiente:

- Número de alimentadores suministrados desde la subestación
- Longitud de alimentador promedio
- Reactancia de alimentador promedio
- Reactancia equivalente de cortocircuito en la subestación
- Reactores de alimentador, si es que existen
- Funcionamiento de fallas de alimentador promedio que incluya falla trifásica a tierra y falla de línea a tierra en fallas por kilómetro por mes. Los datos de funcionamiento de los alimentadores pueden estar disponibles de las bitácoras de protección, sin embargo, los datos para fallas que son liberadas por fusibles o por dispositivos de protección aguas abajo (downline fuses, downline protective devices) pueden ser difíciles de obtener y puede ser que esta información deba ser estimada.

2.5 Arranque de motores

Los motores tienen el efecto indeseable de extraer varias veces su corriente de carga nominal durante el arranque. Los motores de inducción, por ejemplo, pueden extraer corrientes en el arranque del orden del 600% al 800% de sus corrientes nominales a plena carga. La corriente inicia al valor máximo y tarda entre 2 y 8 segundos en llegar al valor normal dependiendo del diseño del motor y de la inercia de la carga. Dependiendo del instante en que es aplicado el voltaje al motor, la corriente puede ser altamente asimétrica. Esta gran corriente al fluir a través de las impedancias del sistema origina depresiones en el voltaje que pueden disminuir la

intensidad luminosa de las lámparas, hacer que los contactores se repongan y que el equipo sensitivo opere inadecuadamente. La situación es empeorada por un factor de desplazamiento al arranque extremadamente pobre en el rango del 15% al 30%. El tiempo requerido por el motor para acelerarse a velocidad nominal se incrementa con la magnitud de la depresión, y una depresión excesiva puede impedir el arranque exitoso del motor. Las depresiones por arranque de motores pueden persistir por varios segundos.

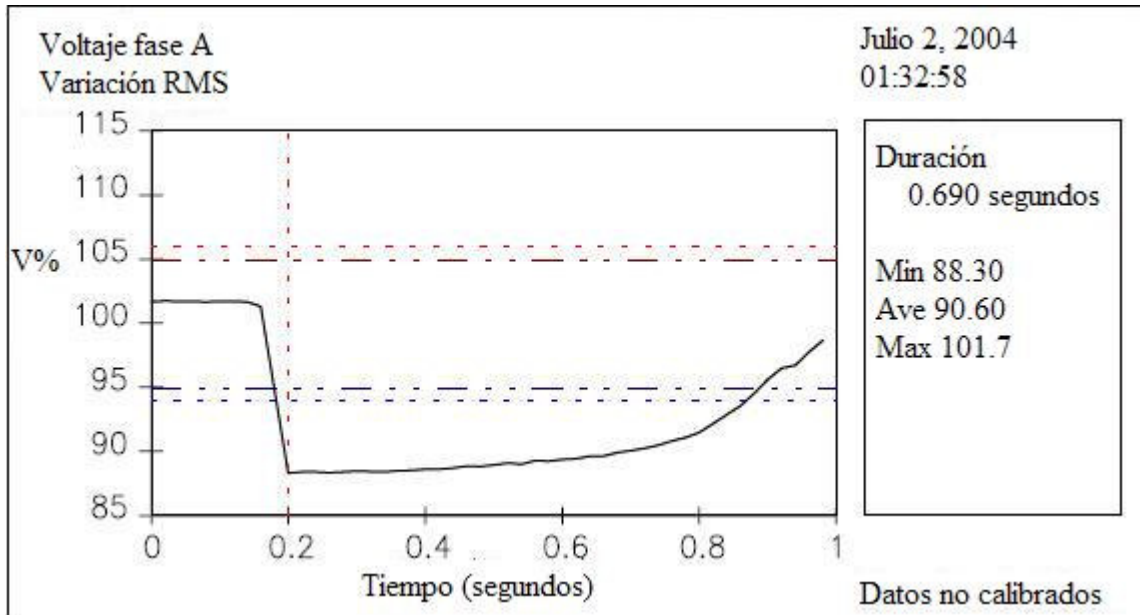


Fig. 2.17 Variación del voltaje durante el arranque de un motor

Los métodos de arranque de motores influyen en la severidad de la depresión:

- El arranque a voltaje pleno suministra el mínimo costo y la aceleración más rápida y es la opción más usada a menos que la depresión de voltaje o el esfuerzo mecánico resultantes sean excesivos.
- Los arrancadores con autotransformador tienen dos autotransformadores conectados en delta abierta. Los cambiadores de derivaciones (taps) suministran al motor voltajes del 50%, 65% u 80% del voltaje nominal del sistema durante el arranque. La corriente de línea y el par de arranque varían con el cuadrado del voltaje aplicado al motor de manera que el tap del 65%, por ejemplo, sólo suministrará el 42.25% del par y de la corriente de arranque a voltaje pleno. El tap que se selecciona es el tap mínimo que suministre el par de arranque requerido.

- Los arrancadores con resistencia y reactancia inicialmente insertan una impedancia en serie con el motor, después de un cierto tiempo de retardo esta impedancia es cortocircuitada para sacarla de operación. Los resistores de arranque pueden ser cortocircuitados por pasos, mientras que los reactores de arranque son cortocircuitados en un paso. La corriente de línea y el par de arranque varían directamente con el voltaje aplicado, de manera que para un voltaje de arranque dado estos arrancadores extraen más corriente de la línea que un arrancador con autotransformador pero suministran mayor par de arranque. Los reactores de arranque típicamente tienen taps del 37.5%, 45% y 50%.
- Los arrancadores con devanado parcial son atractivos para usarse con motores con nominación dual (220/440 V o 230/460 V). El estator de un motor de este tipo consiste de dos devanados conectados en paralelo para el menor voltaje o en serie para el voltaje mayor. Cuando se operan con un arrancador de devanado parcial al voltaje nominal menor, sólo se energiza un devanado al inicio limitando la corriente de arranque y el par de arranque al 50% de los valores que se tienen al energizar ambos devanados simultáneamente.
- Los arrancadores delta-estrella conectan el estator en estrella para arrancar y después de un tiempo de retardo reconectan los devanados en delta. La conexión en estrella reduce el voltaje de arranque al 57% del voltaje de línea del sistema mientras que las corrientes y el par de arranque se reducen al 33% de sus valores de arranque a voltaje pleno.

Si se usa arranque a voltaje pleno, el voltaje mínimo esperado en pu es (Dugan y otros, 2004, Pág. 80):

$$V_{min}(pu) = \frac{V(pu) kVA_{sc}}{kVA_{LR} + kVA_{sc}} \quad \dots (2.9)$$

Donde:

$V(pu)$ = Voltaje real del sistema en pu del valor nominal

kVA_{sc} = kVA de cortocircuito del sistema en el motor

kVA_{LR} = kVA de rotor bloqueado del motor

Si el resultado está por encima del mínimo voltaje permisible en estado estacionario para el equipo afectado, entonces el arranque a voltaje pleno es aceptable, si no, la característica magnitud de la depresión contra duración debe compararse contra la envolvente de tolerancia del voltaje del equipo afectado. Los cálculos en este caso se realizan generalmente con programas de computadora para arranque de motores o para análisis transitorio.

2.6 Origen de las interrupciones y la confiabilidad de los sistemas eléctricos.

Históricamente, los términos calidad de la energía y confiabilidad han sido tomados como sinónimos. Durante los primeros años de desarrollo de los sistemas eléctricos de potencia, los ingenieros electricistas estaban preocupados principalmente por ‘mantener encendidas las luces’, diseñar los sistemas para soportar salidas de elementos usando apartarrays, interruptores, cuchillas desconectadoras, redundancia, y evitar que la frecuencia se desviara de 60 Hz durante las salidas de parte del sistema. Se usaron diversos dispositivos para mantener la *confiabilidad del sistema*, así, si la salida de operación de una línea de transmisión mayor llevaba a perder una carga grande, se tomaban medidas para evitar que el generador se acelerara y que la frecuencia se incrementara por encima de los límites aceptables para evitar que el sistema completo se colapsara. En el caso anterior, se podían usar, por ejemplo, “frenos dinámicos” consistentes de grandes resistores de acero inoxidable para sustituir a la carga perdida y evitar la pérdida de sincronismo.

Las compañías suministradoras de energía eléctrica producen y liberan electricidad a través de grandes redes de generadores, transformadores y miles de kilómetros de conductores. Aunque es difícil imaginar que sistemas tan complejos puedan operar confiablemente, se libera energía eléctrica cuándo y donde se necesita durante más del 99.95% del tiempo. Esta medida de la calidad de la energía eléctrica, relacionada con la continuidad en el servicio, es llamada *confiabilidad*.

De acuerdo con el Diccionario McGraw-Hill de Ingeniería (versión electrónica):

Confiabilidad (reliability). Es la probabilidad de que una parte componente, equipo o sistema lleve a cabo de forma satisfactoria su función especificada bajo

circunstancias dadas, tales como condiciones ambientales, limitaciones en cuanto al tiempo de operación, y frecuencia y profundidad del mantenimiento para un periodo especificado de tiempo.

*El término **confiabilidad** en el contexto de las compañías de suministro de energía eléctrica generalmente se refiere a la cantidad de tiempo que los usuarios finales están totalmente sin energía por una interrupción sostenida.*

Las definiciones de lo que es una interrupción sostenida varían entre las diferentes compañías, pero generalmente se consideran interrupciones entre 1 y 5 minutos como definitorias de una salida (outage). De acuerdo con el Diccionario de Ingeniería Eléctrica (Laplace, 2000):

Salida (outage).

- (1) El porcentaje de tiempo o de área para el cual un sistema de comunicación no suministra calidad aceptable
- (2) Pérdida de potencia de todo o de parte de un sistema eléctrico de potencia

Los estándares actuales de calidad de la energía consideran como interrupción sostenida cualquier pérdida total de potencia mayor a 1 minuto. En cualquier caso, *la confiabilidad es afectada por las fallas permanentes en el sistema que deben ser reparadas antes de que el servicio sea restaurado*, es decir, por las interrupciones sostenidas. Naturalmente, muchos usuarios industriales tienen una visión diferente de lo que es la confiabilidad, ya que aún interrupciones momentáneas debidas a fallas transitorias pueden sacar de operación sus procesos y requerir de varias horas para volver a producir.

Dado que la mayoría de los consumidores demandan un suministro continuo de energía eléctrica, las compañías tienen sistemas que prácticamente eliminan la posibilidad de salidas de servicio. La poda regular de árboles alrededor de las líneas de transmisión, la exploración infrarroja y las rutinas de mantenimiento preventivo son sólo algunas de las formas usadas para proteger y mejorar la confiabilidad del servicio. Desafortunadamente, existen circunstancias que no pueden ser controladas por las compañías suministradoras, por ejemplo el mal clima, los accidentes involucrando líneas eléctricas, las fallas del equipo y el vandalismo, que pueden crear problemas si:

- El equipo está diseñado para operar dentro de límites muy estrechos de voltaje de alimentación.
- El equipo no tiene sistemas de amortiguamiento y estabilización o capacidades de retención (ride through) adecuadas para filtrar las fluctuaciones en la alimentación.

Los cortocircuitos o las fallas causan disturbios de potencia en las líneas de las compañías, indeterminando la calidad del servicio a los consumidores dentro del área fallada. Aún cuando el servicio sea restaurado automáticamente siguiendo la falla, el equipo de protección de la compañía suministradora puede quitar la energía automáticamente algunas veces durante varios segundos en un intento de limpiar el circuito fallado. Esto da lugar a una *interrupción instantánea*, una *interrupción momentánea* o a una *interrupción temporal*. Cuando ocurren salidas mayores o fallas permanentes en los circuitos primarios que sirven a una área, toda la potencia es interrumpida hasta que la causa de la falla sea aislada y corregida dando lugar a *interrupciones prolongadas o sostenidas*.

Los ingenieros de potencia han estado siempre preocupados por la posibilidad de que una salida de una línea de transmisión o de una subestación origine un efecto en cascada que lleve a apagones parciales o totales. Sin embargo, las reducciones extendidas en voltaje de más del 10% (brownouts) y la pérdida total de potencia eléctrica por más de 10 minutos (blackouts) constituyen sólo alrededor del 4.7% del total de disturbios que pueden ocurrir en un sistema eléctrico de potencia. Los fenómenos transitorios en el voltaje constituyen alrededor del 95.3%, de manera que los problemas de calidad de la energía eléctrica causados por transitorios han llegado a ser una preocupación creciente a partir de la década de los años 1980.

Los índices de confiabilidad tradicionales (basados en interrupciones) para sistemas de distribución de energía eléctrica se definen como sigue (Dugan y otros, 2004, Pág. 91):

SAIFI: Índice de frecuencia promedio de interrupción del sistema

$$SAIFI = \frac{(\text{No. de consumidores interrumpidos}) (\text{No. de interrupciones})}{\text{No. total de consumidores}} \quad \dots (2.10)$$

SAIDI: Índice de duración promedio de interrupción del sistema

$$SAIDI = \frac{\sum (\text{No. de consumidores afectados}) (\text{Duración de la salida})}{\text{No. total de consumidores}} \quad \dots (2.11)$$

CAIFI: Índice de frecuencia promedio de interrupción al consumidor

$$CAIFI = \frac{\text{No. total de interrupciones al consumidor}}{\text{No. de consumidores afectados}} \quad \dots (2.12)$$

CAIDI: Índice de duración promedio de interrupción al consumidor

$$CAIDI = \frac{\sum \text{Duración de interrupciones al consumidor}}{\text{No. total de interrupciones al consumidor}} \quad \dots (2.13)$$

ASAI: Índice de disponibilidad promedio del sistema

$$ASAI = \frac{\text{Disponibilidad de horas servicio al consumidor}}{\text{Demanda de horas servicio del consumidor}} \quad \dots (2.14)$$

Donde la demanda de horas servicio del consumidor = 8760 para un año entero.

Valores objetivo típicos para los índices anteriores son:

- 1.0 para SAIFI
- 1.0 a 1.5 horas para SAIDI
- 1.0 a 1.5 horas para CAIDI
- 0.99983 para ASAI

El énfasis de los ingenieros electricistas se ha desplazado de preocupaciones acerca de la confiabilidad en las redes de transmisión y distribución en los años 1980 hacia aspectos de calidad de la energía eléctrica a nivel de último usuario, tales como depresiones y elevaciones de voltaje, transitorios oscilatorios e impulsivos, altos y bajos voltajes, parpadeo y distorsión armónica. Las agencias reguladoras, para evitar el deterioro de la calidad de la energía eléctrica entregada a los consumidores, deben ir más allá de los índices de confiabilidad

tradicionales y especificar la necesidad de reportar e incentivar la calidad de la energía para los sistemas de transmisión y distribución.

Las depresiones de voltaje son típicamente la variación de la calidad de la energía más importante que afecta a los consumidores comerciales e industriales. Kennedy (2000, Pág. 75-76) comenta que los estándares para depresiones de voltaje usan índices de confiabilidad para poner límites a las depresiones de voltaje. El Libro Dorado de la IEEE (Estándar IEEE 493) ya incluye las depresiones de voltaje en la definición de confiabilidad:

“La evaluación económica de la confiabilidad comienza con el establecimiento de una definición de interrupción. Tal definición especifica la magnitud de la depresión de voltaje y la duración mínima de tal periodo de voltaje reducido que resulta en una pérdida de la producción o de otra función del proceso”.

El índice básico para funcionamiento ante depresiones de voltaje es el **System average rms (variation) frequency index_{voltage} (SARFI_x)**. SARFI_x cuantifica tres parámetros de las depresiones del voltaje en un índice: número de depresiones de voltaje, periodo de la medición y número de usuarios finales afectados por la depresión de voltaje. Así, SARFI_x representa el número promedio de eventos variación de valor rms de corta duración especificados por consumidor que ocurrieron en un sistema de potencia específico durante un periodo de tiempo de medición. Para SARFI_x los disturbios especificados son aquellas variaciones rms con una magnitud de voltaje menor que x para caídas de voltaje o una magnitud mayor que x para incrementos en el voltaje. SARFI_x se define como (Dugan y otros, 2004, Pág. 335):

$$SARFI_x = \frac{\sum N_i}{N_T} \quad \dots (2.15)$$

Donde:

x = Nivel umbral de voltaje rms; valores posibles son 140, 120, 110, 90, 80, 70, 50, y 10

N_i = Número de consumidores que experimentan desviaciones en el voltaje con magnitudes por arriba de $X\%$ para $x > 100$ o por debajo de $X\%$ para $x < 100$ debido al evento i .

N_T = Número total de consumidores servidos desde la sección de sistema a ser evaluada.

Note que SARFI_x es definido con relación al umbral de voltaje x . Por ejemplo, si una compañía tiene consumidores que sólo son susceptibles a depresiones de voltaje por debajo del 80% del voltaje nominal, este grupo de disturbio puede ser evaluado usando SARFI₈₀. SARFI₈₀ representa el número promedio de depresiones de voltaje por debajo del 80% experimentado por el consumidor promedio alimentado desde el sistema evaluado.

Los 8 valores umbral definidos para el índice fueron seleccionados para coincidir con lo siguiente (Dugan y otros, 2004, Pág. 335):

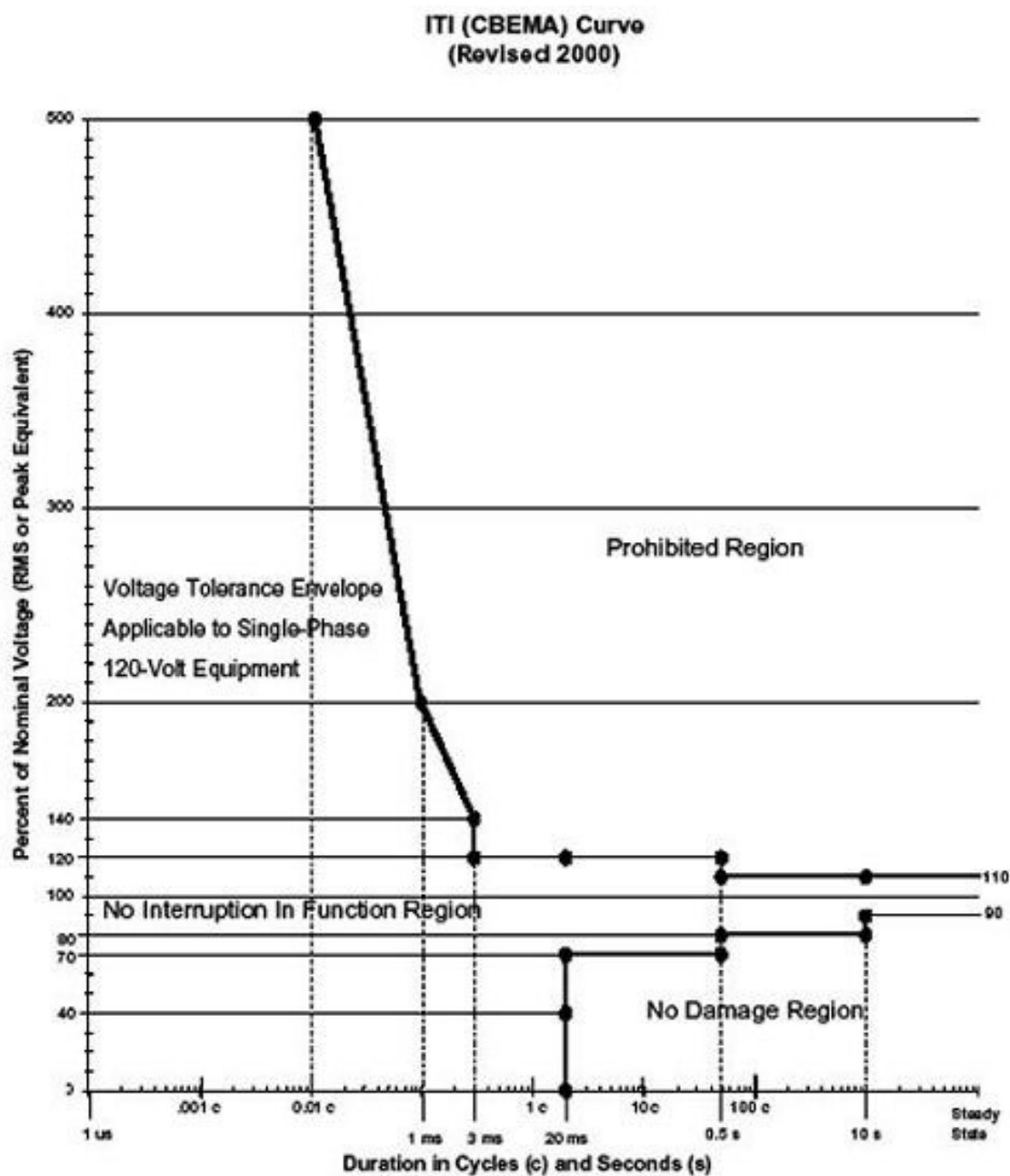
- 140, 120 y 110. Segmentos de sobrevoltaje de la curva ITI.
- 90, 80 y 70. Segmentos de bajo voltaje de la curva ITI.
- 50. Punto de interrupción típico para evaluar contactores de motor.
- 10. Definición de una interrupción en el estándar IEEE 1159.

De acuerdo con Kennedy (2000, Pág. 77), SARFI_x es similar al índice SAIFI, pero aclara que los dos índices son diferentes ya que SARFI_x evalúa el funcionamiento del sistema con relación a variaciones rms de corta duración, mientras que SAIFI evalúa sólo interrupciones sostenidas. SARFI_x puede ser usado para evaluar la frecuencia de ocurrencia de depresiones y elevaciones de voltaje, y de interrupciones de corta duración.

2.7 Curva ITI (CBEMA)

La curva ITI (CBEMA) es publicada por el Comité Técnico 3 (TC3) del Consejo de la Industria de Tecnología de la Información (Information Technology Industry Council <ITI>) anteriormente conocido como Asociación de Fabricantes de Equipo Computacional y de Negocios (Computer & Business Equipment Manufacturers Association <CBEMA>).

La curva ITI (CBEMA) describe una envolvente del voltaje de entrada de CA que típicamente puede ser tolerado por la mayoría del equipo de tecnología de la información (ITE) -por ejemplo equipo de fabricación controlado por computadora, computadoras, impresoras, copiadoras, etc.- tanto en estado transitorio como en estado estacionario. La curva ITI no pretende ser una especificación de diseño para productos o sistemas de distribución de CA.



Prohibited Region : Región prohibida

No damage region: Región de no daño

No interruption in function region: Región de no interrupción en función

Fig. 2.18 Curva ITI (CBMA)

La curva ITI (CBEMA) es aplicable a voltajes nominales de 120 V obtenidos de sistemas de 120 V, 208Y/120 V y 120/240 V a 60 Hz. Otros voltajes y frecuencias nominales no son

considerados específicamente y es responsabilidad del usuario determinar la aplicabilidad de la misma para tales condiciones.

Se describen 7 tipos de eventos en la envolvente compuesta (voltage tolerance envelope). Se asume que todas las condiciones son mutuamente exclusivas en cualquier punto en el tiempo, y con la excepción de las tolerancias en estado estacionario, se supone que comienzan desde el voltaje nominal.

El tiempo entre los transitorios se supone que es tal que el equipo de tecnología de la información (ITE) regresa al equilibrio (mecánico, eléctrico y térmico) antes de que comience el siguiente transitorio.

Los eventos considerados en la envolvente de la curva ITI (CBEMA) son:

1. Tolerancias de estado estacionario. El rango de estado estacionario describe un voltaje eficaz que es constante o varía muy lentamente. El rango es de $\pm 10\%$ del voltaje nominal. Cualquier voltaje en este rango puede estar presente por un periodo indefinido y es función de la carga y de las pérdidas normales en el sistema de distribución.
2. Elevaciones del voltaje de línea. Esta región describe una elevación de voltaje que tiene una amplitud eficaz de hasta el 120% del voltaje eficaz nominal, con una duración de hasta 0.5 segundos. Este transitorio puede ocurrir cuando se remueven cargas grandes del sistema o cuando el voltaje es alimentado desde fuentes diferentes a las de la compañía suministradora.
3. Transitorio oscilatorio amortiguado de baja frecuencia (Low-Frequency Decaying Ringwave). Esta región describe un transitorio oscilatorio amortiguado que resulta típicamente de la conexión de capacitores para corregir el factor de potencia en sistemas de CA. La frecuencia de este transitorio puede ir desde 200 Hz hasta 5 kHz, dependiendo de la frecuencia resonante del sistema de distribución de CA. La magnitud del transitorio es expresada como un porcentaje del voltaje pico nominal (no del voltaje eficaz) a 60 Hz. El transitorio se supone que está completamente amortiguado al final del semiciclo en el cual ocurrió y que sucede cerca del pico de la forma de onda de voltaje nominal. La amplitud del transitorio varía desde el 140% para

transitorios oscilatorios de 200 Hz hasta el 200% en transitorios oscilatorios de 5 kHz, con un incremento lineal en amplitud al aumentar la frecuencia.

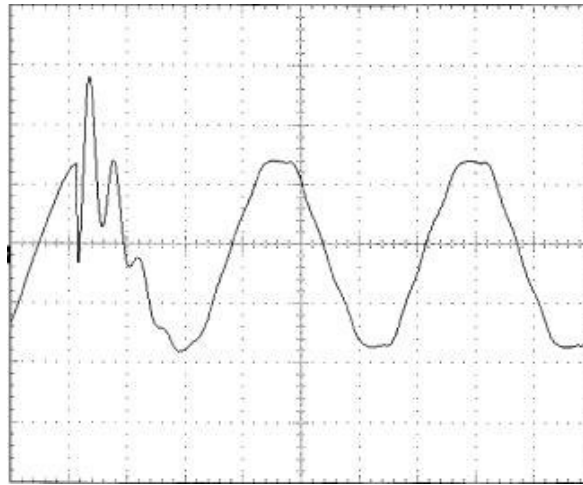


Fig. 2.19 Ringwave amortiguado de baja frecuencia

4. Impulso y transitorio oscilatorio de alta frecuencia (High-Frequency Impulse and Ringwave). Esta región describe los transitorios que ocurren típicamente como resultado de rayos. Las formas de onda aplicables a este transitorio y las condiciones generales de prueba se describen en el estándar ANSI/IEEE C62.41-1991. Esta región de la curva trata con amplitud y duración (energía), más que con amplitud eficaz. El propósito es suministrar una inmunidad transitoria de por lo menos 80 Joules.
5. Depresiones de voltaje. Dos depresiones de voltaje eficaz diferentes se describen. Generalmente, estos transitorios resultan de la aplicación de cargas pesadas, así como de condiciones de falla en varios puntos en el sistema de distribución de CA. Depresiones al 80% del nominal (desviación máxima del 20%) se supone que tienen una duración típica de hasta 10 segundos, y depresiones al 70% del nominal (desviación máxima del 30%) se supone que tienen una duración de hasta 0.5 segundos.
6. Paso al reposo (dropout). Un voltaje de paso al reposo incluye tanto depresiones de voltaje eficaz severas como interrupciones del voltaje aplicado, seguidos por la reaplicación inmediata del voltaje nominal. La interrupción puede durar hasta 20 milisegundos. Este transitorio resulta típicamente de la ocurrencia y la liberación subsecuente de fallas en el sistema de distribución de CA.

7. Región de no daño. Los eventos en esta región incluyen depresiones y pasos al reposo que son más severos que los especificados en el párrafo 6, y voltajes aplicados continuamente que son menores que el límite inferior del rango de tolerancias de estado estacionario. El estado funcional normal del ITE no es esperado típicamente durante estas condiciones, pero ningún daño al ITE debería resultar.
8. Región prohibida. Esta región incluye cualquier impulso o depresión que exceda el límite superior de la envolvente. Si el ITE es sujeto a tales condiciones, puede resultar dañado.

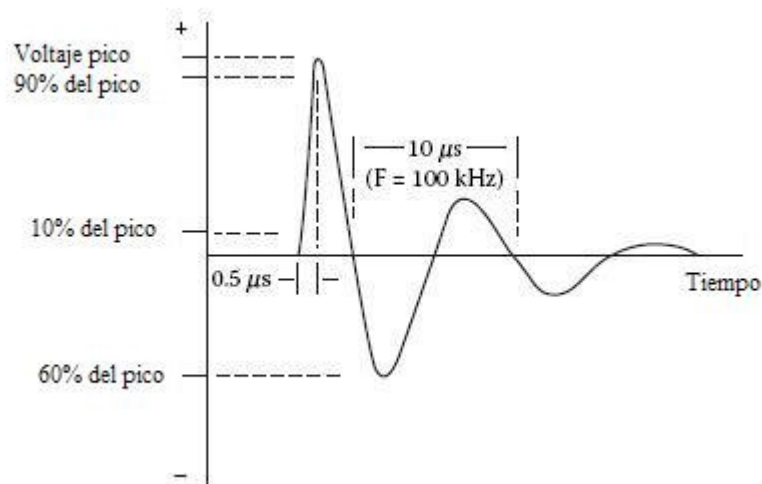


Fig. 2.20 Onda de prueba para sobrevoltaje transitorio oscilatorio amortiguado tipo interior (ringwave de $0.5 \mu\text{s}$ a 100 kHz)

Como se comenta en el punto 4 de este apartado, las amplitudes de voltaje y corriente, formas de onda y valores de impedancia fuente sugeridas en el estándar ANSI/IEEE C62.41 fueron diseñadas para aproximar la mayoría de los disturbios transitorios de alto nivel, pero no pretenden representar condiciones de peor caso. A manera de ejemplo, la figura 2.20 muestra la forma de onda representativa ANSI/IEEE para un transitorio tipo interior para sistemas de CA de 120 V a 240 V. Las mediciones de campo, observaciones de laboratorio, y cálculos teóricos han mostrado que la mayoría de los disturbios en sistemas de CA de bajo voltaje tienen formas de onda oscilatoria más que impulsiva. La naturaleza oscilatoria de la forma de onda interior, es el resultado de las frecuencias resonantes naturales del sistema de distribución de CA. Los estudios de la IEEE muestran que el rango de frecuencia oscilatoria de tales

disturbios se extiende desde 30 Hz hasta 100 kHz y que la forma de onda cambia, dependiendo del lugar del sistema de distribución donde se mida.

La forma de onda mostrada en la figura 2.20 para sistemas de 120 V y 240 V es descrita como un transitorio oscilatorio amortiguado de 0.5 μ s a 100 kHz. Esta forma de onda tiene un tiempo de elevación de 0.5 μ s, luego decae mientras oscila a 100 kHz. La amplitud de cada pico es aproximadamente el 60% del pico precedente.

Capítulo 3

Sobrevoltajes transitorios

Como se comentó previamente, en la actualidad la energía eléctrica es la materia prima esencial para el comercio y la industria. Es una materia prima inusual porque es requerida como un flujo continuo -no puede ser almacenada convenientemente en grandes cantidades- y no puede sujetarse a pruebas de aseguramiento de la calidad antes de ser usada. Es, de hecho, el ejemplo perfecto de la filosofía *justo a tiempo* (just in time), en la que los componentes son liberados a una línea de producción en el tiempo y punto de uso por un suministrador confiable y aprobado, sin necesidad de inspeccionarlos. Para que el justo a tiempo (JIT) sea exitoso, es necesario tener buen control sobre las especificaciones de los componentes, una alta confianza en que el proveedor pueda producirlos y liberarlos de acuerdo con las especificaciones y a tiempo, y un conocimiento del comportamiento global del producto con las componentes dentro de las tolerancias.

La situación con la electricidad es similar, la confiabilidad del suministro debe ser conocida y la *resiliencia del proceso* (capacidad para soportar fallas de subsistemas y de componentes mientras continúa operando normalmente) a variaciones debe ser entendida. En realidad, la electricidad es muy diferente a cualquier otro producto, es generada lejos de los puntos de uso, alimentada a la red junto con la salida de muchos otros generadores y llega al usuario final a través de varios transformadores y muchos kilómetros de líneas aéreas y posiblemente de líneas subterráneas. En donde la industria ha sido privatizada, estos activos serán poseídos, administrados y mantenidos por diferentes organizaciones.

Asegurar la calidad de la potencia liberada a los puntos de uso no es una tarea sencilla y, como se ha comentado previamente, no hay manera de que la electricidad subestándar (la que se encuentra fuera de los estándares de calidad) pueda ser retirada de la cadena de alimentación o rechazada por el usuario.

Desde el punto de vista del consumidor, el problema es más difícil, existen estadísticas limitadas disponibles sobre la calidad de la potencia liberada, pero el nivel de calidad aceptable como es percibido por el suministrador puede ser muy diferente del requerido, o quizás deseado, por el consumidor. Los eventos más obvios son la interrupción completa -que puede durar desde algunos segundos hasta varias horas- y las depresiones de voltaje (capítulo 2).

Como se ha visto en los capítulos previos:

- Los eventos son fenómenos que suceden de vez en cuando.
- Los eventos que afectan mayormente a la calidad de la potencia (energía) eléctrica caen en cinco categorías generales: distorsión armónica, interrupciones, sobrevoltajes y bajos voltajes, depresiones y elevaciones de voltaje, transitorios.
- La mayoría de los eventos de interés se asocian con una reducción o con un incremento de la magnitud del voltaje, de manera que algunas veces se conocen como *eventos de magnitud de voltaje*.
- Un evento de magnitud de voltaje es una desviación significativa de la magnitud normal del voltaje durante un intervalo de tiempo limitado.
- La mayoría de los eventos muestra un valor eficaz más o menos constante durante un cierto tiempo, después del cual el voltaje eficaz regresa a un valor más o menos normal. Esto es entendible ya que los eventos se deben a cambios en el sistema seguidos por la restauración del sistema original después de un cierto tiempo.
- Los eventos de magnitud de voltaje pueden ser caracterizados por su magnitud y su duración, aún cuando no siempre es posible determinar de forma única la magnitud y la duración de un evento de magnitud de voltaje.
- Los problemas generales causados por una mala calidad de la potencia eléctrica son:
 - Fallas intermitentes de equipos de cómputo
 - Fallas permanentes de equipos de cómputo
 - Interferencia con equipos de comunicación
 - Mal funcionamiento de controladores de procesos
 - Reducción de la vida útil de capacitores, transformadores y equipo de interrupción

- Daño de motores durante el arranque
- Sobrecarga de alimentadores, equipo de interrupción, transformadores
- Medida inexacta de la potencia
- Operación insatisfactoria de generadores de reserva
- Riesgo de choque eléctrico fatal
- Disparos indeseados de interruptores y circuitos residuales en algunos dispositivos

Para cargas sensitivas, se debe considerar soluciones tanto en el lado de la compañía suministradora como en el lado del usuario final. Se debe tener en cuenta que, en ocasiones, el mejorar la calidad del servicio a un grupo de usuarios puede empeorar la de otros usuarios o aumentarles los costos del servicio. En este caso, tomar soluciones en el lado del usuario es preferible. Los estudios típicos de confiabilidad efectuados por las empresas de electricidad evalúan:

- Número de interrupciones por año
- Causas de las interrupciones
- Número de usuarios afectados
- Duración de las interrupciones
- Carga interrumpida
- Tasa de falla por equipo

Tabla 3.1 Algunas medidas a tomar en problemas de calidad de la energía

Diseño y construcción	Operación
▪ Coordinación de protecciones ▪ Consideraciones sobre puesta a tierra ▪ Aplicación de apartarrayos ▪ Uso de equipos y materiales adecuados ▪ Prácticas de construcción ▪ Compensación estática de vars ▪ Compensación serie ▪ Diseños adecuados	▪ Inspecciones y mantenimientos regulares a los equipos y líneas ▪ Análisis de datos sobre interrupciones ▪ Monitoreo de líneas ▪ Prácticas de operación de equipos de maniobra

El mayor potencial de mejoramiento está en minimizar el número de interrupciones y el número de usuarios afectados. Algunas de las medidas que se pueden tomar por parte de la empresa suministradora de energía eléctrica se muestran en la Tabla 3.1.

Antes de adoptar cualquier medida se debe revisar las instalaciones del usuario, verificar si no hay sobrecargas, si las puestas a tierra son adecuadas, si operan correctamente las cargas, etc. En el mercado, el usuario dispone de una gran variedad de dispositivos para proteger los equipos sensibles, igualmente éstos se consiguen a una gran variedad de precios. A continuación se enumeran las soluciones más importantes que el usuario puede considerar:

- Software de autoprueba
- Cambios en la operación de equipos
- Puesta a tierra (grounding) adecuada
- Diseño de circuitos de potencia
- Unidades de distribución portátiles (PDU)
- Supresores de sobrevoltaje transitorio
 - MOV (varistor de metal-óxido)
 - Diodos de avalancha (diodos zener)
 - Descargadores de gas
- Filtros a la entrada de la línea de CA
- Transformadores de aislamiento
- Reactores en serie
- Reguladores de voltaje
 - De respuesta normal
 - Ferroresonantes
 - De respuesta rápida
- Conjunto motor – generador
- Alimentadores duales con switches estáticos de transferencia
- Fuentes de potencia ininterrumpible (UPS)
 - Fuera de línea (off line)
 - En línea (on line)
 - Interactiva en línea (line Interactive)

- Blindaje
- Corrección del factor de potencia
- Conexiones delta en transformadores y multiplicación de fases

Conociendo la magnitud y la duración de un evento, éste puede ser representado como un punto en el plano magnitud-duración. Las definiciones dadas en el estándar IEEE-1159-1995 se muestran en la figura 3.1, mientras que las definiciones IEC basadas en el estándar EN-50160 se muestran en la figura 3.2 (Bollen, 1999, Págs. 21-22). Como se puede observar de las figuras, la IEC y la IEEE dan nombres diferentes a eventos en algunas de las regiones del plano magnitud-duración.

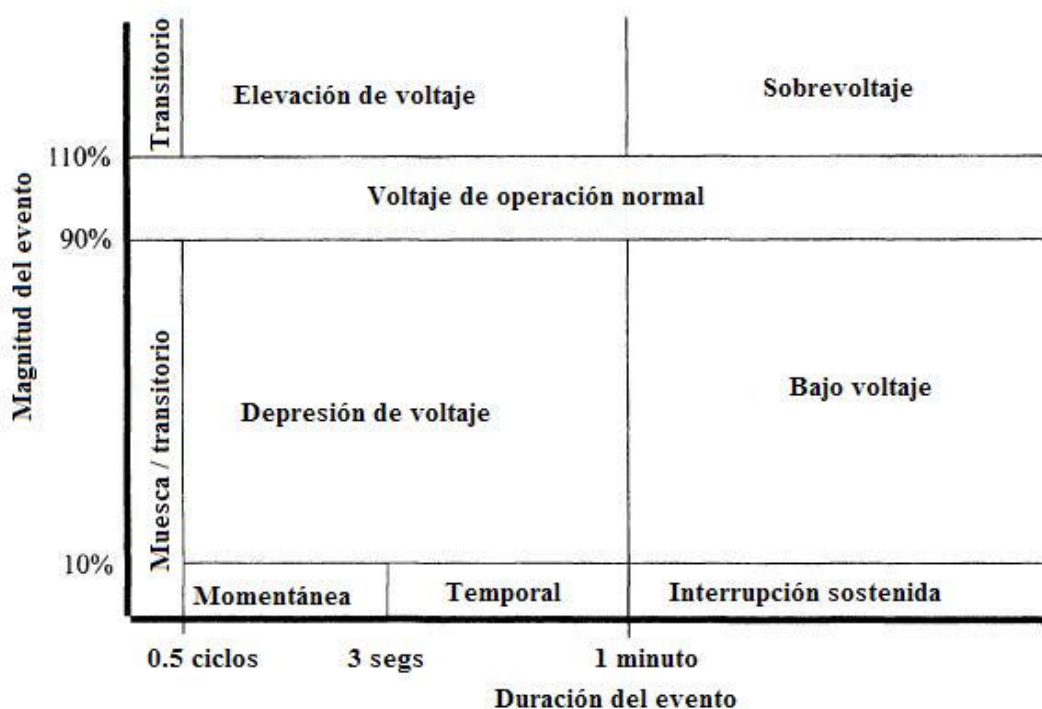


Fig. 3.1 Definiciones de eventos de magnitud de voltaje según el estándar IEEE 1159-1995

El método de clasificar los eventos por magnitud y duración ha sido muy útil y ha resultado en una gran cantidad de información y conocimiento acerca de la calidad de la energía, pero el método tiene sus limitaciones, las cuales se deben tener en cuenta al usar esta clasificación, en especial se debería considerar cuatro puntos:

1. El voltaje eficaz durante el evento no es siempre constante, pudiendo llevar a abigüedades al definir la magnitud y/o la duración del evento.
2. Los eventos rápidos con una duración de un ciclo o menos frecuentemente son difíciles de caracterizar, pudiendo resultar en valores no realistas para magnitud y duración o simplemente llevando a la omisión de estos eventos.
3. Los eventos repetitivos pueden dar resultados erróneos; pudiendo llevar a una sobreestimación del número de eventos (cuando cada evento en una fila de eventos es contado como un evento separado) o a una subestimación de la severidad de los eventos (cuando una fila de eventos idénticos es contado como un evento).
4. El equipo es algunas veces sensitivo a características diferentes a magnitud y duración.

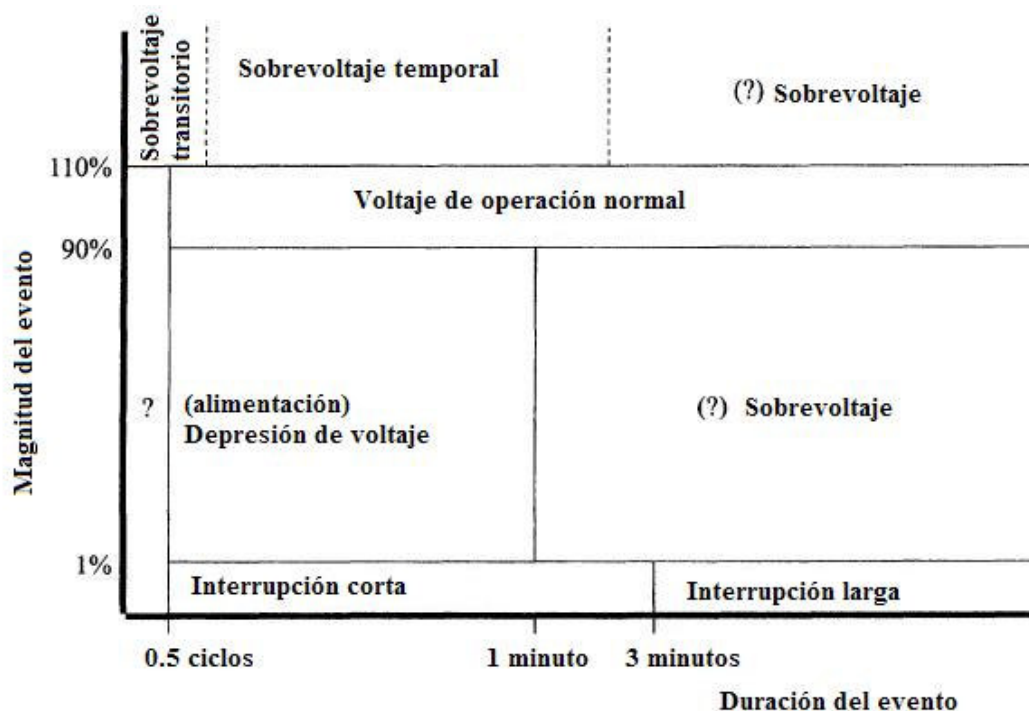


Fig. 3.2 Definiciones de eventos de magnitud de voltaje según el estándar EN 50160

Clasificaciones similares a las mostradas en las figuras 3.1 y 3.2 pueden ser propuestas para eventos de frecuencia, de ángulo de fase, de desbalance trifásico, etc. Debido a que la mayoría de los problemas con el equipo se deben a incrementos o a decrementos en la magnitud del voltaje, el énfasis se centra principalmente en estos eventos.

3.1 Definición de transitorios y fuentes de transitorios

Aún cuando la terminología difiera entre los estándares, existe coincidencia conceptual en cuando a qué considerar como un sobrevoltaje transitorio (ver figuras 3.1 y 3.2): *un sobrevoltaje de muy corta duración y de gran magnitud*. Así, el término *transitorio* es ampliamente utilizado en el análisis de las variaciones en los sistemas de potencia para denotar un evento que aparece momentáneamente. Los transitorios son, potencialmente, el tipo más dañino de disturbio de la potencia (energía).

De acuerdo con Bollen (1999, Pág. 14), un sobrevoltaje transitorio puede ser caracterizado en muchas formas diferentes, siendo tres las más usadas:

- Magnitud. El voltaje máximo o la máxima desviación de la onda seno normal.
- Duración. La duración es más difícil de definir, ya que es frecuente que pase un tiempo largo antes de que el voltaje se recobre por completo. Posibles definiciones son:
 - El tiempo en el cual el voltaje se ha recuperado al 10% de la magnitud del sobrevoltaje transitorio.
 - La constante de tiempo del decaimiento promedio del voltaje.
 - La razón de la integral voltaje-tiempo y la magnitud del sobrevoltaje transitorio.
- Integral voltaje-tiempo, la cual se define como:

$$V_t = \int_0^{\tau} v(t) dt \quad \dots (3.1)$$

Donde $t=0$ es el inicio del evento, y se escoge un valor apropiado para τ , por ejemplo, el tiempo en el cual el voltaje se ha recuperado al 10% de la magnitud del sobrevoltaje transitorio.

De acuerdo con Sankaran (2002, Pág. 55) un **evento transitorio** se define como un disturbio subcíclico en la forma de onda de CA que es discernible como una discontinuidad rápida de la forma de onda (con pendiente positiva o negativa muy grande).

Aunque la definición establece que un transitorio dura menos de un ciclo (disturbio subcíclico), de forma rutinaria se pueden observar transitorios con duración mayor.

Otra definición de uso corriente se refiere a los cambios de estado. En IEEE (1999, Pág. 29) se encuentra:

- El término ***transitorio*** se aplica a los fenómenos o cantidades que varían entre dos estados estacionarios consecutivos durante un intervalo de tiempo que es corto comparado a la escala de tiempo de interés.
- Un transitorio puede ser un impulso unidireccional de cualquier polaridad o una onda oscilatoria amortiguada con el primer pico ocurriendo en cualquier polaridad.

En la definición anterior se encuentran tres elementos clave asociados con los transitorios: transitorio es la transición entre dos estados estacionarios, son de corta duración, y pueden ser impulsivos u oscilatorios.

En el Libro Naranja de la IEEE (IEEE Std 446-1995. Pág. 5) se encuentra que transitorio es aquella parte del cambio en una variable tal como voltaje, corriente o velocidad, que puede ser iniciada por un cambio en las condiciones de estado estacionario o por una influencia externa que decae y/o desaparece siguiendo su aparición. Desafortunadamente, esta definición puede ser usada para describir cualquier situación inusual que ocurra en un sistema de potencia.

Mientras que en el estándar europeo EN 50160 se lee:

Sobrevoltaje transitorio. Un sobrevoltaje oscilatorio o no oscilatorio de corta duración *usualmente altamente amortiguado*, con una duración de pocos milisegundos o menor. Los sobrevoltajes transitorios son usualmente causados por rayos, switcheo o por operación de fusibles. El tiempo de elevación de un sobrevoltaje transitorio puede variar desde menos de un microsegundo hasta pocos milisegundos.

Un término de uso común que se usa como sinónimo de transitorio es la palabra *surge*, que se emplea en las compañías distribuidoras de energía para describir el transitorio impulsivo resultante de descargas atmosféricas; de ahí surgió el término *surge arrester* o *surge arrestor* para describir a los supresores de transitorios. No obstante, debido a que existen muchas ambigüedades potenciales con este término, es conveniente evitar su empleo, a menos que se aclare específicamente a qué se refiere. Otro término que debería evitarse al referirse a fenómenos transitorios es *spike* (punta).

Los transitorios subcíclicos son algunas de las anomalías más difíciles de detectar y de tratar. Su ocurrencia puede ser aleatoria, y pueden variar en magnitud dependiendo del ambiente operativo al tiempo de ocurrencia. Su efecto en los dispositivos varía dependiendo del dispositivo mismo y de su localización en el sistema eléctrico. Los transitorios subcíclicos son difíciles de detectar a causa de su corta duración. Los medidores convencionales no los pueden detectar o medir debido a su limitada respuesta a la frecuencia o a su baja razón de muestreo. Por ejemplo, para un transitorio que dure 2 ms con un contenido espectral de 20 kHz, el equipo de medición debería tener una respuesta a la frecuencia o una razón de muestreo de al menos 10 veces 20 kHz, esto es, 200 kHz, para describir más o menos las características del transitorio (Sankaran, 2002, Pág. 55).

Los transitorios pueden tener magnitudes de varios miles de volts y causar daños serios tanto a las instalaciones como a los equipos conectados a éstas. Las compañías suministradoras de energía eléctrica y las compañías de telecomunicaciones realizan esfuerzos para evitar que los transitorios dañinos entren a las instalaciones de los usuarios, pero los transitorios potencialmente no dañinos pueden también causar problemas severos debido a la corrupción de datos. Los transitorios son el problema más común visto por usuarios de equipos computacionales. Pueden, por ejemplo, destruir chips de computadoras, de televisores, de estéreos, así como afectar a cualquier equipo que tenga un microprocesador o un microcontrolador. Los instrumentos médicos electrónicos, por ejemplo, cada vez son más sofisticados y al mismo tiempo más susceptibles a los transitorios eléctricos. Los transitorios pueden también ser la causa de disparos de impulsores de velocidad variable (ASD) y de mal funcionamiento de otro equipo de carga controlado electrónicamente.

Un estudio de General Electric determinó que un 20% de los transitorios se genera fuera de las instalaciones (fuentes externas), mientras que el 80% restante se origina dentro de las mismas (fuentes internas). Entre las fuentes externas más importantes se encuentra el impacto directo de rayos, que produce daños en forma inmediata, o el efecto indirecto de sobrevoltajes inducidos en líneas por descargas atmosféricas en la cercanía de las mismas, que siguen la trayectoria de menor impedancia y pueden afectar el servicio en las instalaciones. Otra de las fuentes importantes de transitorios es el switcheo (apertura/cierre) de bancos de capacitores.

Los transitorios que se generan dentro de las instalaciones son consecuencia de la operación diaria de equipos como cargas inductivas, controles automatizados y fuentes de alimentación no lineales, copiadoras, impresoras láser, hornos de microondas, equipos de rayos X, robótica, soldadoras, bombas, enfriadores de CA, switcheo de motores, etc. Otra fuente interna es debida a la apertura de interruptores en circuitos de grandes corrientes. Los sobrevoltajes transitorios pueden ser generados en alta frecuencia (switcheo de carga y rayos), media frecuencia (energización de capacitores) o en baja frecuencia.

La generación e influencia de los transitorios se reduce grandemente y la eficacia de las técnicas de supresión de transitorios se incrementa bastante en los lugares donde se tiene un buen sistema de puesta a tierra con alta integridad. Tal sistema de puesta a tierra tendrá múltiples conexiones a tierra y múltiples trayectorias a tierra desde cualquier punto, asegurando una alta integridad y una baja impedancia para una banda de frecuencias amplia.

3.2 Tipos de sobrevoltajes transitorios

Tomando en cuenta el tipo de fuente del disturbio transitorio, se puede decir que existen tres tipos básicos (SICA, s/f, Capítulo 3: Transitorios):

- ***Transitorios por conmutación (switcheo)***. Generalmente son debidos a la desconexión de un circuito inductivo. Como el campo magnético del inductor se colapsa, la energía almacenada es liberada, causando un pico de voltaje que intenta mantener el flujo de corriente. Esto generalmente ocasiona que se peguen los contactos de los relevadores resultando un transitorio explosivo. Tal suceso ocurre en el sistema de distribución cuando se desconecta carga, se maniobran bancos de capacitores o sale de servicio una línea. Transitorios similares suceden, a pesar de ser de mucha menor energía, cuando se maniobra en redes, solenoides o transformadores en todas las aplicaciones. Este tipo de transitorios generalmente tienen una *forma de onda oscilatoria amortiguada* (ring wave).
- ***Transitorios por descargas atmosféricas***. Un rayo cercano a objetos sobre tierra o entre nubes produce campos electromagnéticos que pueden inducir voltajes en los conductores de circuitos primarios y secundarios. La caída directa de rayos sobre

conductores de alto voltaje inyecta corrientes en circuitos primarios induciendo sobrevoltajes transitorios impulsivos.

- ***Transitorios por descargas electrostáticas.*** Son los que se producen cuando un elemento está electrostáticamente más cargado que otro, y ambos se ponen en contacto. En este momento se produce una descarga que puede dañar o degradar los microchips. El cuerpo humano puede llegar a cargarse electrostáticamente a valores de hasta 15 kilovolts, y puede darse el caso de cargas menores en tiempos considerablemente mayores.

El problema con los rayos es fácilmente reconocido después de ver una tormenta eléctrica. La cantidad de energía que se necesita para iluminar el cielo nocturno ciertamente puede destruir equipo sensible. Más aún, no se necesita de un golpe directo del rayo para causar daño. Los campos electromagnéticos creados por el rayo pueden causar mucho daño al inducir corrientes en las estructuras conductoras vecinas.

Mientras que las descargas electrostáticas pueden producir arcos en los dedos de una persona sin causarle daño, éstas son más que suficientes para hacer que una tarjeta madre de una computadora se ‘muera’ y nunca vuelva a funcionar. En centros de datos, empresas fabricantes de tarjetas electrónicas con circuitos impresos, o cualquier ambiente similar donde las placas o tarjetas de circuitos impresos (PCB) están expuestas al manejo humano, es importante disipar el potencial para descargas electrostáticas. A manera de ejemplo, casi cualquier ambiente adecuado para centros de datos involucra acondicionar el aire en la habitación, no sólo para enfriar el aire y ayudar a remover el calor de los equipos, sino también para ajustar la cantidad de humedad en el aire. Manteniendo la humedad del aire entre 40% y 55% decrecerá el potencial para que ocurra una descarga electrostática. Otra cosa que se ve en ambientes PCB, por ejemplo en un negocio pequeño de reparación de computadoras, es equipo para mantener el cuerpo humano aterrizado. Este equipo incluye muñequeras, tapetes antiestáticos, cubiertas antiestáticas de mesas de trabajo y calzado antiestático. La mayoría de este equipo estará conectado a un alambre que llega a la tierra de la instalación, lo que evita que las personas sufran de un choque eléctrico y también disipan posibles descargas electrostáticas a tierra.

Dos de los métodos de protección más viables contra los transitorios impulsivos son la eliminación de descargas electrostáticas potenciales, y el uso de dispositivos de supresión de sobrevoltaje transitorio (TVSS <transient voltage surge suppressors> parte de los SPD <surge protective devices> de acuerdo con el estándar UL 1449 3ª edición).

Considerando la frecuencia de ocurrencia, los transitorios se pueden clasificar en:

1. ***Transitorios repetitivos***. El cambio repentino de las condiciones eléctricas en cualquier circuito ocasionará la generación de transitorios de voltaje a partir de la energía acumulada en la inductancia y capacitancia del circuito. Es este efecto el que aparece en la mayoría de los sobrevoltajes y/o sobrecorrientes de transitorios inducidos durante el encendido y apagado. Como ejemplos de transitorios repetitivos, se pueden señalar los siguientes:
 - Cuando se energiza el primario de un transformador
 - Al desconectar el primario de un transformador
 - Al presentarse arcos en los puntos de contacto de un contactor
2. ***Transitorios al azar***. Con frecuencia, los problemas con los transitorios surgen de la propia fuente de energía que alimenta un circuito, siendo en general más difícil definir su amplitud, duración, y contenido energético. Estos transitorios son generalmente ocasionados por conexiones y desconexiones de cargas en paralelo ubicadas en las mismas ramas de un sistema de distribución, aunque también son causados por rayos que se introducen en las líneas. Los sistemas de comunicación, tales como las líneas telefónicas y de telecomunicaciones en general, también son afectados por los rayos y fallas en el sistema de potencia. Para evaluar estos transitorios se recurre a estudios estadísticos, pero aunque se ha recopilado una gran cantidad de información desprendida de numerosos monitoreos realizados, aún nadie puede declarar que en tal o cual sistema existe una “X” probabilidad de que se presente un transitorio por sobrevoltaje de “Y” amplitud. Por lo tanto, se suele calcular una situación promedio que sirva de referencia, pero que puede llegar a presentar desviaciones importantes.

Tomando en cuenta la ***forma de onda*** de los voltajes o de las corrientes transitorias, existen básicamente dos tipos de transitorios: ***impulsivos*** y ***oscilatorios***. Un ***transitorio impulsivo*** es un cambio repentino a frecuencia diferente de la de potencia (diferente a 60 Hz) en la

condición de estado estacionario de un voltaje, una corriente o en ambos, que es unidireccional en polaridad (principalmente positiva o negativa). La causa más común de transitorios impulsivos son las descargas atmosféricas.

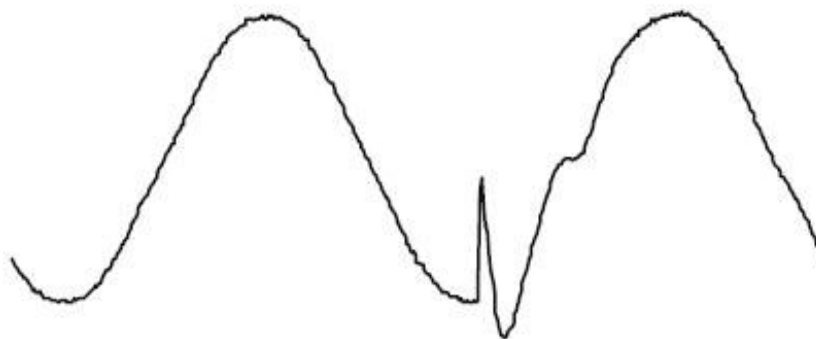


Fig. 3.3 Transitorio impulsivo.

El tiempo que toma a los transitorios impulsivos llegar a su valor pico y decaer a su valor normal determina su identidad. En la Figura 1.8 se muestra la forma de onda de prueba normalizada más usada para simular en laboratorios de alta tensión los transitorios impulsivos debidos a rayos, está caracterizada por un tiempo de frente de $1.2 \mu s$ (tiempo en que llega al valor pico) y un tiempo de cola de $50 \mu s$ (tiempo en que decae al 50% de su valor pico). Debido a las altas frecuencias involucradas, los transitorios impulsivos son rápidamente amortiguados por las componentes resistivas de los sistemas de transmisión y distribución y no son conducidos muy lejos de su fuente.

Los transitorios impulsivos pueden ser descritos por su contenido espectral. La tabla 3.2 define el contenido espectral y la duración de los transitorios impulsivos (IEEE, 1999, Pág. 29).

Tabla 3.2 Descripciones de los transitorios impulsivos

Transitorios impulsivos	Contenido espectral	Duración
<i>Nanosegundos</i>	<i>5 ns de elevación</i>	<i>< 50 ns</i>
<i>Microsegundos</i>	<i>1 μs de elevación</i>	<i>50 ns – 1 ms</i>
<i>Milisegundos</i>	<i>0.1 ms de elevación</i>	<i>> 1 ms</i>

Para proteger los equipos de los transitorios impulsivos producidos por rayos, las empresas suministradoras instalan apartarrayos (lightning arresters) en las subestaciones y en sus redes de transmisión y distribución, mientras que muchos consumidores usan supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS) o fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) operadas por baterías en sus casas, oficinas o fábricas. Si no se suprimen, los transitorios impulsivos pueden interactuar con las componentes capacitivas del sistema de manera que entren en resonancia y se transformen en transitorios oscilatorios.

Un **transitorio oscilatorio** es un cambio repentino a frecuencia diferente de la de potencia (diferente a 60 Hz) en la condición de estado estacionario del voltaje, la corriente o de ambos, que incluye valores de polaridad positiva y negativa. Un transitorio oscilatorio consiste de un voltaje o de una corriente cuyo valor instantáneo cambia de polaridad rápidamente y es descrito por su contenido espectral (frecuencia predominante), duración y magnitud. Las subclases de contenido espectral definidas en la tabla 3.3 son alta, media y baja frecuencia. Los rangos de frecuencia para estas clasificaciones (IEEE, 1999, Pág. 30) son seleccionados para que coincidan con los tipos comunes de fenómenos transitorios oscilatorios en sistemas de potencia.

Tabla 3.3 Descripción de transitorios oscilatorios

Transitorio oscilatorio	Contenido espectral	Duración	Magnitud de voltaje
<i>Baja frecuencia</i>	$f \leq 5 \text{ kHz}$	$0.3 - 50 \text{ ms}$	$0 - 4 \text{ pu}$
<i>Frecuencia media</i>	$5 \text{ kHz} \leq f \leq 500 \text{ kHz}$	$20 \mu\text{s}$	$0 - 8 \text{ pu}$
<i>Alta frecuencia</i>	$500 \text{ kHz} \leq f \leq 5 \text{ MHz}$	$5 \mu\text{s}$	$0 - 4 \text{ pu}$

Los transitorios impulsivos y los transitorios oscilatorios pueden ser medidos con o sin la componente a frecuencia fundamental incluida. Cuando se está caracterizando el transitorio, es importante indicar la magnitud con y sin la componente fundamental.

Los transitorios oscilatorios con una componente de frecuencia primaria mayor a 500 kHz y una duración típica medida en microsegundos (o varios ciclos de la frecuencia principal) son considerados **transitorios oscilatorios de alta frecuencia**. Estos transitorios son casi siempre

debidos a algún tipo de switcheo. Los transitorios oscilatorios de alta frecuencia son frecuentemente el resultado de una respuesta local del sistema a un transitorio impulsivo.

Los dispositivos de electrónica de potencia producen transitorios oscilatorios de voltaje como resultado de circuitos de conmutación y de circuitos amortiguadores RLC (snubbers). Los transitorios pueden estar en el rango alto de kilohertz, durar algunos ciclos de su frecuencia fundamental y tener razones de repetición de varias veces por ciclo de 60 Hz (dependiendo del número de pulsos del dispositivo) y magnitudes de 0.1 pu (menor que la componente de 60 Hz).

Snubber [amortiguador]. Circuito auxiliar o elementos auxiliares de circuito usados para controlar la razón de elevación o de caída de la corriente fluyendo dentro de un dispositivo de electrónica de potencia o la razón de la caída del voltaje a través del dispositivo durante el encendido. Los snubbers son usados para limitar dv/dt y di/dt y eliminar la oscilación transitoria amortiguada (ringing) en un circuito de conmutación durante los transitorios de switcheo. Se usan snubbers disipativos y no disipativos (Laplante, 2000).

Ringing [oscilación transitoria]. Autooscilación en un circuito LC pulsado, sostenida por la acción de volante (histéresis) del circuito, y usualmente produciendo una onda amortiguada (Gibilisco, 2001, Pág. 601).

Un transitorio con una componente de frecuencia primaria entre 5 kHz y 500 kHz con duración medida en las decenas de microsegundos (o varios ciclos de la frecuencia principal) es llamado un *transitorio de frecuencia media*.

La energización en oposición (back to back) de bancos de capacitores (la energización de un banco de capacitores desde un bus en el cual otros bancos de capacitores ya están conectados) resulta en corrientes oscilatorias transitorias en las decenas de kHz. Este fenómeno ocurre cuando un banco de capacitores es energizado y se encuentra eléctricamente cercano a otro banco de capacitores en servicio. El banco energizado ve al banco desenergizado como una trayectoria de baja impedancia (limitada sólo por la inductancia del bus al cual están conectados los bancos). Los capacitores, si se sintonizan a las armónicas en el sistema de potencia pueden también amplificar las armónicas.

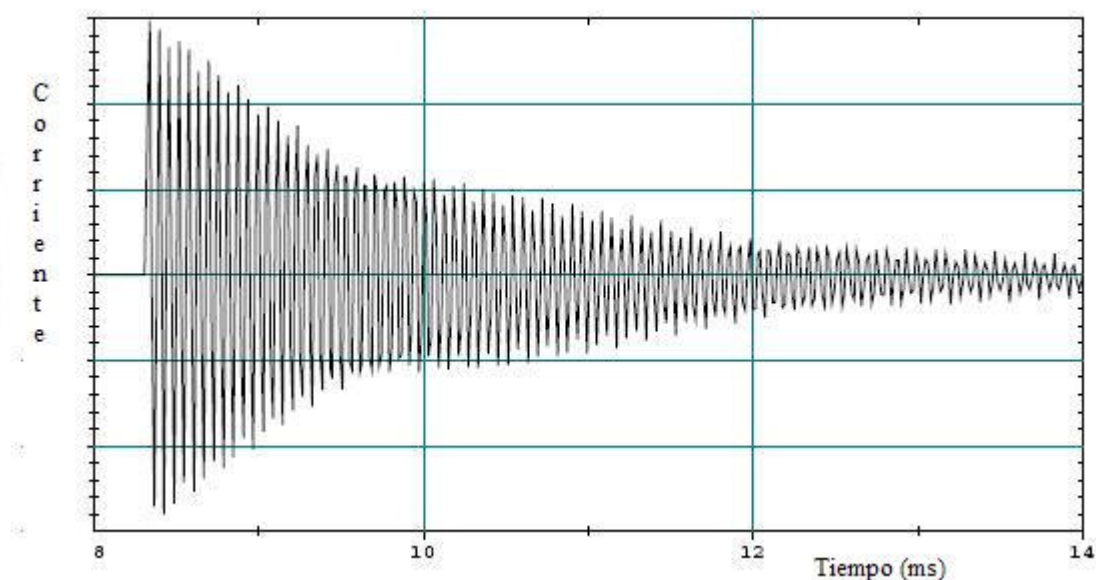


Fig. 3.4 Transitorio oscilatorio de frecuencia media (alrededor de 16 kHz) causado por switcheo de capacitores

El switcheo de cables resulta en transitorios oscilatorios de voltaje en el mismo rango de frecuencia. Los transitorios oscilatorios de frecuencia media pueden también ser el resultado de una respuesta del sistema a un transitorio impulsivo.

Un transitorio con una componente de frecuencia primaria menor a 5 kHz, y una duración de 0.3 ms a 50 ms es considerado un **transitorio de baja frecuencia**. Esta categoría de fenómenos es encontrada frecuentemente en sistemas de subtransmisión y de distribución y es originado por muchos tipos de eventos, principalmente la energización de bancos de capacitores. La energización del banco de capacitores típicamente resulta en un transitorio oscilatorio de voltaje con una frecuencia primaria entre 300 y 900 Hz. El transitorio tiene una magnitud pico que puede aproximarse a 2.0 pu, pero está típicamente entre 1.3 pu y 1.5 pu con una duración entre 0.5 y 3 ciclos dependiendo del amortiguamiento del sistema.

Cuando aparecen transitorios oscilatorios en un circuito energizado, usualmente por operaciones de switcheo de la compañía suministradora (especialmente cuando bancos de capacitores son conectados al sistema de forma automática) pueden ser muy perjudiciales para el equipo electrónico. Los problemas más conocidos asociados con switcheo de capacitores y

su transitorio oscilatorio es el disparo de ASDs. El transitorio relativamente lento origina una elevación del voltaje de enlace de CD (el voltaje que controla la activación del ASD), lo que origina el disparo del ASD con una indicación de sobrevoltaje.

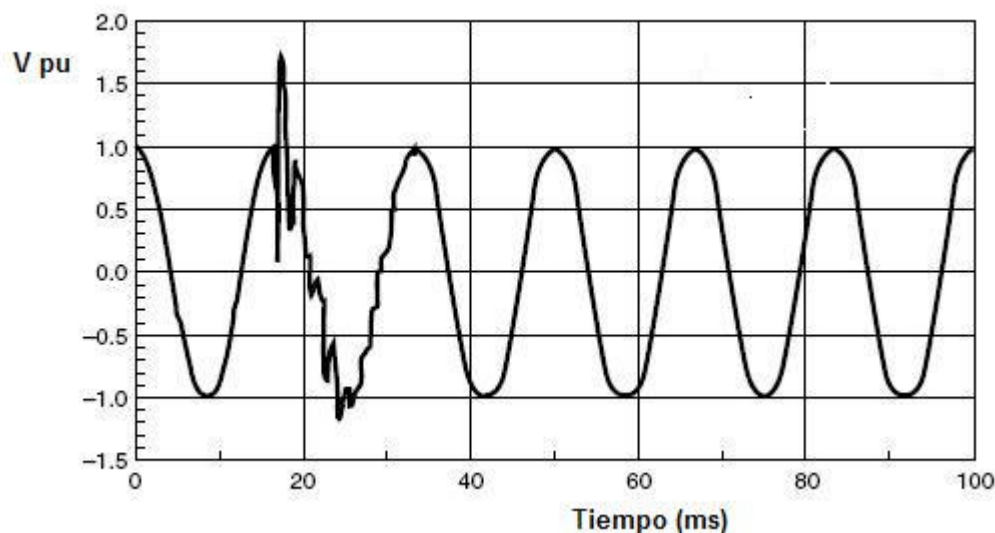


Fig. 3.5 Transitorio oscilatorio de baja frecuencia debido a la energización de un banco de capacitores

Una solución común al disparo de equipo por energización de capacitores es la instalación de reactores amortiguadores de línea (chokes), que amortiguan el transitorio a un nivel manejable. Estos reactores pueden ser instalados aguas arriba del impulsor o en el enlace de CD y están disponibles como una característica estándar o como una opción en la mayoría de los ASD.

Otra solución posible, y cada vez más popular, al problema de los transitorios producidos por switcheo de bancos de capacitores es la conmutación en el cruce por cero de la onda senoidal. Un transitorio originado por switcheo de capacitores tendrá una mayor amplitud cuando el switcheo se realice en un punto alejado del cruce por cero de la onda sinusoidal. Un conmutador de cruce por cero resuelve el problema monitoreando la onda seno para asegurarse que el switcheo de capacitores se realice tan cerca como sea posible del cruce por cero de la onda seno.

Las fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) y los supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS) son muy eficientes al reducir el daño que pueden causar los transitorios oscilatorios, especialmente entre equipo común de procesamiento de datos como computadoras en red. Sin embargo, las UPS y los TVSS algunas veces no pueden evitar la ocurrencia de transitorios oscilatorios entre sistemas en la forma en que un conmutador de cruce por cero y/o un dispositivo de amortiguamiento (bobina de choque <choke>) puede hacerlo.

Los transitorios oscilatorios con frecuencia principal menor a 300 Hz también se pueden encontrar en las redes de distribución y están asociados generalmente con ferroresonancia y energización de un transformador. Los transitorios involucrando capacitores serie podrían también caer en esta categoría. Ocurren cuando la resonancia del sistema resulta en la amplificación de las componentes de baja frecuencia en la corriente de energización del transformador (segunda y tercera armónicas) o cuando condiciones inusuales resultan en ferroresonancia.

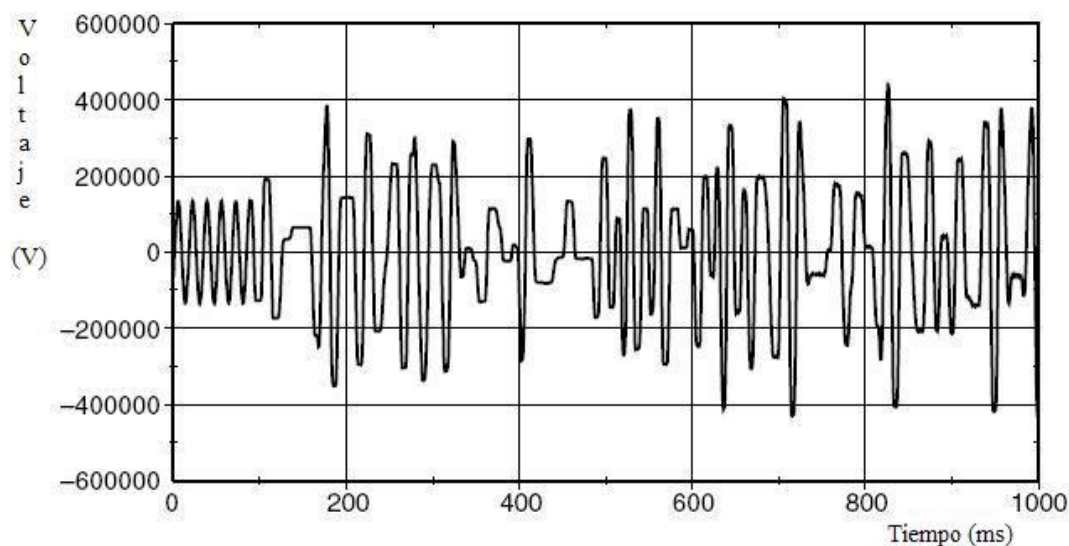


Fig. 3.6 Transitorio oscilatorio de baja frecuencia originado por ferroresonancia de un transformador en vacío

También es posible categorizar a los transitorios (y a otros disturbios) de acuerdo a su modo. Básicamente, un transitorio en un sistema trifásico con un conductor neutro separado del conductor de tierra puede ser en *modo común* (entre fase y tierra o entre neutro y tierra) o en *modo normal* (entre fase y neutro).

Los impulsos, como se muestra en las figuras 3.7 y 3.8, tienen su magnitud medida desde el punto en el cual ocurren en la onda seno, no desde el nivel cero.

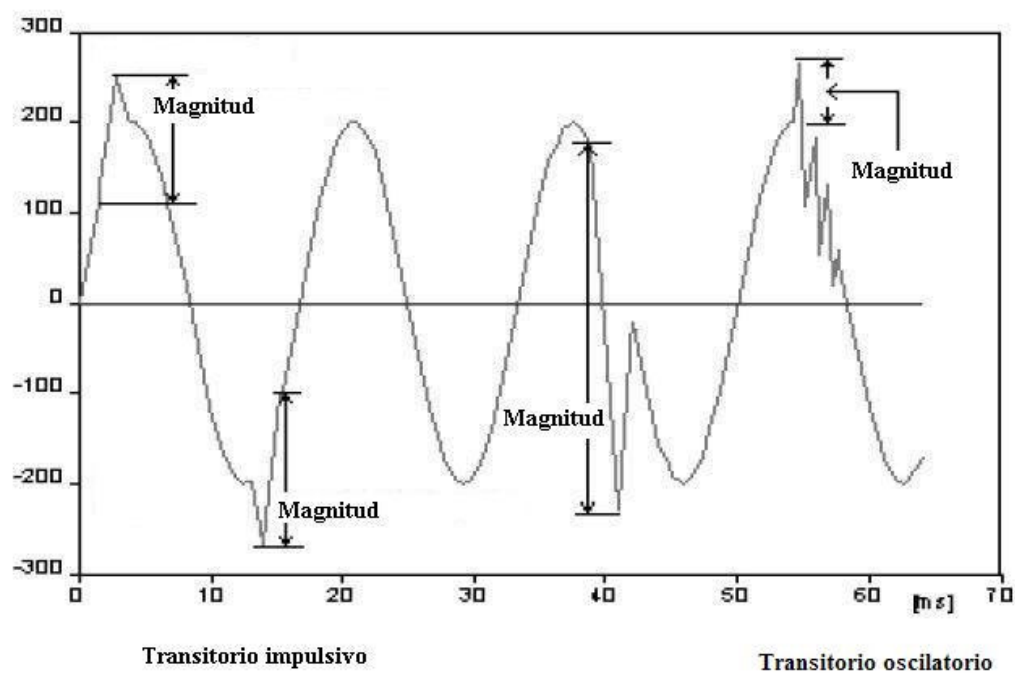


Fig. 3.7 Medición de impulsos en transitorios impulsivos y oscilatorios

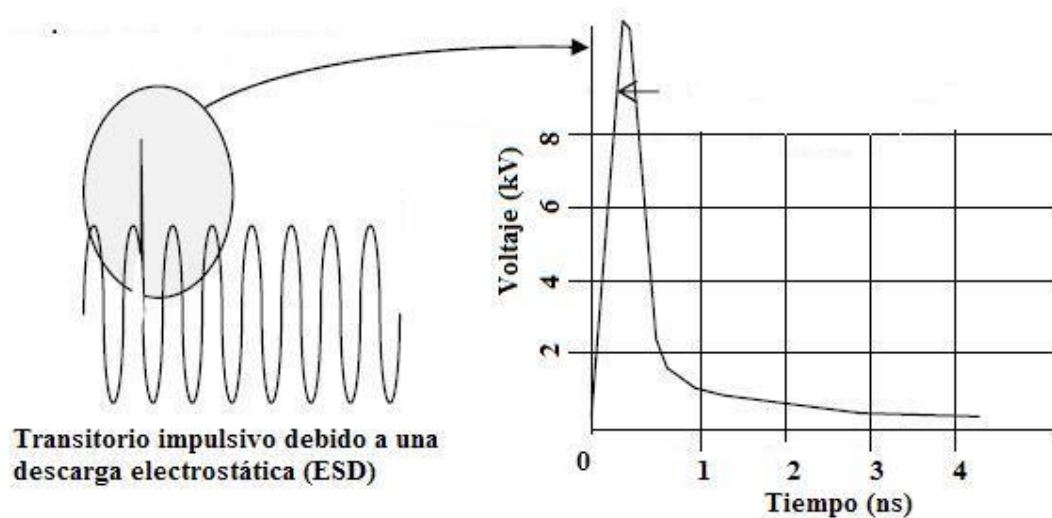


Fig. 3.8 Transitorio impulsivo producido por una descarga electrostática

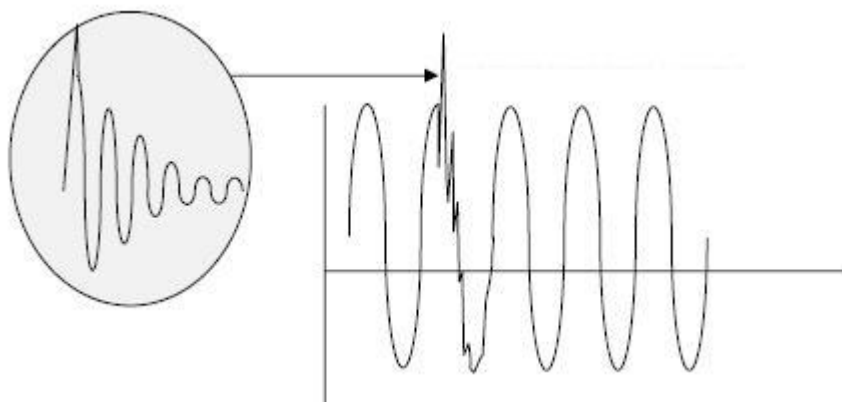


Fig. 3.9 Transitorio oscilatorio inducido por energización de un banco de capacitores

Resumiendo:

- Los eventos de voltaje de muy corta duración, típicamente un ciclo o menor, son referidos como transitorios, voltajes transitorios, sobrevoltajes transitorios, o transitorios de voltaje.
- El término transitorio como es usado puede no ser totalmente correcto, ya que debería usarse sólo para la transición entre dos estados estacionarios. Los eventos debidos a maniobras (acciones de switcheo) y a rayos, aún cuando pudieran no cumplir con las definiciones dadas, son referidos como transitorios debido a la similitud en escalas de tiempo. Aún las depresiones de voltaje de muy corta duración como las debidas a la operación de fusibles pueden ser referidas como transitorios de voltaje (estándar EN 50160).
- Los transitorios impulsivos son eventos repentinos con valores pico grande que elevan los niveles del voltaje y/o de la corriente en dirección positiva o negativa y pueden ser categorizados por la velocidad a la cual ocurren: rápida, media y lenta. Las causas de los transitorios impulsivos incluyen descargas atmosféricas, puesta a tierra deficiente, switcheo de cargas inductivas, liberación de fallas en el sistema de suministro y descargas electrostáticas. Los resultados pueden ir desde pérdida o corrupción de datos hasta daño físico al equipo. De estas causas, los efectos de las descargas atmosféricas son probablemente los más dañinos.

- Dos de los métodos de protección más viables contra transitorios impulsivos son la eliminación de descargas electrostáticas potenciales y el uso de supresores de sobrevoltaje transitorio.
- Un transitorio oscilatorio es un cambio repentino en la condición de estado estacionario de una señal de voltaje y/o de corriente tanto en el límite positivo como en el límite negativo de la señal, oscilando a la frecuencia natural del sistema. En términos simples, el transitorio hace que la señal de potencia se eleve y disminuya de forma alternada y muy rápida. Los transitorios oscilatorios usualmente se amortiguan a cero dentro de un ciclo.
- Los transitorios oscilatorios ocurren al realizar maniobras con carga inductiva o capacitiva, por ejemplo, al sacar de operación un motor o un banco de capacitores. Un transitorio oscilatorio ocurre porque la carga se resiste al cambio. Un sistema de distribución grande puede actuar como un oscilador cuando la potencia aumenta o disminuye por conexión o desconexión de elementos, ya que todos los circuitos tienen una inductancia inherente y una capacitancia distribuida y por lo tanto se presenta una oposición al cambio instantáneo del voltaje y de la corriente. Los transitorios oscilatorios pueden también aparecer por ferresonancia de transformadores.
- Asegurar una buena calidad de la potencia requiere de un buen diseño inicial, equipo de corrección efectivo, cooperación con el suministrador, monitoreo frecuente y un buen mantenimiento. En otras palabras, requiere de una aproximación holística y un buen entendimiento de los principios y prácticas de mejoramiento de la calidad de la energía (potencia).
- Finalmente, algunas variables locales que incrementan el riesgo de transitorios externos son:
 - Regiones de alta exposición a rayos
 - Encontrarse:
 - al final de una línea de la compañía suministradora
 - en una línea de transmisión, aguas abajo de instalaciones industriales
 - a una elevación mayor que las estructuras circundantes
 - en un lugar abierto, rural

3.3 Ferroresonancia

Los sistemas no aterrizados son susceptibles a la ferroresonancia y a los sobrevoltajes transitorios. De acuerdo con el Diccionario de Ingeniería Eléctrica (Laplante, 2000):

Ferroresonancia. Fenómeno resonante que involucra inductancia variable con la saturación. Puede ocurrir en un sistema por la interacción de la capacitancia del sistema con la inductancia de, por ejemplo, un transformador en circuito abierto [...] Si la capacitancia es apreciable, la ferroresonancia puede ser sostenida o resultar en un sobrevoltaje limitado que puede dañar el cable o el transformador mismo.

Mientras que en Dugan y otros (2004, pág. 33) se lee:

Ferroresonancia. Un tipo de resonancia irregular, frecuentemente caótica que involucra las características no lineales de inductores de núcleo de hierro (ferroso). Casi siempre es indeseable cuando ocurre en el sistema de suministro de energía, pero es explotada en tecnologías tales como transformadores de voltaje constante (CVT) para mejorar la calidad de la potencia [energía].

La ferroresonancia indeseada es un fenómeno que puede resultar en el desarrollo de un voltaje mayor que el normal en los devanados de un transformador. Estos sobrevoltajes pueden resultar en operación de apartarrayos, daño al transformador, y en peligro de choque eléctrico. Las siguientes condiciones se combinan para producir ferroresonancia:

- Transformador sin carga.
- Un circuito abierto en una de las terminales primarias del transformador y, al mismo tiempo, una terminal energizada. En el caso de transformadores trifásicos, una o dos de las tres terminales primarias pueden estar desconectadas.
- La localización del punto de desconexión si no está cerca del transformador.
- Un voltaje entre el conductor de la terminal desconectada y la tierra.

Un ejemplo de ferroresonancia se muestra en la figura 3.10. El circuito ferroresonante puede ser trazado desde la terminal energizada (a) a través del primario del transformador (b) a la terminal desconectada (c), después a través de la capacitancia a tierra del aislamiento del

conductor de la terminal desconectada, y de regreso a través del sistema de alimentación a la terminal energizada.

Aunque es más común en sistemas no aterrizados de distribución, la ferroresonancia puede ocurrir con líneas aéreas cuando el punto abierto está alejado del transformador. Los escenarios típicos para ferroresonancia involucran switcheo monofásico remoto de un transformador en vacío, operación remota de un fusible primario en una fase, o falla en la apertura de los tres polos de un dispositivo tripolar acompañado por desconexión de la carga del secundario.

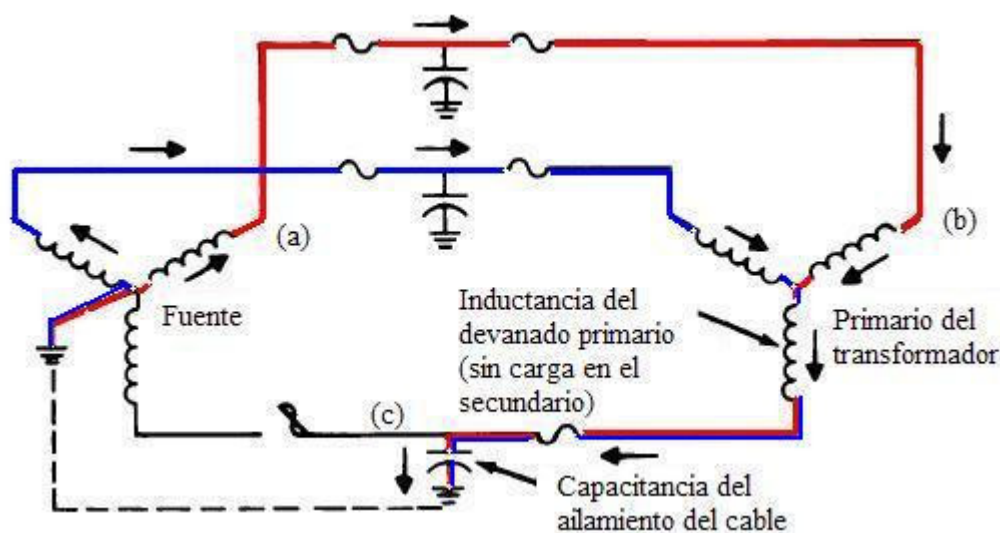


Fig. 3.10 Diagrama unifilar mostrando el flujo de corriente que puede resultar en ferroresonancia

Otro caso en que se puede presentar el fenómeno de ferroresonancia es en transformadores de potencial (TPs) aterrizados y conectados a un sistema no aterrizado. Bajo esta condición, el voltaje que aparece en uno o más de los TPs puede ser un voltaje a 60 Hz distorsionado o bien un voltaje subarmónico y los TPs podrían estar operando sobreexcitados muy arriba de su nivel de saturación. Las corrientes de excitación del TP serían altas y si se permite que opere bajo estas condiciones, el TP podría fallar térmicamente en un tiempo relativamente corto. La posibilidad de ferroresonancia de TPs puede ser minimizada usando TPs nominados de línea a línea pero conectados de línea a tierra. Este arreglo, no obstante, no elimina el problema. Para suprimir completamente la ferroresonancia, puede ser necesario aplicar carga resistiva igual a la capacidad térmica nominal del TP. Esta carga resistiva debería ser aplicada a los

secundarios de TPs cuando van a ser operados en un sistema no aterrizado pero debería ser removida si se restablece la conexión a tierra del sistema.

Existen varios modos de ferresonancia con manifestaciones físicas y eléctricas variables, algunos tienen asociados voltajes y corrientes muy altos, mientras que otros tienen voltajes casi normales. Puede haber o no fallas o alguna otra evidencia de la ferresonancia en los componentes eléctricos, por lo que puede ser difícil en muchos casos decir si ha ocurrido ferresonancia, a menos que existan testigos o instrumentos de medición de la calidad de la potencia eléctrica.

Indicadores comunes de ferresonancia son (Dugan y otros, Pág. 126):

- **Ruido audible.** Durante la ferresonancia puede haber un ruido audible producido por la magnetoestricción del núcleo de acero del transformador que es llevado a saturación. La magnetoestricción es un cambio en la longitud de un material ferromagnético conforme el flujo cambia bajo la influencia de un campo magnético aplicado, o por la formación de dominios después de enfriarse por arriba de la temperatura Curie. En un dispositivo de CA, el acero en el núcleo se expande y contrae dos veces por ciclo, creando ruido audible (Laplante, 2000). La **temperatura Curie** es el valor de temperatura arriba del cual un material magnético deja de serlo, a esta temperatura un material ferromagnético se convierte en paramagnético.
- **Sobrecalentamiento.** Frecuentemente, pero no siempre, si ocurre el fenómeno de ferresonancia el transformador se sobrecalienta. Esto es especialmente cierto cuando el núcleo de hierro del transformador está bien saturado. Debido a que el núcleo se satura repetidamente, el flujo magnético encontrará su camino en partes del transformador donde el flujo no se esperaría, tales como las paredes del tanque y otras partes metálicas. El calentamiento por flujo parásito es frecuentemente evidenciado por el burbujeo de la pintura en la parte superior del tanque. Esto no es necesariamente una indicación de que la unidad está dañada, pero puede ocurrir daño en esta situación si la ferresonancia ha persistido lo suficiente para causar el sobrecalentamiento de algunas de las conexiones internas mayores, pudiendo dañar estructuras de aislamiento sólido que no puedan repararse.

- ***Sobrevoltajes altos y falla de los apartarrayos.*** Cuando la ferresonancia es acompañada de sobrevoltajes, puede haber daño eléctrico en los circuitos primario y secundario. Los apartarrayos son víctimas comunes de estos eventos, ya que están diseñados para interceptar sobrevoltajes de duración breve y limitarlos a un nivel aceptable. Puede ser que estén capacitados para soportar varios sobrevoltajes, pero tienen un límite definido en su capacidad de absorción de energía. Los apartarrayos de bajo voltaje en las instalaciones de usuarios finales son más susceptibles que los apartarrayos de las compañías suministradoras y su falla es algunas veces la única evidencia de que ha ocurrido ferresonancia.
- ***Flicker.*** Durante la ferresonancia la magnitud del voltaje puede fluctuar ampliamente. Los usuarios finales en el circuito secundario pueden realmente ver parpadear sus lámparas. Algunos equipos electrónicos pueden ser muy susceptibles a tales excursiones del voltaje. La exposición prolongada puede acortar la vida esperada del equipo o puede causar falla inmediata.

Las condiciones del sistema que ayudan a incrementar la probabilidad de que ocurra la ferresonancia son:

- Niveles altos de voltaje en redes de distribución, mayormente en el rango de 25 kV a 35 kV.
- Switcheo de transformadores en vacío o con poca carga.
- Conexiones no aterrizadas de primarios de transformadores.
- Circuitos de cable subterráneo muy largos.
- Daño al cable y switcheo manual durante la construcción de sistemas de cable no aterrizado.
- Sistemas débiles, esto es, con bajas corrientes de cortocircuito.
- Transformadores con bajas pérdidas.
- Sistemas trifásicos con dispositivos de switcheo monofásico.

La ferresonancia puede ser minimizada o eliminada evitando la condición de fase abierta; limitando los sobrevoltajes; teniendo carga conectada al secundario cuando se switchea una fase en el primario; usando interruptores, restauradores o seccionalizadores de operación en grupo (apertura/cierre simultánea de las tres fases) en el primario de transformadores;

asegurándose que los dispositivos de interrupción de corriente estén colocados cerca de o en el transformador; limitando la longitud de los cables aislados o con procedimientos alternativos de switcheo de cables.

3.4 Dispositivos de protección contra sobrevoltaje transitorio

El ambiente de las compañías eléctricas nunca ha sido de voltaje y frecuencia constantes. Hasta hace no mucho tiempo, la mayoría del equipo eléctrico podía operar satisfactoriamente durante las desviaciones esperadas del voltaje y la frecuencia nominales. En las instalaciones industriales modernas, muchos dispositivos eléctricos y electrónicos han sido incorporados a los procesos automatizados. Sin duda los PLC, los ASD, los motores energéticamente eficientes, las máquinas de control numérico por computadora (CNC), y otros dispositivos de electrónica de potencia incrementan la productividad y la calidad de los productos, y además disminuyen el costo de los productos para los consumidores. Sin embargo, también incrementan los problemas potenciales por compatibilidad electromagnética porque no son tan permisivos con su ambiente como lo eran las tecnologías anteriores. Como resultado de este incremento en vulnerabilidad del equipo, los propietarios de procesos industriales han experimentado interrupciones inexplicables en los procesos, y salidas no planeadas del equipo debido principalmente a los problemas de calidad de la energía.

Muchas interrupciones de procesos pueden ser prevenidas. Con un pequeño conocimiento de los temas de calidad de la energía, los propietarios de procesos industriales pueden aprender a identificar las causas de los disturbios eléctricos y tomar acciones para evitar su recurrencia. Para esto, es necesario instalar equipo de monitoreo, control y protección contra disturbios.

En la tabla 3.4 se resume los principales efectos, causas y posibles soluciones asociados con transitorios impulsivos y oscilatorios (Seymour, 2005, Pág. 20; Dugan y otros, 2004, Capítulo 4), mientras que la tabla 3.5 muestra la descripción general y las principales funciones efectuadas por los dispositivos acondicionadores de potencia más usados (SICA, s/f, Anexo 1: Guía rápida de los principales dispositivos).

Tabla 3.4 Resumen de efectos, causas y posibles soluciones para transitorios

Transitorios impulsivos
Efectos: Pérdida de datos, posible daño a los equipos, el sistema se detiene, destrucción de chips de computadoras y reguladores de televisores.
Causas posibles: Rayos, descargas electrostáticas, switcheo de cargas, liberación de fallas en el sistema de suministro de energía eléctrica, iluminación.
Forma de ponerlos en evidencia: magnitud pico, tiempo de elevación y duración.
Soluciones posibles: Apartarrayos, blindaje, supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS), transformadores de aislamiento, filtros pasabajas, acondicionadores de potencia de baja impedancia, mantener la humedad entre 35% y 50% en centros de procesamiento de datos.
Transitorios oscilatorios
Efectos: Pérdida de datos, posible daño a los equipos, destrucción de chips de computadoras y reguladores de televisores.
Causas posibles: Switcheo de cargas inductivas y/o capacitivas, switcheo de líneas, switcheo de bancos de capacitores, cargas conmutadas.
Forma de ponerlos en evidencia: Forma de onda, magnitud pico, componentes de frecuencia.
Soluciones posibles: TVSS, UPS, reactores/chokes, conmutadores de cruce por cero, elección del tiempo de switcheo, resistores de preinserción, interruptor de cierre sincrónico, localización adecuada de capacitores, transformadores de aislamiento.

Los principios fundamentales de protección de la carga contra sobrevoltaje y sobrecorriente transitorios son (Dugan y otros, 2004, Pág. 129):

- Limitar el voltaje a través del aislamiento sensitivo
- Desviar la corriente transitoria lejos de la carga
- Evitar que la corriente transitoria entre a la carga
- Interconectar las tierras en el equipo
- Reducir o evitar que la corriente transitoria fluya entre las tierras
- Crear un filtro pasabajas usando los principios de limitación y bloqueo

3.4.1 Supresores de sobrevoltaje transitorio

Los dispositivos más empleados para evitar que los problemas de calidad de la energía dañen al equipo son los supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS).

Tabla 3.5 Principales dispositivos de acondicionamiento de potencia

<i>Dispositivo</i>	<i>Descripción general</i>	<i>Principales funciones</i>
Transformadores de aislamiento	Transformador con bobinados físicamente diferentes para el primario y el secundario. Habitualmente tiene blindaje electrostático para reducir ruidos.	Magnitud pico, tiempo de elevación y duración.
Filtros de ruido	Inductores serie con capacitores en paralelo	Reducción de ruido eléctrico
Filtros de armónicas	Inductores serie con trampas de armónicas para prevenir la realimentación de armónicas a la línea.	Reducción de la entrada de corrientes armónicas de cargas no lineales que puedan causar calentamiento de los conductores, transformadores, motores, etc.
Supresores de sobrevoltaje transitorio	Existen diferentes tipos, como puede ser los de descarga, de limitación de voltaje, de atenuación y los híbridos.	Eliminación o atenuación de impulsos (picos)
Reguladores de voltaje	Utilizan una variedad de técnicas como transformadores y reactores de regulación.	Provee voltaje de salida relativamente constante para un rango de voltajes de entrada
Acondicionadores de línea	Transformadores blindados ferroresonantes, incluyen supresores de transitorios y filtros.	Proveen de regulación del voltaje y reducción del ruido.
Sintetizadores magnéticos	Trifásicos, basados en dispositivos ferroresonantes que generan un voltaje de salida de múltiples transformadores saturados para corrección de forma de onda.	Regulación del voltaje, supresión de ruidos y de impulsos (picos) de voltaje o distorsiones del voltaje
Grupos motor-generador	Suelen estar compuestos de dos dispositivos separados: un motor y un generador, interconectados por algún dispositivo mecánico.	Regulación del voltaje, eliminación de ruidos o impulsos (picos) y corrección de la forma de onda en distorsiones de voltaje
Fuentes de potencia ininterrumpible	Las tecnologías más comunes incluyen un rectificador / inversor. Una batería suministra potencia al inversor durante la pérdida de energía en la entrada.	Mantener el suministro del voltaje regulado, forma de onda y protección contra impulsos (picos) y ruidos, durante el tiempo que dure una falla

Los supresores de sobrevoltaje transitorio protegen al equipo sensible de ser atacado por impulsos de voltaje o por golpes de rayos en el sistema de potencia. Son los absorbedores de impactos o las válvulas de seguridad de los sistemas eléctricos de potencia. Si se localizan en el lado de la compañía suministradora se llaman *apartarrayos* (surge arrester o lightning arrester). Si están en el lado del usuario se llaman *supresores de sobrevoltaje transitorio* (TVSS). Estos dispositivos desvían la corriente a tierra o limitan el voltaje transitorio causado por descargas atmosféricas o por acciones de conmutación (switching) a un nivel que no sea dañino para el equipo que protegen. Se conectan de manera que el transitorio *vea* al supresor antes de que alcance al equipo protegido.

Las compañías suministradoras localizan y especifican los apartarrayos cerca del equipo que desean proteger: transformadores, líneas de distribución y equipo de subestación. Instalan los apartarrayos en el lado de alto voltaje y algunas veces en el lado de bajo voltaje de los transformadores. Los usuarios finales localizan los supresores de sobrevoltaje o TVSS dentro de sus instalaciones, entre la salida de potencia (acometida, contactos) y la carga sensible como computadoras, ASD y dispositivos de comunicación, o en el tablero de alimentación principal. Existen dos tipos básicos de supresores (Kennedy, 2000, Pág. 107): dispositivos descargadores (crowbar devices) y dispositivos limitadores de voltaje (voltage clamping devices).

La función principal de los apartarrayos y de los supresores de sobrevoltaje transitorio es limitar el voltaje que puede aparecer entre dos puntos en el circuito. Éste es un concepto importante de entender: Una de las ideas equivocadas acerca de los varistores (varistor <variable resistor> <resistor variable>) y dispositivos similares, es que de alguna manera son capaces de absorber el impulso o de desviarlo a tierra independientemente del resto del sistema. Ese puede ser un efecto benéfico de la aplicación del apartarrayos si existe una trayectoria adecuada para que la corriente impulsiva fluya, pero *la principal preocupación en la aplicación de apartarrayos y supresores de sobrevoltaje transitorio es colocarlos directamente a través del aislamiento sensible que se protege de manera que el voltaje visto por el aislamiento se limite a un valor seguro*. Uno de los puntos a los que los supresores de sobrevoltaje transitorio están conectados frecuentemente es la tierra local, pero esto no

necesita ser el caso. Se debe tener en mente que la tierra local puede no permanecer a potencial cero durante transitorios impulsivos.

Los dispositivos de supresión de sobrevoltaje transitorio deberían estar localizados tan cerca como sea posible del aislamiento crítico con un mínimo de longitud de puntas en todas las terminales. Aún cuando es común encontrar supresores en los tableros principales y en los tableros secundarios, los supresores aplicados en el punto en donde la línea de potencia entra al equipo de carga son generalmente los más efectivos al proteger esa carga particular. En algunos casos, la mejor localización es dentro del dispositivo. Por ejemplo, muchos controles electrónicos fabricados para prestar servicio en el ambiente del sistema de potencia tienen varistores de metal-óxido (Metal-Oxide Varistors), gaps (huecos, espacios), diodos zener (Silicon Avalanche Diodes, <diodos de avalancha de silicio> <SAD>) o capacitores de supresión (surge capacitors) en cada línea que deja el gabinete.

Un *capacitor de supresión* (surge capacitor) es un dispositivo diseñado para reducir la pendiente del frente de onda de transitorios impulsivos al absorber momentáneamente la energía inicial y liberándola después suministrando un efecto amortiguador, y así proteger, por ejemplo, el aislamiento entre vueltas de transformadores y de máquinas rotatorias (motores y generadores grandes), también se usa para proteger centros de control de motores y de equipo de maniobra de voltaje medio. Ya que el capacitor está siempre conectado al circuito de potencia, la corriente fluye todo el tiempo. Cuando ocurre un transitorio impulsivo fluirá una corriente adicional en el capacitor disminuyendo la intensidad del sobrevoltaje transitorio. La cantidad de corriente que el capacitor puede absorber depende de su tamaño y de la cantidad de voltaje que fuerza a la corriente. Si el transitorio es de corriente baja con relación a la intensidad del voltaje, el capacitor la absorberá. Si el transitorio tiene una corriente alta entonces el capacitor no puede absorberla (Delta, 2004).

La principal ventaja de un capacitor de supresión es que no hay tiempo de retraso en su operación dado que siempre está conduciendo, la desventaja es que la cantidad de corriente que puede manejar está limitada a unos pocos amperes, dependiendo del sobrevoltaje transitorio; por esta razón, siempre se debería instalar un supresor (por ejemplo un MOV) junto con un capacitor de supresión para protegerlo de impulsos intensos (figura 3.19) y así

tener un paquete de protección completo. El capacitor de supresión debería estar localizado entre el dispositivo a proteger y el supresor, y tan cerca del dispositivo a proteger como sea posible para que se logre máxima eficacia en la protección. La selección del paquete de protección contra transitorios impulsivos (capacitor y supresor) se basa en el voltaje del dispositivo a proteger.

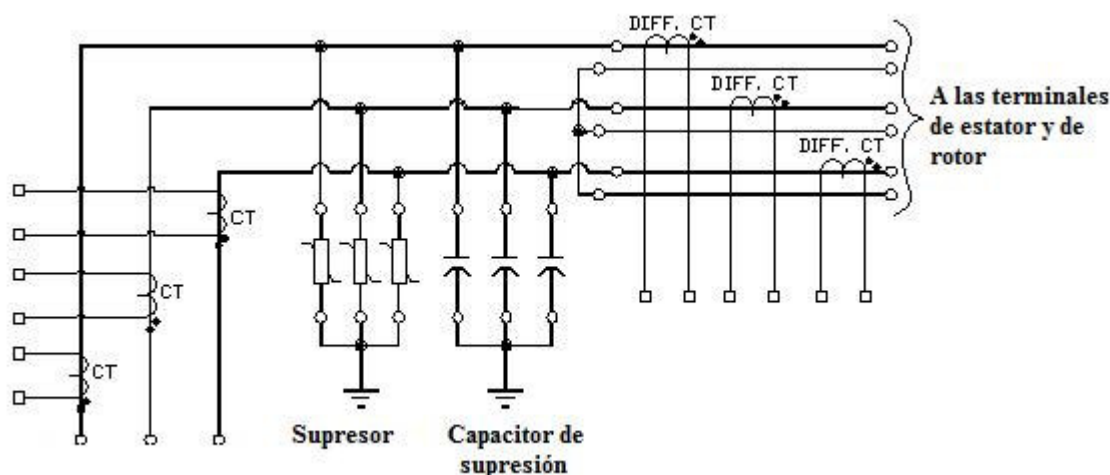


Fig. 10.a Diagrama trifilar de un MSP (Motor Surge protector <Protector contra transitorios impulsivos para motor>) con TCs para protección de sobrecorriente de fase y diferencial

3.4.1.1 Dispositivos descargadores (crowbar devices)

El término **crowbar** (circuito para cortocircuitar carga) viene de la idea de poner una barra transversal a través de una línea para cortocircuitar la entrada a la carga y derivar la corriente a tierra. Los apartarrayos cortocircuitan a tierra los transitorios de voltaje. Pueden tener o no un gap (espacio) lleno con un material que actúa como un circuito abierto para el voltaje normal y como un cortocircuito para los sobrevoltajes transitorios (figura 3.12). Estos materiales incluyen aire, gas de ionización especial, o un material tipo cerámica como carburo de silicio (SiC), usado en los apartarrayos de tecnología más antigua u óxido de zinc como material descargador. La mayoría de los apartarrayos fabricados actualmente usan un varistor de metal-óxido MOV (dispositivo limitador de voltaje) como el elemento principal de limitación de voltaje. El ingrediente principal de un MOV es óxido de zinc (ZnO) combinado con varios ingredientes propietarios para lograr las características y la durabilidad necesarias. El gap

actúa como un aislador no lineal cuando el voltaje es normal y llega a ser un conductor cuando el voltaje transitorio excede el voltaje de rompimiento del material en el gap. El alto voltaje transitorio arquea a través del gap. La energía del transitorio es luego disipada sin peligro a tierra.

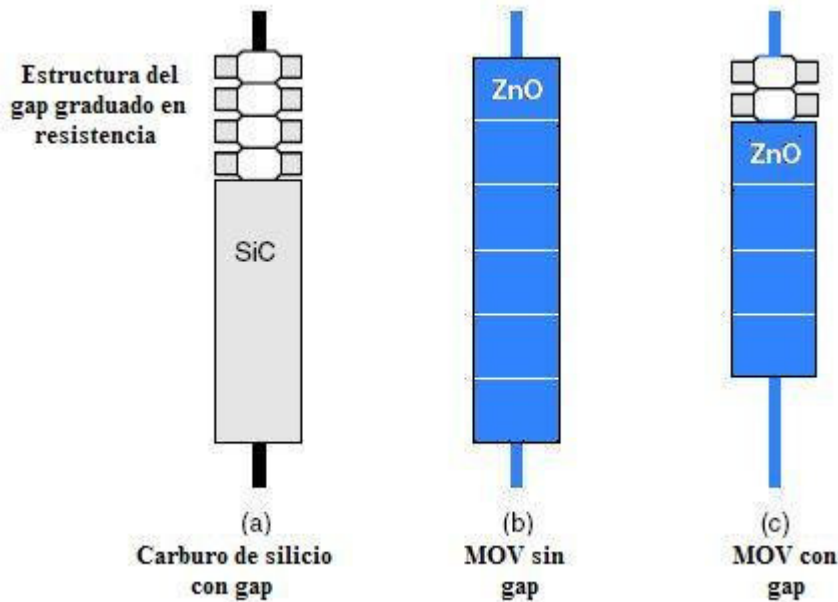


Fig. 3.11 Tres tecnologías comunes en apartarrayos

Los varistores de carburo de silicio tienen una alta capacidad de manejo de potencia pero tienden a extraer una corriente considerable en el estado normal por lo que son usados comúnmente en serie con un gap que suministra un circuito abierto hasta que sucede un sobrevoltaje transitorio. Esta propiedad hace a los varistores de carburo de silicio inadecuados para aplicaciones en bajo voltaje. Los apartarrayos de óxido de zinc tienen mejores características no lineales y pueden ser usados con gap en serie o sin gap.

Aunque los dispositivos descargadores pueden derivar una cantidad substancial de energía transitoria, están sujetos a problemas de potencia residual (power-follow):

Power Follow. Una condición de falla, especialmente a través de un apartarrayos, en la cual la corriente en la línea de potencia fluye a lo largo de una trayectoria a través del aire u otro aislamiento roto por un impulso de alto voltaje tal como un golpe de rayo a un conductor (Laplante, 2000).

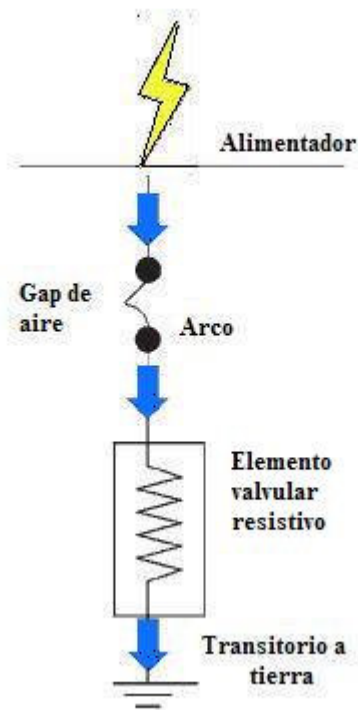


Fig. 3.12 Operación de un apartarrayos tipo descargador (crowbar)

Una vez que el dispositivo de protección ha actuado, el voltaje normal y el voltaje transitorio son derivados a tierra. La corriente resultante (power-follow current) puede abrir fusibles o interruptores de circuito si no existe un método para extinguir el voltaje y la corriente residuales. Por ejemplo, si un impulso de corta duración (fracción de un milisegundo) dispara un dispositivo descargador, la acción resultante esencialmente cortocircuitaría la línea de CA a la cual está conectado por al menos medio ciclo, posiblemente por más tiempo. El transitorio creado al cortocircuitar el conductor de potencia puede ser mayor que el evento que disparó al dispositivo de protección.

A manera de ejemplo, el efecto de potencia residual (power-follow) de un dispositivo descargador con tubo de gas se muestra en la figura 3.13. El arco en la mayoría de los dispositivos de tubo de gas se extinguirá a niveles de 30 a 40 V. Debe puntualizarse que este tipo de dispositivos de protección ha mostrado ser adecuado para proteger aplicaciones como líneas de telecomunicaciones y de datos.

Los componentes más comunes de estos dispositivos incluyen supresores tipo pellet (con gránulos) y tipo descarga gaseosa. Estos dispositivos usualmente son capaces de manejar altas corrientes a causa de que los voltajes a través de ellos son muy bajos cuando están conduciendo como respuesta a un sobrevoltaje transitorio.

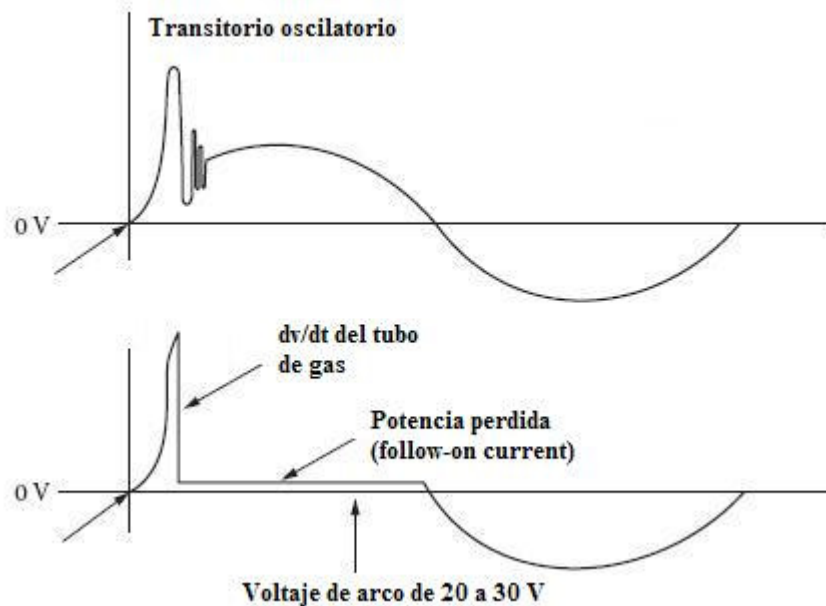


Fig. 3.13 El efecto de potencia residual en un dispositivo descargador (crowbar device)

En general, estos dispositivos son más apropiados en donde se puede interrumpir la corriente en un elemento de circuito inductivo. También en donde cables largos interconectan sistemas de corriente alterna ampliamente separados (Whitaker, 2007, Pág. 229).

3.4.1.2 Dispositivos limitadores de voltaje (voltage-clamping devices)

Los dispositivos limitadores de voltaje no están sujetos a los problemas de potencia residual (power-follow) que son comunes en los dispositivos descargadores y, como su nombre lo indica, usualmente contienen un material que limita el voltaje durante un transitorio. El material es un resistor no lineal cuya resistencia decrece conforme el voltaje a través de él se incrementa. Estos dispositivos incluyen diodos de selenio, diodos zener y varistores de varios tipos, siendo los más usados los varistores de metal-óxido (MOVs).

Los diodos zener usando tecnología de rectificación de silicio mejorada, brindan una limitación de voltaje efectiva para la protección de algunos circuitos electrónicos sensitivos contra disturbios transitorios pero la disipación de potencia para unidades zener es algo más limitada comparada con otros métodos de supresión. Las celdas de selenio y los varistores, aunque enteramente diferentes en construcción, actúan de manera similar en un circuito expuesto a sobrevoltajes transitorios (Figuras 3.14 a 3.16).

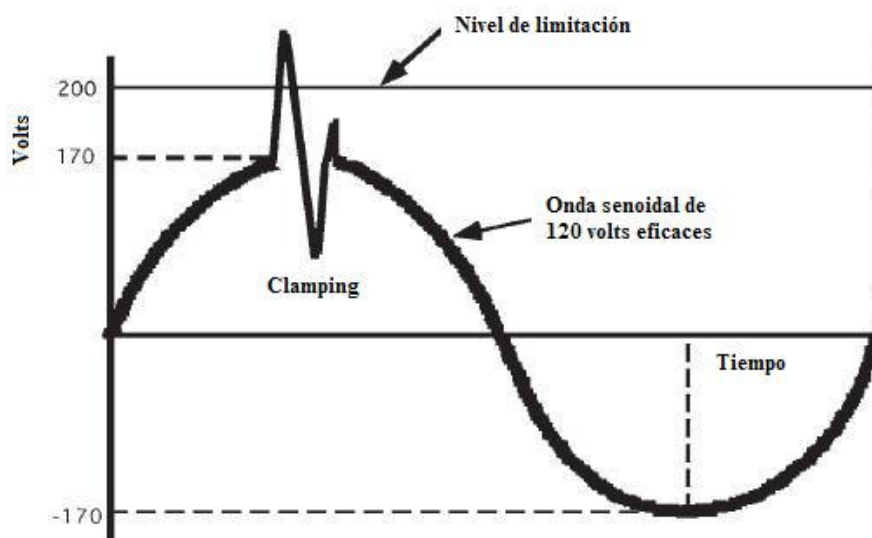


Fig. 3.14 Fenómeno de limitación de un sobrevoltaje transitorio

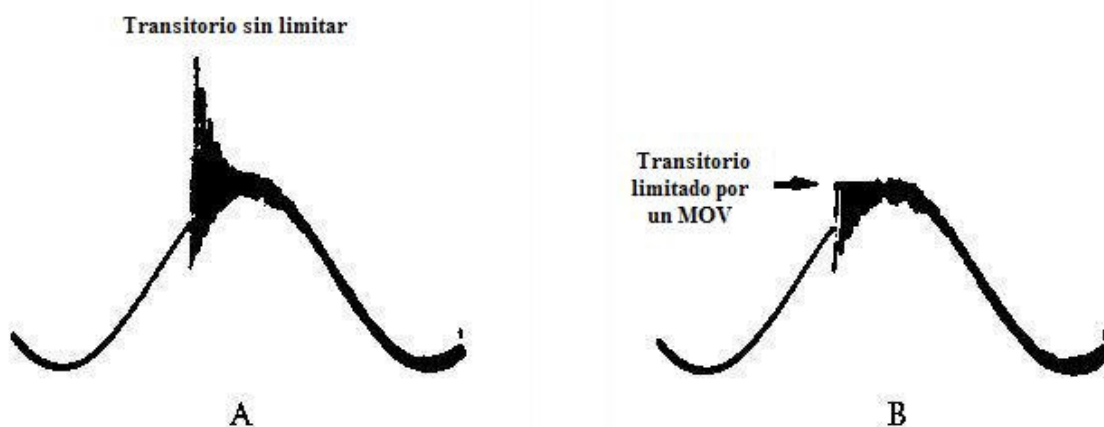


Fig. 3.15 Acción de limitación de un transitorio oscilatorio por un varistor de metal-óxido

Limitar (clamping) un sobrevoltaje transitorio significa que la parte superior del sobrevoltaje será reducida de manera cíclica, de forma tal que el equipo protegido no sea dañado por el sobrevoltaje transitorio (figura 3.15).

La figura 3.16 ilustra la impedancia no lineal variable exhibida por un dispositivo limitador de voltaje. La figura de la derecha en 3.16 muestra el circuito equivalente del supresor mientras que la figura de la izquierda muestra cómo estos componentes pueden reducir los sobrevoltajes transitorios en un circuito dado. El divisor de voltaje establecido por la impedancia inductiva de la fuente (Z_s) y la impedancia del dispositivo limitador de voltaje (Z_c) atenúan las excursiones del voltaje a la carga.

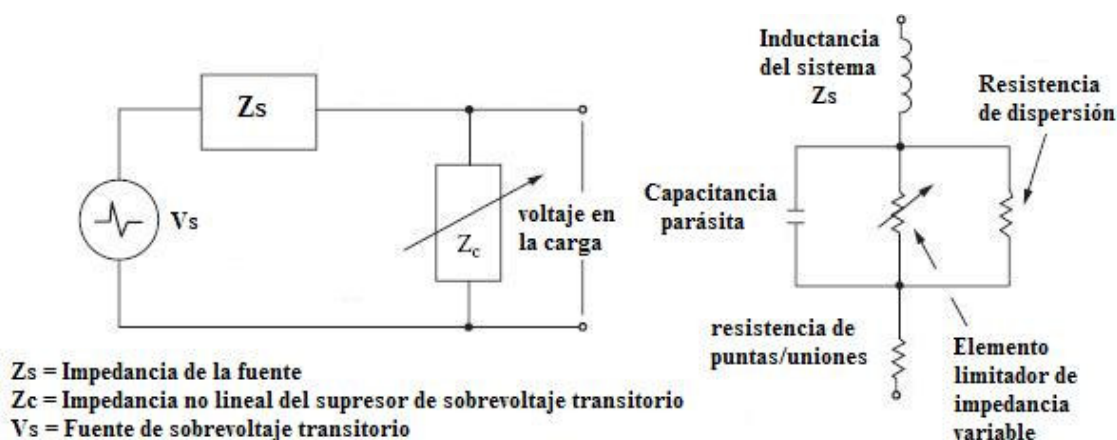


Fig. 3.16 Los mecanismos de supresión de transitorios usando un dispositivo limitador de Voltaje.

Debería entenderse que el supresor depende de la impedancia de la fuente para ayudar al efecto limitador. Un supresor no puede ser totalmente eficaz en un circuito que exhibe una impedancia de fuente pequeña (capacidad de cortocircuito alta) porque la razón de división de voltaje se reduce proporcionalmente. Debe reconocerse también que las componentes de limitación del voltaje derivan las corrientes transitorias a tierra, no las absorben. Debe tenerse cuidado en que la trayectoria de desviación no genere nuevos problemas para el sistema de potencia.

Una curva típica voltaje-corriente para un dispositivo limitador de voltaje se muestra en la figura 3.17. Cuando el dispositivo es expuesto a un sobrevoltaje transitorio, su impedancia

cambia de un valor alto a un valor de conducción bajo, limitando el voltaje a un nivel especificado.

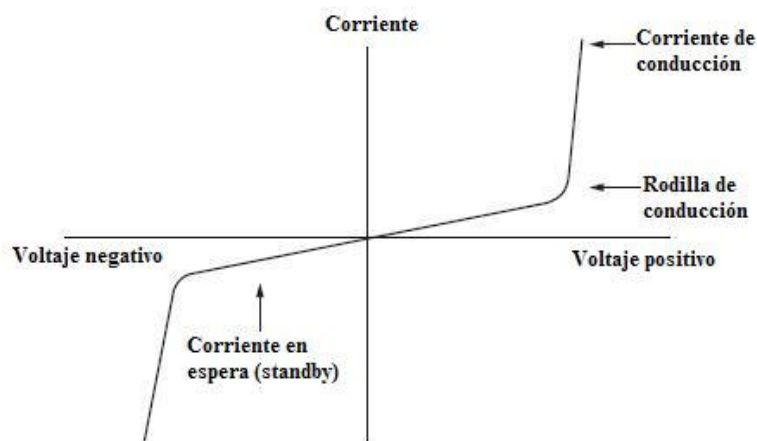


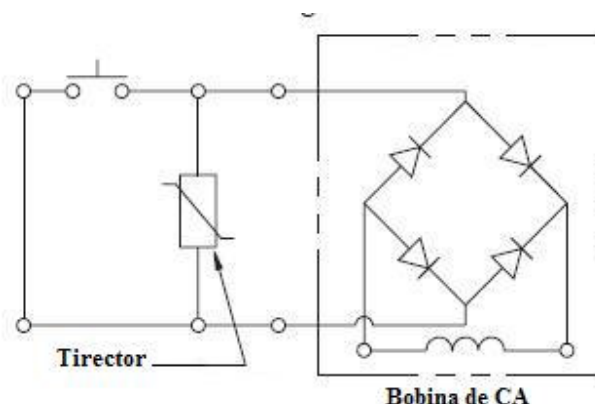
Fig. 3.17 Curva de transferencia corriente-voltaje para un dispositivo limitador de voltaje típico

Un **tirector** (thyrector) de selenio <diodo que actúa como un aislador hasta su voltaje nominal y como un conductor arriba de su voltaje nominal> puede ser usado para protección contra sobrevoltajes transitorios en circuitos de CA en aplicaciones de baja y mediana potencia. La figura 3.18 muestra un tirector usado para proteger los diodos de un rectificador de onda completa que alimenta una bobina. En el manual sobre consejos técnicos del fabricante de la bobina se lee (Parker, s/f, Pág. CL2): Están disponibles versiones de CD y CA para la línea de bobinas. Las versiones de CA son esencialmente bobinas de CD con un rectificador de onda completa moldeado dentro de la bobina. Los rectificadores están nominados para picos de voltaje inverso de hasta 1000 V. Para voltajes transitorios mayores a 1000 V PIV (pico de voltaje inverso), se recomienda usar un tirector como supresor de sobrevoltaje transitorio. Las bobinas de CA operan a 50/60 ciclos. Dado que las versiones de CA son bobinas de CD rectificadas, no existe corriente de energización (inrush) como con las bobinas 'reales' de CA. También significa que las bobinas de CA y CD son intercambiables. Estas bobinas pueden conseguirse para voltajes estándar de 12 V y 24 V en CD, y para 120 V y 240 V en CA. Además, existen versiones para 6 V, 10 V, 18 V, 36 V y 48 V en CD, y 440 V en CA. Se recomienda usar tirector Harris V150LA10A ó V150LA20A para 115 VCA y V250LA15A ó V250LA40A para 200 VCA.

El estándar UL 1449 2ª edición nomina los TVSS de acuerdo a su voltaje limitante y a la supresión de energía en Joules. La nominación en Joules depende de tres variables: el voltaje que deja pasar el TVSS a la carga (let-through voltage), la corriente y la duración del pulso. A partir del desarrollo de supresores con voltajes let-through bajos pero que dan el mismo valor pico de pulso de corriente (y el correspondiente valor bajo en Joules), la industria de la calidad de la energía se ha movido hacia especificar el valor pico del impulso de corriente más que los joules. Lo anterior se debe a que un valor nominal reducido en Joules no es una indicación de un TVSS con capacidades reducidas, pero el hecho es que los usuarios pensaban lo contrario. Los estándares NEMA, por ejemplo, nominan un TVSS por máxima corriente transitoria por modo y por fase, no en Joules.



(a) Tirector GE de una pulgada



(b) Colocación de un tirector para proteger diodos

Fig. 3.18 Tirector usado para protección de una bobina de CA contra sobrevoltajes transitorios

Antes de 1970, los diodos de selenio se usaron comúnmente para protección contra sobrevoltajes transitorios. Se conocían con varios nombres, entre otros Thyrector (nombre propiedad de General Electric) o de Klip Sels (nombre propiedad de International Rectifier). Una de las características interesantes de estos diodos es su “autocuración” o restauración después de un sobreesfuerzo que exceda sus valores nominales máximos. Ni los diodos de silicio ni los MOVs tienen esta característica. Los diodos de selenio son ahora obsoletos, se usan poco, ya que se puede obtener un mejor desempeño con los diodos de avalancha (zener) o con los MOVs.

De acuerdo con Motto (1977, Págs. 5-20 y 5-21:

La protección contra sobrevoltajes transitorios destructivos puede lograrse de cuatro maneras:

- a) Rediseñando la operación del circuito o la localización física para remover o minimizar la causa del transitorio.
- b) Suprimir el transitorio absorbiendo su energía en un circuito RC apropiadamente diseñado localizado a través de la fuente del transitorio.
- c) Paralelar los dispositivos de potencia con elementos resistivos no lineales que limiten el voltaje transitorio a un nivel seguro. Los supresores de sobrevoltaje transitorio de selenio (conocidos por los nombres registrados Voltrap, Thyrector, etc.) y los diodos zener han sido usados con este propósito, y los supresores cerámicos (conocidos como resistores no lineales de zinc <ZNRs> y varistores de metal-óxido <MOVs>) han llegado a estar disponibles recientemente. Sin embargo, los supresores cerámicos corrientemente disponibles tienen una capacidad de absorción de energía relativamente baja comparados con los supresores de selenio.
- d) Los transitorios severos ocasionales pueden ser mejor limitados algunas veces por un circuito descargador de estado sólido que cortocircuita la línea y absorbe la energía transitoria, al menos hasta que un interruptor de circuito auxiliar pueda abrir.

De acuerdo con Whitaker (2007, Pág. 232), treinta años después que Motto:

Los componentes limitadores de voltaje están disponibles en una variedad de configuraciones, desde unidades de alta potencia montadas en chasis hasta dispositivos montados en superficie diseñados para usarse en tarjetas de circuito impreso. Los supresores de celda de selenio pueden manejar transitorios de alta energía y golpes repetidos muy bien, pero tienen una habilidad de limitación de voltaje pobre. Sin embargo, están disponibles unidades combinadas que usan dispositivos de selenio fabricados a las necesidades del consumidor, que minimizan las características indeseables y toman ventaja de las características deseables.

La diferencia principal entre los dispositivos descargadores y los dispositivos limitadores de voltaje, es que en estos últimos, al nivel de limitación de voltaje la impedancia baja pero no cae a un nivel cercano a cero como ocurre con los dispositivos descargadores, por lo tanto, no existe esencialmente ninguna corriente que siga la magnitud de cortocircuito y ningún problema de potencia residual (power-follow). El voltaje limitador se mantiene en la carga del sistema. Sin embargo, en tanto más baja sea la impedancia equivalente del sistema, mayor dificultad para el dispositivo limitador para mantener el voltaje del sistema sin extraer una corriente excesiva.

Los dispositivos limitadores de voltaje operan en el rango de nanosegundos, miles de veces más rápido que los dispositivos descargadores, pero son generalmente capaces de disipar considerablemente menos energía transitoria.

El *varistor de metal-óxido* (MOV), el más común de los dispositivos limitadores de voltaje, está disponible para usarse en un rango amplio de voltajes y corrientes. El rango de parámetros incluye:

- Voltajes tan bajos como 4 V para líneas de datos hasta miles de volts para sistemas de potencia.
- Corrientes pico desde algunos amperes hasta decenas de miles de amperes.
- Disipación de energía desde menos de 1 joule hasta más de 10,000 joules.

El desarrollo de la tecnología MOV permitió la eliminación de los gaps. Esta tecnología puede soportar el voltaje normal del sistema sin gaps y aún suministrar un voltaje de descarga comparable a los apartarrayos de carburo de silicio. Hacia el final de los años 1980, los apartarrayos de SiC estaban siendo desplazados en favor de la tecnología MOV sin gaps, pero actualmente siguen instalados muchos apartarrayos de SiC.

La tecnología MOV con gaps fue introducida comercialmente alrededor de 1990 y ha ganado aceptación en algunas aplicaciones donde existe la necesidad de márgenes incrementados de protección. Combinando gaps graduados en resistencia (con anillos de SiC) y bloques MOV, esta tecnología tiene algunas características muy interesantes. Tiene un menor voltaje de descarga a rayos pero tiene una característica de soporte de sobrevoltaje transitorio temporal

(TOV) mayor que un apartarrayos MOV sin gaps. Para alcanzar el nivel de protección requerido para rayos, el MOV con gaps típicamente comienza a conducir de forma pesada para transitorios de baja frecuencia a aproximadamente 1.7 pu. Existen algunas condiciones del sistema para las cuales los transitorios debidos a switcheo exceden este valor por varios ciclos y originan fallas. Para transitorios de switcheo, el voltaje se divide por razones de resistencia y la mayor parte del voltaje aparece primero a través de los bloques del MOV, lo cual evita la conducción hasta que el gap se vuelva conductor. Esto permite que esta tecnología logre un TOV de aproximadamente 2 pu en diseños típicos.

Adicionalmente, la energía disipada en el apartarrayos MOV con gaps es menor que la disipada por los diseños sin gaps para la misma corriente del rayo a causa de la menor descarga de voltaje de los bloques MOV. Ya que no existe el problema de potencia residual (power-follow), se minimiza la erosión de los gaps.

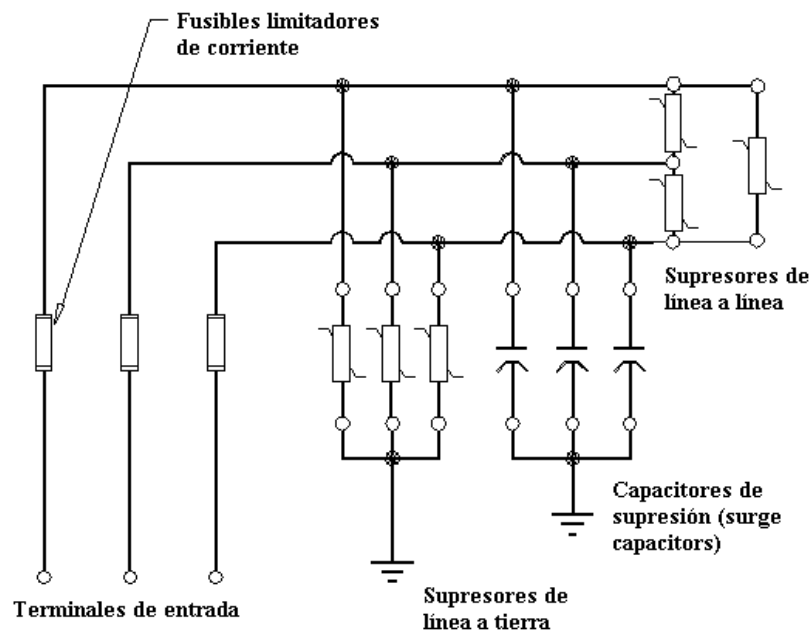


Fig. 3.19 Diagrama trifilar de un TVSS de voltaje medio que protege equipo sensitivo conectado de línea a tierra y de línea a neutro.

La figura 3.19 muestra el diagrama trifilar de un TVSS de voltaje medio (2.4 kV a 13.8 kV) para protección de instalaciones industriales y comerciales, adecuado para proteger equipo conectado de línea a tierra y de línea a línea. El gabinete del TVSS es de acero galvanizado

calibre 11 y construcción soldada. Puede ser montado en piso o en pared. Está equipado con varistores de metal-óxido (MOV) para servicio pesado. Los varistores cumplen con la norma ANSI/IEEE C62.11 [Estándar IEEE para supresores de metal óxido para circuitos de CA] “IEEE Standard for Metal Oxide Surge Arresters for AC Power Circuits”. Está diseñado para operar a temperaturas entre -40°C y $+46^{\circ}\text{C}$. Puede ser comprado con una unidad herméticamente sellada de capacitores de supresión (surge capacitors) de bajas pérdidas y baja inductancia, para reducir la razón de elevación de los transitorios que entren, y con fusibles limitadores de corriente para proteger contra fallas a los capacitores de supresión y a los MOVs.

Existen versiones del mismo TVSS para sistemas de cuatro hilos en estrella con neutro multiaterrizado, sistemas en estrella de tres hilos con neutro sólidamente aterrizado, y para sistemas en delta o en estrella con neutro flotante o bien aterrizado a través de una resistencia. Las dimensiones del gabinete varían desde (86x76x76) cms hasta (112x102x84) cms con un peso desde 140 kg hasta 213 kg.

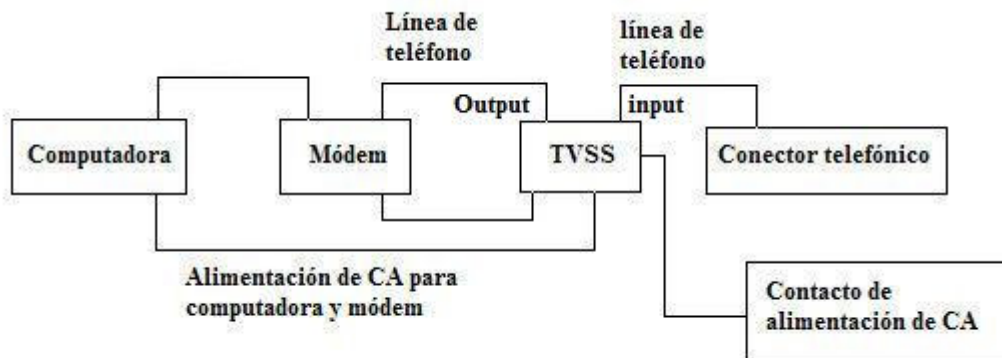
Como se mencionó previamente, los apartarrayos y los TVSS protegen a los equipos contra sobrevoltajes transitorios limitando el voltaje máximo. También se mencionó que el término TVSS se asocia frecuentemente con supresores usados para proteger las cargas del consumidor final. Un TVSS tiene usualmente más elementos limitadores de voltaje que un apartarrayos, el cual consiste comúnmente de sólo bloques de MOVs.

Los MOV son bajos en costo, compactos en tamaño y fáciles de aplicar y están entre los dispositivos más usados en TVSS. Una desventaja de los MOV es que sus características de operación se deterioran con transitorios repetidos. Aunque este problema ha sido reducido con tecnologías mejoradas, la vida de los MOV bajo sobrevoltajes transitorios frecuentes debe ser considerada. Así, es común que, cuando ocurre un transitorio, éste destruya al varistor de metal-óxido en el TVSS. En algunos TVSS, un indicador luminoso verde (figura 3.20) se debe apagar cuando el varistor ha sido destruido. Lo anterior significa que es tiempo de reemplazar al viejo TVSS por uno nuevo. Muchos TVSS contienen un fusible o un interruptor de circuito que detecta sobrecargas de corriente y automáticamente dispara la unidad. También contienen un conmutador maestro que controla la potencia a todos los receptáculos.

Algunos fabricantes diseñan y construyen TVSS tipo enchufable (plug-in) con entradas para módem para proteger teléfonos y computadoras (figura 3.20). Los transitorios de alto voltaje pueden entrar a la línea telefónica y dañar teléfonos y computadoras personales y ser transmitidos a través del aire cuando las computadoras están desconectadas. La figura 3.20b muestra la manera en que se debe conectar un TVSS para proteger las computadoras.



(a) Elementos externos



(b) Forma de conectar el TVSS para proteger módem y PC

Fig. 3.20 Ejemplo de TVSS con entrada/salida telefónica para proteger teléfonos y computadoras

Los **diodos zener** o diodos de avalancha de silicio (SADs) exhiben alta impedancia por debajo del voltaje zener o voltaje de avalancha (V_z), y muy baja impedancia por encima del voltaje

zener. A causa de estas características de limitación, el diodo zener puede ser usado para suprimir sobrevoltajes transitorios.

Los diodos zener son intolerantes a los esfuerzos excesivos y, por lo tanto, es importante conocer su capacidad de manejo de potencia para duraciones cortas de pulsos. La mayoría de los diodos zener manejan menos de su potencia nominal durante las aplicaciones normales y están diseñados para operar más eficazmente a este nivel bajo. Los supresores de transitorios zener (como la serie Motorola 1N6267 Mosorb) están diseñados típicamente para soportar pulsos de potencia de corta duración relativamente grandes. Esto se logra alargando el chip y el área de unión efectiva para soportar transitorios de alta energía, aunque actualmente se recomienda mejor usar SPD con varistor de metal-óxido (MOV) por las siguientes razones (Eaton, 2007b, Pág. 18):

- En aplicaciones de potencia de CA más del 95% de los SPD usan MOV por su capacidad de manejar altas energías y su funcionamiento de limitación de voltaje confiable. Para funcionamiento adicionado se especifican típicamente diseños híbridos (MOV y filtro capacitivo como en la figura 3.19).
- Aún cuando los diodos de avalancha de silicio pueden tener mejor tiempo de respuesta que los MOV (por ejemplo 5 picosegundos para un SAD contra 1 nanosegundo para un MOV), el tiempo de respuesta total del dispositivo SPD es afectado más por el alambrado y las conexiones internas que por la velocidad del SAD o del MOV. Por ejemplo, un SAD puede reaccionar en 1 picosegundo pero el alambrado interno y las puntas de conexión dentro del SPD suman inductancia (de 1 a 10 nanohenrios por pulgada). Este efecto inductivo es el factor dominante en el tiempo de respuesta total, no el tiempo de reacción del SAD, de manera que el tiempo de respuesta para un SPD con MOV es equivalente al tiempo de respuesta de un SPD con SAD.
- Los comités NEMA LS-1 e IEEE no mencionan el uso del tiempo de respuesta como una especificación para SPD. Todos los SPD tienen tiempo de respuesta suficiente para “encenderse” y derivar los transitorios. El tiempo de respuesta de un MOV es 1000 veces más rápido que el tiempo que toma a un impulso transitorio alcanzar la máxima corriente (compare 1 nanosegundo con 8 microsegundos). El tiempo de respuesta no es un criterio apropiado al especificar SPDs.

- Un filtro híbrido (MOV combinado con filtro capacitivo) reacciona más rápido ya que los capacitores reaccionan instantáneamente a cualquier alta frecuencia transitoria.
- La vida esperada de un SAD es mucho menor que la vida esperada de un MOV. Un SAD simple se daña con una corriente transitoria menor a 1000 A. Ya que el estándar IEEE C62.41 requiere que un SPD soporte 10,000 A/fase, los SAD no tienen suficiente capacidad de manejo de energía (capacidad) para aplicaciones en entradas de servicio o para aplicaciones en paneles en circuitos derivados (ramales). Para ocultar esta debilidad, para los dispositivos SAD frecuentemente se publica el valor nominal en Joules (Wattage) en lugar de publicar la capacidad de corriente transitoria por fase (surge current capacity), la cual es un criterio de funcionamiento más reflexivo. NEMA e IEEE no recomiendan el uso de valores nominales en Joules para comparar SPDs.
- Los MOV están nominados de 6.5 kA hasta 40 kA, haciéndolos más confiables para sistemas de CA. Los SPD de calidad frecuentemente paralelan MOVs para obtener valores nominales de corriente transitoria mayores a 250 kA/fase. A estos valores nominales, el SPD operará eficazmente por más de 25 años en ambientes clasificados por la IEEE como de alta exposición a transitorios.
- Paralelar SADs es más difícil que paralelar MOVs. Los supresores que usan SADs en paralelo requieren una cantidad significativa de componentes, con lo que se reduce la confiabilidad total del dispositivo.
- Dada la limitada capacidad de manejo de energía de los SAD, estos dispositivos no se recomiendan para usarse en tableros de control (panelboards) y en tableros de conmutación (switchboards). Similarmente, los diseños híbridos que usan MOV y SAD no logran sinergia (cooperación) entre los componentes. En aplicaciones de alta energía, por ejemplo, los SAD son el eslabón débil a causa de que los SAD y los MOV no pueden ser coordinados para trabajar juntos.

De acuerdo con el Diccionario de Ingeniería Eléctrica (Laplante, 2000):

Panelboard. Un ensamble de uno o más paneles conteniendo buses, dispositivos automáticos de protección contra sobrecorriente, que se coloca en un gabinete localizado en o al mismo nivel que una pared. El ensamble sólo puede ser accesible desde el frente y puede contener switches para la operación de alumbrado o de circuitos de potencia.

Switchboard. Literalmente. Un tablero o panel grande sobre el que se montaban switches en los primeros sistemas eléctricos.

- Los fabricantes de SAD claman que sus unidades no se degradan. Más que degradarse, los SAD fallan en un modo de cortocircuito a niveles de mucha menor energía que un MOV. Un supresor con MOV apropiadamente construido no se degradará aún cuando se exponga a miles de golpes de rayo de alta energía. Los problemas de degradación existen con los supresores de barra muy económicos. Estos dispositivos son fabricados usualmente en países donde se usan MOVs subnominados y están mal construidos. Estos dispositivos de baja calidad no deberían ser comparados con los SPD usados típicamente en paneles de control y distribución o en entradas de servicio.
- Cuando se exponen a las formas de onda de prueba definidas por la IEEE y a los resultados de pruebas UL 1449, ambos dispositivos MOV y SAD tienen los mismos valores de voltaje nominal de supresión (Supression Voltage Ratings), por lo tanto, UL no considera que los dispositivos SAD suministren mejor limitación que los SPD basados en MOV.

En resumen: Al evaluar SPDs es importante evaluar el funcionamiento de la unidad supresora y no comparar los elementos internos individuales. Los métodos de construcción del SPD y las limitaciones del alambrado interno son críticos para el funcionamiento total. Basados en los registros existentes de funcionamiento, los supresores basados en MOV son altamente confiables. Para entradas de servicio y en paneles no se recomienda usar supresores basados en SAD por su limitado manejo de energía. *Los SAD se usan principalmente para proteger líneas de datos y de comunicación.*

3.4.1.3 Selección de Supresores de sobrevoltaje transitorio y estándares aplicables

De acuerdo con Superior Electric (s/f, Págs. 3 y 4) el estándar IEEE C62.41-1991 separa una instalación típica en tres categorías, cada una caracterizada por diferentes niveles de exposición a transitorios, tipos de forma de onda transitoria, voltaje/niveles actuales y por fuente transitoria. De mayor a menor son:

- **Categoría C.** Los lugares de la categoría C están sujetos a fuertes sobrevoltajes generados externamente por rayos, cambios de la fuente de energía de la compañía suministradora, fallas en el sistema de suministro, clima severo e instalaciones cercanas.
- **Categoría B.** Los lugares de la categoría B están sujetos a una mezcla de impulsos de sobrevoltaje generados externamente y a cambios generados internamente, además de sobrevoltajes de ondas circulares generadas por un amplio espectro de equipos de carga como motores, equipos de control ambiental, de fabricación y de oficina.
- **Categoría A.** Los lugares de la categoría A están sujetos a altos niveles de cambios y sobrevoltajes de onda circular generados por una amplia variedad de equipos de cargas, como equipos de oficina y sistemas de fabricación industrial y comercial.

En realidad, el estándar IEEE C62.41-1991 define sólo de modo genérico las localidades y los grados de exposición (IEEE 1991, Págs. vii, 20 y 31):

1) Localidades

Categoría C: Acometida de líneas aéreas y subterráneas externas hacia el edificio principal, exterior y entrada de servicio de poste a edificio, trayecto entre el medidor y el panel principal.

Categoría B: Alimentadores mayores, circuitos derivados (ramales) cortos, panel de distribución y de servicios (interior), bus y alimentador en plantas industriales, sistemas de alumbrado en edificios grandes.

Categoría A: Salidas (tomacorrientes) y ramales largos (interior), todas las salidas a más de 10 m de la categoría B, todas las salidas a más de 20 m de la categoría C.

2) Exposición

Baja: Sistemas en áreas geográficas conocidas por baja actividad de rayos, con poca actividad de switcheo de carga o de capacitores.

Media: Sistemas en áreas geográficas conocidas por actividad de rayos mediana a grande, o con transitorios de switcheo significativos, o ambos.

Alta: Aquellas raras instalaciones que tienen mayor exposición a transitorios que las definidas para exposición baja y media. Las condiciones más severas resultan de una exposición extensa a los rayos o a transitorios de switcheo inusualmente severos.

Tabla 3.6 Niveles de exposición especificados por la ANSI/IEEE, aplicaciones típicas y capacidades recomendadas para TVSS de voltaje medio de Superior Electric.

<i>Categoría IEEE</i>	<i>Nivel de exposición</i>	<i>TVSS recomendado</i>	<i>Aplicaciones típicas</i>
C	El más alto	TVSS300	• Ambientes de cero tolerancia • Entradas de servicio de la más alta capacidad de corriente • Entradas de servicio en áreas de alta ocurrencia de rayos
C	Alto	TVSS250	• Entradas de servicio de corriente moderada y más baja • Entradas de servicio cerca de subestaciones de servicios públicos • Entradas de servicio en red con grandes industrias • Entradas de servicio localizadas lejos de redes y servicios públicos
C	Alto a medio	TVSS200	• Paneles de distribución para techos con alta incidencia de rayos • Paneles de distribución extremadamente grandes.
B	Medio	TVSS150 TVSS125	• Paneles de distribución grandes • Paneles de distribución sin entrada de servicio • Equipo pesado (UPS, elevadores, etc.) cerca de entradas no protegidas • Paneles para velocidades variables • Centros de control de motores sin entradas de servicio con mecanismos, PLCs, arrancadores suaves o electrónicos, sistemas de control electrónico y monitoreo electrónico
B	Medio a bajo	TVSS100	• Paneles altamente cargados con equipos electrónicos sensibles • Paneles con combinación de cargas sucias y sensibles • Paneles sin protección de corriente aguas arriba • Conducto para cargas sensibles • Barra colectora para varios pisos con cargas sensibles o críticas
B	Bajo	TVSS80	• Paneles con protección de corriente aguas arriba • Paneles para cargas electrónicas sensibles • Paneles lejanos dentro de las instalaciones
A	El más bajo	TVSS60	• Paneles con protección de corriente aguas arriba • Paneles para cargas electrónicas sensibles.

Nota: El número en la tercera columna indica la capacidad en kA del TVSS. Así, un TVSS250 indica un TVSS con una capacidad de corriente transitoria de 250 kA.

La tabla 3.6 define los niveles de exposición especificados por la ANSI/IEEE y describe aplicaciones típicas y capacidades recomendadas de TVSS (Superior Electric, s/f, Pág. 5). El diagrama trifilar del TVSS es el mostrado en la figura 3.19. Con la comprensión básica de las

aplicaciones de las instalaciones, de la distribución de los sistemas eléctricos, y los niveles de exposición ANSI/IEEE, los requisitos para un sistema de supresión se pueden determinar con facilidad.

Para cada categoría y nivel de exposición, la IEEE ha definido la forma de onda de prueba que debería ser usada por un especificador al determinar los requerimientos de funcionamiento. La tabla 3.7 detalla las formas de onda de prueba IEEE C62.41 para las categorías A, B y C (ver figura 3.26).

Frecuentemente, el estándar IEEE C62.41 es aplicado mal a causa de que las categorías ambientales y las formas de onda de prueba se usan como estándares de funcionamiento. Las recomendaciones C62.41 deberían ser usadas para seleccionar especificaciones apropiadas a las necesidades de un diseñador o usuario final dado.

Tabla 3.7 Valores pico de formas de onda corriente/voltaje IEEE C62.41 (mostradas en la figura 3.26) para varios lugares de exposición.

<i>Cat.</i>	<i>Nivel de exposición</i>	<i>Voltaje (kV)</i>	<i>Corriente onda transitoria oscilatoria amortiguada 0.5 μs x 100 kHz</i>	<i>Corriente combinación de ondas 1.2 x 5 μs (V) 8 x 20 μs (A)</i>
A1	Bajo	2	70 A	-
A2	Medio	4	130 A	-
A3	Alto	6	200 A	-
B1	Bajo	2	170 A	1 kA
B2	Medio	4	330 A	2 kA
B3	Alto	6	500 A	3 kA
C1	Bajo	6	-	3 kA
C2	Medio	10	-	5 kA
C3	Alto	20	-	10 kA

Con relación a cómo seleccionar los supresores de transitorios para redes de baja tensión, ABB (s/f, Pág. 2) recomienda:

1. Seleccionar el Voltaje Máximo de Operación Continua (MCOV <Maximum Continue Operating Voltage >) del TVSS. El voltaje máximo de operación continua debería corresponder al voltaje del sistema. Por ejemplo, si se tiene un sistema en delta de 480 V se necesitará un TVSS nominado para 550 V o para 660 V.
2. Seleccionar el valor nominal en kA del TVSS. El valor nominal en kA del TVSS es la cantidad de energía del rayo que la unidad puede manejar durante un evento producido por un rayo. El valor nominal en kA no es un valor nominal de cortocircuito. En tanto mayor sea el valor nominal en kA del TVSS mayor el tiempo que la unidad protegerá al sistema. Por ejemplo, una unidad de 40 kA puede desviar una onda transitoria de 30 kA y aún tiene suficiente capacidad como para un evento de rayo adicional.
3. Seleccionar las opciones adicionales del TVSS. Dependiendo de la aplicación, se puede seleccionar una unidad TVSS con opciones adicionales. Las opciones disponibles dependerán del tipo de TVSS y del fabricante del TVSS. Para la serie OVR de ABB, por ejemplo, las opciones disponibles son una reserva de seguridad (opción de MOV dual, uno para protección primaria y el segundo para protección de respaldo), un MOV desenchufable y/o un contacto auxiliar.

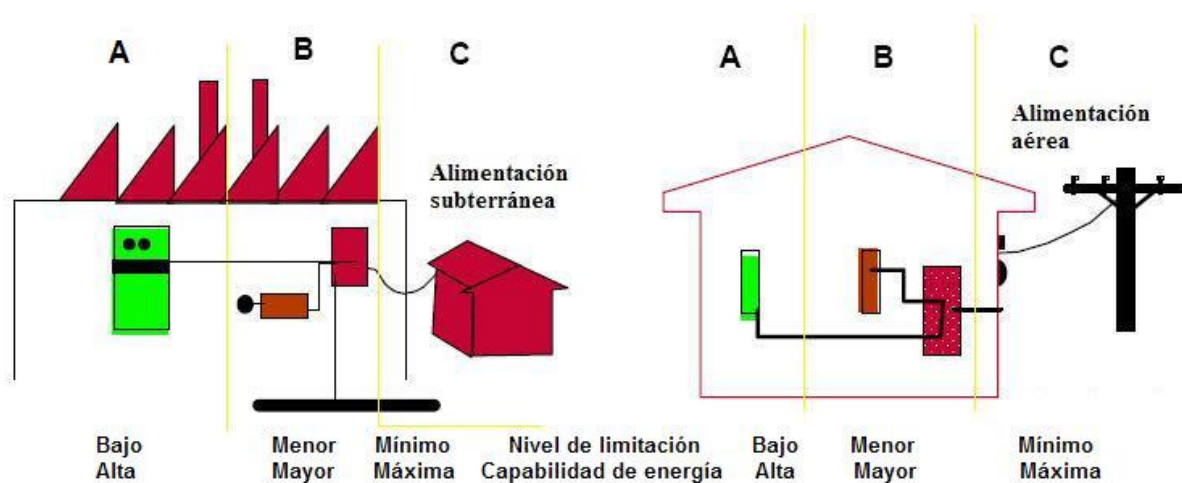


Fig. 3.21 Categorías ANSI/IEEE de exposición a transitorios

De acuerdo con Eaton (2007b, Pág. 21), una especificación debería enfocarse en el funcionamiento esencial, y en los requisitos de la instalación y de seguridad, y sugiere seguir los siguientes criterios esenciales de seguridad/instalación/funcionamiento:

- A. Corriente impulsiva transitoria por fase (surge current per phase). 250 kA/fase para entrada de servicio y 120 kA/fase para tableros u otras locaciones (TVSSs en cascada).
- B. Voltaje que deja pasar el TVSS a la carga (let-through voltage). Especificar el valor nominal del voltaje de funcionamiento basado en las tres formas de onda de prueba estándar de la IEEE (ondas de combinación categorías C3 y B3; onda oscilatoria amortiguada B3 del estándar IEEE C62.41). Especifique los valores nominales requeridos para los voltajes nominales aplicables (por ejemplo, 208 Vs. 480).
- C. Filtro efectivo. Atenuación del ruido a 100 kHz basado en la prueba de inserción MIL-STD-220. La atenuación debería exceder los 45 db (modo L-N). Especifique que las gráficas de Bode de pérdidas de inserción se deben suministrar.
- D. Instalación integrada. Instalado en fábrica como parte del equipo de distribución. Verifique para asegurarse que la instalación minimiza la longitud de los cables.
- E. Fusible interno. Seguridad y protección de sobrecorriente. Sistema de fusibles internos de 200 kAIC.
- F. Monitor de confiabilidad y sistema de diagnóstico. Indicación de estado a prueba de tontos para cada fase. Una opción popular es incluir contactos forma C para monitoreo remoto.
- G. Prueba independiente. Para asegurar un diseño y una construcción confiables, especifique que todos los resultados enviados por el fabricante sean de un laboratorio de pruebas independiente, verificando que el dispositivo puede lograr los valores de corriente transitoria publicados sobre una base por modo y por fase.

La capacidad de corriente impulsiva transitoria (surge current capacity) es definida por NEMA LS-1 como la máxima corriente impulsiva de 8/20 μ s que el dispositivo SPD es capaz de sobrevivir sobre la base de un solo impulso sin sufrir una desviación de más del 10% en su funcionamiento o una degradación de más del 10% del voltaje limitante. Se lista por modo, ya que el número y tipo de componentes en cualquier SPD puede variar por modo. El estándar industrial es publicar la corriente impulsiva transitoria por fase sumando los modos L-N + L-G para sistemas en estrella, y L-L + L-G para sistemas en delta. Si el dispositivo tiene sólo un modo (P. ej. L-G), el valor nominal por fase es igual al valor nominal por modo. Por ejemplo, para un sistema en estrella, los modos de protección publicados por un fabricante son:

Modelo	L-N	L-G	NG	(L-N + L-G)
TVSS 120 kA/fase	60	60	60	120

En los sistemas eléctricos actuales, con muchos sistemas de puesta a tierra diferentes y varios voltajes, determinar qué configuración de SPD (Surge Protective Device o Dispositivo de Protección contra transitorios) usar puede ser confuso. Algunas guías para especificar el tipo de configuración son (Eaton, 2007b, Pág. 7):

- Sólo aplique un SPD configurado en estrella (3 fases, 4 hilos) si el neutro está físicamente conectado al SPD y si el neutro está directa y sólidamente aterrizado a la tierra (no existe impedancia de aterrizaje, esto es, no existe una impedancia conectada entre el neutro y la tierra).
- Use un SPD configurado en Delta (3 fases, 3 hilos) para cualquier tipo de sistema aterrizado a través de impedancia (resistiva, inductiva).
- Use un SPD configurado en Delta para un sistema en estrella sólidamente aterrizado si el hilo neutro no es llevado al lugar de instalación del SPD.
- Use un SPD configurado en delta si la presencia de un hilo neutro no es conocida.

¿Por qué algunos suministradores de TVSS recomiendan instalar equipos de 250 kA o mayores cuando de acuerdo con la IEEE y otras organizaciones el pico máximo a considerar para la onda transitoria debe ser de 10 kA? La respuesta es vida esperada. La tabla 3.8 muestra un ejemplo de vida esperada de MOV en función del número de golpes de rayo e intensidad de la corriente resultante. Incrementando los kA nominales del supresor no se mejora el funcionamiento pero sí la vida esperada del supresor. De acuerdo con Eaton (2007b), un supresor de 250 kA instalado en la entrada de servicio y propiamente construido tendrá una vida esperada de más de 25 años en lugares de alta exposición a sobrevoltajes transitorios.

Los SPD actuales es raro que fallen (si están bien diseñados, contruidos y seleccionados) por los transitorios debidos a rayos, la razón de falla es extremadamente baja (menor a 0.1%). Cuando un supresor falla, es muy probable que sea el resultado de un sobrevoltaje temporal excesivo (TOV) debido a una falla en el sistema de suministro, por ejemplo, para un sistema de 120 volts nominales el voltaje excede 180 V durante muchos ciclos. El sobrevoltaje temporal excesivo dañará los SPD y otras cargas electrónicas sensitivas:

Mientras que los dispositivos electromecánicos pueden tolerar generalmente voltajes de varias veces su valor nominal por tiempos cortos, pocos dispositivos de estado sólido pueden tolerar mucho más que dos veces su valor nominal. Además, el equipo de procesamiento de datos puede ser afectado por cambios rápidos en los voltajes con amplitud relativamente pequeña comparados con los sobrevoltajes que dañan el hardware (IEEE, 2005, Pág. 37).

Tabla 3.8 Ciclo de vida de TVSS con diferentes kA nominales

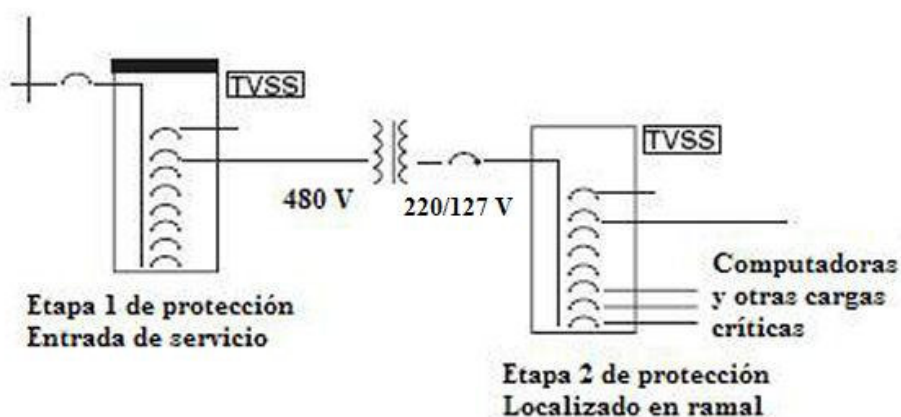
<i>kA por golpe</i>	<i>Número de golpes de rayo por ciclo de vida de la unidad</i>			
100				1
65			1	3
40		1	3	15
20		5	20	25
15	1	20	50	75
10	2	40	150	220
5	20	200	400	530
2	150	1000	2500	4500
1	1000	3000	9000	15000
	TVSS15	TVSS40	TVSS65	TVSS100
	kA nominales			

En el caso de que este raro fenómeno ocurra, llame a su compañía suministradora para investigar la causa del problema.

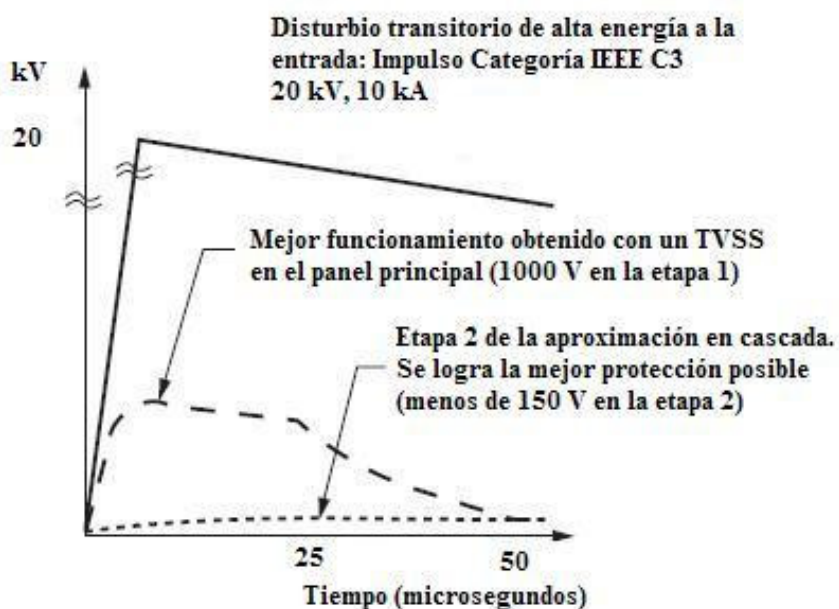
La IEEE (IEEE, 2005, Pág. 214) recomienda que los TVSS se coordinen usando una aproximación en cascada o por etapas (figura 3.22):

La protección efectiva contra impulsos para un sistema de distribución en un edificio completo, requiere del uso coordinado de dispositivos desviadores de corriente de gran capacidad en la entrada de servicio, seguido por dispositivos limitadores de voltaje de menor capacidad aplicados estratégicamente a través del sistema de potencia. Los dispositivos a la entrada de servicio están previstos para disminuir el nivel de energía de un impulso muy grande a un nivel que

pueda ser manejado por otros dispositivos colocados cerca de las cargas. Si se coordinan de forma inadecuada, la energía en exceso puede destruir a los supresores aguas abajo y dañar la carga conectada.



(a) Localización de los TVSSs



(b) Formas de onda resultantes en las etapas 1 y 2

Fig. 3. 22 Protección con TVSS en cascada

Así, una especificación mínima típica de un TVSS para bajo voltaje contiene la siguiente información:

- Marca y familia o serie del TVSS. Por ejemplo: ABB OVR

- Número de fases: monofásico o trifásico
- Valor nominal en kA. Por ejemplo: 40 kA
- Voltaje máximo. Por ejemplo: 320 V.
- Opciones adicionales.

Resumiendo la terminología más importante:

- SPD (Dispositivo de protección contra transitorios); TVSS (Supresor de sobrevoltaje transitorio). Dispositivos que derivan los transitorios eléctricos a tierra. Un TVSS es un tipo de SPD.
- kA nominales. Máxima descarga del rayo que un dispositivo puede soportar por una vez.
- Voltaje de limitación (clamping voltage), Voltaje máximo que permanecerá en el sistema después de que un TVSS con MOV ha derivado todos los transitorios eléctricos arriba del voltaje límite a tierra.
- Voltaje que deja pasar el SPD a la carga (let-through voltage). Cantidad de voltaje que no es suprimido por el SPD y que pasa a la carga cuando es probado usando una forma de onda y un arreglo de prueba definidos en el estándar IEEE C62.41-1991.
- Voltaje máximo continuo en operación (MCOV). Voltaje máximo al que un TVSS puede operar continuamente. Por ejemplo:

Vnominal	120 V	220 V	277 V	347 V	480 V	600 V
MCOV	150 V	275 V	320 V	420 V	640 V	840 V

En Eaton (2007b, Pág. 23) se hace la siguiente observación:

El voltaje de limitación (clamping voltage) es frecuentemente confundido con el voltaje que se deja pasar a la carga (let-through voltage). El voltaje de limitación se refiere a la característica operativa de un varistor de metal-óxido (MOV) y no es útil para comparar el funcionamiento de un SPD. El voltaje de limitación (clamping voltage) es el voltaje cuando 1 mA de corriente pasa a través de un MOV. El voltaje de limitación no incluye los efectos del alambrado interno, fusibles, orejas de montaje, o la longitud de los conductores para instalar el SPD.

El voltaje que pasa a la carga (*let-through voltage*) es una prueba más aplicable para SPDs y se refiere a la cantidad de voltaje que no es suprimido por un SPD cuando es probado usando una de las formas de onda transitoria estándar y un arreglo de prueba definidos por la IEEE.

De acuerdo con el Diccionario de Ingeniería Eléctrica (Laplante, 2000):

Clamping. El proceso de fijar el mínimo o el máximo de un voltaje [limitar el voltaje].

Mientras que en el Diccionario Avanzado Vox Inglés-Español se encuentra que el significado del término *let through* en Español es “dejar pasar”.

De acuerdo con los significados parece ser que el término *clamping* se usa para denotar la acción de limitar el voltaje por el SPD (fijar el valor máximo o mínimo), mientras que el término *let-through* denota la forma de onda completa que se deja pasar (la parte no suprimida).

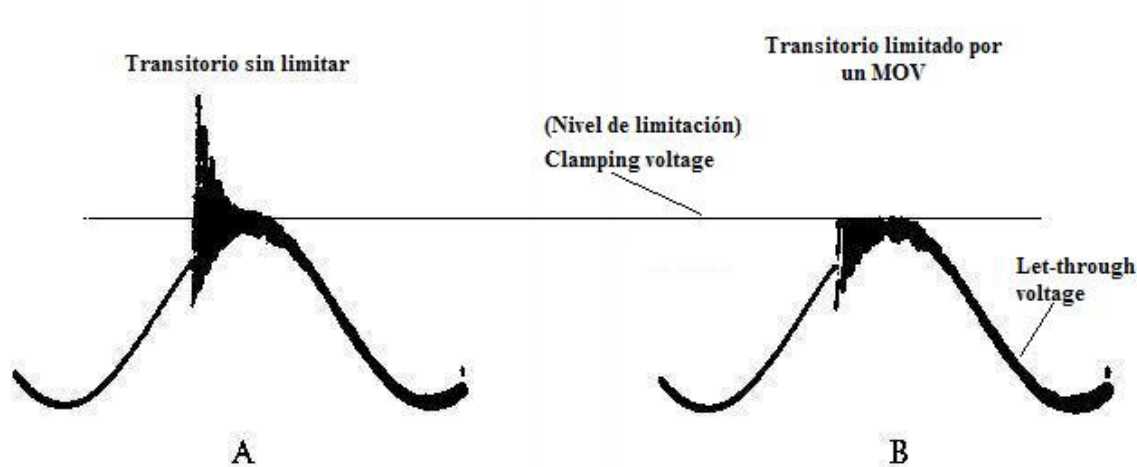


Fig. 3.23 Diferencia entre voltaje de limitación y voltaje que se deja pasar a la carga

La figura 3.24 muestra la gráfica de funcionamiento relativo de un supresor típico mientras que en la tabla 3.9 se muestran las sugerencias dadas por Progress Energy con relación a la aplicación de los diferentes tipos de supresores de sobrevoltajes transitorios.

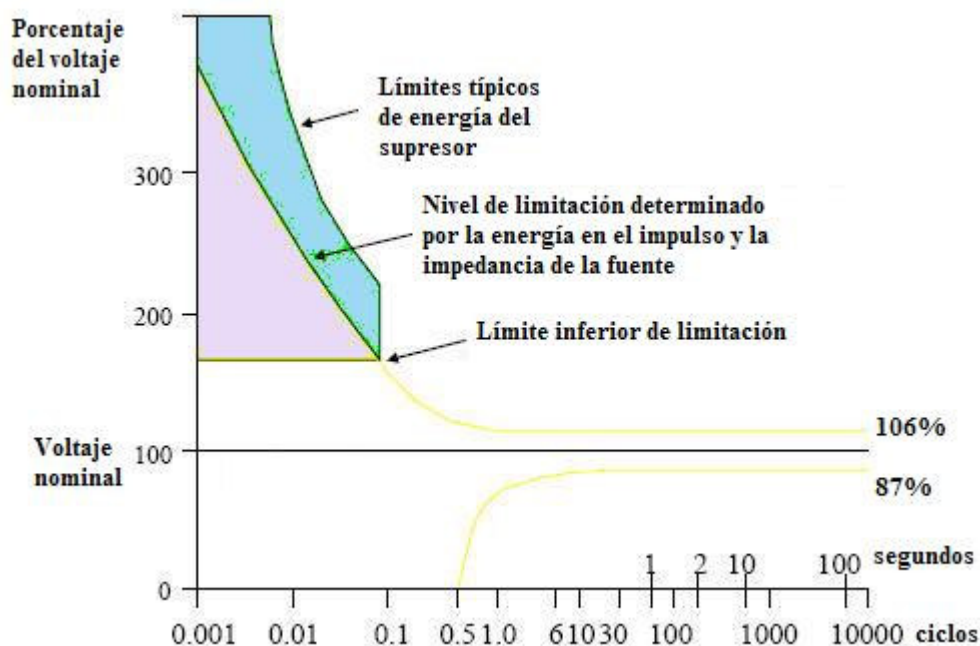


Fig. 3.24 Funcionamiento relativo de un supresor de sobrevoltaje transitorio

Tabla 3.9 Guía de aplicación de TVSSs

TVSS	Líneas de datos	Telecomunicaciones (primario)	Telecomunicaciones (secundario)	Líneas de potencia de CA	Potencia CD y automotriz
MOV	✓	✓	✓	✓	✓
Diodo de avalancha	✓				✓
Tubo de gas/gap		✓			✓

El estándar de seguridad UL 1449 2ª edición (publicado en 1996, revisado en febrero del 2005 y de cumplimiento obligatorio desde febrero de 2007) es el estándar estadounidense (y en algunos otros países) para todos los equipos conectados en el lado carga del sistema eléctrico hasta el 30 de septiembre del 2009 (ya que a partir de octubre del 2009 todos los supresores deberán cumplir con la 3ª edición del estándar) e incluye los dispositivos alambrados y los dispositivos enchufables para sistemas de 50/60 Hz a voltajes de 600 V y menores. Para obtener la certificación UL el supresor debe llenar los estándares de seguridad requeridos y pasar una prueba de ciclo de servicio (duty cycle).

Cada supresor es sujeto a las siguientes pruebas eléctricas y mecánicas (Eaton, 2007b, Pág. 3): corriente de fuga (leakage current), temperatura, continuidad a tierra (ground continuity), impacto al gabinete, adecuación del montaje (adequacy of mounting) y muchas otras. Cada prueba evalúa una función diferente o modo de falla potencial. Para obtener una certificación UL el supresor debe pasar todas las pruebas. Dos de las pruebas más significativas son la prueba de Voltaje Limitante Medido y una serie de pruebas de sobrevoltaje anormal.

UL conduce la prueba de Voltaje Limitante Medido para determinar el voltaje que deja pasar el supresor (let-through voltage) y le asigna un valor de Voltaje Nominal Suprimido (Supressed Voltage Rating o SVR). Los valores nominales UL 1449 2ª edición representan componentes nominales y no el voltaje let-through real del sistema de distribución; esto es, UL 1449 no incluye los efectos de la longitud de los cables de instalación y la protección de sobrecorriente. Las clases SVR estándar son: 330, 400, 500, 600, 800, 1000, 1200, 1500, 2000, 2500, 3000, 4000, 5000 y 6000 V. Ojo, al realizar la prueba se toma el promedio del voltaje que se deja pasar (let-through voltage) resultante de la aplicación de tres ondas impulsivas combinadas de 6 kV, 500 A y se redondea a la siguiente clase estándar UL. Por ejemplo, un voltaje let-through promedio de 402 V es redondeado a un SVR de 500 V.

Una prueba de ciclo de servicio (duty cycle) se basa en la aplicación de una serie de 26 impulsos. La prueba UL usa formas de onda similares a las recomendadas en el estándar IEEE C62.41. Para pasar la prueba, el supresor debe soportar la prueba de ciclo de servicio sin degradarse en más del 10% en su valor de voltaje let-through inicial. Las últimas series mayores de pruebas son las de sobrevoltaje anormal. El propósito de estas pruebas es asegurarse que el TVSS no presente descargas (shock) o peligro de incendio durante su vida útil aún si la unidad es mal aplicada o es sujeta a un sobrevoltaje transitorio sostenido. Los TVSS se diseñan para evitar que los sobrevoltajes transitorios de alta energía pero de corta duración (típicamente 2 ms o menos) causen daños a una instalación eléctrica. Los TVSS no están diseñados para sobrevoltajes sostenidos de larga duración. Durante la prueba de sobrevoltaje anormal, el TVSS es sujeto a un voltaje mayor que su voltaje de operación normal, típicamente cerca del doble del voltaje de diseño. La prueba de sobrevoltaje es llevada a cabo con corriente limitada a los siguientes valores: 10, 100, 500 y 1000 A. Cada modo del TVSS es sujeto a las pruebas de sobrevoltaje anormal. La prueba de cada modo es sostenida

hasta por 7 horas, durante este tiempo el TVSS no debe crear un peligro de incendio o de descarga eléctrica.

Además de pasar todas las pruebas exitosamente, toda unidad UL debe estar plena y adecuadamente marcada. El marcaje incluye el nombre del fabricante, un número de catálogo, el valor nominal eléctrico, el valor nominal de corriente de cortocircuito (Short Circuit Current Rating o SCCR), el SVR para cada modo de protección aplicable y la fecha o periodo de fabricación. El supresor también debe marcarse con las palabras *Transient Voltage Surge Supressor* o con las siglas *TVSS* y puede ser marcado adicionalmente con las palabras entre paréntesis (*Surge protective device*) o (*SPD*).

La mejor forma de verificar si una unidad TVSS está certificada por UL, es conducir una búsqueda en el sitio web: www.ul.com. La categoría de certificación para TVSS es el código categoría UL “XUHT”.

Algunas observaciones con relación al estándar UL 1449 son:

- UL 1449 2ª edición no prueba un supresor para otras formas de onda importantes como el transitorio IEEE C3 de entrada de servicio (20 kV, 10 kA) o el transitorio oscilatorio amortiguado (ring wave) IEEE B3 (6 kV, 100 kHz), los tipos más comunes de transitorios en una instalación.
- UL 1449 2ª edición no verifica que el supresor cumpla con los valores nominales de corriente transitoria publicados por el fabricante. NEMA LS-1 suministra la guía para especificación del producto.
- Los productos enchufables se prueban de manera diferente y no pueden ser comparados a los dispositivos alambrados.

Con relación a la designación de los dispositivos de protección contra sobrevoltaje transitorio, la tercera edición del estándar UL 1449 (ahora Estándar Nacional Americano ANSI/UL 1449 3ª edición, publicado en septiembre de 2006 y de cumplimiento obligatorio a partir de octubre de 2009) cambia la designación de los dispositivos TVSS a *dispositivos SPD tipo 2*.

El término SPD (Surge Protective Device o <Dispositivo de protección contra transitorios>) es usado como una ‘designación sombrilla’ que cubre todos los tipos de productos de protección

contra transitorios, dentro de los que se encuentran los apartarrayos secundarios (secondary surge arrestors) y los TVSS. Además, la tercera edición del estándar UL 1449 se aplica ahora a dispositivos usados para limitar de forma repetitiva voltajes transitorios en sistemas de 50/60 Hz de 1000 V y menores.

La designación ‘tipo’ del SPD se determina con base en el lugar de la instalación del SPD dentro de un sistema eléctrico (Eaton 2007a):

1. SPD tipo 1. Dispositivo conectado permanentemente, instalado antes o después del dispositivo de sobrecorriente desconectador del servicio y previsto para ser instalado sin dispositivo externo de protección de corriente. Este tipo de SPD se relaciona más cercanamente a los llamados apartarrayos secundarios (secondary surge arrestors) antes de la tercera edición del estándar UL 1449.
2. SPD tipo 2. Dispositivo conectado permanentemente, instalado después del dispositivo de sobrecorriente desconectador del servicio. Este tipo de SPD se relaciona más cercanamente con los dispositivos llamados TVSS antes de la tercera edición del estándar UL 1449.
3. SPD tipo 3. SPD en el punto de uso que son instalados con un mínimo de 9 metros (30 pies) de longitud de conductor desde el panel de servicio. Estos 9 metros de longitud de conductor no incluyen conductores usados para conectar el SPD. Algunos ejemplos de SPD tipo 3 son los conectados con cable (cord connected), los directamente enchufables (direct plug-in) y los SPD tipo receptáculo (receptacle type).
4. SPD tipo 4. SPDs componentes y ensambles de componentes.

Se adiciona además la *corriente nominal de descarga* (nominal discharge current) a los valores y al marcaje nominal de todo SPD y la correspondiente *prueba de ciclo de servicio a la corriente nominal de descarga* (duty cycle test). El valor de la corriente nominal de descarga es seleccionado por el fabricante y puede ser:

- 10 kA o 20 kA para SPD tipo 1
- 3 kA, 5 kA, 10 kA o 20 kA para SPD tipo 2

El SPD es probado sujetándolo a una serie de 15 impulsos de la corriente nominal de descarga seleccionada por el fabricante. Para pasar esta prueba, el SPD no debe crear un shock o un

peligro de incendio durante la prueba y nada en la trayectoria del transitorio puede abrir durante o después de la prueba. Esto incluye todos los dispositivos suplementarios de protección externos o internos o dispositivos de sobrecorriente como fusibles o interruptores de circuito.

La prueba de voltaje limitante medido (Measured Limiting Voltage Test) en UL 1449 3ª edición, usa una forma de combinación de ondas de 6 kV/3 kA para determinar el Valor Nominal de Protección de Voltaje (VPR <Voltage Protection Rating>) del SPD y substituye a la Prueba de Voltaje Nominal Suprimido (SVR <Supressed Voltage Rating>). La diferencia principal entre las pruebas es que la magnitud de la corriente usada para la prueba es seis veces mayor en la 3ª edición que en la 2ª edición. Este nivel de corriente mucho mayor significará que el voltaje limitante medido será significativamente mayor para el nivel de corriente mayor, así, el VPR de un SPD será mayor que el SVR de un SPD idéntico. Con mayores niveles de corriente vienen mayores voltajes limitantes.

Es importante que los usuarios se familiaricen con la diferencia en métodos de prueba y el consecuente efecto sobre el valor del VPR. Sin considerar o entender las diferencias en los niveles de corriente usados en la prueba, se podría suponer que un dispositivo UL 1449 3ª edición con un VPR de 700 V tiene un voltaje limitante mayor que un dispositivo UL 1449 2ª edición con un SVR de 400 V. Tal consideración no sería acertada. El mayor valor nominal de VPR de 700 V es probablemente causado por el mayor nivel de corriente impulsiva usada en la prueba de voltaje limitante medido. Para hacer una evaluación precisa de los dispositivos, el VPR de un dispositivo debe ser comparado con el VPR del otro dispositivo. El comparar el VPR de un dispositivo con el SVR de otro dispositivo no da información útil o concluyente.

Algunos supresores de sobrevoltaje transitorio tienen un filtro EMI (figura 3.19). Estos filtros consisten de inductores o capacitores usados solos o combinados. Estos dispositivos deben estar certificados bajo el estándar UL 1449, pero pueden cumplir adicionalmente con los requerimientos de la norma UL 1283. UL 1283 revisa todas las componentes internas y los gabinetes, el material aislante, las características de flamabilidad, el alambrado y el espaciado, la corriente de dispersión, las temperaturas nominales, la rigidez dieléctrica y las características de sobrecarga, para asegurarse que las componentes del filtro están

diseñadas apropiadamente para soportar los ciclos de trabajo y los requerimientos de esfuerzo requeridos.

Como se ha podido observar, existen dos tipos básicos de supresores de transitorios:

- Dispositivos supresores básicos. Son supresores que sólo usan componentes dependientes del voltaje como varistores, tubos de gas o diodos de avalancha de silicio (SAD).
- Dispositivos supresores de “filtro híbrido”. Estos dispositivos emplean un circuito filtro capacitivo en paralelo además de los MOVs. Dado que estos productos son capaces de eliminar los transitorios de baja amplitud y el ruido EMI/RFI de alta frecuencia, son especificados ampliamente para proyectos comerciales, industriales y para hospitales.

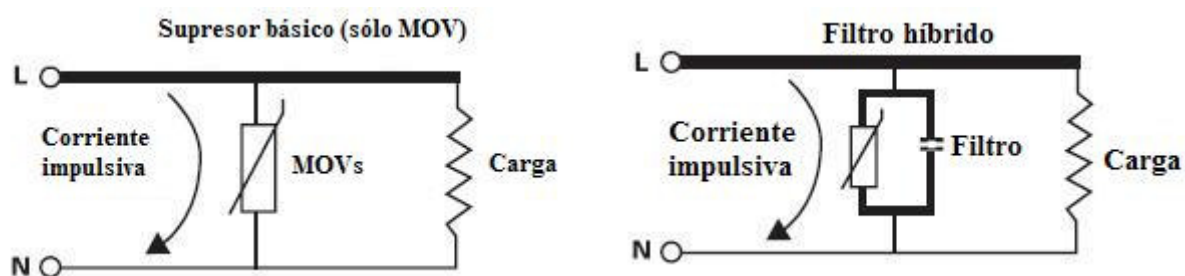


Fig. 3.25 Supresores de sobrevoltaje transitorio básico y de “filtro híbrido”

Un “filtro híbrido” protege al equipo electrónico sensible contra impulsos de rayo de gran amplitud, contra transitorios oscilatorios amortiguados (ringing transients) de bajo nivel y contra ruido EMI/RFI (Interferencia Electromagnética/Interferencia de Radio Frecuencia). Los supresores básicos no tienen filtros y sólo pueden suprimir disturbios impulsivos de alto voltaje.

Los estudios llevados a cabo por ANSI/IEEE y otras organizaciones, muestran que el transitorio oscilatorio amortiguado (ring wave) es el que ocurre con más frecuencia dentro de los sistemas de distribución eléctrica de los usuarios. Las características de impedancia normal de un sistema de distribución de bajo voltaje crea transitorios oscilatorios amortiguados con frecuencias en el rango entre 50 kHz y 250 kHz.

Los transitorios oscilatorios internos a estas frecuencias son comunes y pueden resultar en circuitos integrados dañados, bloqueos de sistema, reinicios y otros problemas operacionales. Para modelar estos efectos, ANSI/IEEE C62.41 recomienda probar todos los dispositivos de supresión con una forma de onda oscilatoria amortiguada de 100 kHz, como la mostrada en la figura 3.26.

Los filtros remueven el ruido de alta frecuencia (EMI/RFI) asociado con cargas como impulsores de velocidad variable, fotocopiadoras, UPS grandes, cargas controladas por SCR, atenuadores luminosos (dimmers). Estos tipos de cargas generadoras de ruido se encuentran en casi cada instalación, la IEEE define el ruido como disturbios a menos de 2 veces el voltaje pico (por ejemplo, menor a 360 Vpico en sistemas de 127 V).

El estándar UL 1283 (1996) -Filtros para interferencia electromagnética- cubre a los filtros EMI conectados a circuitos de 600 V o menores. El estándar UL 1283 es un estándar de seguridad y no incluye pruebas de funcionamiento. La prueba clave para funcionamiento de filtros es la ‘prueba de pérdidas de inserción a 50 ohms’ (estándar MIL-STD-220A). Los fabricantes deberían publicar los niveles de atenuación de ruido en decibeles (db) obtenidos a 100 kHz. Los datos de prueba basados en simulaciones computacionales no reflejan las condiciones reales del ambiente y, en consecuencia, no son aceptables para comparar el funcionamiento de los filtros. Note también que los valores de db publicados para frecuencias mayores a 1 MHz no tienen significado para productos con filtro híbrido de panel (tablero), ya que arriba de 1 MHz, el ruido EMI/RFI no viaja por el conductor ya que se propaga por radiación en la atmósfera. Para funcionamiento premium, la atenuación del filtro debería ser mayor de 50 db a 100 kHz (basado en MIL-STD-220). Asegúrese de que el proveedor del supresor con filtro híbrido suministre los resultados de pruebas reales para asegurarse que este nivel de filtrado está siendo suministrado.

Los protectores de líneas de datos o de comunicación deben cumplir adicionalmente con los requerimientos especificados en los estándares UL 497, 497A y 497B. UL 497 es el estándar de seguridad para protectores primarios de líneas de telecomunicaciones simples o multipar. Cada línea telefónica suministrada por un operador telefónico debe tener un protector T1 (de tubo de gas o de resistor variable de carbón) aprobado por UL. Un protector primario se

requiere para proteger equipo y personal contra el potencial o la corriente excesiva causados por rayos, contactos con conductores de potencia y elevaciones en potencial de tierra en líneas telefónicas.

UL 497A se aplica a protectores secundarios para circuitos de comunicación. Los protectores secundarios están previstos para ser usados en el lado protegido de redes de telecomunicación (se supone que los protectores primarios se encuentran instalados) que tienen voltajes de operación a tierra menores de 150 V. Estos protectores se usan típicamente en el servicio entrante de la instalación o en otras áreas donde los circuitos de comunicación requieren de protección. UL 497B se aplica a protectores de circuitos de comunicación de datos y de circuitos de alarma contra incendio.

El documento NEMA LS1 es una guía de especificación para dispositivos de protección contra transitorios para aplicaciones en bajo voltaje (menores a 1000 V). El documento identifica los parámetros y los procedimientos de evaluación clave para la especificación. NEMA empleó referencias establecidas como las guías de IEEE y de UL. Los siguientes parámetros se incluyen en el documento LS1:

- MCOV (Maximum Continuous Operating Voltage)
- Modos de protección
- Máxima corriente impulsiva por modo
- Voltaje limitante: transitorio oscilatorio amortiguado Cat. A3, B3; impulso Cat. B3/C1; impulso Cat. C3.
- Rechazo de ruido EMI (pérdidas de inserción)
- Aprobaciones de seguridad UL (incluyendo UL 1449 y UL 1283)
- Ambiente de aplicación

NEMA LS1 (y otras organizaciones) no recomienda el uso de valores nominales en Joules o tiempo de respuesta como un criterio de funcionamiento para SPD.

Con relación a las formas de onda de prueba definidas en el estándar IEEE C62.41-1991, se encuentra en las páginas 35 y 36 (IEEE 1991):

- Las dos formas de onda estándar recomendadas son la oscilatoria amortiguada (ring wave) de 100 kHz y la combinación de ondas impulsivas de 1.2/50 μ s para voltaje y 8/20 μ s para corriente (los parámetros de estas dos formas de onda estándar se resumen en la tabla 3.7). Las gráficas de las tres formas de onda (una para la oscilación amortiguada, dos para la combinación de ondas) se muestran en las figuras 11 a 13 del estándar (ejemplos de éstas se muestran en las figuras 3.26 de este apartado).

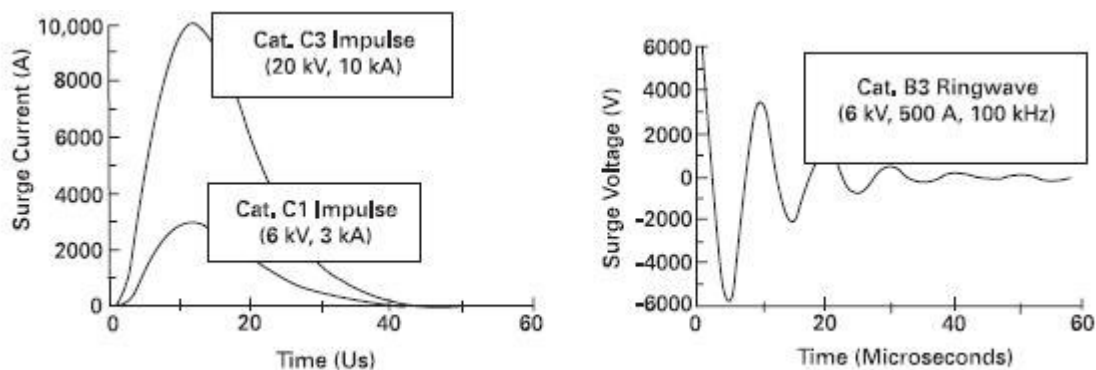


Fig. 3.26 Formas de onda de prueba definidas en el estándar IEEE C62.41-1991. A la izquierda se muestra la forma de onda para corrientes Cat. C3 y C1 usadas en la prueba de combinación de ondas (combination wave), a la derecha la forma de onda oscilatoria amortiguada (ring wave) para un voltaje Cat. B3

- Con relación a la forma de onda oscilatoria amortiguada (que ocurre más frecuentemente dentro de las instalaciones), ésta tiene un tiempo de elevación inicial de 0.5 μ s y un periodo de 10 μ s. No se especifica forma de onda de corriente de cortocircuito, sin embargo, se propone una corriente pico de cortocircuito en el apartado 9.2 del estándar de acuerdo a la categoría del lugar (A, B, C). La razón nominal del voltaje pico de circuito abierto a la corriente pico de cortocircuito (impedancia efectiva) es especificada para ser de 12 ohms para simulación de ambientes para lugares categoría B, o de 30 ohms para simulación de ambientes para lugares categoría C. La amplitud nominal del primer pico (tiempo de elevación de 0.5 μ s) ya sea del voltaje de circuito abierto o de la corriente de cortocircuito es seleccionado por las partes involucradas de acuerdo a la severidad deseada.
- La combinación de ondas (impulsos unipolares que ocurren más frecuentemente fuera de las instalaciones) involucra dos formas de onda, un voltaje de circuito abierto

(impulso 1.2/50 μ s) y una corriente de cortocircuito (impulso 8/20 μ s). La combinación de ondas es liberada por un generador que aplica una onda de voltaje de 1.2/50 μ s a través de un circuito abierto y una onda de corriente de 8/20 μ s a un cortocircuito. La forma de onda exacta que es liberada es determinada por el generador y la impedancia a la cual se aplica el impulso. El valor del voltaje pico de circuito abierto o de la corriente pico de cortocircuito debe ser seleccionado por las partes involucradas de acuerdo con la severidad deseada. La razón nominal de voltaje pico de circuito abierto a corriente pico de cortocircuito (impedancia efectiva) es de 2 ohms para todos los niveles de severidad.

- En el estándar C62.41 se identifican formas de onda especiales para aplicarse a switcheo de bancos grandes de capacitores o a la operación de fusibles al final de cables largos. Estas situaciones garantizan la consideración de formas de onda adicionales cuya energía es mayor que las estipuladas para las categorías A, B y C.

Una última reflexión con relación a la selección de TVSS. Algunas compañías sugieren adquirir e instalar TVSS con valores muy altos de corriente nominal transitoria, por ejemplo 500 kA/fase y mayores. A manera de ejemplo, la tabla 3.10 muestra cómo han variado con los años las recomendaciones de un fabricante con relación a la selección del TVSS a instalar en el panel principal de la entrada de servicio.

Tabla 3.10 Recomendaciones de un fabricante

Año	Corriente nominal transitoria recomendada (kA)
1993	250 kA/fase
1994	350 kA/fase
1995	> 500 kA/fase
2006	> 1000 kA/fase

Desde luego, a mayor corriente nominal transitoria mayor vida esperada y ... mayor precio de venta. Pero, ¿qué tan razonables son las recomendaciones mostradas en la tabla 3.10? La figura 3.27 muestra el resultado de investigaciones realizadas con relación a rayos (en Eaton, 2007b, Pág. 10, basada en resultados mostrados en IEEE, 2005, Pág. 67).

De la gráfica mostrada en la figura 3.27 se observa que sólo el 0.02% de los golpes de rayo podrían tener una corriente de 220 kA, y que el 50% de los golpes de rayo registrados dan lugar a una corriente menor a 18 kA. En la misma referencia se comenta que se registró un golpe de rayo con una corriente aproximada a 450 kA pero que se trata de una medición controversial. Ahora bien, la corriente mostrada es la corriente del rayo, la que se da de nube a tierra o de nube a nube, no el transitorio de corriente que se registra en las líneas de transmisión o de distribución de la compañía suministradora y que podría aparecer en las instalaciones del usuario. De acuerdo con el estándar IEEE C62.42-1992:

La magnitud cresta de la corriente de un golpe de rayo real varía ampliamente. Los impulsos transitorios típicos conducidos o inducidos a las instalaciones alambradas serían considerablemente menores a causa de la disponibilidad de trayectorias alternas. Como resultado, los protectores en la terminación de estas instalaciones no se diseñan normalmente para soportar la corriente cresta total de golpes de rayo directos.

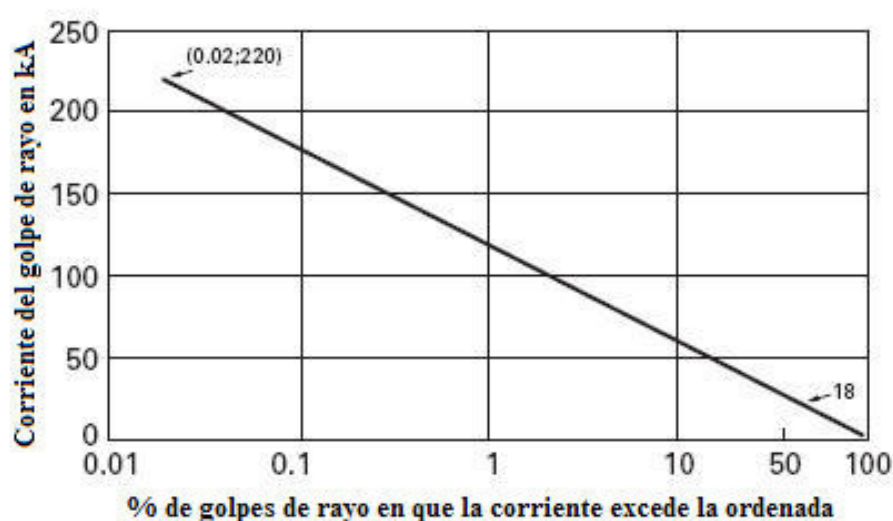


Fig. 3.27 Distribución de corrientes debidas a golpes de rayos

Cuando un rayo golpea la tierra, una línea de potencia o la instalación, la mayor parte de su energía se va a la tierra o se deriva a tierra a través de los apartarrayos de la compañía suministradora. La energía restante que se induce en el sistema de potencia de CA es la

llamada corriente transitoria (medida en kA). La corriente transitoria derivada por un SPD es una pequeña fracción de la corriente del rayo.

Basados en la investigación disponible, el IEEE recomienda usar la combinación de ondas de 20 kV/10 kA como la prueba representativa para transitorios impulsivos inducidos por rayos en las entradas de servicio de las instalaciones de bajo voltaje. Arriba de esta cantidad, el voltaje excederá el BIL (Nivel Básico de aislamiento al Impulso) causando arqueo en los conductores o en el sistema de distribución.

Resumiendo: el alambrado de voltaje menor a 600 V no es capaz de conducir las corrientes debidas a golpes de rayo mostradas en la figura 3.27. Los ingenieros no deberían usar la corriente de golpes de rayo como una forma de especificar (justificar) supresores teniendo un valor nominal mayor a 400 kA/fase (Eaton 2007b, Pág. 10). Ésta es la razón por la cual no se requiere usar valores nominales excesivos de corriente transitoria, por ejemplo 500 kA/fase o 1000 kA/fase. Ésta es la razón por la que algunos fabricantes y consultores recomienden usar, por ejemplo, TVSS de 250 kA/fase o de 300 kA/fase para proteger paneles principales en entradas de servicio con una vida esperada de más de 25 años en lugares de alta exposición a transitorios. Un dispositivo de 400 kA/fase tendría una vida esperada de alrededor de 100 años en lugares de alta exposición y de 500 años en lugares de exposición media (Eaton, 2007b, Pág. 22) ¿se justifica la inversión?

3.4.1.4 Instalación de dispositivos de protección contra transitorios

Con relación a la instalación de TVSS, BC Hydro (2005a, Pág. 5) sugiere seguir las siguientes líneas guía en aplicaciones comerciales y residenciales:

- Cumplir con los requisitos normativos aplicables.
- Seguir los procedimientos de instalación del fabricante suministrados con el dispositivo.
- Revisar las especificaciones del fabricante y las guías de instalación para el dispositivo seleccionado.

- Verificar el voltaje del lugar en donde se va a instalar el dispositivo, y examinar la condición de todos los componentes y la integridad de los conductores neutro y de tierra para el lugar seleccionado. Reemplace cualquier componente sospechoso.
- Basado en las recomendaciones del fabricante, instale el TVSS en un lugar seguro.
- Todos los conductores de salida del TVSS deberían mantenerse tan cortos y rectos como sea posible (alrededor de 20 cm). Las curvas agudas deberían evitarse.
- Todos los conductores de salida del TVSS deberían ser de la misma longitud.
- El conductor de tierra del supresor debería conectarse a una tierra común. No conecte hilos de tierra del supresor a una tierra aislada.
- Desconecte la energía al circuito antes de realizar la instalación del supresor.
- Antes de conectar cualquier carga crítica, encienda el TVSS y verifique que todas las luces indicadoras de potencia, del sistema de protección y de diagnóstico están funcionando. Si una condición aparece como anormal, revise el alambrado antes de activar la unidad.
- Con los interruptores del TVSS y de la carga en posición de apagado, conecte la carga crítica directamente al TVSS, no use extensiones o clavijas.
- Encienda el TVSS. Verifique todas las luces de estado y de diagnóstico. Si ocurre cualquier condición anormal, investigue apropiadamente (vea los puntos anteriores). Si se indican condiciones normales, encienda sus cargas críticas una a la vez.
- Posicione todos los conductores fuera del flujo de tráfico y lejos de los pies debajo de los escritorios, mesas de trabajo, etc.
- Las luces indicadoras necesitan ser examinadas regularmente para asegurarse que las cargas críticas estén protegidas.
- Los dispositivos de protección contra sobrecorriente necesitan ser examinados regularmente para asegurarse que están operando correctamente.
- Todos los TVSS deberían ser inspeccionados periódicamente para verificar:
 - Instalación apropiada
 - Terminales de conexión flojas
 - Que no se estén usando extensiones
 - Que las luces indicadoras registren condiciones normales
 - Sobre calentamiento

- Si un TVSS registra cualquier evidencia de sobrecalentamiento (partes derretidas del gabinete, ruido, olor, calor al tacto, ennegrecimiento de las terminales de conexión) el TVSS debería ser inmediatamente desconectado y reemplazado.

Para unidades alambradas:

- La instalación debe ser realizada por un electricista competente.
- Cada TVSS debe ser instalado en su propio circuito derivado (ramal).
- Cada TVSS debe tener sus propios medios de desconexión.
- Algunos fabricantes pueden suministrar equipo de supresión nominado y adecuado para instalarse dentro de equipo de maniobra estándar (switchgear).
- Todas las terminaciones deberían ser realizadas con conexiones tipo compresión (preferido) o con conexiones atornilladas. No use terminaciones tipo cable-tuerca.

3.4.2 Otros equipos de protección contra transitorios

Recordemos. Algunos aspectos comunes relacionados con los transitorios en las instalaciones eléctricas son:

- Síntomas.
 - Computadoras
 - Bloqueos
 - Pérdida de datos y/o errores en los datos
 - Daño de los componentes
 - Control de procesos
 - Pérdida del control
 - Motores
 - Daño al aislamiento
 - Disparo no deseado de ASD
- Causas probables
 - Descargas atmosféricas
 - Switcheo de capacitores
 - Fallas con arco

- Switcheo de cargas inductivas/capacitivas.
- Descargas electrostáticas
- Liberación de fallas en el sistema de la compañía de suministro
- Soluciones típicas
 - TVSS
 - Acondicionadores de potencia con TVSS
 - Fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) con TVSS.
 - Reactores/Chokes
 - Switches de cruce por cero

Las técnicas de acondicionamiento de la potencia (energía) se han incrementado, tanto en su variedad como en su complejidad; las más comunes que se suelen emplear son:

- Sobredimensionamiento de la instalación.
- Técnicas de Cableado:
 - Aumento en la sección del neutro
 - Separación de Fases
- Agregado de dispositivos:
 - Reguladores de tensión
 - Supresores de Transitorios
 - Transformadores de aislamiento con blindaje
 - Sintetizadores magnéticos
 - UPS estática
 - UPS rotatoria
 - Conmutadores de estado sólido
 - Acondicionadores de línea

Como se comentó en el capítulo 2, el término *equipo de acondicionamiento de potencia* (power conditioning equipment) *o equipo de mitigación* se refiere a dispositivos que se supone limpian la energía sucia. Los tipos más comunes de equipo de acondicionamiento de potencia incluyen supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS), fuentes de potencia ininterrumpible (UPS) y acondicionadores de línea (line conditioners). Otros tipos de equipo de acondicionamiento de potencia son transformadores de aislamiento, cambiadores de

derivaciones de diversos tipos, dispositivos ferromagnéticos, reguladores de voltaje, reactores de línea, filtros pasivos y activos, compensadores estáticos de VAR (CEV), dispositivos superconductores de almacenamiento de energía magnética (SMES), restauradores dinámicos del voltaje (DVR), transformadores ferroresonantes o de voltaje constante (CVT) y varios tipos de grupos motor-generator.

De acuerdo con el Diccionario de Ingeniería Eléctrica (Laplante): un acondicionador de potencia es “un dispositivo diseñado para suprimir algunos de los disturbios eléctricos incluyendo sobrevoltajes, picos [impulsos] de voltaje e interferencia electromagnética (EMI)”.

Actualmente se dispone de una gran variedad de dispositivos para obtener una adecuada calidad de la energía en los equipos atendidos. La selección de los equipos necesarios requiere analizar previamente si el equipamiento a proteger es crítico y, en ese caso, los tiempos que puede tolerar.

3.4.3 Sistemas de alimentación de potencia ininterrumpible (UPS)

Los sistemas de alimentación de potencia ininterrumpible (UPS) suministran potencia ininterrumpida, confiable y de alta calidad para las cargas críticas. De hecho, protegen a las cargas sensitivas contra salidas de energía así como contra condiciones de sobrevoltaje y bajo voltaje. Los sistemas UPS también suprimen transitorios de línea y disturbios armónicos.

Las aplicaciones de sistemas UPS incluyen instalaciones médicas, sistemas de soporte de vida, almacenamiento de datos y sistemas computacionales, telecomunicaciones, equipo de emergencia, procesamiento industrial y, simultáneamente, suministran el acondicionamiento de la potencia necesario para la aplicación particular.

Muy pocas instalaciones de las que cuentan con volúmenes importantes de equipos informáticos o de control de procesos carecen de algún tipo de fuente de potencia ininterrumpible (UPS). Éstas pueden ser, desde una o más unidades sencillas de baja potencia para proteger computadoras individuales, hasta una gran unidad central con potencia nominal del orden de 1 MVA o mayor. Es necesario planificar con cuidado la estrategia de las UPS, ya que se trata de un sistema de almacenamiento de energía y, como tal, exige pérdidas

adicionales importantes en su producción, es costoso y por tanto deben usarse de forma muy selectiva.

La solución más barata es usar la energía UPS sólo para mantener los servidores, los equipos de control de procesos o los equipos de seguridad durante el tiempo imprescindible para hacer posible una desconexión y/o evacuación ordenada, esto deja a todas las computadoras cliente y a la planta auxiliar sin energía. En el otro extremo, la UPS puede dimensionarse para soportar prácticamente todo el funcionamiento de la instalación durante el tiempo necesario para conectar una fuente auxiliar. En la mayoría de los casos la solución óptima estará en algún punto entre estos dos extremos.

Generalmente, una UPS ideal debería poder liberar potencia ininterrumpida mientras que, simultáneamente, suministra el acondicionamiento de la potencia necesaria para la aplicación particular; así, una UPS ideal debería tener las siguientes características (Bekiarov y Amadi en Emadi y otros, 2005, Pág. 2):

- Voltaje de salida sinusoidal regulado con baja distorsión armónica total (bajo THD) independiente de los cambios en el voltaje de entrada o en la carga, lineal o no lineal, balanceada o desbalanceada.
- Operación en línea, lo cual significa tiempo de switcheo cero de modo normal a modo de respaldo y viceversa.
- Corriente de entrada sinusoidal con bajo THD y factor de potencia unitario.
- Alta confiabilidad.
- Punteo (bypass) como una fuente de potencia redundante en el caso de una falla interna.
- Alta eficiencia.
- Baja interferencia electromagnética y ruido acústico bajo.
- Aislamiento eléctrico de la batería, entrada y salida.
- Bajo mantenimiento.
- Costo y peso bajos y además tamaño pequeño.

De acuerdo con Kennedy (2000, Pág. 80):

El propósito de un sistema de alimentación de potencia ininterrumpible es proteger al equipo sensitivo contra sobrevoltajes transitorios y contra pérdida de potencia. Una UPS frecuentemente [pero no siempre] contiene tanto un dispositivo de supresión de sobrevoltaje transitorio como algún tipo de fuente de potencia, como una batería o un conjunto motor-generador. La mayoría de las UPS modernas tienen un sistema de respaldo de batería y un inversor para convertir la CD a CA para operar el equipo durante una salida.

Mientras que en el Libro Esmeralda de la IEEE (IEEE, 2005) se lee: una fuente de potencia ininterrumpible mantiene alimentación de voltaje, forma de onda, y violación de ruido/impulso regulados por un periodo de tiempo después de la falla de potencia. Las tecnologías interactiva de línea o rectificador/inversor son las más comunes. Una batería alimenta la potencia para el inversor durante la pérdida de la potencia de entrada (Pág. 232).

En el mismo Libro Esmeralda se encuentra (Pág. 230):

- Es razonable esperar que las condiciones indicadas a continuación sean corregidas por un sistema UPS: sobrevoltajes transitorios en modo normal, ruido en modo normal, muescas en el voltaje (notches), depresiones de voltaje (sag), elevaciones de voltaje (swell), interrupciones del voltaje y variaciones de la frecuencia.
- Las condiciones indicadas a continuación pueden o no ser corregidas totalmente por un sistema UPS: sobrevoltajes transitorios en modo común, ruido en modo común, distorsión del voltaje, bajos voltajes, sobrevoltajes,

Siguiendo con Kennedy (Pág. 122): Un sistema UPS acondiciona el voltaje y la potencia. Acondiciona el voltaje suministrando un voltaje constante aún durante una depresión del voltaje. Acondiciona la potencia suministrando una fuente de potencia durante una salida. Suministra un voltaje constante y una fuente de potencia a partir de una fuente estática o de una fuente rotatoria. La fuente estática es usualmente una batería pero puede ser una fuente magnética, como un transformador ferroresonante o un imán superconductor, mientras que la fuente rotatoria es usualmente un conjunto generador-motor diesel. Frecuentemente los grupos motor-generador usan alguna tecnología, como un volante o un motor de polos grabados (written pole motor), para suministrar potencia durante el tiempo que tarda el grupo motor-

generador en estar en línea. Las unidades UPS típicas tienen la batería cargada continuamente por la fuente de suministro principal.

La diferencia entre una UPS y una fuente de potencia de reserva de emergencia (emergency standby power) es que generalmente la UPS está siempre en operación. Se revierte a una fuente de potencia alternativa, tal como la compañía suministradora, sólo si la UPS falla o necesita ser desactivada para mantenimiento. Aún entonces, la transferencia de potencia ocurre tan rápidamente (en el orden de milisegundos) que no se interrumpe la operación propia de la carga. La potencia de reserva de emergencia está normalmente fuera y no arranca (manual o automáticamente) hasta que la alimentación de CA de la compañía suministradora falla. Un generador diesel, por ejemplo, puede ser arrancado dentro de 10 a 30 segundos si el sistema ha sido mantenido adecuadamente. Tal interrupción, sin embargo, es demasiado larga para el equipo de procesamiento de datos. La mayoría de los sistemas de procesamiento de datos no pueden soportar interrupciones de más de 8 a 22 milisegundos.

Los avances en la electrónica de potencia durante las tres décadas pasadas han resultado en una gran variedad de nuevas topologías y estrategias de control para los sistemas UPS. La investigación se ha enfocado principalmente en mejorar su funcionamiento y en expandir las áreas de aplicación de las UPS. El poder reducir el costo de los convertidores ha atraído recientemente la atención de los investigadores. La reducción del número de switches suministra la reducción más significativa del costo. Otra forma de reducir el costo es reemplazar los switches activos (IGBTs, MOSFETs y SCRs) por diodos. No sólo son más razonables los diodos que los switches controlados, sino que existe también una reducción del costo al eliminar los controladores de compuerta (gate drivers) para switches activos y las fuentes de potencia para los controladores de compuerta.

Otra forma de reducir el costo es desarrollar topologías que emplean switches con menores voltajes inversos y menores valores nominales de corriente, lo cual significa menos silicio y pérdidas de switcheo más pequeñas resultando en costo menor y mayor eficiencia.

Los sistemas UPS se clasifican en tres tipos generales: estáticos, rotatorios e híbridos (estático/rotatorio), siendo los sistemas UPS estáticos los más usados. Estos sistemas tienen una amplia variedad de aplicaciones desde computadoras personales y sistemas de

telecomunicación de baja potencia, hasta sistemas médicos de potencia media y sistemas de suministro de energía de alta potencia. Los problemas inherentes relacionados con sistemas UPS estáticos son su pobre funcionamiento con cargas no lineales y desbalanceadas, y su alto costo para lograr muy alta confiabilidad.

Los tipos principales de sistemas UPS estáticos son las configuraciones en línea (on line), fuera de línea (off line) y de línea interactiva (line-interactive). Todos los sistemas UPS, sin embargo, son variantes de dos diseños básicos (Whitaker, 2007, Pág. 203):

- Modo de transferencia hacia adelante (forward-transfer mode). La carga normalmente es alimentada por la línea de CA de la compañía suministradora y el inversor de la UPS está inactivo. Cuando ocurre un evento en el sistema de suministro, el inversor trabaja y la carga es switchheada para ser alimentada a través del sistema de respaldo de la UPS. El principal problema de esta aproximación es la falta de protección para la carga durante los disturbios en la línea de alimentación en operación normal.
- Modo de transferencia inverso (Reverse-transfer mode). La carga es alimentada normalmente a través del inversor de la UPS. Cuando existe una falla en el inversor la carga es switchheada para ser alimentada por la línea de CA de la compañía de suministro. Este modo es con mucho el más popular para ser usado en sistemas en gran escala ya que *acondiciona la potencia suministrada a la carga*.

El tipo de switch de transferencia de carga usado en un sistema UPS es un parámetro de diseño crítico. La continuidad de la alimentación de CA hacia la carga es determinada por el tipo de equipo de switcheo usado. Un switch de transferencia electromecánico está limitado a tiempos de switcheo en el orden de 20 ms a 50 ms, este retardo de tiempo puede causar que el equipo de carga sensitivo funcione mal o quizás que salga de operación. Un switch de transferencia estático puede sensar una falla y swithear la carga en alrededor de 4 ms, la mayoría de las cargas sensibles soportarán este corto retardo sin llegar al mal funcionamiento o al disparo. Para lograr una transición suave, la salida del inversor debe estar sincronizada con la línea de potencia de la compañía suministradora.

En lo que sigue, se comentan las topologías más usadas en sistemas UPS desde un punto de vista genérico (Whitaker, 2007; Estrada, s/f; Goeckeler, 2001; Dugan y otros, 2004; Kennedy, 2000; Sankaran, 2002; Emadi y otros, 2005; IEEE, 2005).

3.4.3.1 Sistemas UPS en línea

Los *sistemas UPS en línea* aparecieron durante los años 1970, consisten de un rectificador/cargador, un banco de baterías, un inversor y un switch estático (bypass). La figura 3.28 muestra el diagrama a bloques de una UPS en línea típica.

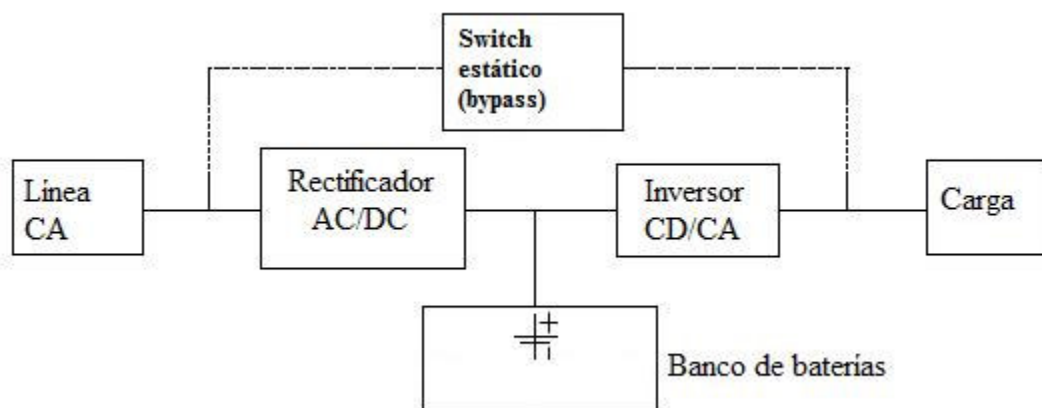


Fig. 3.28 Diagrama a bloques de un sistema UPS en línea típico

El rectificador/cargador alimenta continuamente al bus de CD, su potencia nominal se requiere que llene el 100% de la potencia demandada por la carga así como la potencia necesaria para cargar al banco de baterías. Las baterías son usualmente selladas del tipo plomo-ácido. Se nominan para suministrar potencia durante el tiempo de respaldo, cuando la línea de CA no está disponible. La duración de este tiempo varía en diferentes aplicaciones. El inversor se nomina al 100% de la potencia de la carga ya que debe alimentar la carga durante el modo normal de operación así como durante el tiempo de respaldo. Siempre está conectado, en consecuencia, no existe tiempo de transferencia asociado con la transición de modo normal a modo de energía almacenada. El switch estático suministra redundancia de la fuente de potencia en el caso de que exista mal funcionamiento de la UPS o que se sobrecargue. Los

voltajes de la línea de alimentación y de la carga deben estar en fase para usar el switch estático. Esto puede ser logrado fácilmente con un lazo de control de fase sincronizada (locked-phase control loop).

Existen tres modos de operación relacionados con esta topología: modo normal, modo de energía almacenada y modo de puenteo (bypass).

Durante el modo de operación normal, la potencia hacia la carga es continuamente alimentada a través del rectificador/cargador y el inversor. De hecho, una doble conversión (AC/DC y DC/AC) tiene lugar y permite un muy buen acondicionamiento de línea. El convertidor AC/DC carga al banco de baterías y alimenta a la carga a través del inversor, en consecuencia, en esta topología se tiene la máxima potencia nominal incrementándose el costo.

Cuando el voltaje de entrada de CA está fuera de los límites establecidos, el inversor y el banco de baterías mantienen la continuidad de potencia hacia la carga. La duración de este modo es la duración del tiempo de respaldo preseleccionado (ajuste) para la UPS o hasta que la línea de CA regrese a estar dentro de la tolerancia establecida. Cuando la línea de CA regresa, un PLL (phase-locked loop) hace que el voltaje de la carga esté en fase con el voltaje de entrada y después de eso, el sistema UPS regresa al modo de operación normal.

La UPS opera en modo puenteado (bypass) cuando hay un mal funcionamiento interno, por ejemplo una sobrecorriente. Este modo es usado también para liberación de fallas. En algunos casos, puede haber también un bypass de mantenimiento operado usualmente mediante un switch manual.

Como se comentó, las principales ventajas de una UPS en línea son una amplia tolerancia a la variación del voltaje de entrada y una regulación precisa del voltaje de salida. Además, no existe tiempo de transferencia durante la transición de modo normal a modo de energía almacenada. También es posible regular o cambiar la frecuencia de salida.

Las principales desventajas de esta topología son un bajo factor de potencia y un alto THD en la entrada, además de una baja eficiencia. La corriente de entrada es distorsionada por el rectificador a menos que un circuito extra de corrección de factor de potencia sea adicionado,

lo cual incrementa el costo del sistema UPS. A causa del bajo factor de potencia inherente, la UPS no puede utilizar eficientemente la red de suministro y la instalación local. La baja eficiencia es inherente a esta topología por el doble proceso de conversión (CA/CD, CD/CA). El flujo de potencia a través del rectificador y del inversor durante el modo de operación normal significa mayores pérdidas de potencia y menor eficiencia cuando se compara esta topología con los sistemas fuera de línea e interactivo en línea.

A pesar de las desventajas, la UPS de doble conversión es la topología preferida en funcionamiento, acondicionamiento de la potencia, y protección de la carga. Ésta es la razón por la que existe un rango muy amplio de aplicación desde unos pocos kVA hasta varios MVA. Este rango amplio de aplicación hace que exista una gran diversidad de topologías en sistemas UPS en línea. Cada topología trata de resolver diferentes problemas específicos y la selección particular depende de la aplicación específica. Sin embargo, generalmente existen dos tipos de topologías de doble conversión: con transformador de aislamiento de baja frecuencia y con transformador de aislamiento de alta frecuencia.

La figura 3.29 muestra el diagrama a bloques de una UPS en línea con un transformador de aislamiento de baja frecuencia a la salida.

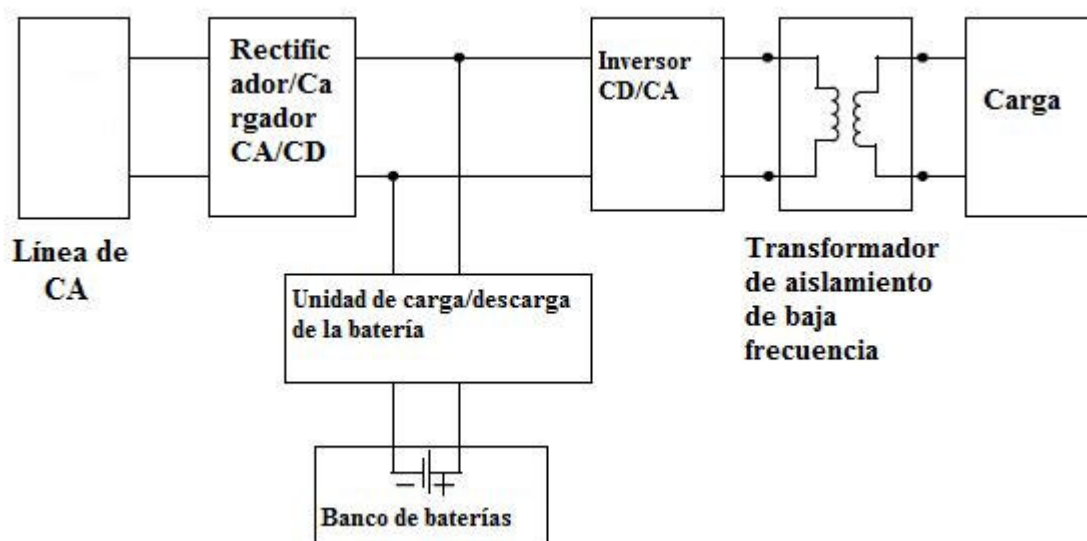


Fig. 3.29 Diagrama a bloques de sistema UPS con transformador de aislamiento de baja frecuencia a la salida

En esta configuración, existe un transformador de aislamiento que opera a baja frecuencia, esto significa, naturalmente, un transformador más grande, en consecuencia, esta topología se usa sólo en valores nominales de alta potencia (mayores a 20 kVA), donde la frecuencia de switcheo del inversor se limita a menos de 2 kHz. Además del gran tamaño del transformador de aislamiento, el problema de esta topología es el alto ruido acústico del transformador, así como el reactor del filtro de salida. Esta topología también tiene una pobre respuesta transitoria a los cambios en los voltajes de carga y de entrada (Emadi y otros, 2005, Pág 5).

Incrementando la frecuencia de switcheo del inversor por arriba de los 20 kHz, estos problemas se resuelven, excepto por el tamaño del transformador de aislamiento, ya que es independiente de la frecuencia de switcheo. Una topología que emplea un eslabón de transformador de alta frecuencia puede reducir significativamente el peso y el tamaño del transformador de aislamiento. El uso de técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) puede adicionalmente reducir el tamaño del filtro de salida. La figura 3.30 muestra el diagrama a bloques de una UPS en línea con un transformador de aislamiento de alta frecuencia entre la entrada y la salida.

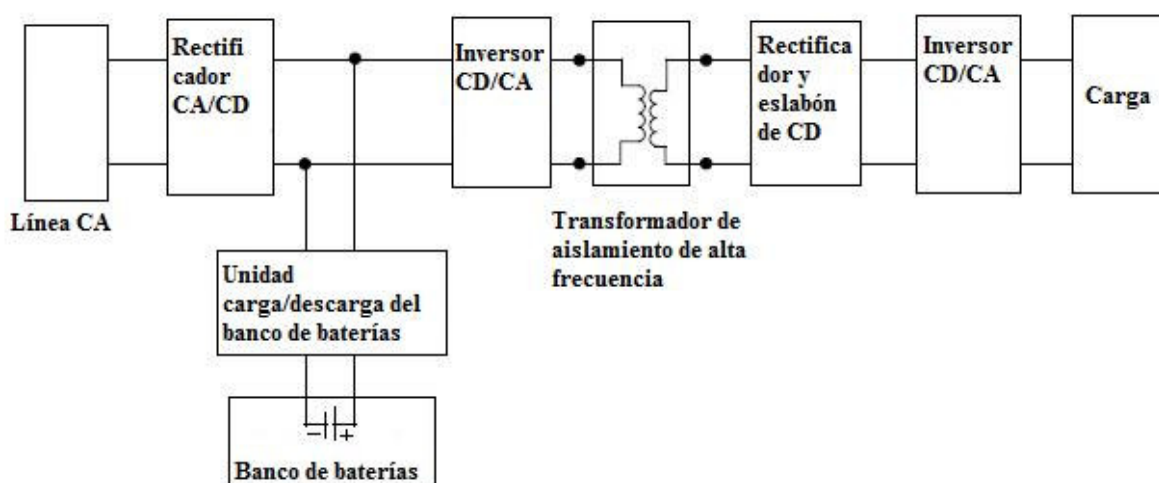


Fig. 3.30 Diagrama a bloques de sistema UPS en línea con transformador de aislamiento de alta frecuencia

Como se puede observar de las figuras anteriores, una UPS contiene componentes o bloques de construcción básicos que pueden ser conectados en varias configuraciones. Los bloques de construcción básicos de un sistema UPS incluyen el banco de baterías, un rectificador y un

inversor. Las baterías son usualmente del tipo plomo-ácido con una vida útil de 1 a 5 años y una capacidad de respaldo de 5 a 60 minutos, dependiendo del tamaño de la batería. El inversor es un dispositivo de estado sólido que contiene tiristores y que convierte CD a CA usualmente con una onda cuadrada modificada. El rectificador o cargador de baterías usa diodos o tiristores -dependiendo de si se trata de un rectificador no controlado o de un rectificador controlado- conectados de manera tal que transforma CA a CD. Estos bloques de construcción se interconectan usualmente con switches estáticos que protegen a la UPS contra sobrecargas y al equipo sensitivo contra fallas en la UPS.

3.4.3.2 Sistemas UPS fuera de línea

En contraste con las UPS en línea, las que alimentan la carga en el modo de operación normal, las UPS fuera de línea suministran potencia a la carga cuando existen salidas, sobrevoltajes y bajos voltajes en la línea de alimentación de CA. Esta configuración es conocida también como UPS de reserva (standby UPS).

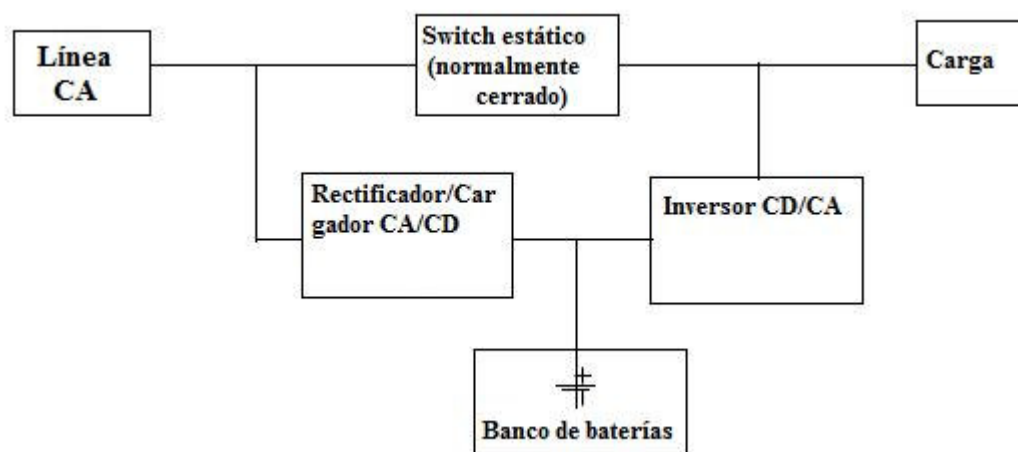


Fig. 3.31 Sistema UPS fuera de línea típico

Como se muestra en la figura 3.31, un sistema UPS fuera de línea típico consiste de un convertidor CA/CD, un banco de baterías, un inversor CD/CA y un switch estático. Se puede usar un filtro a la salida de la UPS o del inversor para mejorar la calidad del voltaje de salida. El switch estático está cerrado durante el modo de operación normal, cuando la línea de CA

está “viva”, en consecuencia, la carga es alimentada con potencia de la fuente de CA sin ningún acondicionamiento de la potencia. El convertidor CA/CD carga al banco de baterías, el cual está nominado a una potencia mucho menor que el rectificador/cargador de una UPS en línea dado que no se requiere que cubra la demanda de potencia total de la carga. Esto, a su vez, hace a los sistemas UPS fuera de línea más razonables que los sistemas UPS en línea. El inversor está nominado al 100% de la demanda de la carga, se conecta en paralelo con la carga y permanece en modo de espera (standby) durante el modo normal de operación. Se conecta sólo cuando la potencia primaria se encuentra fuera de una tolerancia dada o no está disponible (pérdida de la fuente de alimentación de CA). Durante este modo de operación, la potencia de la carga es suministrada por el banco de baterías a través del inversor durante el tiempo de respaldo ajustado o hasta que la línea de CA regrese. La duración del tiempo de switcheo depende del tiempo de arranque del inversor. El tiempo de transferencia es usualmente del orden de un cuarto de ciclo de CA, el cual es suficiente para la mayoría de las aplicaciones tales como para las computadoras personales.

El inversor CD/CA está convencionalmente fuera en este modo, en consecuencia, una UPS fuera de línea generalmente no está corrigiendo el factor de potencia; sin embargo, en el modo de operación normal, el inversor puede ser usado como un filtro activo para reducir el contenido armónico de la corriente de línea o para mejorar el factor de potencia de la carga (Emadi y otros, 2005, Pág. 7). Una modificación adicional puede realizarse para reducir el contenido armónico de la corriente absorbida (sinking current) por el convertidor CA/CD cuando está cargando al banco de baterías, sin embargo, esto incrementa la complejidad del sistema.

Existen dos modos de operación de las UPS fuera de línea: modo normal y modo de energía almacenada. En el modo de operación normal la línea de CA alimenta a la carga a través de un filtro/acondicionador, el cual, de hecho, no siempre se requiere pero frecuentemente existe. El filtro/acondicionador depende de los requerimientos de la carga particular y de la calidad de la fuente de alimentación de CA. El convertidor CA/CD carga al banco de baterías en este modo para suministrar potencia de respaldo para el modo de operación de energía almacenada.

Cuando la línea de CA está fuera de tolerancia o si no está disponible, la carga es alimentada por el banco de baterías a través del inversor por el tiempo de respaldo o hasta que la línea de CA esté nuevamente disponible. El valor nominal del convertidor CA/CD debe llenar sólo los requerimientos de carga del banco de baterías, lo cual contribuye al menor costo de este tipo de sistemas UPS.

Las ventajas principales de esta topología son un diseño simple, costo bajo y tamaño pequeño. El acondicionamiento de la línea, cuando existe, es pasivo y la técnica es muy robusta. Por otra parte, sus principales desventajas son la falta de aislamiento real de la carga desde la línea de CA, ninguna regulación del voltaje de salida, un tiempo de switcheo grande y un funcionamiento pobre con cargas no lineales.

El uso de un transformador de tres devanados puede suministrar aislamiento para la UPS fuera de línea. Esta técnica tiene una alta confiabilidad a costo moderado. El transformador permite también un acondicionamiento de potencia limitado para el voltaje de salida. El uso de un transformador ferresonante lleva a una UPS más pesada con una menor eficiencia. Las desventajas de los sistemas UPS fuera de línea limitan su aplicación a menos de 2 kVA.

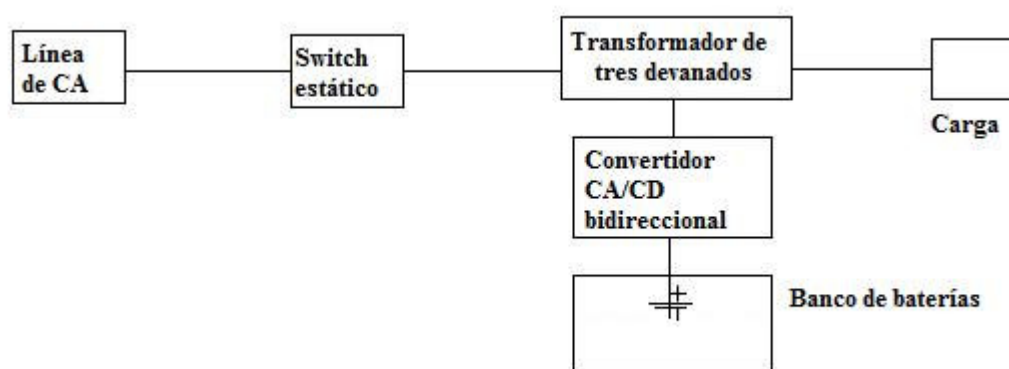


Fig. 3.32a Sistema UPS fuera de línea con transformador de tres devanados

En esta configuración, el transformador de tres devanados puede tener un devanado con taps para regular el voltaje de salida, otro devanado conectado al convertidor bidireccional y un secundario al cual se encuentra conectada la carga.

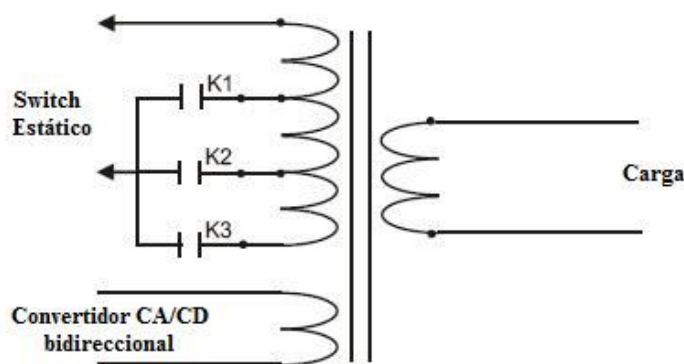


Fig. 3.32b Transformador de tres devanados

En la figura 3.32b, con propósitos de claridad, se muestran contactos de relevadores para realizar el cambio de derivaciones, pero igualmente se puede tener un cambiador electrónico de derivaciones, llamado Regulador Estático de Voltaje (SVR). En un SVR, parte del devanado secundario que alimenta a la carga se divide en un número de secciones que se conectan o desconectan por switches estáticos rápidos (tiristores en contraparejo) permitiendo la regulación del voltaje de la carga por pasos.

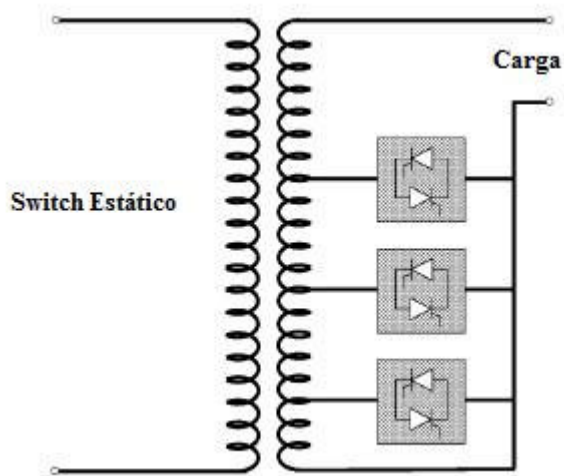


Fig. 3.32c Regulador Estático de Voltaje (SVR)

El uso de un SVR debería permitir que el voltaje de salida se regule a un nivel mayor del 90% del valor nominal, aún para depresiones severas de voltaje. Se usan switches basados en

tiristores que pueden ser encendidos sólo una vez por ciclo, en consecuencia, la compensación se logra con un retardo de tiempo de al menos medio ciclo.

3.4.3.3 Sistema UPS de línea interactiva (line-interactive UPS)

En los años 1990 se presentaron los sistemas UPS de línea interactiva. Como se muestra en la figura 3.33, un sistema UPS de línea interactiva consiste de un switch estático, un inductor serie, un convertidor bidireccional y un banco de baterías.

Un sistema UPS de línea interactiva puede operar como una UPS en línea o como una UPS fuera de línea. Para una UPS de línea interactiva fuera de línea, el reactor serie no es requerido, sin embargo, la mayoría de los sistemas UPS de línea interactiva operan en línea para mejorar el factor de potencia o bien para regular el voltaje de salida para la carga.

Cuando la línea de CA está dentro de la tolerancia preestablecida, alimenta a la carga directamente. El inversor está conectado en paralelo con la carga y carga al banco de baterías. También puede alimentar la potencia reactiva requerida para mantener el factor de potencia cercano a la unidad o para regular el voltaje de salida, como se mencionó, esta función de acondicionamiento de la potencia del inversor es usada sólo en sistemas UPS de línea interactiva en línea.

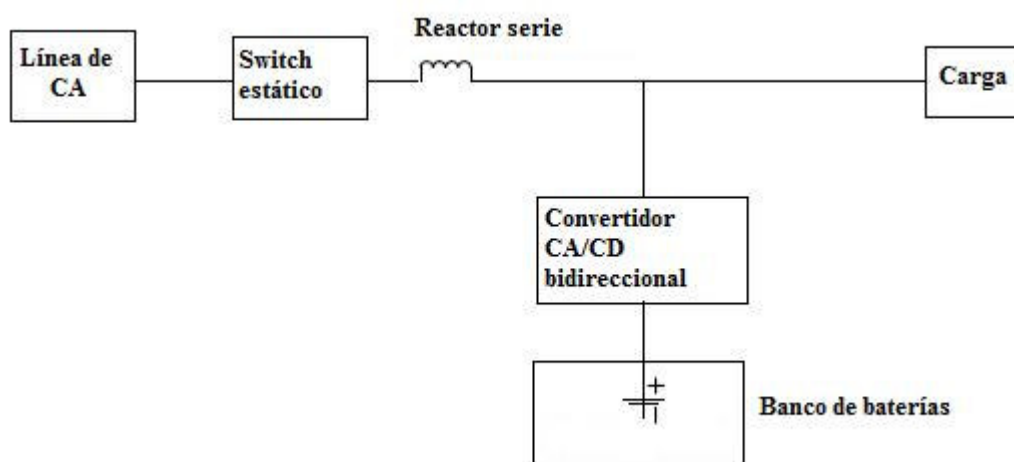


Fig. 3.33 Diagrama a bloques de un sistema UPS de línea interactiva típico

Durante el modo de operación normal, el flujo de potencia es de la fuente de CA hacia la carga. El convertidor bidireccional juega el papel de un cargador para el banco de baterías. También puede mantener el voltaje de salida relativamente estabilizado y sinusoidal o mejorar el factor de potencia de la carga con un control PWM apropiado. La corriente tomada desde la línea de CA es principalmente la corriente para la carga, de hecho, no se inyectan armónicas adicionales desde la UPS hacia la línea de CA. Ésta es una ventaja importante comparada con la UPS de doble conversión en línea convencional. Para permitir una mejor regulación para el voltaje de salida durante este modo, puede adicionarse un transformador de voltaje constante a la salida, sin embargo, éste es pesado, grande y costoso.

En el modo de operación de energía almacenada, el convertidor bidireccional opera como un inversor y alimenta la carga con potencia suministrada por el banco de baterías. El switch estático desconecta la línea de CA para prevenir alimentación reversa desde el inversor hacia la línea de CA. La duración de este modo es la duración del tiempo de respaldo preestablecido o hasta que la línea de CA regresa a estar dentro de la tolerancia permitida.

Las principales ventajas de los sistemas UPS de línea interactiva son un diseño simple y, como consecuencia, alta confiabilidad y menor costo en comparación con los sistemas UPS en línea convencionales. También tienen buena supresión armónica para la corriente de entrada. Ya que es, de hecho, una topología de conversión de una etapa, la eficiencia es mayor que la de las UPS de doble conversión. Su principal desventaja es la falta de aislamiento efectivo de la carga desde la línea de CA. El uso de un transformador a la salida puede eliminar esto, pero adicionará costo, tamaño y peso al sistema UPS. Además, el acondicionamiento del voltaje de salida no es bueno a causa de que el inversor no está conectado en serie con la carga. También, dado que la línea de CA alimenta a la carga directamente durante el modo de operación normal, no existe posibilidad de regular la frecuencia de salida.

La nueva topología serie-paralelo, llamada UPS de conversión Delta (figura 3.34), puede lograr simultáneamente factor de potencia unitario y regulación precisa del voltaje de salida, lo cual no es posible con una UPS de línea interactiva convencional. La UPS de conversión Delta consiste de dos convertidores bidireccionales conectados a un banco de baterías común, un switch estático y un transformador serie.

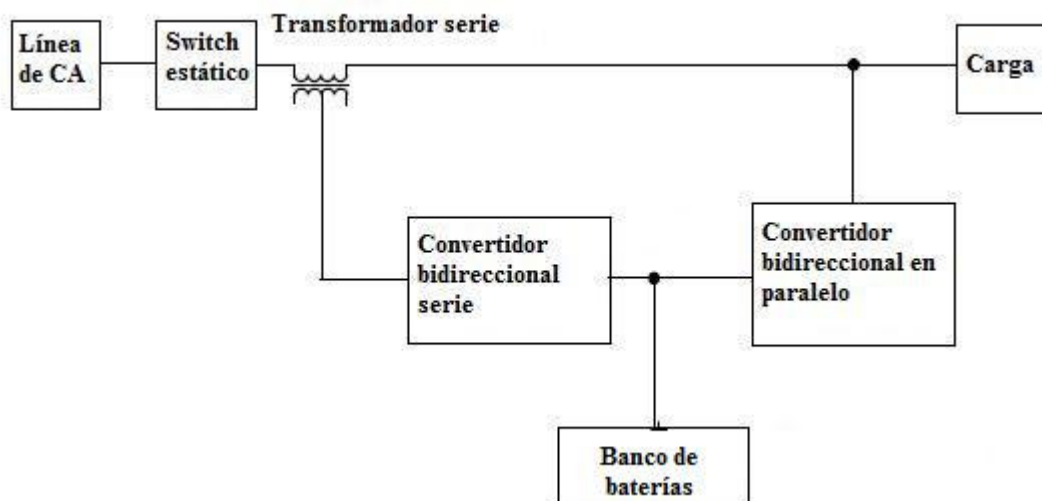


Fig. 3.34 Sistema UPS de línea interactiva serie-paralelo (conversión delta) típico

El convertidor bidireccional serie es nominado al 20% de la potencia de salida de la UPS y se conecta a través del transformador serie con la línea de CA. El segundo convertidor bidireccional es el inversor usual para una UPS de línea interactiva conectada en paralelo con la carga y nominado al 100% de la potencia de salida. El convertidor en paralelo mantiene el voltaje de salida estable y regulado mediante un control PWM. El convertidor serie compensa cualquier diferencia entre los voltajes de salida y de entrada, también controla el factor de potencia de entrada a la unidad y, al mismo tiempo, controla la carga del banco de baterías.

Cuando la línea de CA está dentro de la tolerancia preestablecida, la mayoría de la potencia es alimentada directamente desde la línea de CA hacia la carga, sólo una pequeña parte (usualmente menos del 15%) de la potencia total fluye a través de los convertidores serie y paralelo. Esta potencia se necesita para compensar cualquier diferencia entre los voltajes de entrada y de salida y para hacer unitario el factor de potencia de entrada. Dado que una porción importante de la potencia (alrededor del 85%) fluye sin compensación desde la línea de CA hacia la carga, la eficiencia de esta UPS es relativamente alta, en consecuencia, la UPS de conversión delta se usa en aplicaciones de alta potencia, donde la eficiencia es un factor importante, sin embargo, el control complicado de esta topología limita su aplicación. Otra desventaja es la falta de aislamiento eléctrico entre la carga y la fuente de CA.

3.4.3.4 Sistema UPS rotatorio

Un sistema típico con UPS rotatoria se muestra en la figura 3.35. Consiste de un motor de CA, una máquina de CD, un generador de CA y un banco de baterías. En este tipo de sistema UPS, las máquinas se encuentran acopladas mecánicamente. Existen dos modos de operación: modo de operación normal y modo de operación de energía almacenada.

Durante el modo de operación normal, la línea de CA alimenta al motor de CA, el cual impulsa a la máquina de CD. La máquina de CD impulsa al generador de CA, el cual alimenta a la carga. Durante el modo de operación de energía almacenada el banco de baterías alimenta a la máquina de CD, la cual a su vez impulsa al generador de CA y este último alimenta a la carga.

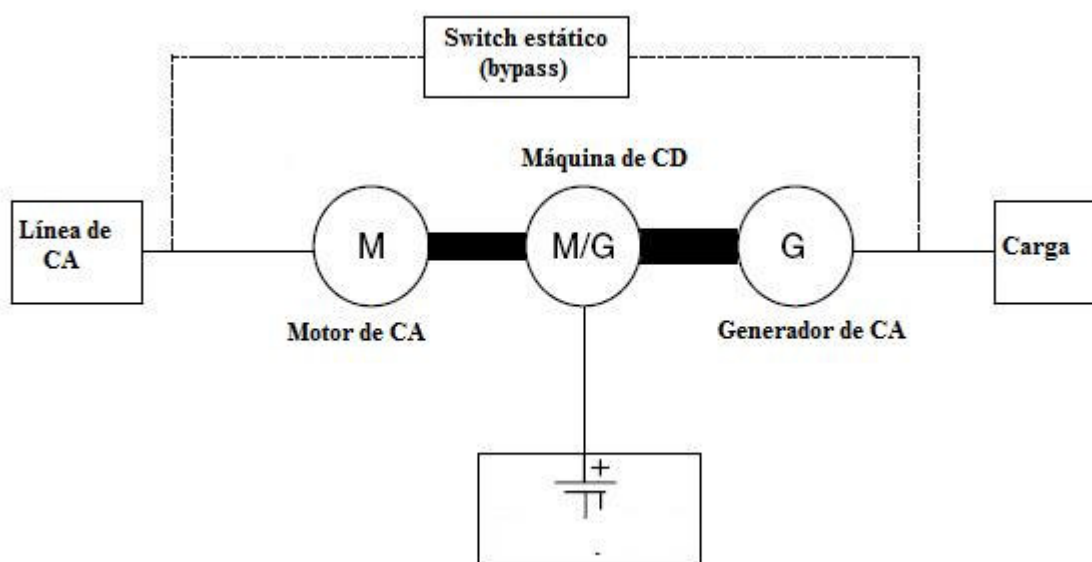


Fig. 3.35 Diagrama a bloques de un sistema UPS rotatorio típico

Los sistemas UPS rotatorios son más confiables que los sistemas UPS estáticos, sin embargo, requieren de más mantenimiento y tienen un tamaño y un peso mucho mayores, pero tienen muchas ventajas haciéndolos deseables en aplicaciones de alta potencia. Una de las ventajas de este tipo de sistema UPS es que la capacidad de sobrecarga transitoria está en el rango del 300% al 600% de la carga total para liberación rápida de fallas. La capacidad de sobrecarga

transitoria para los sistemas UPS estáticos es típicamente del 150% para tiempos cortos. El funcionamiento de los sistemas UPS rotatorios con cargas no lineales es bueno a causa de la baja impedancia de salida. El THD de la corriente de entrada es muy bajo, típicamente 3% o menos. La interferencia electromagnética es también baja. La eficiencia es usualmente del 85% o mayor.

3.4.3.5 Sistemas UPS híbridos

Los sistemas UPS híbridos combinan las principales características de los sistemas estáticos y de los sistemas rotatorios. Tienen baja impedancia de entrada, alta confiabilidad, excelente estabilidad de frecuencia y bajo costo de mantenimiento, lo anterior debido a que no existe conmutador mecánico. En la figura 3.36 se muestra el diagrama a bloques de una UPS híbrida estática/rotatoria típica. Consiste de un convertidor CA/CD bidireccional, un motor de CA, un generador de CA, un banco de baterías y un switch estático.

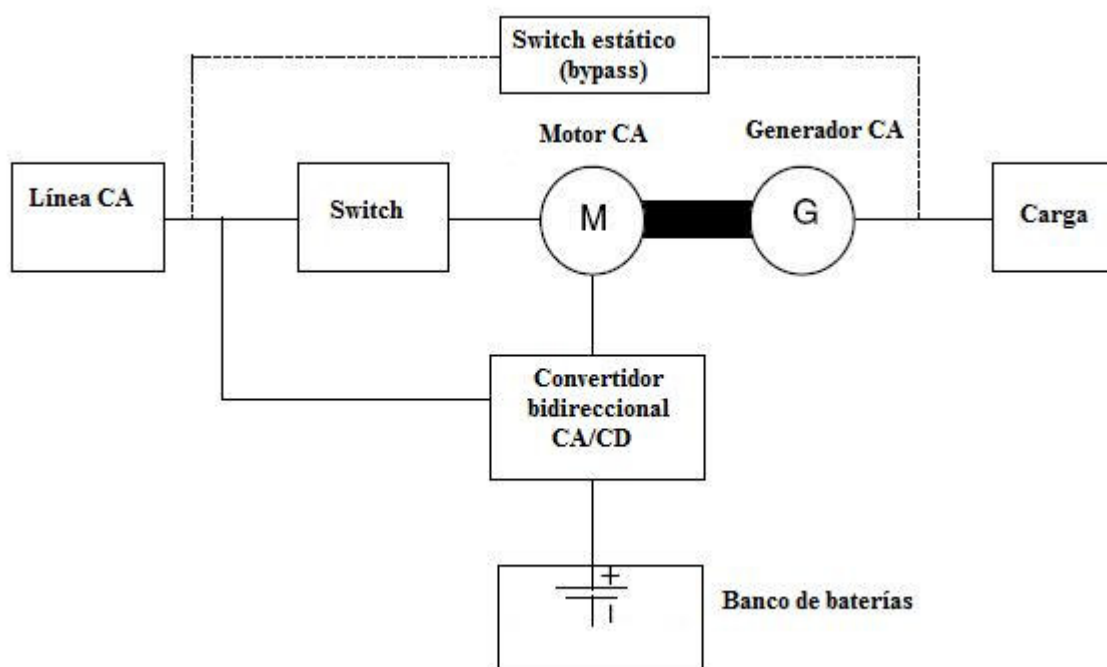


Fig. 3.36 Diagrama a bloques de un sistema UPS híbrido típico

Durante el modo de operación normal, el motor de CA se alimenta desde la línea de CA e impulsa al generador de CA, el cual a su vez alimenta a la carga. El convertidor bidireccional CA/CD actúa como un rectificador y carga al banco de baterías.

Durante el modo de operación de energía almacenada el convertidor bidireccional opera como inversor, alimenta al generador desde el banco de baterías a través del motor de CA. De hecho, el convertidor bidireccional (inversor) impulsa al motor de CA, el cual impulsa al generador y éste último alimenta a la carga. Cuando ocurre un mal funcionamiento interno de la UPS, el switch estático de puenteo es cerrado y la carga se alimenta directamente desde la línea de CA. Sin embargo, ya que la línea de CA y el voltaje de salida no están sincronizados, la transición no es libre de transitorios.

El generador de CA es arrancado con potencia de la compañía suministradora para evitar sobrecargas por corriente de arranque permitiendo que el inversor sea nominado para la operación normal. Después de que el generador de CA arranca, la línea de CA se desconecta y la alimentación al generador de CA es dada por el inversor. Lo anterior es relativamente sencillo por la gran inercia del generador. Esta configuración tiene la ventaja de que la transferencia de la línea de CA al inversor tiene lugar bajo condiciones controladas en lugar de bajo condiciones de falla cuando diferentes condiciones no deseadas pueden influenciar la transferencia. Otro punto a favor es que el inversor está operando siempre haciendo que el tiempo de switcheo al modo de operación de energía almacenada sea cero.

Las principales ventajas de esta UPS con relación a las UPS estáticas incluyen una baja impedancia de salida, bajo THD con cargas no lineales, mayor confiabilidad, y mejor aislamiento. Los sistemas UPS híbridos se usan generalmente en aplicaciones de muy alta potencia, esto es, de varios cientos de kVA.

3.4.3.6 Baterías para sistemas UPS

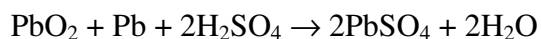
Las características más importantes de los sistemas UPS son su confiabilidad y su disponibilidad. Los componentes que influyen estas características en mayor grado son los bancos de baterías. Las baterías deben llevar la alimentación de potencia a la carga cuando la

línea de CA falla, si no son capaces de hacerlo el sistema UPS falla, sin importar qué tan bien esté diseñado el sistema de electrónica de potencia. Además, las baterías usualmente determinan el lugar en donde debe colocarse el sistema UPS ya que requieren más espacio y tienen un mayor peso que los demás componentes. En muchos casos, las baterías constituyen parte considerable del costo de los sistemas UPS.

Los primeros sistemas UPS se emplearon en grandes instalaciones centralizadas para respaldar cargas críticas en hospitales y oficinas de telecomunicaciones. Las baterías en esas grandes instalaciones se colocaron en edificios especiales, separados, que proporcionaban ventilación y permitían mantenimiento continuo. El tipo de baterías usadas era plomo-ácido inundadas (flooded lead-acid), que tenían una gran vida y excelente razón de descarga de larga duración, usualmente de 5 a 20 horas.

Actualmente, existe otra aproximación para suministrar respaldo para las cargas críticas, la aproximación distribuida. Aquí, sistemas UPS más pequeños se usan para alimentar pequeñas cargas particulares. Esta tendencia forzó a los sistemas UPS a moverse de edificios especiales a oficinas y cuartos de hospital. Esto ha llevado al requerimiento para compatibilidad con el ambiente de oficina y requerimientos de no mantenimiento. Lo anterior dio como resultado las llamadas baterías plomo-ácido selladas (sealed lead-acid batteries) también llamadas baterías VRLA (valve-regulated lead-acid)..

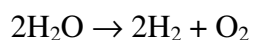
La batería VRLA consiste de un conjunto de electrodos positivos y negativos de plomo o de rejillas de aleación de plomo recubiertos con una pasta de material activo compuesto de diferentes compuestos de plomo. Los electrodos positivos están separados de los electrodos negativos por una placa retenedora de fibra de vidrio, la cual usualmente rodea a la placa positiva. La reacción de descarga es como sigue:



La reacción de recarga es el reverso de la ecuación anterior:



Como un resultado de la recarga, el sulfato de plomo regresa a dióxido de plomo en la placa positiva y a plomo esponjoso en la placa negativa. La eficiencia de la reacción de recarga puede ser del 100%, pero depende del estado de la carga de la batería. Cuando la eficiencia de la reacción es menor que el 100%, ocurre electrólisis del agua, resultando en evolución de hidrógeno en la placa negativa y de oxígeno en la placa positiva:



La carga de las baterías por arriba de los valores recomendados por el fabricante o la carga a los valores recomendados pero a temperaturas mayores causa evolución adicional de hidrógeno y de oxígeno. En un sistema electrolítico inundado, el oxígeno y el hidrógeno son venteados fuera de la celda y la pérdida de agua debe ser compensada. En baterías VRLA la composición del agua es imposible, las baterías trabajan con recombinación del oxígeno. La evolución del hidrógeno es suprimida y el oxígeno es recombinado bajo presión.

Existen dos tipos básicos de baterías VRLA: de electrolito absorbido (absorbed electrolyte) y de electrolito gelificado (gelled electrolyte). En el diseño de electrolito absorbido, el electrolito líquido está contenido en un separador altamente absorbente, el cual aísla las placas positivas de las placas negativas. Este tipo de batería está diseñada específicamente para aplicaciones de UPS y es capaz de suministrar una corriente de corta duración muy grande. Las baterías VRLA de electrolito gelificado son similares a las de diseño inundado, pero el electrolito está en la forma de una masa gelatinosa. Además, la presión interna es regulada para permitir la recombinación del oxígeno. Pueden suministrar una alta razón de corrientes de corta duración, pero generalmente, son más adecuadas para aplicaciones de descargas largas como en telecomunicaciones.

El principal requerimiento para las baterías VRLA diseñadas para UPS es que suministren una alta corriente de corta duración, a causa de que la duración del tiempo de respaldo para los sistemas UPS es usualmente corto -desde unos pocos segundos hasta una hora- usualmente alrededor de 15 minutos. Existen dos diferencias principales entre las baterías VRLA típicas y las diseñadas para sistemas UPS: primero, para suministrar una corriente mayor por un tiempo corto, las baterías diseñadas para sistemas UPS necesitan una mayor área de superficie activa,

por lo que estas baterías tienen un mayor número de placas más delgadas; la segunda diferencia es que las baterías diseñadas para sistemas UPS deben tener una menor resistencia interna para llevar altas corrientes con menores pérdidas. Para lograr lo último, los fabricantes de baterías remueven la placa de fibra de vidrio que rodea a la placa positiva. En su lugar, mezclan el material activo con fibras integradas, lo cual reduce la impedancia de la batería. Además, los diseñadores fabrican a las baterías con conductores más largos y más pesados para llevar mayores corrientes.

El reducir la resistencia interna de las baterías tiene algunos efectos negativos, particularmente, ocurren dos problemas separados al remover la placa de fibra de vidrio:

- La sedimentación de PbO_2 es mucho mayor
- La baja resistencia interna causa problemas con los rizados de CD y de CA del voltaje a través de las baterías.

Los rizados de CD incrementan la temperatura interna de las baterías. Aunque este incremento es usualmente de unos pocos grados centígrados, es muy peligroso para la vida de la batería porque cada grado centígrado de elevación de temperatura reduce la vida de la batería en alrededor del 10%.

Los rizados de CA son sinusoidales y están superpuestos sobre la componente de CD. Cuando la amplitud de CA es menor que la amplitud de la componente de CD los rizados de CA se clasifican como de no descarga. Cuando su amplitud es mayor que la de la componente de CD, la corriente de rizo de CA se clasifica como rizo de CA de descarga. Los rizados de CA de no descarga tienen el mismo efecto sobre las baterías que los rizados de CD, incrementan la temperatura interna de las baterías. Los rizados de CA de descarga llevan a pérdida de la capacidad de la batería por procesos de carga y descarga cíclicos, esto lleva a falla prematura de las baterías.

La estrategia de carga de las baterías VRLA diseñadas para sistemas UPS es una carga flotante, donde la batería está conectada continuamente a una corriente constante o a un voltaje constante. Es frecuente que se use una combinación de ambos. Durante la etapa inicial del proceso de carga, cuando el voltaje de circuito abierto de la batería es bajo, se carga en el modo de corriente constante, elevándose el voltaje de la batería lentamente durante esta etapa.

Después de que un cierto nivel de potencia es absorbido por la batería su voltaje comienza a elevarse rápidamente y, si no se limita, entra en la etapa de gasificación. Para evitar esto, la batería es cambiada al modo de carga de voltaje constante.

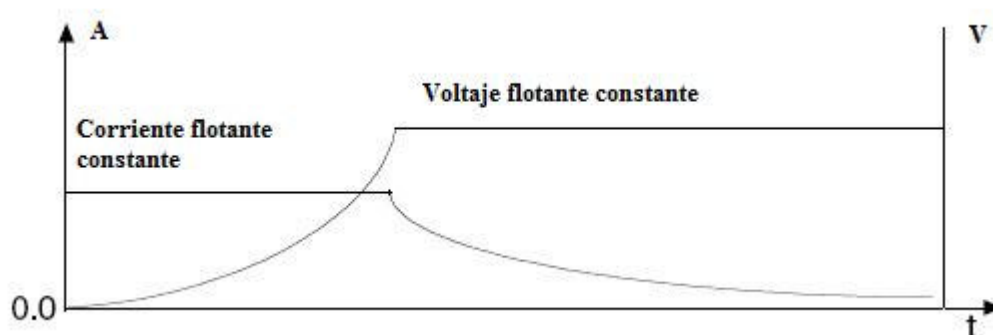


Fig. 3.37 Método de carga CC-VV para baterías VRLA

Debido a los problemas inherentes al método de carga flotante (ver Emadi y otros, 2005, Págs. 17 y 18), es común usar el llamado método de carga intermitente, propuesto por Don Reid en 1984. Existen dos tipos de método de carga intermitente: carga por tiempo (time charge), donde la batería es cargada periódicamente, por ejemplo 5 minutos cada hora, y carga por voltaje de disparo (trigger voltage charge), donde un nivel de voltaje límite dispara el proceso de carga y, cuando el estado de la carga es del 100% el proceso de carga se detiene.

Las fallas en este tipo de batería pueden ser categorizadas en tres tipos resultando en alta impedancia, baja impedancia y deterioro de la capacidad. Las fallas que resultan en alta impedancia son causadas por la corrosión de las placas, malos contactos entre el material activo en las placas o por baja gravedad específica del ácido. Las fallas que resultan en baja impedancia se originan por cortocircuito entre las placas. Las fallas que resultan en deterioro de la capacidad son causadas por descarga intensa, uso cíclico, alta temperatura o por secado.

El monitoreo de las baterías VRLA es difícil de llevar a cabo, principalmente porque no se tiene acceso a las celdas separadas y a la solución ácida dentro de la batería. Existen tres métodos básicos para monitorear las baterías VRLA: basados en voltaje, basados en corriente y basados en impedancia.

En los métodos basados en voltaje se usan tablas de consulta para detectar anomalías en el modo de descarga. En estas tablas, se almacena en la memoria de la computadora información acerca del nivel de voltaje como función del nivel de descarga y del tiempo de descarga y esta información es monitoreada continuamente. Existen dos problemas con este método:

- El monitoreo es posible sólo durante el modo de descarga, en consecuencia, ninguna información acerca del estado de carga de la batería está disponible durante el proceso de carga flotante.
- Las fallas de alta impedancia y de baja impedancia pueden ser detectadas de forma segura mediante este método, pero las fallas de deterioro de capacidad no pueden ser detectadas, por lo que los resultados de este método pueden ser mal interpretados.

El método de monitoreo basado en corriente usa una corriente de descarga o una corriente de carga flotante como fuente de información, en consecuencia, está disponible tanto en el modo de carga plana como en el modo de descarga. Sin embargo, la corriente de carga tiende a cambiar con el envejecimiento de la batería, también es función de la temperatura y del voltaje aplicado a las celdas, en consecuencia, el peligro de interpretar inadecuadamente los resultados existe.

El tercer método es el método basado en impedancia. Esta aproximación se basa en la medición de la relación entre el voltaje y la corriente cuando se inyectan pequeñas corrientes o voltajes de CA dentro de la batería, éste es el llamado método a señal pequeña. Otro método consiste en usar cambios escalón grandes en la corriente de carga y medir la relación entre voltaje y corriente (método de señal grande). Los resultados de ambos métodos están sujetos a malas interpretaciones y, generalmente, estos métodos no son confiables.

Resumiendo: se puede concluir que actualmente no existe un método altamente confiable para monitorear baterías VRLA, existe un campo grande para la investigación y el desarrollo ya que el monitoreo es esencial para asegurar la confiabilidad y disponibilidad de los sistemas UPS.

3.4.3.7 Volantes para aplicaciones UPS

Hasta hace no mucho tiempo, la única tecnología de almacenamiento de energía disponible era la batería electroquímica, mayormente las baterías de plomo-ácido. Aún cuando las ventas de baterías llegan a billones de dólares anualmente, aún hay campo para las tecnologías alternativas.

Dado que la investigación y el desarrollo en tecnología electroquímica son altamente maduras, no se esperan grandes cambios en este campo en el futuro cercano. Las tecnologías alternativas de almacenamiento de energía comprenden supercapacitores también llamados ultracapacitores, sistemas superconductores de energía magnética (SMES), y volantes (flywheels). Entre éstos, el sistema de volante es la tecnología más promisoría para reemplazar a las baterías electroquímicas como una solución de almacenamiento de energía para una variedad de aplicaciones, incluyendo los sistemas UPS, calidad de la energía, telecomunicaciones, vehículos terrestres y vehículos aéreos.

El concepto de almacenar energía cinética en volantes es muy viejo, pero los avances recientes en nuevos materiales, control magnético de rodamientos, impulsores de velocidad ajustable (ASD), y en la electrónica de potencia, han revivido el interés en este viejo concepto. Tradicionalmente, los volantes se han usado sólo como dispositivos de almacenamiento de alta energía en aplicaciones ride-through con una duración de varios segundos (ver apartado 2.2), sin embargo, actualmente existen en el mercado volantes que pueden suministrar energía en el rango de los kWh.

Los volantes son uno de los dispositivos mecánicos más viejos, más simples y más usados. Aunque al hablar de la batería de volante se piensa en un dispositivo mecánico giratorio, en realidad incluye un motor/generador, un volante, un convertidor bidireccional, y los circuitos de control y comunicación.

El concepto de una batería de volante típica se muestra en la figura 3.38. El motor hace girar al volante, el cual almacena energía cinética. Cuando el volante se acelera acumula energía y cuando se desacelera libera parte de la energía que tiene almacenada. En el pasado, los volantes se usaban en un sistema donde un volante de gran masa se encuentra acoplado con

una unidad motor-generator (figura 2.1). Debido al hecho de que el volante y el generador giran a una velocidad dependiente del sistema y la tolerancia de frecuencia permisible del voltaje del generador es muy estrecha, el sistema sólo podía liberar alrededor del 5% de su energía almacenada.

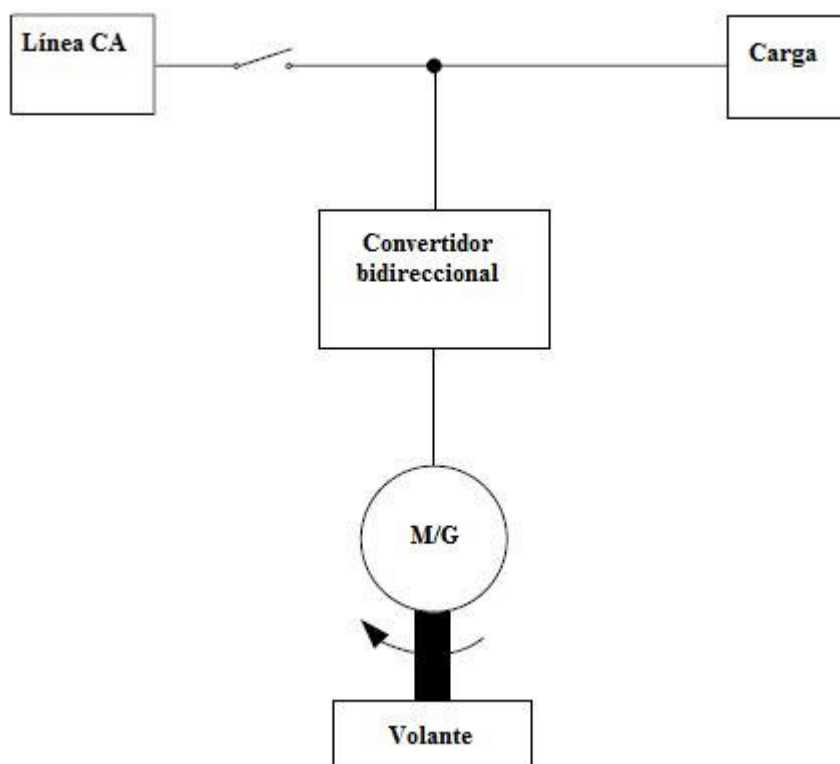


Fig. 3.38 Concepto actual de sistema UPS con volante típico

Los avances recientes en la electrónica de potencia y en los impulsores de velocidad ajustable (ASD) han permitido el desarrollo de sistemas de almacenamiento con volante altamente eficientes que no son dependientes del sistema. Una elección típica de un motor-generator es una máquina de imán permanente sin escobillas debido a su alta eficiencia, bajas pérdidas del rotor, alta razón potencia-peso, y bajo ruido. Usualmente se usan imanes con productos de alta energía como neodimio-hierro-boro, sin embargo, estos materiales son muy caros. Las máquinas síncronas de reluctancia y de reluctancia conmutada (switchheada) pueden competir con las máquinas de imán permanente en aplicaciones de volante ya que pueden lograr una alta eficiencia y no requerir de materiales muy caros.

Uno de las componentes principales de la batería volante es el *rotor volante*, comúnmente llamado simplemente *volante* por simplicidad. El volante es una masa giratoria que almacena energía mecánica en la forma de energía cinética. La energía cinética almacenada es proporcional al momento de inercia (I) y al cuadrado de la velocidad rotacional: $E_c = 0.5 I \omega^2$. Ya que el momento de inercia de una masa giratoria (I) es proporcional a la masa (m) y al cuadrado del radio de giro (R): $I = k m R^2$, en los primeros años de desarrollo de la tecnología de volantes se usaron materiales de alta densidad, esto es metales, para los rotores volante. Para optimizar la razón masa a energía, es mejor que el objeto gire a la máxima velocidad disponible, pero la fuerza centrífuga para un objeto giratorio es proporcional a la masa del objeto, al radio de giro y al cuadrado de su velocidad rotacional:

$$F_{centrífuga} = mR\omega^2$$

Esta fuerza centrífuga puede romper un objeto giratorio, en consecuencia, mientras que los materiales densos pueden almacenar más energía, están expuestos a una mayor fuerza centrífuga. Como resultado, los materiales densos fallan a una menor velocidad rotacional que los materiales de baja densidad con mayor resistencia a la tracción.

Los avances recientes en el desarrollo de diferentes materiales compuestos, dan a los diseñadores de volantes una nueva elección de materiales para el rotor volante que permiten velocidades rotacionales mucho mayores. Diferentes compuestos de fibra de alta resistencia se usan dependiendo de si el diseñador desea máxima energía almacenada por unidad de volumen como en aplicaciones de vehículos y de aeronaves; o requiere máximo almacenamiento de energía por costo unitario, como en aplicaciones estacionarias. El costo para diferentes materiales compuestos puede variar desde unos doce dólares por libra hasta unos sesenta dólares por libra, con resistencias específicas muy diferentes. El uso de materiales compuestos modernos de alta resistencia permite el diseño de un sistema de volante de ultra alta velocidad, sin embargo, la alta velocidad lleva a nuevos retos: primero, el uso de cojinetes mecánicos convencionales carece de sentido a muy altas velocidades, en su lugar se usan cojinetes magnéticos pero los cojinetes magnéticos activos son inherentemente inestables y requieren de un control complicado. Además, el alto nivel de pérdidas aerodinámicas a velocidades muy altas requiere que los volantes de alta velocidad giren en un vacío parcial.

Los requerimientos de seguridad requieren del confinamiento del sistema completo, para asegurar que todos los productos de desintegración al ocurrir una falla con estallido se mantengan dentro del contenedor.

Así, los volantes pueden clasificarse en dos grupos basados en la velocidad del rotor: volantes de baja velocidad y volantes de alta velocidad. Los volantes de baja velocidad giran a velocidades de hasta 6000 rpm, mientras que los volantes de alta velocidad giran típicamente a velocidades en el rango de 10,000 rpm hasta 100,000 rpm.

Los volantes de baja velocidad se fabrican usualmente de acero de alta resistencia. Dado que la velocidad no es muy alta, las pérdidas por resistencia aerodinámica no son considerables, en consecuencia, no es necesario tener el volante en un vacío. Puede usarse un vacío parcial o un gas más ligero para reducir las pérdidas aerodinámicas. Ya que la energía cinética es proporcional al cuadrado de la velocidad y la velocidad se limita a niveles no muy altos, se necesita una gran inercia para volantes de baja velocidad, lo que resulta en un peso mayor.

Los volantes de baja velocidad se diseñan usualmente para tiempos de descarga cortos y son conocidos también como volantes de potencia. La razón a la cual la energía puede ser recargada o extraída por el sistema depende sólo del diseño del motor-generador, en consecuencia, la mayor parte del costo va hacia la unidad motor-generador.

Dado que el diseño del motor-generador es una tecnología madura, el costo del sistema completo es menor que para un sistema de volante de alta velocidad. La frecuencia de salida del generador se encuentra en el rango de 100 Hz a 200 Hz, pudiendo tenerse diseños de imanes permanentes o de excitación convencional. El principio de diseño de un sistema con volante de baja velocidad se muestra en la figura 3.39.

Comparados con los volantes de alta velocidad, los requerimientos de espacio y de peso de los sistemas con volante de baja velocidad son el doble, pero la construcción más simple resulta en menor costo, aproximadamente cinco veces menos. Los sistemas de baja velocidad se usan en aplicaciones estacionarias donde las consideraciones de costo son las más importantes.

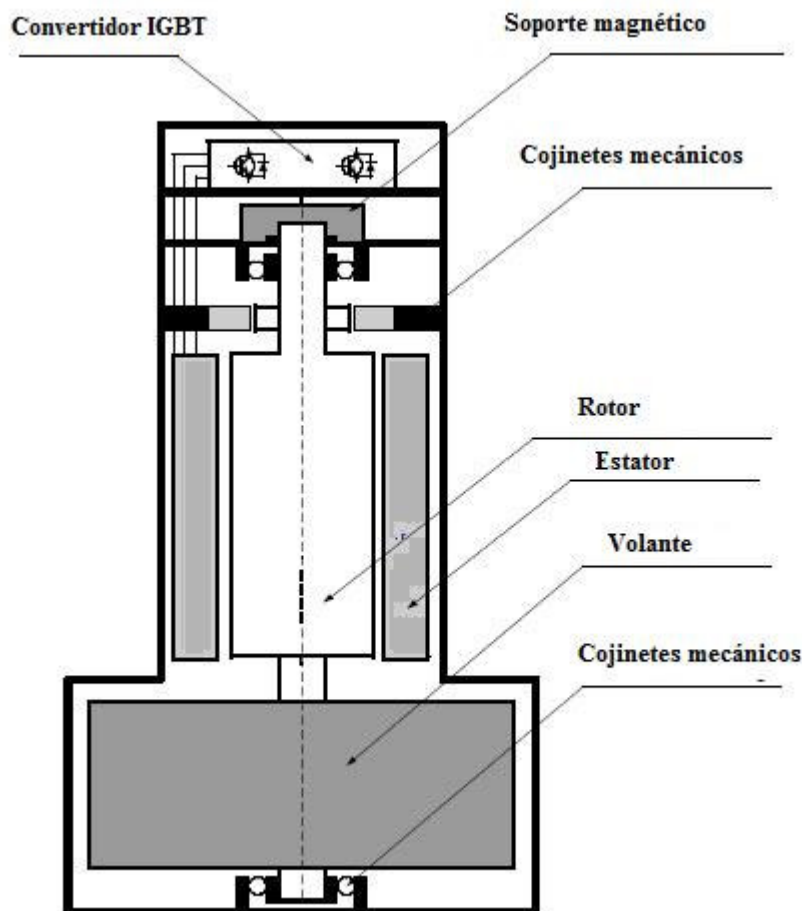


Fig. 3.39 Diseño base de un sistema con volante de baja velocidad

En los volantes de alta velocidad, las velocidades alcanzadas son posibles debido al relativamente pequeño momento de inercia del rotor, el cual es devanado a partir de materiales compuestos de alta tecnología con una resistencia específica cinco veces mayor que la del acero. La alta velocidad del rotor permite que se almacene una mayor cantidad de energía, por lo que estos sistemas pueden trabajar como volantes de energía. La mayoría del costo va hacia el componente de almacenamiento de energía, dado que la producción de los materiales compuestos usados es aún muy cara, el costo total de los sistemas de almacenamiento de alta velocidad es aún muy alto. Se espera que en el futuro cercano, con el avance de la ciencia de los materiales, este costo disminuya sustancialmente.

En estos sistemas no se usan cojinetes convencionales, por lo que deben usarse cojinetes magnéticos. Además, a las velocidades que operan, las pérdidas aerodinámicas son

considerables, como resultado, el rotor debe girar en un vacío, por lo que no puede suministrarse un enfriamiento efectivo.

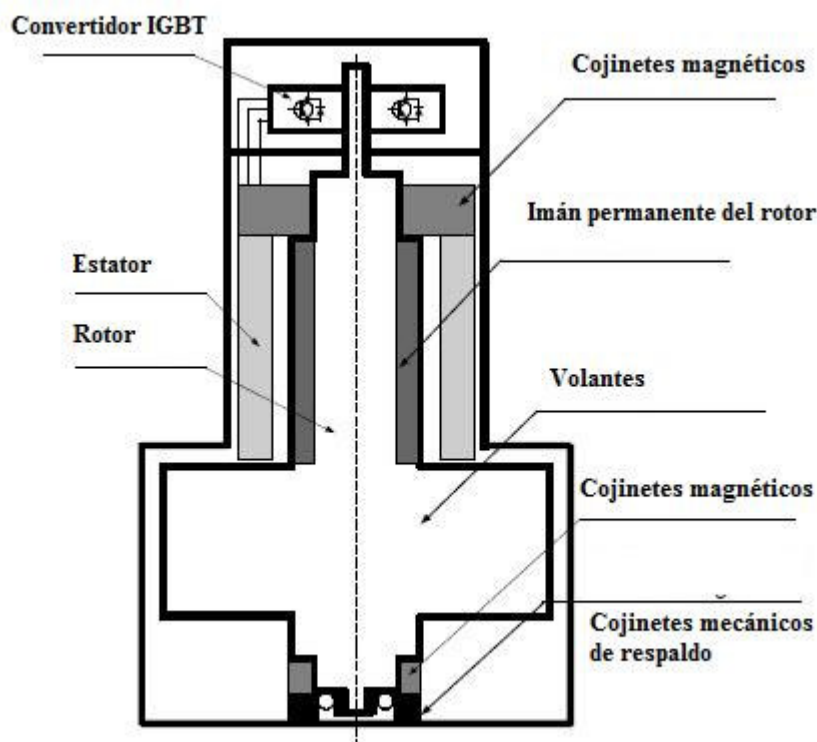


Fig. 3.40 Diseño base de un sistema de volante de alta velocidad

El rotor no puede tener devanados y se excita mediante imanes permanentes. Durante el modo de reserva (standby), las pérdidas por histéresis se producen en el núcleo del estator, para limitarlas se usa un estator sin hierro (ironless gas ceramic stator). El diseño base de un sistema con volante de alta velocidad se muestra en la figura 3.40.

Por razones de seguridad, el sistema completo se coloca en un contenedor capaz de contener una reacción de rotor suelto o cualquier otro evento que pueda ocurrir a la máxima velocidad de operación. El voltaje generado de salida es no regulado en el rango de algunos kHz. El convertidor bidireccional debe ser diseñado tanto para voltaje máximo a alta velocidad como para corriente máxima a baja velocidad.

Los volantes de alta velocidad tienen un peso bajo, tamaño pequeño y alta densidad de energía, lo que los hace adecuados para aplicaciones vehiculares. Sin embargo, esta tecnología es relativamente nueva y no ha sido probada ampliamente en campo.

En algunas aplicaciones UPS, los volantes son una mejor solución que las baterías VRLA tradicionales. Algunas de las características de tales aplicaciones UPS son:

- Una potencia nominal mayor a 200 kVA.
- Los disturbios en el sistema son frecuentes y cortos, con duración menor a 1 minuto.
- El sistema requiere de un generador diesel.
- El espacio es un parámetro crítico de diseño.

en tales aplicaciones, los volantes son mucho más efectivos que las baterías VRLA.

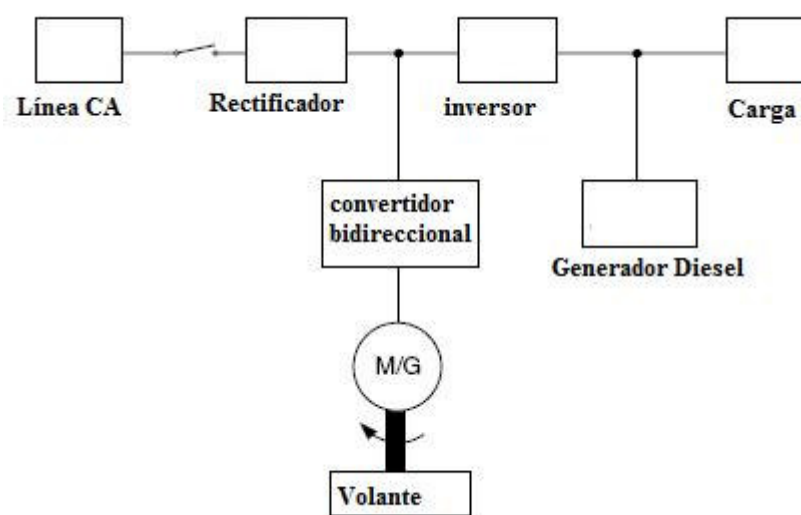


Fig. 3.41 Diagrama básico de sistema UPS basado en volante con generador diesel.

Un diagrama a bloques básico con generador diesel se muestra en la figura 3.41. El rectificador/cargador alimenta continuamente al bus de CD, su valor nominal se requiere que llene el 100% de la potencia demandada por la carga así como la potencia demandada para cargar y acelerar al volante. El volante es nominado para suministrar potencia a la carga durante el tiempo de respaldo cuando la línea de CA no está disponible. La duración de este tiempo depende de las características de arranque del generador diesel y varía con los

diferentes generadores. El inversor se nomina al 100% de la potencia de carga ya que debe alimentar a la carga durante el modo de operación normal y durante el tiempo de respaldo.

En otras aplicaciones, los volantes se usan junto con baterías VRLA en sistemas UPS híbridos (figura 3.42).

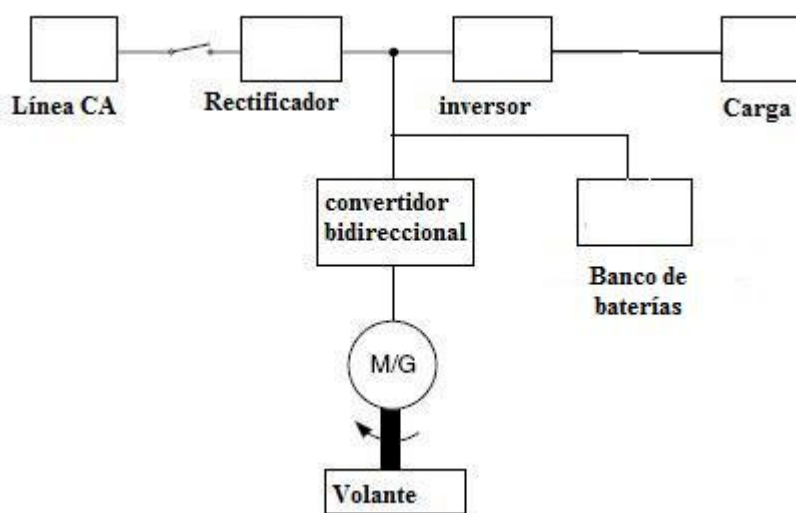


Fig. 3.42 Sistema UPS basado en volante con banco de baterías

El sistema de volante opera a voltajes mayores que el banco de baterías, de manera que las salidas cortas (más del 97%) son manejadas por el volante y sólo las salidas largas son respaldadas con el banco de baterías. Esto permite un diseño óptimo de ambos sistemas de almacenamiento de energía: el sistema de volante para la aplicación de alta potencia y el banco de baterías para la aplicación de alta energía.

La vida de las baterías se incrementa debido a que la mayor parte del tiempo el banco de baterías permanece en espera (standby) y no se descargan frecuentemente, quitándose de esta manera el punto más débil de los sistemas UPS, la no confiabilidad de las baterías VRLA, resultando el diseño del sistema total en un sistema UPS altamente confiable.

Finalmente, existen dos tendencias en la aplicación de sistemas UPS: la aproximación distribuida y la aproximación centralizada.

En una aproximación distribuida con redundancia en paralelo, varias unidades UPS separadas operan en paralelo para alimentar a las cargas críticas (Fig. 3.43a).

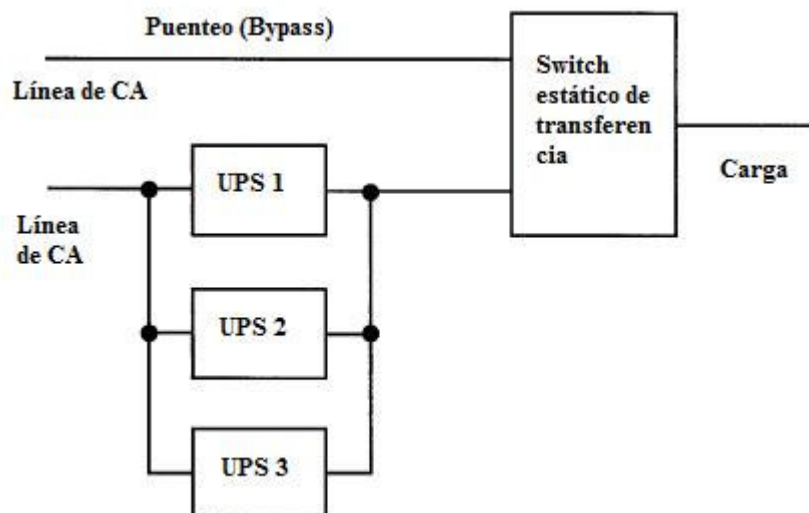


Fig. 3.43a Sistema UPS redundante en paralelo

Los sistemas distribuidos tienen muchas ventajas: son altamente confiables debido a la redundancia, de hecho, se puede lograr la llamada redundancia (N+1) en sistemas distribuidos, donde N unidades UPS alimentan a la carga y una unidad UPS adicional permanece como reserva. La segunda ventaja de un sistema distribuido es su alta flexibilidad. Es fácil incrementar la capacidad del sistema cuando la carga crece, simplemente adicionando más unidades UPS. Otra ventaja es que el sistema es amigable con el usuario en relación con el mantenimiento a causa de la redundancia (N+1). Cuando una unidad UPS debe salir por mantenimiento, la unidad simplemente se desconecta y se mete en operación la unidad de reserva y así el sistema continúa operando con las unidades restantes.

Existen algunos problemas con aproximaciones distribuidas. Primero, la repartición de la carga entre unidades separadas debe ser muy rápida y precisa a causa de la rápida respuesta dinámica de cada módulo y el bajo límite de sobrecarga de las UPS estáticas típicas. En la práctica, esta repartición de la carga es difícil de lograr y requiere del uso de controladores digitales muy rápidos y complicados. Segundo, el monitoreo del sistema completo es difícil y requiere de personal especialmente entrenado, sin embargo, es común que el monitoreo se

realice de forma separada entre mucha gente, resultando en una disminución de la confiabilidad del sistema.

La aproximación distribuida se espera que sea más atractiva para cargas altamente proliferadas como equipo médico, procesamiento de datos y telecomunicaciones. Una aplicación interesante en telecomunicaciones es la combinación de sistemas UPS y de celdas combustible, para reemplazar al generador diesel usual. Generalmente, el uso de cualquier clase de fuente de energía renovable, como arreglos fotovoltaicos, turbinas de viento o turbinas hidráulicas combinadas con sistemas UPS, se ve atractiva desde un punto de vista ambiental.

Un sistema redundante puede también ser aislado. La configuración básica de este sistema se muestra en las figuras 3.43b y 3.43c.

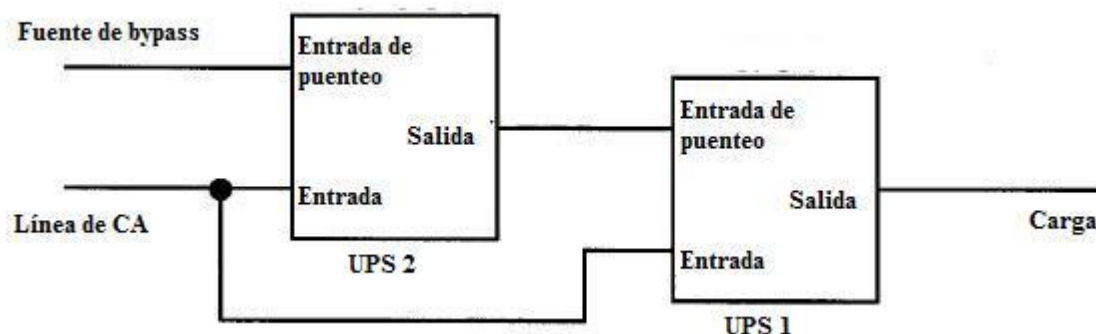


Fig. 3.43b Sistema UPS redundante aislado

La configuración básica de un sistema UPS redundante aislado tiene dos unidades, cada unidad puede suministrar la carga total y contiene un switch de transferencia estático. En operación normal, la unidad primaria (UPS 1) alimenta a la carga: Línea de CA > Entrada UPS 1 > Salida UPS 1 > Carga; si la UPS primaria falla, la carga es alimentada por la unidad UPS secundaria (UPS 2) a través del switch estático de la unidad primaria: Línea de CA > Entrada UPS 2 > Salida UPS 2 > Entrada de puenteo UPS 1 > Salida UPS 1 > Carga. Si la unidad UPS secundaria también falla, la carga es alimentada desde la línea de CA de la compañía suministradora a través de las entradas de puenteo de ambas unidades UPS: Fuente

de Bypass > Entrada de puenteo UPS 2 > Salida UPS 2 > Entrada de puenteo UPS 1 > Salida UPS 1 > Carga.

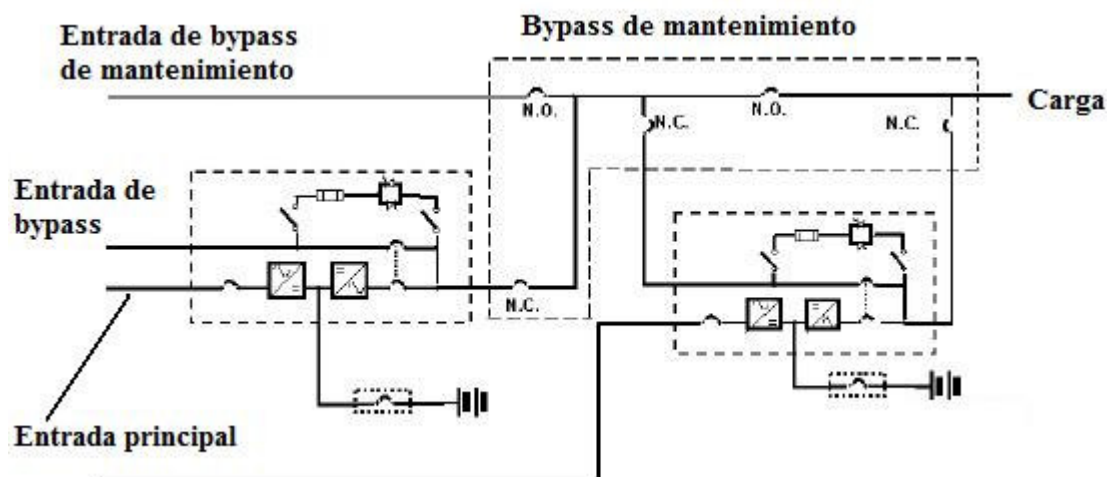


Fig. 3.43c Detalle del sistema UPS redundante aislado

La configuración redundante aislada no tiene los mismos problemas que tienen los sistemas en paralelo cuando un módulo falla. El módulo fallado no tiene la posibilidad de sacar de operación a la unidad paralelada por corriente de falla excesiva ya que la unidad secundaria ve una carga escalón igual a la carga existente que puede causar algún transitorio en el bus de carga.

Existen otras configuraciones de sistemas redundantes aislados que incluyen más de dos módulos, todas comparten el concepto básico de que uno o más módulos formen una fuente de respaldo de la potencia acondicionada para otros módulos.

En la aproximación centralizada, una unidad UPS grande alimenta todas las cargas críticas y el objetivo principal en este caso es asegurar la operación continua del proceso completo más que la operación de cargas críticas específicas. Esta aproximación es más deseable en aplicaciones industriales. Los problemas en esta aproximación están asociados con el alto costo relativo para lograr redundancia y para incrementar la capacidad al crecer la carga. La aproximación centralizada ofrece una clara ventaja con relación al mantenimiento y servicio de los sistemas UPS, ya que un grupo especialmente entrenado se puede encargar del

mantenimiento y servicio de la UPS, reduciendo el riesgo de mal uso del sistema e incrementando su confiabilidad.

Una UPS interactiva en línea conectada en paralelo se puede usar adicionalmente para controlar la potencia activa tomada de la línea de CA durante los periodos de carga pico, cuando la energía suministrada por la compañía suministradora es más cara, de manera que la carga se reparta entre la línea de CA y la UPS; para regular el voltaje suministrado a la carga controlando la potencia reactiva suministrada por el inversor, para suprimir armónicos compensando la potencia reactiva demandada o producida por la carga, logrando un alto factor de potencia.

Las configuraciones mostradas para sistemas UPS son las básicas, pero pueden consistir de varios rectificadores, varios inversores y varios bancos de baterías operando en paralelo, asimismo, la alimentación puede ser a través de más de una línea dedicada de CA y la salida de los rectificadores se puede usar para formar un bus de CD en anillo para alimentar a los inversores y a los bancos de baterías; o bien, las UPS se pueden conectar en paralelo para formar un anillo que alimente a las cargas críticas formando la llamada “red segura” mostrada en la figura 3.43d, para alimentar a las diferentes cargas críticas.

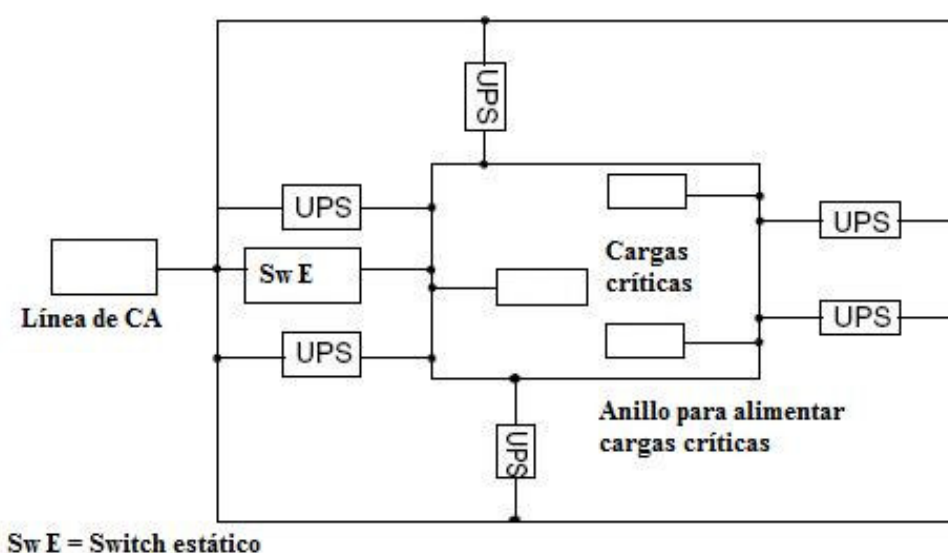


Fig. 3.43d Diagrama a bloques de un sistema UPS distribuido formando una red segura

Los sistemas UPS es común que tengan dispositivos adicionales para acondicionar la potencia como filtros pasivos o activos, y sistemas de protección como supresores de sobrevoltaje transitorio (figura 3.44a). Las descargas atmosféricas y otros voltajes transitorios y fenómenos productores de corriente, son peligrosos para la mayoría del equipo de las UPS y para el equipo electrónico de carga conectado a las UPS. Por ejemplo, el transitorio puede alcanzar la carga crítica a través de una activación no deseada de un switch estático de bypass no protegido alrededor de una UPS. En consecuencia, es una práctica recomendada que tanto el circuito de entrada a la UPS como los circuitos de bypass asociados a la UPS (incluyendo el circuito de puenteo manual para mantenimiento) estén equipados con supresores de sobrevoltaje transitorio categoría B, como se especifica en el estándar IEEE C62.41-1991. Para esta protección debería emplearse conexiones de baja inductancia (IEEE Std 1100-1999).

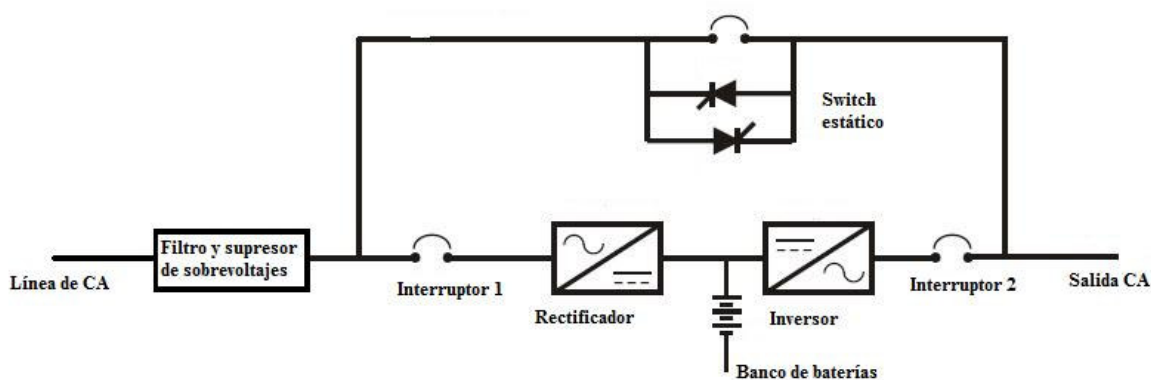


Fig. 3.44a Sistema UPS en línea con supresor de sobrevoltajes transitorios y filtro de línea

Con relación a la figura 3.44a, el filtro de línea reduce las variaciones transitorias de voltaje debidas al encendido y apagado de ciertos aparatos, como por ejemplo motores eléctricos, además reduce el ruido eléctrico que viene con el voltaje de alimentación del sistema UPS para que aparezca en niveles más seguros en la carga. La forma más simple del filtro es un filtro pasabajos como el mostrado en la figura 3.44b, diseñado para dejar pasar el voltaje a 60 Hz y bloquear las frecuencias altas. El filtro de línea sólo reduce problemas de variación de voltaje de tiempo muy corto (en el rango de milisegundos y nanosegundos). No es su función regular el voltaje. El filtro de línea consiste de bobinas (las cuales rechazan voltajes de ruido de alta frecuencia y dejan pasar la potencia a 60 Hz) y capacitores conectados a tierra para que

cualquier alta frecuencia sea drenada a tierra (figura 3.44b), en consecuencia, el nivel de protección del filtro de entrada es limitado ya que los filtros RFI no son efectivos para frecuencias cercanas a 60 Hz tales como armónicos de orden bajo. El supresor de sobrevoltaje transitorio generalmente es a base de varistor de metal-óxido.

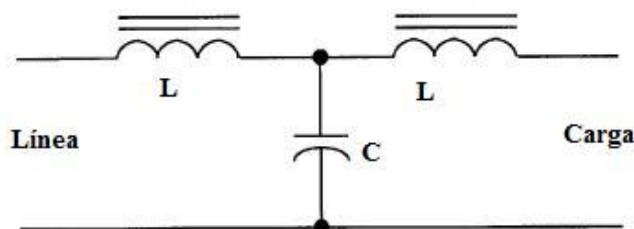


Fig. 3.44b Filtro “T” pasa bajas contra ruido

Los filtros pueden ser conectados de línea a línea o de línea a neutro para *rechazo de ruido en modo normal*. También pueden conectarse de línea a neutro y de línea a tierra o usarse junto con un “filtro o transformador Balun” para *reducir el ruido de modo común* entre cualquiera de los conductores.

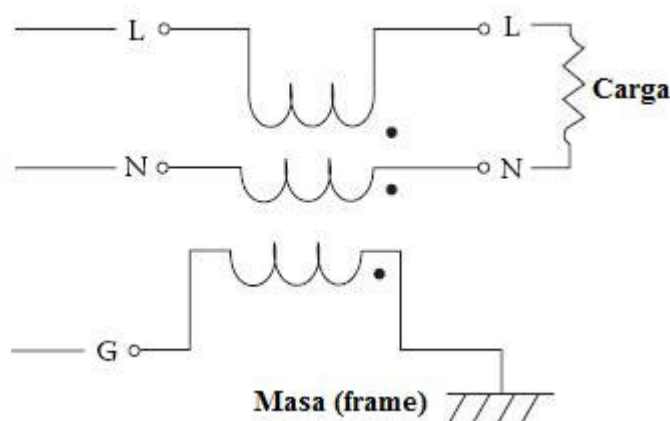


Fig. 3.44c Filtro de modo común Balun

El filtro Balun pasa el flujo de corriente de modo normal sin caída de voltaje significativa a causa de que los conductores de potencia, devanados sobre un núcleo común, están devanados en oposición. La corriente de carga no satura al núcleo. El ruido de alta frecuencia o las señales de impulso que aparecen entre el conductor de tierra del equipo y la carga son

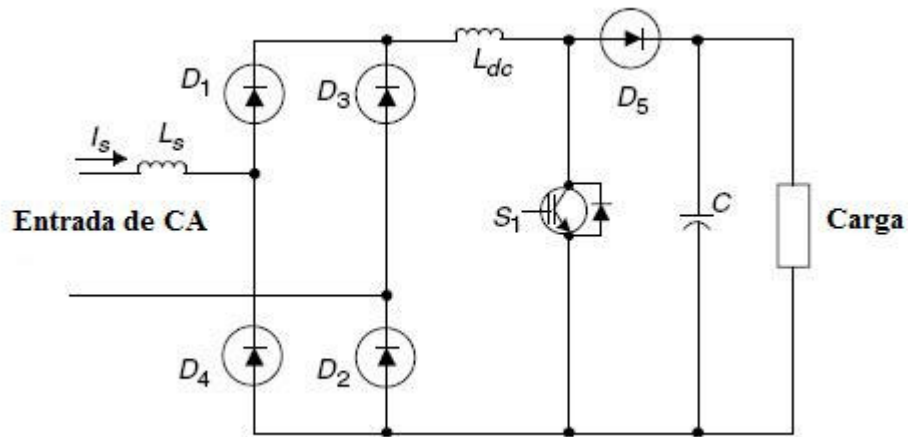
atenuados por el dispositivo por la alta impedancia presentada a las señales de ruido. El Offset de voltaje a tierra aparece a través del dispositivo, donde no hace daño. Voltajes casi idénticos aparecen también a través de las bobinas de los conductores neutro y de línea desplazando sus voltajes a la tierra del equipo por la misma cantidad que el offset de maza a tierra.

Los filtros requieren de una aplicación cuidadosa, si no se usan apropiadamente pueden causar un efecto transitorio oscilatorio (ringing) que puede ser peor que el ruido que intentan filtrar. Por ésta y otras razones, filtros mayores que filtros RFI simples se usan raramente como dispositivos adicionales de acondicionamiento de línea. La etapa de rectificación del sistema UPS en línea usa generalmente tiristores, para poder variar el ángulo de disparo de los tiristores y de esta manera poder regular el voltaje de salida de CD, desde luego, después de ser rectificado el voltaje de entrada se filtra con capacitores para obtener un voltaje continuo y regulado. Como se explicó en apartados anteriores, el voltaje regulado de corriente directa obtenido en el rectificador, tiene dos objetivos:

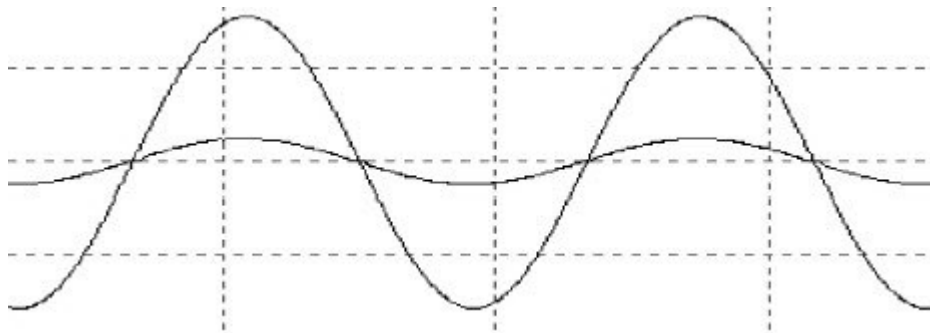
- El primero es mantener las baterías en flotación e incluso recargarlas después de un corte de energía.
- El segundo es alimentar al inversor para que éste a su vez convierta la corriente directa del rectificador en corriente alterna.

Existen varios tipos de rectificadores, incluyendo rectificadores monofásicos de onda completa con y sin convertidores de refuerzo (boost converters); rectificadores trifásicos de seis pulsos con y sin filtros pasivos; rectificadores trifásicos de doce pulsos con y sin filtros pasivos; y rectificación síncrona. Cada uno viene con sus propias características de distorsión de corriente de entrada y de factor de potencia de entrada.

Con el mayor énfasis en reducir la distorsión de la corriente de entrada, es común encontrar sistemas UPS monofásicos de doble conversión con rectificación por diodos y alguna forma de convertidor de refuerzo (boost converter) como el mostrado en la figura 3.44d, para suministrar baja distorsión de corriente de entrada (THD del 5%) y alto factor de potencia de entrada (mayor al 95%).



a) Diagrama de circuito



b) formas de onda del voltaje y la corriente a la entrada

Fig. 3.44d Rectificador puente de onda completa con diodos y convertidor de refuerzo (boost) CD/CD ($L_{dc} - S_1 - D_5$)

Con relación a la figura 3.44.d, cuando el switch IGBT S_1 está cerrado, la corriente a través del inductor L_{dc} se incrementa, mientras que al estar abierto el switch S_1 la corriente a través del inductor L_{dc} disminuye, de esta manera la corriente de entrada se mantiene sinusoidal y en fase con el voltaje de entrada.

Para sistemas UPS trifásicos la rectificación más popular sigue siendo la de seis pulsos usando tiristores. La distorsión característica en la corriente de entrada para estos convertidores es de alrededor del 30% (THD) a plena carga, siendo las principales corrientes armónicas la quinta (300 Hz) y la séptima (420 Hz). Se pueden adicionar filtros pasivos para reducir la distorsión de la corriente de entrada a un THD de alrededor del 10% a plena carga, pero una desventaja potencial de los filtros pasivos para rectificadores de seis pulsos es la gran cantidad de

capacitancia que típicamente se requiere y el factor de potencia adelantado asociado con niveles de carga ligera.

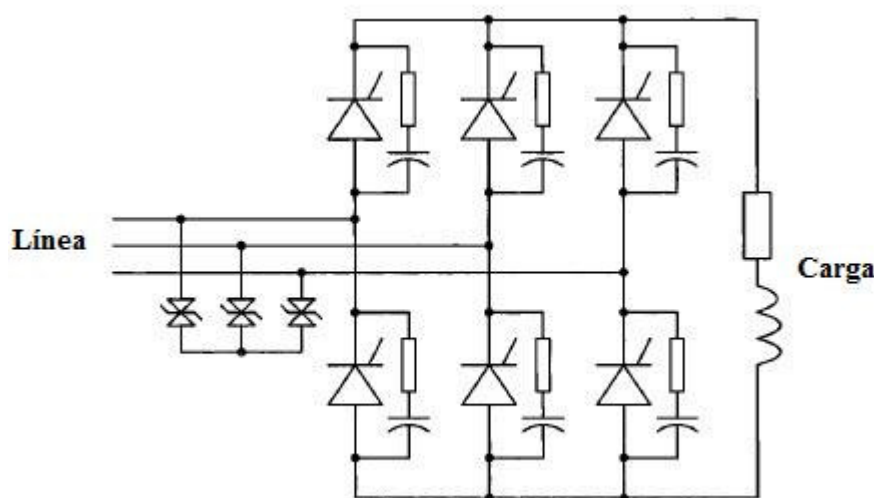


Fig. 3.44e Puente rectificador trifásico de seis pulsos con tiristores

En la figura 3.44e se muestra el diagrama esquemático de un circuito rectificador puente de seis pulsos usando tiristores. Despreciando los efectos de conmutación, este circuito tiene un rango de control de 180° desde voltaje de salida positivo completo hasta voltaje de salida negativo completo, aunque el circuito requiere de una carga tal como un inductor que sea capaz de absorber corriente positiva mientras se proporciona voltaje negativo. El circuito puente permite flujo de potencia en cualquier dirección para estos tipos de carga y es capaz de suministrar frenado regenerativo para motores de CD con inversión del campo. En la figura se muestran los snubbers RC en paralelo con los tiristores, así como varistores de metal-óxido para protección en la línea de potencia.

Los rectificadores de doce pulsos (usando un transformador de aislamiento con desplazamiento de fase de 30° entre los dos secundarios y dos puentes rectificadores de seis pulsos conectados en serie) tienen una distorsión característica de corriente de entrada del 12% a plena carga, siendo las corrientes armónicas predominantes la 11ª y la 13ª. Se pueden adicionar filtros pasivos para reducir la distorsión de la corriente de entrada a un THD menor al 5%. Los filtros pasivos para rectificadores de doce pulsos requieren de una cantidad más

pequeña de capacitores y típicamente no tienen factores de potencia adelantados significativos a cargas mayores al 25% de la carga nominal.

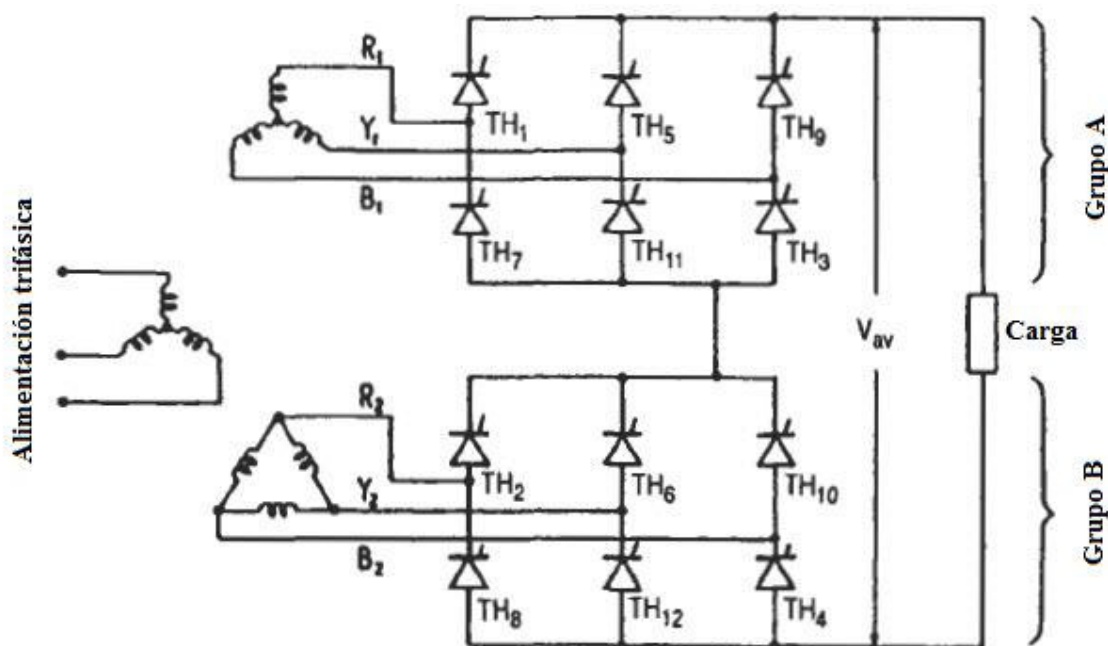


Fig. 3.44f Rectificador puente trifásico de 12 pulsos con tiristores

Los rectificadores síncronos típicamente usan transistores para rectificar la CA en un modo switchado de alta frecuencia para producir bajos niveles de distorsión en la corriente de entrada (menores al 5%). Algunas topologías de rectificadores con switches IGBT pueden consultarse en Emadi y otros (2005, Págs. 48 a 52).

Las configuraciones de inversores usados incluyen convertidores paso-onda (step-wave), convertidores por modulación de ancho de pulso (PWM) y convertidores resonantes. El funcionamiento de cada tipo de inversor puede ser generalizado, sin embargo, debido a la amplia variación de implementaciones, el funcionamiento específico de cualquier producto dado puede ser más función de la implementación del control que de la topología básica (figuras 3.44g, 3.44h y 3.44i).

Generalmente los inversores PWM suministran un mejor funcionamiento para incrementos de cargas y para cargas no lineales ya que la forma de onda puede ser corregida muchas más veces a través del ciclo que con un inversor paso-onda fijo. La mayor desventaja de los

convertidores PWM es típicamente una menor eficiencia debido a mayores pérdidas de switcheo.

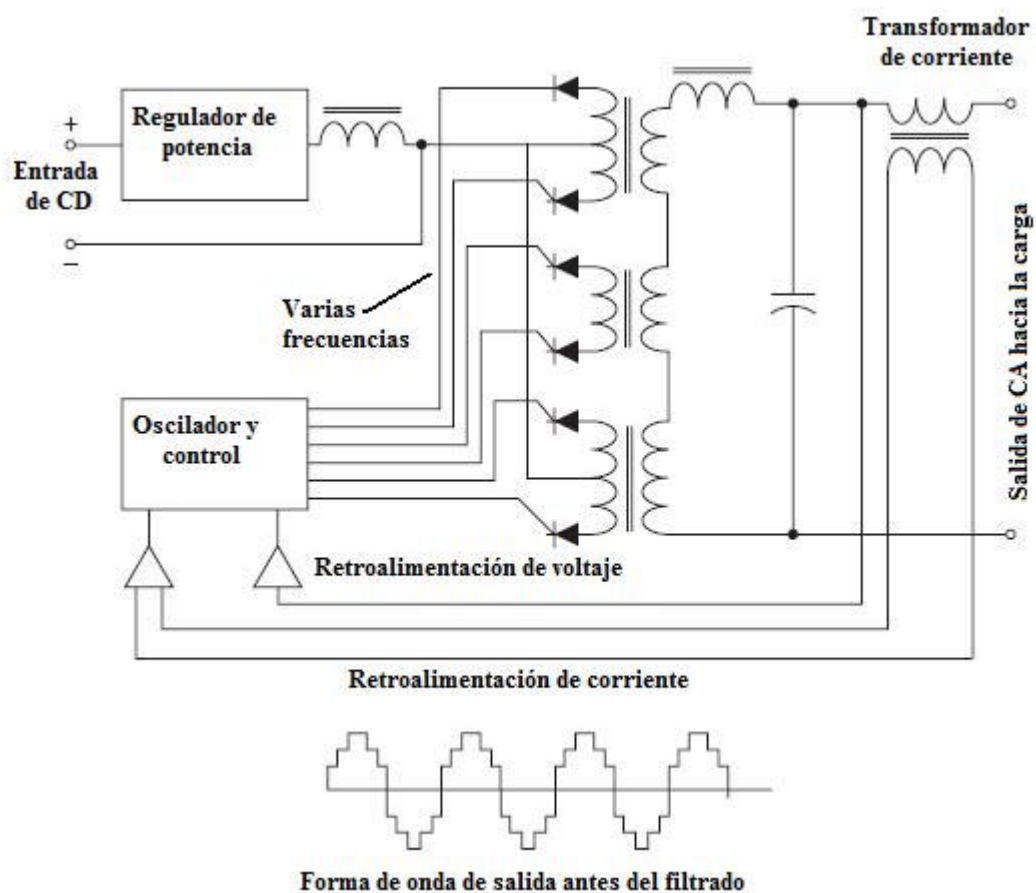


Fig. 3.44g Diagrama esquemático de un inversor paso-onda (step-wave)

Los convertidores resonantes de alta frecuencia buscan vencer las desventajas de los convertidores PWM conmutando a corriente cero para minimizar las pérdidas de switcheo, sin embargo, existen pocas implementaciones comerciales de convertidores resonantes de alta frecuencia por su complejidad.

En la figura 3.44i se muestra el diagrama de un inversor monofásico de puente completo con switches IGBT usado en aplicaciones de media y alta potencia. El inversor consiste de un capacitor C y cuatro switches (IGBT) $S1$, $S2$, $S3$ y $S4$ conectados en serie dos-por-dos en dos piernas inversoras. Encendiendo y apagando los switches, el voltaje aplicado a través de la carga puede ser $+V_{cd}$, $-V_{cd}$ ó 0 . Cuando los switches $S1$ y $S2$ están encendidos, los switches

S3 y S4 están apagados y el voltaje en la carga es $+V_{cd}$. Cuando los switches S3 y S4 están encendidos, los switches S1 y S2 están apagados y el voltaje en la carga es $-V_{cd}$. Además, cuando los switches S1 y S3 están encendidos, los switches S2 y S4 están apagados y el voltaje en la carga es 0. Similarmente, cuando los switches S2 y S4 están encendidos, los switches S1 y S3 están apagados y el voltaje en la carga es 0.

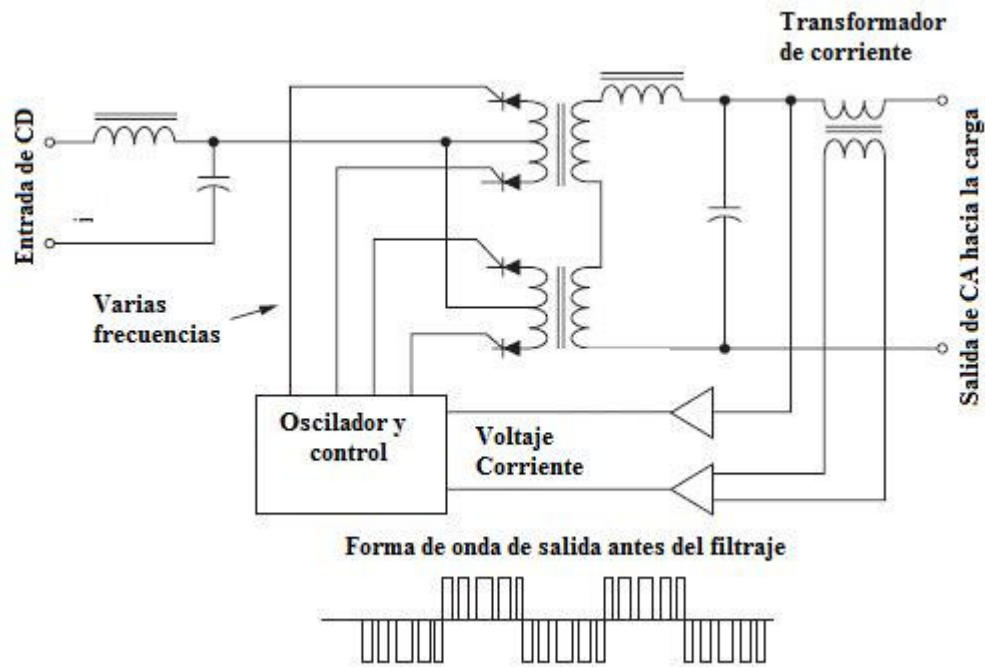


Fig. 3.44h Diagrama simplificado de un inversor PWM

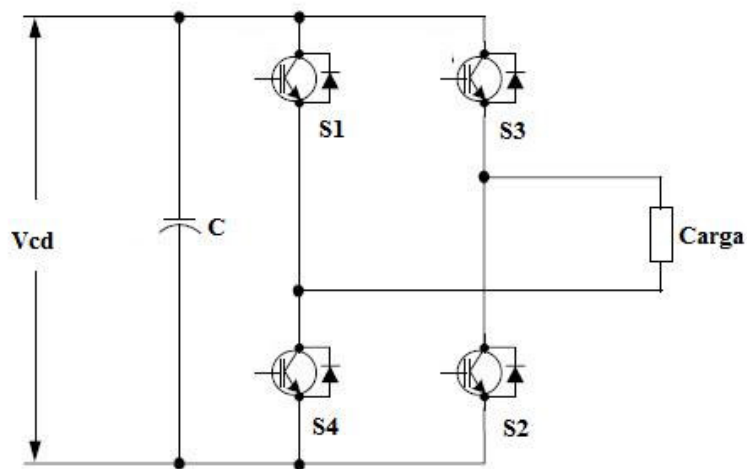


Fig. 3.44i Inversor monofásico de puente completo con IGBTs

Regresando a la figura 3.44a, existe la posibilidad de que por algún motivo el inversor no pueda seguir alimentando a la carga, las razones principales son las siguientes:

- Daño en el inversor
- Sobrecarga en el inversor
- Sobretemperatura en el equipo
- Daño en la lógica del equipo

por tal motivo, la UPS en línea incorpora la línea de puenteo (bypass) que, como se explicó antes, no es más que una forma de alimentar la carga con la línea de suministro de CA.

Cuando el sistema UPS está en modo de puenteo, el interruptor 2 se encuentra abierto para desconectar el inversor de la carga, mientras que el interruptor asociado con el switch estático (sin numerar) está cerrado para alimentar la carga directamente de la línea de CA.

Cuando se detecta que por alguno de los motivos mencionados anteriormente el inversor no puede seguir alimentando la carga, se ejecuta la transferencia de la carga a modo de puenteo de la manera siguiente:

1. Se manda a encender el Switch Estático, el cual consiste de dos tiristores conectados en antiparalelo (paralelo inverso).
2. Se manda a cerrar el interruptor asociado con el switch estático, el cual puede consistir de un contactor o de un interruptor operado por motor.
3. Se manda a apagar el Switch Estático.
4. Se manda a abrir el interruptor 2 que también consiste de un contactor o de un interruptor operado por motor.
5. Ahora la carga está soportada por la línea de CA a través del interruptor asociado al switch estático y no a través del inversor.

Es importante hacer notar que cuando se transfiere a modo de puenteo, durante un instante quedan en paralelo inversor y línea de CA (pasos 1 a 3), esto se hace para evitar desconectar el voltaje a la carga. En la figura 3.44j se muestra el detalle de una UPS estática con circuito de bypass de mantenimiento externo.

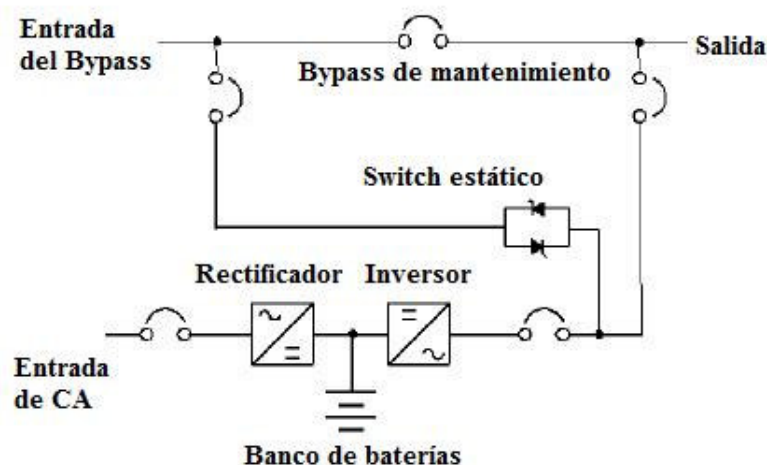


Fig. 3.44j UPS estática con circuito de puenteo de mantenimiento externo

En los años previos se han desarrollado otros tipos de tecnologías UPS, por ejemplo el sistema que usa un generador y el motor de polo grabado (written pole motor) que se comenta en el capítulo 2 de este libro, y el SMES: sistema de almacenamiento de energía magnética superconductora (Kennedy, 2000, Pág. 127).

3.4.4 Transformadores de aislamiento

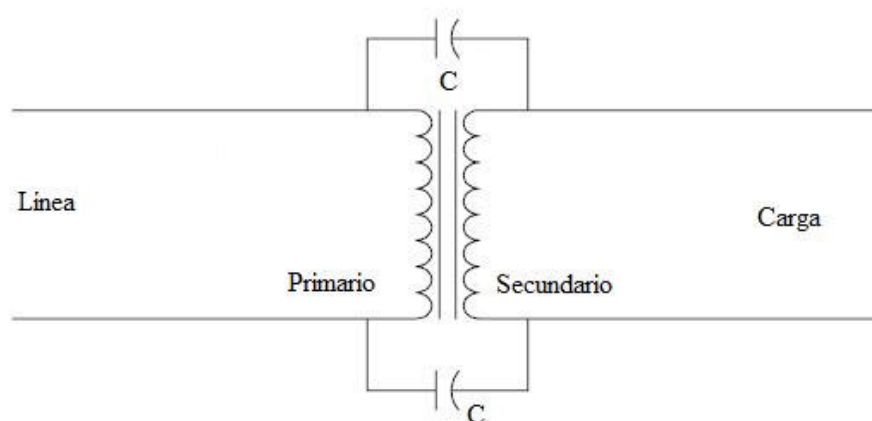


Fig. 3.45 Transformador de aislamiento mostrando el acoplamiento capacitivo (C) entre los devanados primario y secundario

De acuerdo con el NEC (NFPA, 2008, 517.2):

[Transformador de aislamiento. Un transformador del tipo devanado múltiple, con los devanados primario y secundario físicamente separados, el cual acopla inductivamente su devanado secundario a los sistemas de alimentador puesto a tierra que energizan su devanado primario].

“Isolation Transformer. A transformer of the multiple-winding type, with the primary and secondary windings physically separated, which inductively couples its secondary winding to the grounded feeder systems that energize its primary winding”.

Mientras que en el estándar IEEE 1100-2005 (Pág. 208) se encuentra que un transformador de aislamiento es un transformador con devanados físicamente diferentes para primario y secundario que frecuentemente tiene uno o varios blindajes electrostáticos para reducir el ruido de modo común.

Los transitorios y el ruido de RFI (tanto ruido de modo común como ruido de modo normal) pueden pasar a través de los transformadores, no sólo por el flujo magnético entre los devanados primario y secundario, sino también por los acoplamientos resistivo y capacitivo entre los devanados (capacitancia entre devanados C en la figura 3.45). Al incrementar la separación física de los devanados primario y secundario se reducen los acoplamientos resistivo y capacitivo, pero también se reduce el acoplamiento inductivo y la potencia que se puede transferir. Una mejor solución comprende blindar los devanados primario y secundario uno de otro para desviar la mayor parte de la corriente de ruido primaria a tierra, esto deja el acoplamiento inductivo básicamente sin cambios.

Los transformadores de aislamiento incorporan devanados primario y secundario separados y tienen varias funciones, entre las que se encuentran:

- La habilidad para transformar o cambiar el nivel de voltaje de entrada a salida y/o para compensar el voltaje de estado estacionario alto o bajo. Típicamente se distribuyen 480 V hasta el punto de uso y se transforma a 120 V o a 208Y/120 V.
- Establecer la tierra de referencia cerca del punto de uso. Esto reduce grandemente el problema de ruido en modo común inducido a través de lazos de tierra o de

trayectorias múltiples de corriente en el circuito de tierra aguas arriba del punto de tierra de referencia establecido.

Los transformadores de aislamiento son uno de los equipos de acondicionamiento de la potencia más usados, estos dispositivos pasivos introducen mínima distorsión de corriente en la fuente, además, pueden reducir las corrientes armónicas alimentadas hacia la fuente por cargas trifásicas no lineales. Por ejemplo, cuando un transformador trifásico de aislamiento con primario en delta y secundario en estrella se usa para alimentar una carga tal como un rectificador, la porción balanceada de las *corrientes armónicas triple-n* (múltiplos impares de la tercera armónica: 3^a, 9^a, 15^a, ...) de la carga circulan y son canceladas en el primario en delta de manera que no es vista por la fuente. Otras corrientes armónicas de secuencia positiva y negativa son afectadas por el defasamiento de 30° a frecuencia fundamental del transformador delta-estrella. Por ejemplo, las corrientes armónicas 5^a y 7^a de la carga son invertidas, lo que puede ser benéfico al suministrar cancelación de estas corrientes armónicas al nivel de voltaje primario.

Un blindaje electrostático como el mostrado en la figura 3.46 (pantalla de Faraday) es efectivo para eliminar el ruido de modo común en el primario del transformador, no obstante, algún ruido de modo normal aún puede alcanzar la carga debido al acoplamiento magnético y al acoplamiento capacitivo.

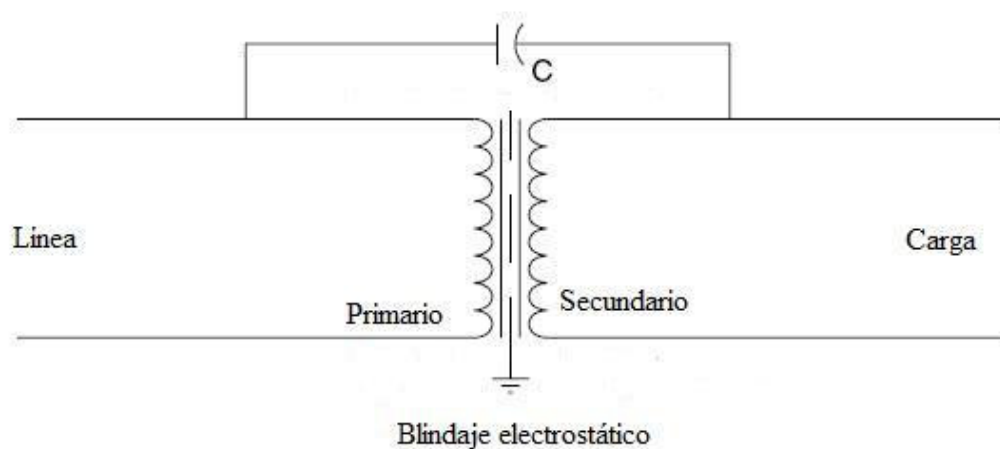


Fig. 3.46 Transformador de aislamiento con blindaje electrostático simple

De acuerdo con Sankaran (2002, Pág. 44) el ruido de modo común está presente igualmente en los circuitos de línea y de neutro con respecto a la tierra. El ruido de modo común se puede convertir a ruido de modo normal (ruido entre la línea y el neutro) en los circuitos eléctricos, lo cual es problemático para los circuitos sensitivos de datos y de señal. Los transformadores de aislamiento con blindaje pueden limitar la cantidad de ruido común convertido a ruido de modo normal. La efectividad con la cual un transformador limita el ruido de modo común es llamada *atenuación* (A) y se expresa en decibeles (db):

$$A = 20 \log \left(\frac{V_1}{V_2} \right) \quad [\text{db}]$$

Donde V_1 es el voltaje de ruido en modo común en el primario del transformador y V_2 es el voltaje de ruido en modo normal en el secundario del transformador. Siguiendo con Sankaran, la capacitancia entre el primario y el blindaje (C_{ps}), y la capacitancia entre el secundario y el blindaje (C_{ss}) forman un divisor de potencial de manera que reducen V_2 a un nivel bajo:

$$V_2 = \frac{C_{ps}}{C_{ps} + C_{ss}} V_1 \quad [\text{V}]$$

Por ejemplo, si un transformador de aislamiento puede limitar 1 V de ruido en modo común a 10 mV de ruido en modo normal en el secundario se tiene: $A = 20 \log(1/.01) = 40 \text{ db}$.

Un blindaje electrostático consiste de una lámina conductora de material no magnético (cobre o aluminio) conectada a tierra, que reduce el efecto del acoplamiento capacitivo (C en las figuras 3.45 y 3.46) entre los devanados primario y secundario, y mejora la habilidad del transformador de aislamiento para aislar a la carga del ruido de modo común presente en la fuente de potencia de entrada. Los blindajes simples adicionan poco al costo, tamaño o peso del transformador y tienen atenuaciones en el rango de 40 db a 60 db. Con propósitos de acondicionamiento de potencia los transformadores de aislamiento deberían estar equipados con blindajes electrostáticos.

Existen transformadores de acondicionamiento especiales conocidos como de “super aislamiento” o de “ultra aislamiento” que están equipados con blindajes especiales alrededor de cada devanado para reducir aún más el acoplamiento capacitivo. Los devanados están

separados físicamente tanto como sea posible para el valor nominal de potencia particular y son colocados entre blindajes de Faraday, esto da al transformador una alta atenuación al ruido de primario a secundario y de secundario a primario. Las capacitancias entre los devanados y entre los devanados y la envolvente del transformador son divididas en capacitancias pequeñas y derivadas a tierra, minimizando así el acoplamiento capacitivo total. La capacitancia entre devanados de un transformador típico usando esta técnica está en el rango de 0.001 pF a 0.0005 pF (Whitaker, 2007, Pág. 217). Este tipo de transformadores se dice que atenúan el ruido en modo común de ciertas frecuencias en 140 db o más, sin embargo, esto se hace a expensas de introducir reactancia adicional al transformador con la resultante degradación de la regulación de voltaje con el cambio de carga y mayores costos que los del transformador de aislamiento con blindaje electrostático simple (IEEE, 2005, Pág. 210). Estos transformadores generalmente no suministran desacoplamiento de los disturbios de modo normal.

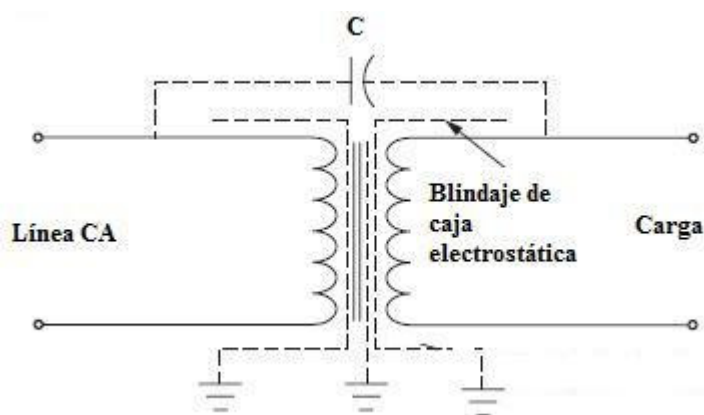


Fig. 3.47 Transformador de super aislamiento

La característica principal de los transformadores de aislamiento para aislar eléctricamente a la carga del sistema de los transitorios es su inductancia de dispersión, así, se evita que el ruido y los transitorios de alta frecuencia lleguen a la carga, y que el ruido y los transitorios generados por la carga alcancen al sistema de alimentación. Los transitorios por rayo y por switcheo de capacitores pueden ser atenuados y así se evita disparo indeseable de ASD y otros equipos.

Los transformadores de aislamiento no suministran regulación del voltaje de la línea y, de hecho, pueden causar alguna degradación adicional de la regulación de voltaje debido a su impedancia serie. Como se menciona en el párrafo anterior, el blindaje tiende a afectar de

forma adversa a la regulación de voltaje. Los transformadores de aislamiento tienden a ser muy eficientes (95% a 98%) de manera que generan poco calor y son relativamente quietos. Pueden obtenerse en envoltentes que son adecuadas para instalarse en cuartos de computadoras.

Un ejemplo de un problema que puede ser limitado al lado carga por un transformador de aislamiento es la aparición de muescas en el voltaje debido a switcheo de equipo de electrónica de potencia, por ejemplo rectificadores (figura 3.48).

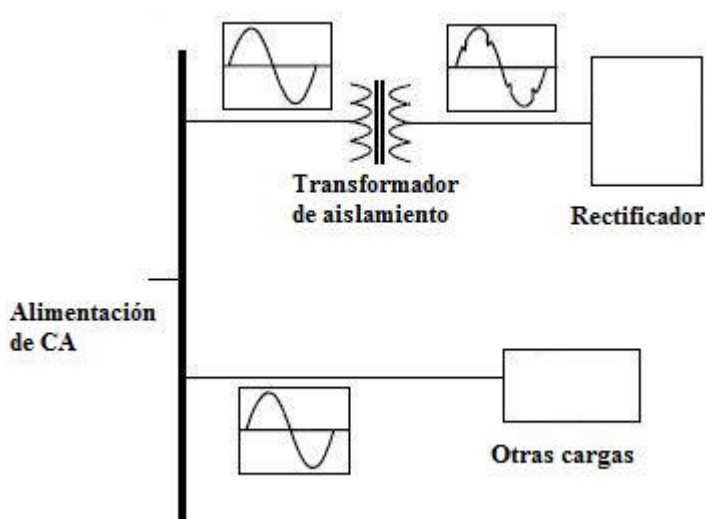


Fig. 3.48 Uso de un transformador de aislamiento para evitar que las muescas en el voltaje afecten a otras cargas

Un uso adicional de los transformadores de aislamiento es para permitir al usuario definir una nueva tierra de referencia o un sistema derivado separadamente (Separately Derived System). Un sistema derivado separadamente tiene una tierra de referencia que es independiente de otros sistemas. Un ejemplo común de esto es un transformador de aislamiento delta en alta-estrella en baja (figura 3.49). El neutro de la estrella (secundario) se conecta a la tierra local de la instalación (no a un electrodo de puesta a tierra separado) para suministrar una nueva tierra de referencia independiente del resto del sistema.

De acuerdo con la NOM-001-SEDE-2005 (Pág. 20):

Sistema derivado separadamente: Sistema de alambrado de una propiedad, cuya energía procede de una batería, sistema fotoeléctrico solar o de un generador, transformador o devanados de un convertidor y que no tiene conexión eléctrica directa incluyendo al conductor del circuito sólidamente puesto a tierra [neutro], con los conductores de suministro que provengan de otro sistema.

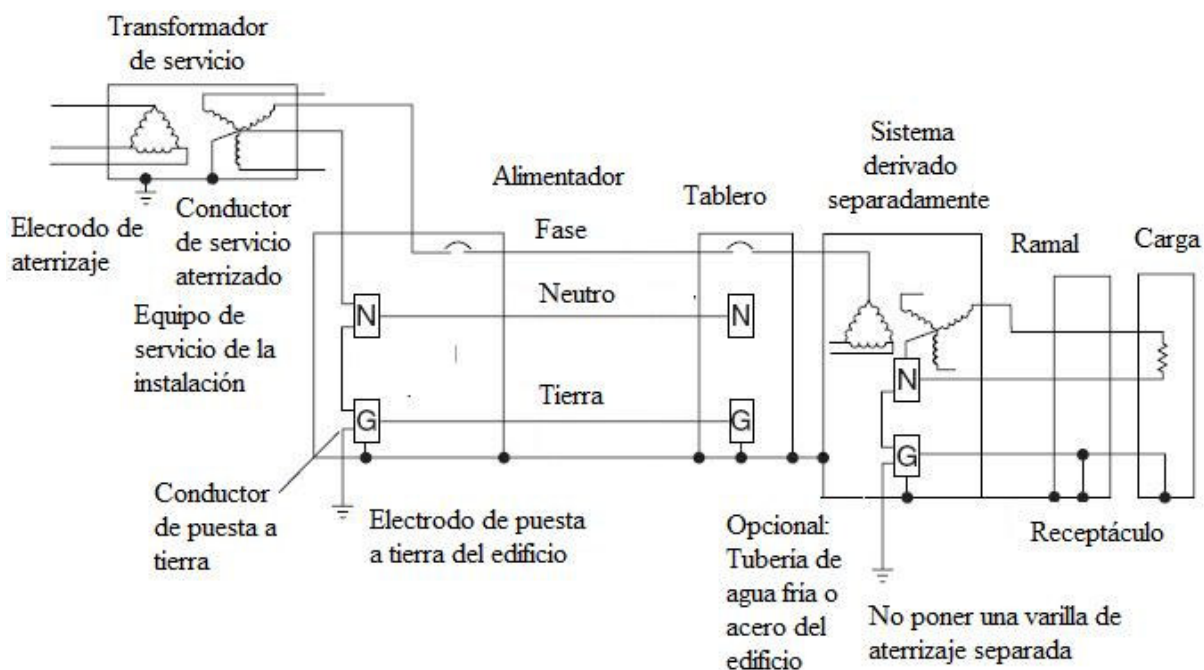


Fig. 3.49 Uso de transformador de aislamiento delta-estrella para definir un sistema derivado separadamente

Mientras que en el NEC 2008 (NFPA 70, 2008, 70-29):

[**Sistema derivado separadamente.** Un sistema de alambrado de un local cuya potencia es derivada desde una fuente o equipo de energía eléctrica diferente de la de servicio. Tales sistemas no tienen una conexión eléctrica directa, incluyendo un conductor de circuito puesto a tierra sólidamente aterrizado, para alimentar conductores que se originan en otro sistema]. **Separately Derived System.** A premises wiring system whose power is derived from a source of electric energy or equipment other than a service. Such systems have no direct electrical connection, including a solidly connected grounded circuit conductor, to supply conductors originating in another system.

Transformadores de aislamiento de alta calidad están disponibles en tamaños que van desde unos 125 VA monofásicos hasta 5 MVA trifásicos o más grandes. En cuanto a los precios, a manera de ejemplo, en octubre de 2008 un fabricante ofrece transformadores trifásicos de aislamiento con capacidades desde 9 kVA por 1825 dólares hasta 500 kVA por 26,165 dólares. Usualmente el devanado de entrada tiene taps (figura 3.32c) a intervalos del 2.5%. El rango de ajuste total por taps es típicamente del 5% arriba del voltaje nominal a 10% abajo del voltaje nominal (2 taps hacia arriba y cuatro taps hacia abajo).

Resumiendo, un transformador de aislamiento:

- Se usa para desacoplar dos circuitos y tiene devanados primario y secundario que están físicamente separados uno de otro.
- El devanado de salida estará aislado (isolated) de la tierra (se encuentra flotando) a menos que se conecte a ésta (bond) al instalarse (figuras 3.50 y 3.51).
- Algunas veces los transformadores de aislamiento (isolated transformers) se conocen como transformadores aislados (insulated transformers) porque efectivamente sus devanados primario y secundario se encuentran aislados (insulated), esto es, no hay conexión eléctrica entre ellos.
- Permite que una señal o potencia de CA sea llevada desde un dispositivo y sea suministrada a otro dispositivo sin conectar eléctricamente los dos circuitos.
- Bloquea la transmisión de señales de CD de un circuito a otro pero permite que pasen las señales de CA.
- Bloquea las interferencias causadas por lazos de tierra (ground loops).
- Si tiene blindaje electrostático se usa para alimentar carga sensitiva y crítica tal como computadoras, convertidores y equipo de laboratorio.
- El blindaje electrostático se conecta a tierra y desempeña dos funciones:
 - Atenúa (filtra) los transitorios de voltaje. Los transformadores de aislamiento blindados tienen razones de atenuación típicas de 100:1 (40 db).
 - Filtra el ruido de modo común, siendo la atenuación típica de aproximadamente 30 db.

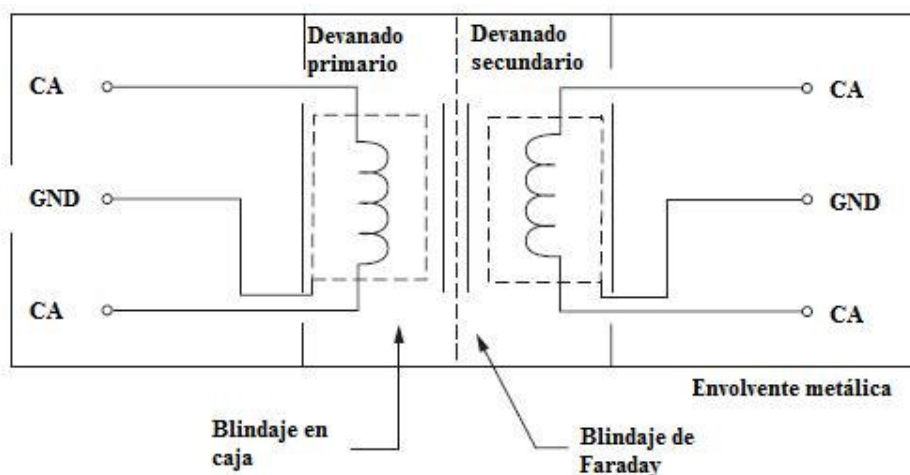


Fig. 3.50 Arreglo del blindaje en un transformador de aislamiento

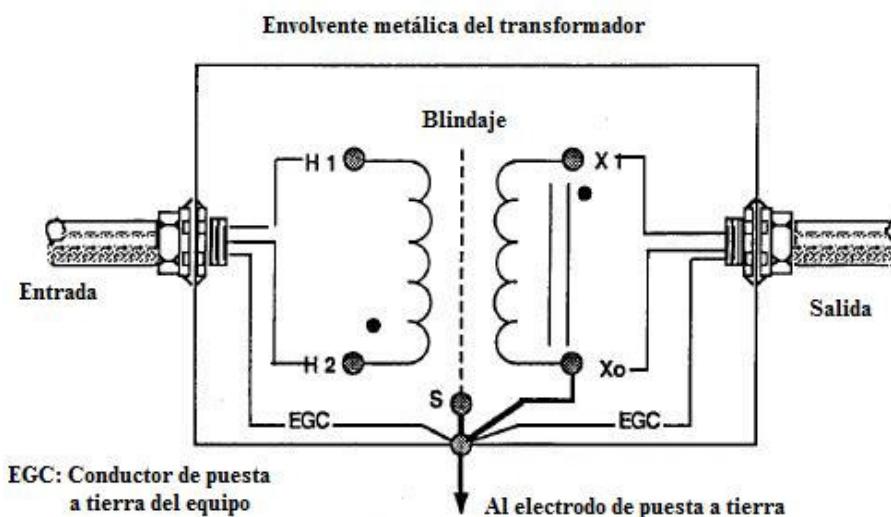


Fig. 3.51 Transformador de aislamiento típico con blindaje electrostático

Cuando se instala más de un transformador de aislamiento entre la fuente y la carga, esto es, cuando se conectan en cascada, se mejora grandemente la calidad de la potencia (energía). Finalmente, como se comentó antes, los transformadores de aislamiento no regulan el voltaje por sí mismos ni protegen al equipo contra sobrevoltajes transitorios por lo que es frecuente que se usen en conjunción con supresores de sobrevoltaje transitorio (TVSS) y reguladores del voltaje, por ejemplo cambiadores de derivaciones (taps).

3.5 Herramientas de cálculo en el análisis de transitorios

Los programas de computadora digital más ampliamente usados para análisis de transitorios son el Programa de Transitorios Electromagnéticos (Electromagnetic Transients Program), conocido comúnmente como EMTP, y sus derivados como el Programa Alternativo de Transitorios ATP. El programa EMTP fue desarrollado originalmente por Hermann W. Dommel en Bonneville Power Administration (BPA) hacia finales de los años 1960 y desde entonces ha sido continuamente mejorado. Una de las razones del porqué este programa es tan popular es por su bajo costo, ya que algunas versiones del mismo son del dominio público. Algunos analistas de sistemas eléctricos de potencia han estado usando programas de computadora desarrollados más para el análisis de circuitos electrónicos tales como el bien conocido Spice y sus derivados. Aunque los programas mencionados continúan siendo muy usados, existen actualmente muchos otros programas adecuados para este fin. Para encontrar las versiones y descripciones más actualizadas realice una búsqueda en cualquier buscador en Internet como Google o Altavista.

Casi todas las herramientas para sistemas de potencia resuelven el problema en el dominio del tiempo, recreando la forma de onda punto por punto. Unos pocos programas resuelven el problema en el dominio de la frecuencia usando la transformada de Fourier, desafortunadamente, esto restringe los problemas a circuitos lineales. La solución en el dominio del tiempo se requiere para modelar elementos no lineales tales como apartarrayos y las características de magnetización de los transformadores.

Llevar a cabo estudios de transitorios electromagnéticos es bastante más difícil que realizar otros tipos de análisis como estudios de flujos de carga o de cortocircuito, por lo que esta tarea es cubierta por algunos especialistas en cada compañía o bien por consultores. La principal dificultad estriba en los modelos a usar para los diferentes dispositivos y fenómenos.

Mientras que los programas de transitorios para análisis de circuitos electrónicos pueden formular el problema de varias maneras, los analistas de sistemas de potencia casi siempre favorecen algún tipo de formulación a partir de la matriz de admitancias nodales, porque esta matriz es muy dispersa (tiene muchos elementos cero) permitiendo el uso de técnicas de

dispersidad rápidas y eficientes para resolver problemas de dimensiones muy grandes. También, la formulación a base de admitancias nodales refleja cómo ven al sistema de potencia la mayoría de los ingenieros en sistemas eléctricos de potencia, con elementos en serie y en derivación conectados a buses en donde el voltaje es medido con respecto a una referencia única.

$$[\mathbf{Y}_{\text{bus}}] \mathbf{E}_{\text{bus}} = \mathbf{I}_{\text{bus}} \quad \dots (3.2)$$

Donde:

$[\mathbf{Y}_{\text{bus}}]$ = Matriz de admitancias nodales

$\mathbf{E}_{\text{bus}}$ = Vector de voltajes nodales

$\mathbf{I}_{\text{bus}}$ = Vector de inyecciones de corriente en los nodos

Para obtener conductancias para los elementos descritos por ecuaciones diferenciales, los programas de transitorios discretizan las ecuaciones con una fórmula de integración numérica apropiada, siendo la regla de integración trapezoidal y los métodos de Runge Kutta en sus diversas variantes los más empleados. Las no linealidades son manejadas por métodos de solución iterativa. Algunos programas incluyen las no linealidades en la formulación general, mientras que otros, como aquellos que siguen la metodología EMTP separan las porciones lineal y no lineal del circuito para lograr soluciones más rápidas. Esto debilita la habilidad del programa para resolver algunas clases de problemas lineales pero esto no es usualmente una restricción significativa para la mayoría de los problemas de sistemas de potencia.

El software usado para simular transitorios electromagnéticos, electromecánicos y en sistemas de control permite al diseñador o al analista insertar diversos componentes que son parte del sistema eléctrico de potencia bajo evaluación, y después prueba el sistema completo para un rango de condiciones transitorias. Como se ha comentado previamente, se necesita una solución en el dominio del tiempo para modelar elementos no lineales como apartarrays (surge arresters) y las características de magnetización de los transformadores.

Si usa el programa ATP-EMTP, las componentes del sistema que se pueden insertar incluyen (DeDad, 2006):

- Elementos lineales acoplados y desacoplados; y resistencias, capacitancias e inductancias concentradas (elemento RLC).
- Líneas de transmisión y cables con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia.
- Resistencias e inductancias no lineales, histéresis de inductores, resistencias variables con el tiempo, y resistencias controladas.
- Componentes con no linealidades como transformadores (incluyendo saturación e histéresis), apartarrayos (con gaps o sin gaps), y arcos.
- Switches ordinarios, switches dependientes del tiempo y dependientes del voltaje, y switches estadísticos (estudios de Monte-Carlo).
- Válvulas (diodos, tiristores, triacs) y switches controlados.
- Fuentes analíticas como funciones escalón, rampa, sinusoidal y exponencial.
- Máquinas giratorias tales como máquinas síncronas trifásicas y modelos de máquina universal.

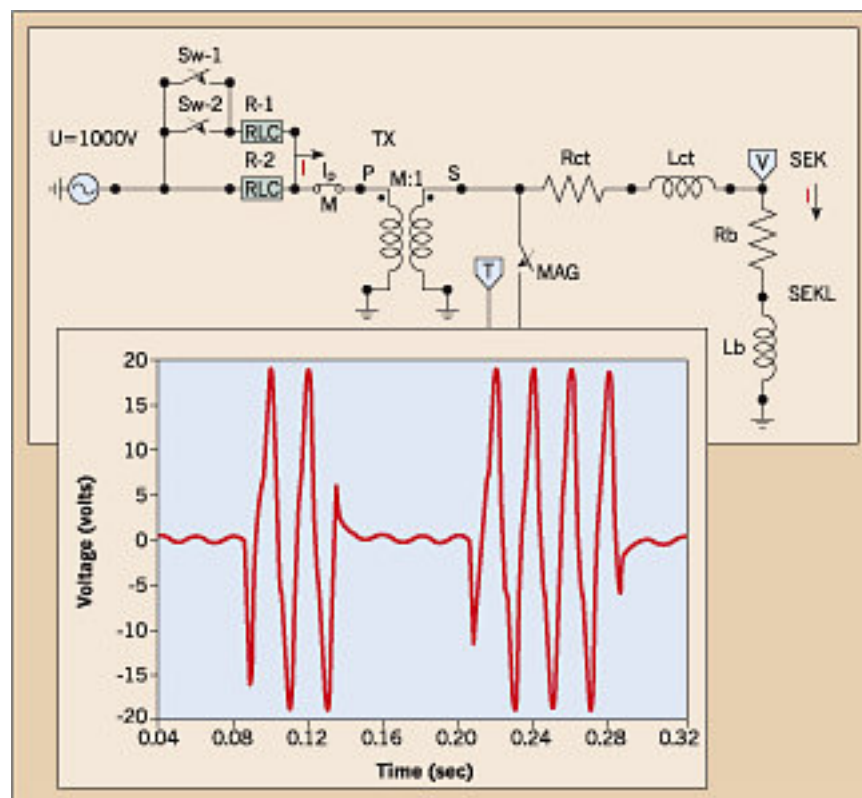


Fig. 3.52 Circuito de potencia ejemplo para el programa ATP-EMTP

ATP-EMTP es usado en todo el mundo para realizar análisis de transitorios por rayos y por switcheos, coordinación del aislamiento y estudios de oscilación torsional de ejes, modelación de relevadores de protección, estudios de armónicos y de calidad de la energía, modelado HVDC y FACTS. Estudios típicos realizados con ATP-EMTP son:

- Estudios de sobrevoltaje transitorio por rayos.
- Transitorios por switcheo y fallas.
- Estudios de sobrevoltajes estadísticos y sistemáticos.
- Transitorios muy rápidos en GIS (subestaciones aisladas con gas) y aterrizajes.
- Modelado de máquinas.
- Estabilidad transitoria y arranque de motores.
- Estudios de oscilación torsional de ejes.
- Switcheo de transformadores y reactores/capacitores en derivación.
- Ferresonancia.
- Aplicaciones de electrónica de potencia.
- Modo o ciclo de trabajo de interruptores (arco eléctrico) e interrupción de corriente (current chopping).
- Dispositivos FACTS (Flexible AC Transmission Systems <Sistemas flexibles de transmisión en CA>): modelación de STATCOM (Static Synchronous Compensator <Compensador síncrono estático>), SVC (Static VAR Compensator <Compensador estático de VAR>), UPFC (Unified Power Flow Controller <Controlador unificado de flujo de potencia>), TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor <Capacitor serie controlado por tiristores>).
- Análisis armónico, resonancias de red.
- Prueba de dispositivos de protección.

Existen programas comerciales como el PSCAD, también conocido como PSCAD/EMTDC (Power System Computer Aided Design / Electromagnetic Transient including DC) desarrollado por el Manitoba-HVDC Research Center en el que se pueden realizar algunos estudios transitorios. La porción EMTDC de esta herramienta analítica es una máquina numérica que genera resultados de simulación para estudios transitorios. El programa tiene una interfase gráfica de usuario (GUI) muy sofisticada y puede ser usado para simular los

efectos de transitorios en redes de transmisión y de distribución, sistemas de distribución industrial, máquinas giratorias, convertidores de potencia, sistemas de generación descentralizada y sistemas embebidos (embedded systems) como los de embarcaciones eléctricas, aviones, y sistemas de ferrocarril eléctrico. Este programa también permite usar una variedad de componentes como:

- Resistores, inductores y capacitores fijos y variables.
- Devanados mutuamente acoplados como transformadores e inductores saturables.
- Líneas de transmisión y cables dependientes de la frecuencia.
- Fuentes de voltaje y de corriente.
- Switches e interruptores.
- Diodos, tiristores, GTOs (Gate Turn-Off Thyristors <Tiristores desactivables por compuerta>), IGBTs (Insulated-gate Bipolar Transistors <Transistores bipolares con compuerta aislada>), y otros dispositivos de switcheo de electrónica de potencia.
- Funciones de control analógico y digital, funciones de Laplace y generadores de señal.
- Máquinas de CA y CD, excitadores, gobernadores, estabilizadores, y modelos inerciales.
- Medidores y funciones de medición.
- Controles genéricos de CA y CD.
- Convertidores y circuitos de control de electrónica de potencia.
- Se puede combinar la funcionalidad de señal mezclada para suministrar una solución transitoria completa o ver señales simuladas en tiempo real con una variedad de medidores, indicadores, y ventanas de osciloscopio.

Como se comentó, algunos analistas usan programas como SPICE que fueron desarrollados más para el análisis de circuitos electrónicos. SPICE puede hacer varios tipos de análisis de circuitos entre los que se encuentran:

- Análisis no lineal de CD (calcula la curva de transferencia de CD).
- Análisis transitorio no lineal (calcula el voltaje y la corriente como una función del tiempo cuando se aplica una señal modelada en el dominio del tiempo).
- Análisis lineal de CA (calcula la salida como una función de la frecuencia usando el método fasorial).

- Análisis de ruido.
- Análisis de distorsión.
- Análisis de sensibilidad.
- Análisis de Fourier (calcula y grafica el espectro de frecuencia).

El circuito que se evalúa puede contener los siguientes componentes:

- Fuentes de voltaje y de corriente independientes y dependientes.
- Resistores, inductores y capacitores.
- Inductancias mutuas.
- Líneas de transmisión.
- Amplificadores operacionales.
- Switches.
- Diodos.
- Transistores bipolares.
- Semiconductores de metal-óxido.
- Transistores de efecto de campo de unión.
- Transistores de efecto de campo de metal-óxido.
- Compuertas digitales.

Para especificar la topología del circuito y realizar el análisis, se construye un archivo de entrada ASCII con la extensión *.CIR que contiene:

- Una línea de título para identificar el circuito o análisis a realizar.
- Los estatutos de datos, los cuales describen todos los componentes en el circuito de potencia y sus interconexiones.
- Los estatutos de control, que dicen a SPICE qué tipo o tipos de análisis se desea realizar en el circuito.
- Los estatutos de salida, los que especifican qué variables van a ser impresas o graficadas.

Algunos de los programas comerciales más conocidos que utilizan el lenguaje de programación Spice son:

- HSim y HSpice (de la compañía Synopsis).
- PSpice (antes propiedad de MicroSim, actualmente propiedad de Cadence OrCAD). Quizá el más popular de los programas basados en Spice y el primero que ofreció un programa para PC.
- AIM-Spice

Para detalles acerca del programa ATP-EMTP visite el sitio web:

<http://www.emtp.org>

Para detalles acerca del programa PSCAD visite el sitio web:

<http://pscad.com>

Para detalles acerca de SPICE3 (de libre distribución) visite la página web:

<http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Classes/icbook/SPICE/> de la Universidad de California en Berkley (desarrolladores originales del lenguaje de programación Spice).

Para detalles acerca del programa Hspice de la compañía Synopsis visite la página web:

<http://www.synopsys.com/products/mixedsignal/hspice/hspice.html>.

Para detalles acerca del programa PSpice visite la página web:

http://www.cadence.com/products/orcad/pspice_simulation/pages/default.aspx

Para detalles acerca del programa AIM-Spice visite el sitio web:

<http://www.aimspice.com/>

Capítulo 4

Fundamentos de la distorsión armónica

Como se ha comentado en los capítulos anteriores, algunas de las implicaciones de las deficiencias en el voltaje y en la frecuencia son (Cobas, s/f):

- Con parámetros del voltaje diferentes a los nominales o de trabajo ocurre una aceleración del envejecimiento del aislamiento de los equipos eléctricos, como consecuencia de un mayor calentamiento y, en algunos casos, como resultado del reforzamiento de procesos de ionización. De esto se deriva un incremento en los índices de falla.
- Las desviaciones del voltaje llevan a un aumento del calentamiento de motores eléctricos con momentos constantes de carga disminuyendo la vida del aislamiento.
- La elevación del voltaje por encima del nominal implica la disminución de la vida útil de las lámparas.
- El desbalance en los voltajes trifásicos, implica el calentamiento adicional del equipo de fuerza y disminuye su vida útil. Este evento también influye negativamente el funcionamiento de algunos esquemas de protección por relevadores, provocando operaciones incorrectas y sacando de operación a los equipos.
- Las fluctuaciones rápidas en los voltajes trifásicos, características de circuitos donde están conectados hornos de arco eléctrico, llevan a la variación del par en los motores eléctricos, lo que origina la aparición de esfuerzos adicionales en las cabezas de las bobinas de las máquinas, su vibración y tensiones de fatiga en elementos mecánicos constructivos del propio motor y el accionamiento, lo que trae como resultado una disminución de su tiempo de vida.
- La variación del voltaje afecta de diferente manera a los distintos tipos de equipo eléctrico, por ejemplo, en los bancos de capacitores utilizados para la compensación de potencia reactiva, provoca transitorios que conducen a la sobrecarga por corriente de los capacitores y en ocasiones por voltaje, como resultado de lo cual el banco puede

salir de servicio en un período, a veces, significativamente rápido dependiendo de la magnitud de la perturbación.

- En el caso de los motores, las variaciones del voltaje conducen al calentamiento adicional y a la variación del momento al eje. Las depresiones de voltaje en los motores asíncronos tienden a frenarlos y llevan a procesos de re arranque, pudiendo llegar a situaciones de disparo de protecciones, sobretodo cuando trabajan simultáneamente grupos de motores.
- La disminución del voltaje en algunos niveles trae como consecuencia el aumento de la demanda de potencia reactiva de los equipos eléctricos, esto conduce al aumento de las pérdidas de energía en las redes y al empeoramiento progresivo de las condiciones del voltaje.
- La reducción de la frecuencia conduce a una disminución de la productividad de los accionamientos eléctricos, al trabajo inestable de equipos electrónicos, de mediciones y de sistemas de protección. En las centrales termoeléctricas tiene también influencia en las vibraciones de las turbinas, las que tienen bandas estrechas de variaciones admisibles de frecuencia.
- La experiencia con los sistemas industriales ha mostrado una dependencia entre la disminución de la confiabilidad y la disminución de los parámetros de calidad de la energía eléctrica.

Además de las deficiencias del voltaje y de la frecuencia, deben considerarse los problemas asociados con la distorsión de la corriente por las cargas no lineales actuales.

La llegada de los procesos de conversión electrónica de potencia ha sido aplaudida por los consumidores, pero los problemas asociados con la calidad de la energía eléctrica no siempre se reconocen. Los dispositivos de estado sólido que hacen posible la existencia de equipos como fuentes de potencia en modo conmutado, convertidores que pueden operar como rectificadores o como inversores, calentamiento por inducción a alta frecuencia e impulsores de velocidad ajustable, también hacen que estos convertidores de potencia sean generadores de *corrientes armónicas* y fuentes adicionales de caídas de tensión en las líneas. Así, además de los disturbios generados por la operación normal del sistema de suministro de energía y del equipo de carga, debe tomarse en cuenta los disturbios resultantes de las cargas electrónicas.

Durante muchos años, las corrientes armónicas se originaban principalmente en unas pocas fuentes a gran escala, como hornos de arco y terminales de transmisión en HVDC (alto voltaje en CD). En estos casos, las corrientes armónicas podían ser removidas con relativa facilidad colocando filtros grandes y costosos entre la fuente de armónicas y la línea principal de suministro, por lo tanto, hasta los años 1960, las principales fuentes de armónicas en el sistema de potencia eran los hornos de arco y unas pocas cargas tipo convertidor.

En la actualidad la situación ha cambiado dramáticamente, ya que las fuentes de corrientes armónicas se encuentran distribuidas en todo el sistema y los principales generadores de armónicas son los usuarios finales que tienen instalados equipos industriales como rectificadores, inversores y controles de estado sólido para motores de velocidad ajustable, así como equipos pequeños pero muy numerosos como computadoras, televisores y lámparas de descarga con balastos electrónicos. Al mismo tiempo, un número creciente de consumidores está usando equipo sensitivo, como equipo de cómputo, cuya operación puede ser afectada adversamente por las armónicas.

Con los tiristores y las fuentes de potencia estáticas se introdujeron muchos impulsores de velocidad ajustable en la industria en los años 1970. Con el incremento del uso de convertidores varios problemas nuevos comenzaron a hacerse notables:

- Flujo de corrientes armónicas desde el convertidor hacia el sistema de CA.
- Factores de potencia bajos en el lado de CA.
- Pobre regulación de voltaje en el lado de CA debido a los bajos factores de potencia.
- Excesiva interferencia inducida en los equipos de telecomunicaciones debido a los acoplamientos mutuos.
- Distorsión de los voltajes de alimentación de CA que afecta el funcionamiento de equipo de cómputo y de dispositivos de control numérico.
- Error en las mediciones.
- Corrientes sostenidas en los neutros de sistemas trifásicos de cuatro hilos (3 de fase y un neutro común) y calentamiento de los mismos.

No sería económicamente factible detectar y filtrar cada fuente pequeña de armónicas o aislar cada carga sensitiva de todos los disturbios en la línea de suministro, una aproximación más

práctica es controlar las armónicas por consenso sobre los límites de niveles de emisión con filtros instalados en las cargas productoras de armónicas y al mismo tiempo definir niveles aceptables de susceptibilidad para el equipo sensitivo. El equipo electrónico inusualmente sensitivo puede ser alimentado por interfases especiales de acondicionamiento de la potencia, ya sean externos o integrados al mismo equipo. Esta aproximación requiere de la colaboración entre las compañías suministradoras, los fabricantes del equipo, los usuarios, las agencias reguladoras y los cuerpos de estandarización.

4.1 Generación y efectos de la distorsión armónica en el voltaje y en la corriente.

En un sistema eléctrico de potencia, la forma de onda del voltaje nunca es exactamente una senoide a una frecuencia constante, este fenómeno es llamado *distorsión armónica del voltaje* o simplemente *distorsión del voltaje*. Cuando una forma de onda es periódica (o se trata como periódica), ésta puede ser descrita como una suma de ondas sinusoidales con frecuencias que son múltiplos de la frecuencia fundamental (60 Hz en México). Las componentes a frecuencia no fundamentales son llamadas *distorsión armónica*.

Existen tres contribuciones a la distorsión armónica del voltaje (Bollen, 1999, Pág. 10):

- El voltaje generado por una máquina sincrónica no es exactamente sinusoidal debido a pequeñas desviaciones de la forma ideal de la máquina. Ésta es una contribución pequeña, de manera que suponer que el voltaje generado es sinusoidal es una buena aproximación.
- El sistema de potencia que transporta la energía eléctrica de las estaciones generadoras a las cargas no es completamente lineal, aunque la desviación es pequeña. Algunas componentes en el sistema extraen una corriente no sinusoidal, aún para un voltaje sinusoidal. El ejemplo clásico es el transformador de potencia, donde la no linealidad es debida a la saturación del flujo magnético en el núcleo de hierro del transformador. Un ejemplo más reciente de no linealidad son los enlaces en HVDC. La transformación de CA a CD y de CD a CA tiene lugar usando componentes de electrónica de potencia que sólo conducen durante parte de un ciclo.

La cantidad de distorsión armónica que se origina en el sistema de potencia es normalmente pequeña. El uso creciente de electrónica de potencia para el control del flujo de potencia y del voltaje (sistemas flexibles de transmisión de CA o FACTS) lleva el riesgo de incrementar la cantidad de distorsión armónica que se origina en el sistema de potencia. La tecnología FACTS también ofrece la posibilidad de remover una parte grande de la distorsión armónica que se origina en el sistema o en la carga.

- La principal contribución a la distorsión armónica del voltaje son las cargas no lineales. Una parte creciente de la carga conectada a un sistema de potencia está siendo alimentada a través de convertidores electrónicos de potencia que extraen una corriente no sinusoidal. Las componentes armónicas de la corriente originan componentes armónicas en el voltaje y, por lo tanto, un voltaje no sinusoidal en el sistema.

La presencia de armónicas constituye uno de los problemas más frecuentes de la calidad de la energía, lo que justifica una comprensión integral del problema. Las armónicas son voltajes o corrientes sinusoidales con frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia a la que está diseñado para operar el sistema de alimentación (llamada *frecuencia fundamental*). La frecuencia de un voltaje armónico es un múltiplo entero de la frecuencia original. Por ejemplo, en un sistema de 60 Hz, la segunda armónica será de 120 Hz, la tercera de 180 Hz, y así sucesivamente.

En Castellano se usa indistintamente los términos *armónica* o *armónico* para referirse al término inglés *harmonic*. Esto está contemplado en el Diccionario de la Lengua Española (RAE, 1995):

Armónico, ca. Del lat. *harmonicus*, y éste del gr. ἁρμονικὸς.

3. m. Fís. En una onda periódica cualquiera de sus componentes sinusoidales, cuya frecuencia sea un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

armónico fundamental.

1. Física. El de frecuencia más baja de todos los componentes sinusoidales de una onda periódica.

Mientras que en el Concise Oxford English Dictionary, 11a edición:

harmonic

Adjetivo

Física. De o denotando componentes de una oscilación u onda compleja cuyas frecuencias son múltiplos exactos de la frecuencia básica.

Sustantivo

Física. Una componente armónica de una oscilación u onda compleja.

Lo anterior coincide plenamente con la definición de armónica proporcionada en IEEE (1999, Pág. 17):

Armónica (componente).

Una componente de orden mayor que uno de la serie de Fourier de una cantidad periódica.

4.1.1 Series y coeficientes de Fourier

Como se comentó en los apartados 1.1 y 1.6, un voltaje periódico no sinusoidal variable con el tiempo puede ser reemplazado por tres componentes derivadas de la transformación de Fourier, conocidas como **componente de CD** (V_0), **componente fundamental** (v_1) y **contenido armónico** (v_A):

$$v(t) = V_0 + [a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)] + \sum_{k=2}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)] \quad \dots (4.1a)$$

$$v(t) = V_0 + V_{P1} \cos(\omega t + \phi_1) + \sum_{k=2}^{\infty} V_{Pk} \cos(k\omega t + \phi_k) = V_0 + v_1(t) + v_A(t) \quad \dots (4.1b)$$

Donde (Alexander y Sadiku, 2002, Págs.708 a 711; Arrillaga y Watson, 2003, Cap. 2):

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad \dots (4.2)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad \dots (4.3)$$

$$V_{Pk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{2} V_k \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad \dots (4.4)$$

$$\phi_k = -\tan^{-1} \frac{b_k}{a_k} \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad \dots (4.5)$$

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt = \text{Componente de CD} = \text{Valor promedio de } v(t) \quad \dots (4.6)$$

$$v_1(t) = V_{p1} \cos(\omega t + \phi_1) = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cos(\omega t - \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1}) = \text{Componente fundamental}$$

$$v_A(t) = \sum_{k=2}^{\infty} v_k(t) = \sum_{k=2}^{\infty} V_{pk} \cos(k\omega t + \phi_k) = \sum_{k=2}^{\infty} \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \cos(k\omega t - \tan^{-1} \frac{b_k}{a_k})$$

$$v_A(t) = \text{Contenido armónico}$$

Ejemplo. Encuentre las relaciones entre los coeficientes de Fourier a_k , b_k y los parámetros de la forma magnitud-ángulo de fase V_{pk} , ϕ_k .

$$v_k(t) = V_{pk} \cos(k\omega t + \phi_k) = V_{pk} [\cos(k\omega t) \cos(\phi_k) - \text{sen}(k\omega t) \text{sen}(\phi_k)]$$

$$v_k(t) = V_{pk} \cos(k\omega t + \phi_k) = V_{pk} \cos(\phi_k) \cos(k\omega t) - V_{pk} \text{sen}(\phi_k) \text{sen}(k\omega t)$$

$$V_{pk} \cos(k\omega t + \phi_k) = a_k \cos(k\omega t) + b_k \text{sen}(k\omega t)$$

Por lo tanto:

$$a_k = V_{pk} \cos(\phi_k)$$

$$b_k = -V_{pk} \text{sen}(\phi_k)$$

$$-\tan(\phi_k) = \frac{-\text{sen}(\phi_k)}{\cos(\phi_k)} = \frac{b_k}{a_k} = \frac{\text{sen}(-\phi_k)}{\cos(-\phi_k)} = \tan(-\phi_k)$$

$$\phi_k = -\tan^{-1} \frac{b_k}{a_k}$$

$$\sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{V_{pk}^2 \cos^2(\phi_k) + V_{pk}^2 \text{sen}^2(\phi_k)} = \sqrt{V_{pk}^2 [\cos^2(\phi_k) + \text{sen}^2(\phi_k)]} = V_{pk}$$

Al trabajar con armónicas en sistemas eléctricos, la forma magnitud-ángulo de fase de la serie trigonométrica de Fourier es común usarla más en forma seno que en forma coseno (forma preferida en matemáticas), por ejemplo, para corrientes (Grady, 2005, capítulo 2):

$$i(t) = I_0 + [a_1 \cos(\omega t) + b_1 \text{sen}(\omega t)] + \sum_{k=2}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \text{sen}(k\omega t)] \quad \dots (4.7a)$$

$$i(t) = I_0 + I_{p1} \text{sen}(\omega t + \theta_1) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk} \text{sen}(k\omega t + \theta_k) = I_0 + i_1(t) + i_A(t) \quad \dots (4.7b)$$

Donde:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots, \infty$$

$$I_{Pk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{2} I_k \quad \dots (4.8)$$

$$\theta_k = \tan^{-1} \frac{a_k}{b_k} \quad \dots (4.9)$$

Ejemplo. Encuentre las relaciones entre a_k , b_k , I_{Pk} y θ_k para la serie seno (4.7) de Fourier.

$$i_k(t) = I_{Pk} \sin(k\omega t + \theta_k) = I_{Pk} [\sin(k\omega t) \cos(\theta_k) + \cos(k\omega t) \sin(\theta_k)]$$

$$I_{Pk} \sin(k\omega t + \theta_k) = I_{Pk} \cos(\theta_k) \sin(k\omega t) + I_{Pk} \sin(\theta_k) \cos(k\omega t)$$

$$I_{Pk} \sin(k\omega t + \theta_k) = b_k \sin(k\omega t) + a_k \cos(k\omega t)$$

Por lo tanto:

$$a_k = I_{Pk} \sin(\theta_k)$$

$$b_k = I_{Pk} \cos(\theta_k)$$

$$\tan(\theta_k) = \frac{\sin(\theta_k)}{\cos(\theta_k)} = \frac{a_k}{b_k}$$

$$\theta_k = \tan^{-1} \frac{a_k}{b_k}$$

$$\sqrt{a_k^2 + b_k^2} = \sqrt{I_{Pk}^2 [\sin^2(\theta_k) + \cos^2(\theta_k)]} = \sqrt{I_{Pk}^2} = I_{Pk}$$

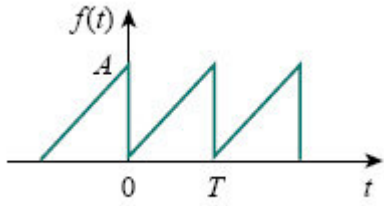
Las condiciones suficientes (aunque no necesarias) para que sean aplicables las expresiones anteriores son (condiciones de Dirichlet):

- La función es univalorada dentro de cualquier periodo.
- Las discontinuidades de la función, si es que existen, son finitas dentro de cualquier periodo.

- La función tiene un número finito de máximos y mínimos dentro de cualquier periodo.
- La función es absolutamente integrable dentro de cualquier periodo:

$$\circ \int_0^T |v(t)| dt < \infty \quad \dots (4.10)$$

Por ejemplo, un tren de pulsos diente de sierra de amplitud máxima A y periodo T segundos tiene la siguiente serie de Fourier:



$$f(t) = \frac{A}{T}t \quad \text{para } 0 < t < T; \quad f(t + kT) = f(t)$$

$$f(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k\omega t)$$

$$f(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{\pi} \sin(\omega t) - \frac{A}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sin(2\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{4} \sin(4\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{6} \sin(6\omega t) + \dots \right\}$$

$$f(t) = f_0 + f_1(t) + f_A(t)$$

Los coeficientes de Fourier se calcularon con el programa Derive:

#1: $t \in \text{Real}$

#2: $T \in \text{Real}$ (Periodo)

#3: $a_k \in \text{Real}$

#4: $b_k \in \text{Real}$

#5: $\omega := \frac{2 \cdot \pi}{T}$ (Frecuencia angular)

#6: $f(t) := \frac{A}{T} \cdot t$ (Definición de la función diente de sierra)

#7: $V_0 \in \text{Real}$

#8: $V_0 := \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) dt$ (Cálculo del valor promedio o componente de CD)

#9: $V_0 := \frac{A}{2}$ (Componente de CD)

#10: $a_k := \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) dt$ (Cálculo de a_k)

$$\#11: a_k := \frac{A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k)}{2 \cdot \pi \cdot k} + \frac{A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k)}{\pi \cdot k} - \frac{A}{2 \cdot \pi \cdot k}$$

$$\#12: \text{TABLE} \left(\frac{A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k)}{2 \cdot \pi \cdot k} + \frac{A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k)}{\pi \cdot k} - \frac{A}{2 \cdot \pi \cdot k}, k, 1, 8, 1 \right) \quad (\text{Tabulación de } a_k)$$

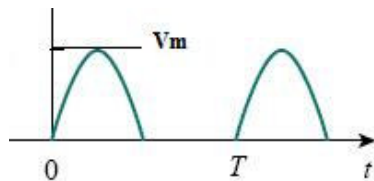
$$\#14: b_k := \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) dt \quad (\text{Cálculo de } b_k)$$

$$\#15: b_k := \frac{A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k)}{2 \cdot \pi \cdot k} - \frac{A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k)}{\pi \cdot k}$$

$$\#16: \text{TABLE} \left(\frac{A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot k)}{2 \cdot \pi \cdot k} - \frac{A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k)}{\pi \cdot k}, k, 1, 8, 1 \right) \quad (\text{Tabulación de } b_k)$$

$$\#13 \quad \begin{array}{cc} k & a_k \\ \left[\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \end{array} \right] & \left[\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \quad \#17 \quad \begin{array}{cc} k & b_k \\ \left[\begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \end{array} \right] & \left[\begin{array}{c} -\frac{A}{\pi} \\ -\frac{2 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{3 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{4 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{5 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{6 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{7 \cdot \pi}{A} \\ -\frac{8 \cdot \pi}{A} \end{array} \right] \end{array}$$

Para una onda seno semirectificada (rectificador de media onda):



$$v(t) = \begin{cases} V_m \sin(\omega t) & \text{para } 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \text{para } \frac{T}{2} < t < T \end{cases}; \quad v(t + kT) = v(t)$$

La expansión en serie de Fourier es:

$$v(t) = \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2} \text{sen}(\omega t) - \frac{2V_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{1 \bullet 3} \cos(2\omega t) + \frac{1}{3 \bullet 5} \cos(4\omega t) + \dots + \frac{1}{(k-1)(k+1)} \cos(k\omega t) \right\}_{k=\text{par}}$$

$$v(t) = \frac{V_m}{\pi} + \frac{V_m}{2} \text{sen}(\omega t) - \frac{2V_m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{4k^2 - 1} \cos(2k\omega t) = V_0 + v_1(t) + v_A(t)$$

Cálculo de los coeficientes de Fourier usando el programa Derive.

#1: $t \in \text{Real}$

#2: $T \in \text{Real } [0, \infty)$

#3: $a_k \in \text{Real}$

#4: $b_k \in \text{Real}$

#5: $\omega := \frac{2 \cdot \pi}{T}$

#6: $V_0 \in \text{Real}$

#7: $V_0 := \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \, dt$

#8: $a_k := \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) \, dt$

#9: $b_k := \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t) \, dt$

#10: $V_m \in \text{Real}$

#11: $f(t) := V_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \left(\text{STEP}(t) - \text{STEP}\left(t - \frac{T}{2}\right) \right)$

#12: $V_0 := \frac{V_m}{\pi}$ (Componente de directa)

#13: $a_k := \frac{V_m \cdot (\cos(\pi \cdot k) + 1)}{\pi \cdot (k + 1) \cdot (1 - k)}$

#15: $b_k := \frac{V_m \cdot \sin(\pi \cdot k)}{\pi \cdot (k + 1) \cdot (1 - k)}$

#16: $\text{TABLE}\left(\frac{V_m \cdot \sin(\pi \cdot k)}{\pi \cdot (k + 1) \cdot (1 - k)}, k, 1, 25, 1\right)$

#18: $k := 1$

#19: $a_k := 0$

#20: $b_k := \frac{V_m}{2}$ (Componente fundamental)

#14

#17

$$\begin{array}{c}
 k \quad a_k \\
 \left[\begin{array}{c}
 1 \quad ? \\
 2 \quad - \frac{2 \cdot V_m}{3 \cdot \pi} \\
 3 \quad 0 \\
 4 \quad - \frac{2 \cdot V_m}{15 \cdot \pi} \\
 5 \quad 0 \\
 6 \quad - \frac{2 \cdot V_m}{35 \cdot \pi} \\
 7 \quad 0 \\
 8 \quad - \frac{2 \cdot V_m}{63 \cdot \pi}
 \end{array} \right]
 \end{array}$$

$$\begin{array}{c}
 k \quad b_k \\
 \left[\begin{array}{c}
 1 \quad ? \\
 2 \quad 0 \\
 3 \quad 0 \\
 4 \quad 0 \\
 5 \quad 0 \\
 6 \quad 0 \\
 7 \quad 0 \\
 8 \quad 0
 \end{array} \right]
 \end{array}$$

Como puede verse, existe la componente de CD, la componente a frecuencia fundamental y componentes armónicas pares, no existen armónicas impares.

Las componentes de directa y las armónicas pares pueden ser causa de grandes problemas en el sistema (Fuchs y Masoum, 2008, Pág. 8):

La presencia de una componente de voltaje y/o de corriente de CD en un sistema de CA es llamado **offset de CD**. Las causas principales del offset de CD en sistemas de potencia son:

- empleo de rectificadores y otros dispositivos electrónicos de conmutación,
- disturbios geomagnéticos producidos por llamaradas solares que producen corrientes inducidas geomagnéticamente (GICs).

Los principales efectos perjudiciales del offset de CD son:

- saturación de medio ciclo de núcleos de transformadores,
- generación de armónicas pares además de armónicas impares,
- calentamiento adicional en aparatos que lleva a un decremento de la vida esperada de transformadores, máquinas giratorias y dispositivos electromagnéticos,
- erosión electrolítica de electrodos de puesta a tierra y de otros conectores.

Mientras que en la página 14 de la misma fuente se lee:

La presencia de armónicas pares es frecuentemente un indicio de que algo está mal (por ejemplo conmutación imperfecta de conmutadores electrónicos), ya sea con el equipo de carga o con el transductor usado para realizar la medición. Existen excepciones notables a esto tales como rectificadores de media onda, hornos de arco eléctrico (con arcos aleatorios), y la presencia de corrientes inducidas geomagnéticamente en el sistema de potencia.

Cuando la función tiene algún tipo de simetría, algunos coeficientes de Fourier son cero y las expresiones se simplifican (Alexander y Sadiku, 2001, Págs. 717 a 722):

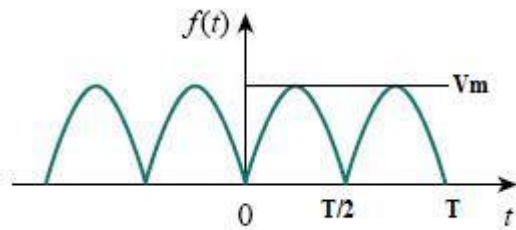
1. Una función presenta **simetría par** cuando $v(t) = v(-t)$, entonces se tiene que $b_k = 0$, por lo tanto se tendrá una serie coseno:

$$v(t) = V_0 + a_1 \cos(\omega t) + \sum_{k=2}^{\infty} a_k \cos(k\omega t) = V_0 + v_1(t) + v_A(t) \quad \dots (4.11)$$

$$V_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} v(t) dt$$

$$a_k = V_{pk} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} v(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots$$

Por ejemplo, una forma de onda senoidal con rectificación de onda completa presenta simetría par y su serie de Fourier está dada por la expresión (Hsu, 1973, Pág. 22):



$$f(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{4k^2 - 1} \cos(2k\omega t)$$

$$\text{con } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$f(t) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{4V_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{3} \cos(2\omega t) + \frac{1}{15} \cos(4\omega t) + \frac{1}{35} \cos(6\omega t) + \frac{1}{63} \cos(8\omega t) + \dots \right\}$$

El listado del cálculo de los coeficientes de Fourier usando el programa Derive se muestra a continuación.

#1: $t \in \text{Real}$

#2: $T \in \text{Real } [0, \infty)$

#3: $V_m \in \text{Real } [0, \infty)$

#4: $w \in \text{Real } (-\infty, 0)$

#5: $V_0 \in \text{Real}$

#6: $a_k \in \text{Real}$

#7: $w := \frac{2 \cdot \pi}{T}$

#8: $v(t) := V_m \cdot \text{SIN}(w \cdot t)$

#9: $V_0 := \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} v(t) \, dt$

#10: $V_0 := \frac{2 \cdot V_m}{\pi}$

#11: $a_k := \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} v(t) \cdot \text{COS}(k \cdot w \cdot t) \, dt$

#12: $a_k := \frac{2 \cdot V_m \cdot (\text{COS}(\pi \cdot k) + 1)}{\pi \cdot (k + 1) \cdot (1 - k)}$

#13: $\text{TABLE} \left(\frac{2 \cdot V_m \cdot (\text{COS}(\pi \cdot k) + 1)}{\pi \cdot (k + 1) \cdot (1 - k)}, k, 1, 9, 1 \right)$

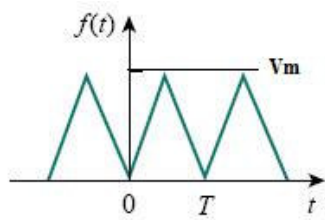
#14:

k	a_k
1	?
2	$-\frac{4 \cdot V_m}{3 \cdot \pi}$
3	0
4	$-\frac{4 \cdot V_m}{15 \cdot \pi}$
5	0
6	$-\frac{4 \cdot V_m}{35 \cdot \pi}$
7	0
8	$-\frac{4 \cdot V_m}{63 \cdot \pi}$
9	0

#15: $k := 1$

#16: $a_k := 0$

Otra forma de onda que presenta simetría par es la onda triangular positiva. Su serie de Fourier es:



$$f(t) = \frac{V_m}{2} - \frac{4V_m}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k-1)^2} \cos[(2k-1)\omega t]$$

$$f(t) = \frac{V_m}{2} - \frac{4V_m}{\pi^2} \cos(\omega t) - \frac{4V_m}{\pi^2} \left\{ \frac{1}{9} \cos(3\omega t) + \frac{1}{25} \cos(5\omega t) + \frac{1}{49} \cos(7\omega t) + \dots \right\}$$

Cálculo de los coeficientes de Fourier con el programa Derive

#1: $t \in \text{Real}$

#2: $T \in \text{Real } [0, \infty)$

#3: $V_m \in \text{Real } [0, \infty)$

#4: $\omega \in \text{Real } (-\infty, 0)$

#5: $V_0 \in \text{Real}$

#6: $a_k \in \text{Real}$

#7: $\omega := \frac{2 \cdot \pi}{T}$

#8: $v(t) := \frac{2 \cdot V_m}{T} \cdot t$

#9: $V_0 := \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} v(t) \, dt$

#10: $V_0 := \frac{V_m}{2}$ (Componente de directa)

#11: $a_k := \frac{4}{T} \cdot \int_0^{T/2} v(t) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) \, dt$

#12: $a_k := \frac{2 \cdot V_m \cdot \cos(\pi \cdot k)}{\pi^2 \cdot k^2} + \frac{2 \cdot V_m \cdot \sin(\pi \cdot k)}{\pi \cdot k} - \frac{2 \cdot V_m}{\pi^2 \cdot k^2}$

#13: $\text{TABLE} \left(\frac{2 \cdot V_m \cdot \cos(\pi \cdot k)}{\pi^2 \cdot k^2} + \frac{2 \cdot V_m \cdot \sin(\pi \cdot k)}{\pi \cdot k} - \frac{2 \cdot V_m}{\pi^2 \cdot k^2}, k, 1, 10, 1 \right)$

#14:

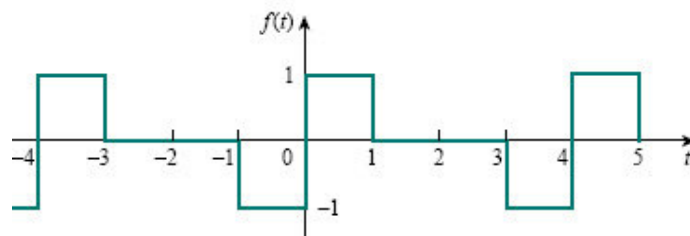
$$\begin{array}{cc}
 k & a_k \\
 \left[\begin{array}{c}
 1 - \frac{4 \cdot V_m}{\pi^2} \\
 2 \quad 0 \\
 3 - \frac{4 \cdot V_m}{9 \cdot \pi^2} \\
 4 \quad 0 \\
 5 - \frac{4 \cdot V_m}{25 \cdot \pi^2} \\
 6 \quad 0 \\
 7 - \frac{4 \cdot V_m}{49 \cdot \pi^2} \\
 8 \quad 0 \\
 9 - \frac{4 \cdot V_m}{81 \cdot \pi^2}
 \end{array} \right]
 \end{array}$$

2. Una función presenta **simetría impar** si $v(t) = -v(-t)$ y entonces $V_0 = 0$; $a_k = 0$, por lo que se tiene una serie seno:

$$v(t) = b_1 \sin(\omega t) + \sum_{k=2}^{\infty} b_k \sin(k\omega t) = v_1(t) + v_A(t) \quad \dots (4.12)$$

$$b_k = V_{pk} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} v(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{para } k = 1, 2, 3, \dots$$

Por ejemplo, la serie de Fourier para el tren de pulsos mostrado, el cual presenta simetría impar es:



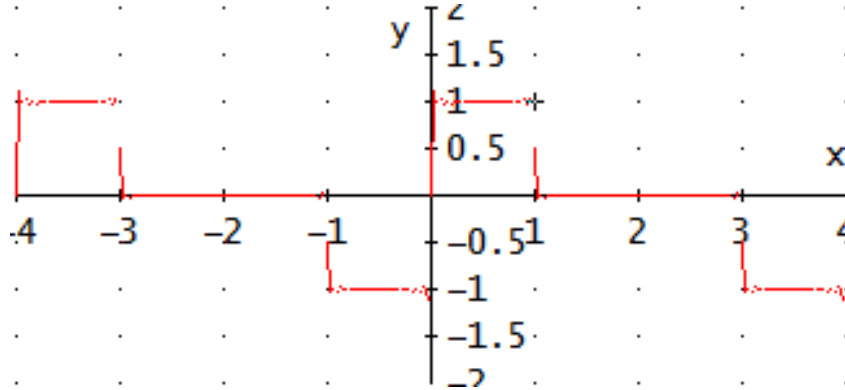
$$f(t) = \frac{2}{\pi} \sin(\omega t) + \frac{2}{\pi} \left(\sin(2\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{3} \sin(6\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \frac{1}{9} \sin(9\omega t) + \dots \right)$$

donde $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{4} = \frac{\pi}{2}$. En forma condensada se tiene:

$$f(t) = \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}t\right) + \frac{2}{\pi} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{k} \left[1 - \cos\left(\frac{k\pi}{2}\right)\right] \sin\left(\frac{k\pi}{2}t\right)$$

Con efectos de comprobación, a continuación se muestra la gráfica generada con el programa Derive usando los primeros 100 términos de la serie.

$$\#1: \quad v(t) := \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{100} \frac{1}{k} \cdot \left(\left(1 - \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{2}\right) \right) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \pi \cdot t}{2}\right) \right)$$



3. Una función presenta **simetría de media onda** cuando $v(t-T/2) = -v(t)$, lo cual significa que **cada semiciclo es la imagen espejo del siguiente semiciclo**. Las funciones $\cos(k\omega t)$ y $\sin(k\omega t)$ satisfacen la condición de simetría de media onda para valores impares de k , esto es: $\sin(3\omega t)$, $\cos(3\omega t)$, $\sin(5\omega t)$, $\cos(5\omega t)$, ... etc. Cuando la función presenta simetría de media onda se tiene:

$$v(t) = [a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)] + \sum_{k=2n-1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)] \quad \text{para } n = 2, 3, 4, \dots$$

$$V_0 = 0$$

$$a_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} v(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{para } k \text{ impar} \quad \dots (4.13a)$$

$$a_k = 0 \quad \text{para } k \text{ par}$$

$$b_k = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} v(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{para } k \text{ impar} \quad \dots (4.13b)$$

$$b_k = 0 \quad \text{para } k \text{ par}$$

Las funciones que presentan simetría de media onda sólo tienen armónicas impares. *Éste es el caso más común al tratar con armónicas producidas por cargas de electrónica de potencia.*

Ordinariamente el término de CD no está presente en sistemas de potencia porque la mayoría de las cargas no producen CD y porque los transformadores bloquean el flujo de CD. Las armónicas de orden par generalmente son mucho más pequeñas que las armónicas de orden impar porque la mayoría de las cargas electrónicas tienen la propiedad de simetría de media onda, y las formas de onda con simetría de media onda sólo tienen armónicas impares.

Por ejemplo, para el tren de pulsos rectangulares mostrado en la figura 4.1 se tiene:

$$v(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t) + \frac{4}{3\pi} \sin(3\omega t) + \frac{4}{5\pi} \sin(5\omega t) + \frac{4}{7\pi} \sin(7\omega t) + \dots \quad [\text{V}] \quad \dots (4.14)$$

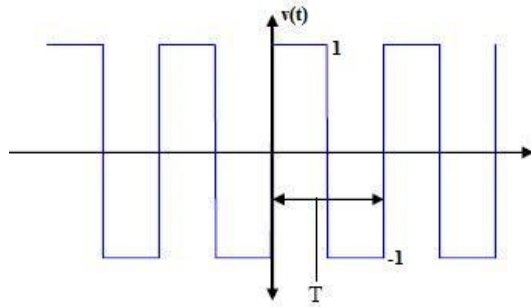


Fig. 4.1 Tren de pulsos rectangulares

Como se puede observar, la función tiene simetría impar y de media onda, por lo tanto sólo existen la componente fundamental y las armónicas seno impares (b_k), los coeficientes de los términos coseno (a_k) y la componente de CD son cero. Si se desea la forma magnitud-ángulo de fase coseno, la expresión 4.14 se puede cambiar restando noventa grados a los términos seno para obtener los espectros de amplitud y de fase de la forma mostrados en la figura 4.2:

$$v(t) = \frac{4}{\pi} \cos(\omega t - 90^\circ) + \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega t - 90^\circ) + \frac{4}{5\pi} \cos(5\omega t - 90^\circ) + \frac{4}{7\pi} \cos(7\omega t - 90^\circ) + \dots$$

Por lo tanto:

$$V_0 = V_{CD} = 0$$

$$v_1(t) = \text{Componente fundamental} = \frac{4}{\pi} \cos(\omega t - 90^\circ)$$

$$v_A(t) = \frac{4}{3\pi} \cos(3\omega t - 90^\circ) + \frac{4}{5\pi} \cos(5\omega t - 90^\circ) + \frac{4}{7\pi} \cos(7\omega t - 90^\circ) + \dots$$

$$v_A(t) = \text{Contenido armónico} = \sum_{k=3}^{\infty} \frac{4}{k\pi} \cos(k\omega t - 90^\circ) \text{ para } k = 3, 5, 7, 9, \dots$$

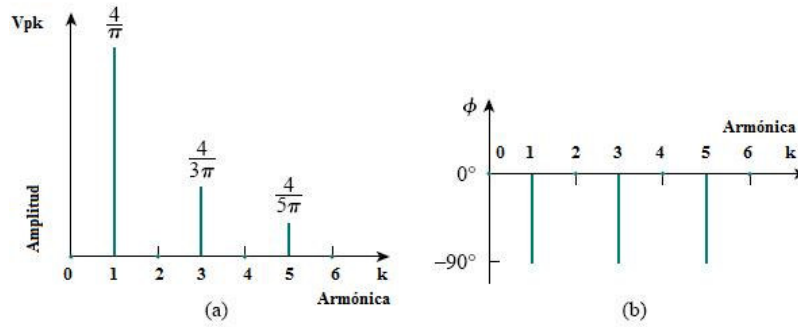


Fig. 4.2 Espectros de amplitud (a) y de fase (b) para la función mostrada en la figura 4.1

En la figura 4.3 se muestra una forma de onda triangular simétrica y su espectro de amplitud. Su expansión en serie de Fourier es:

$$v(t) = \frac{8}{\pi^2} \sin(\omega t) - \frac{8}{3^2 \pi^2} \sin(3\omega t) + \frac{8}{5^2 \pi^2} \sin(5\omega t) - \frac{8}{7^2 \pi^2} \sin(7\omega t) + \dots$$

$$v(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{k_{\max}} \frac{1}{(2k-1)^2} \sin[(2k-1)\omega t]$$

Como se puede observar, es nuevamente una serie seno con armónicas impares: 3^a, 5^a, 7^a, etc., pero la amplitud de las armónicas de la onda triangular decae más rápidamente que para la forma de onda de pulsos rectangulares, esto tiene sentido ya que la forma de onda triangular se asemeja más a una forma de onda sinusoidal y por lo tanto su contenido armónico es menor.

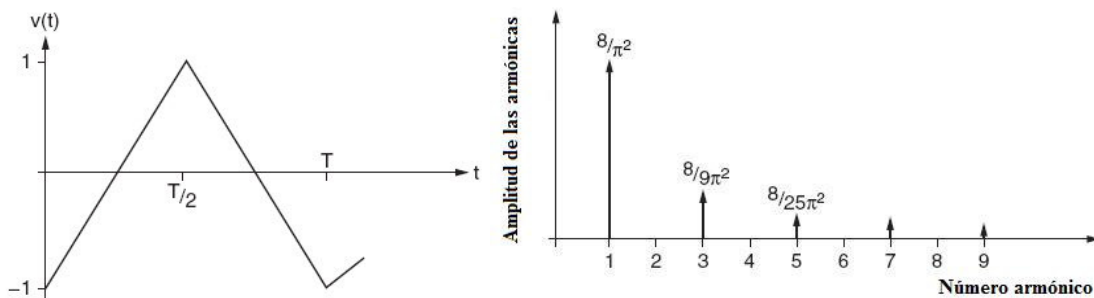
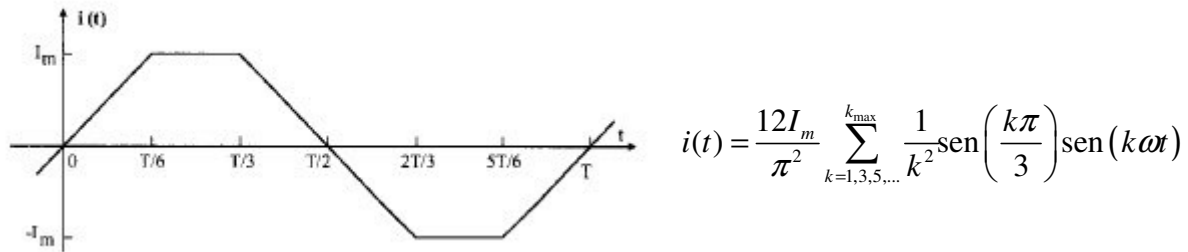


Fig. 4.3 Forma de onda triangular y su espectro de amplitud

Una forma de onda que resulta útil para modelar una onda de switcheo con tiempos de elevación y de caída finitos es la onda trapezoidal. Por ejemplo, para una forma de onda trapezoidal con simetría de media onda, tiempo de elevación y de caída igual a un sexto del periodo se tiene la siguiente serie de Fourier.

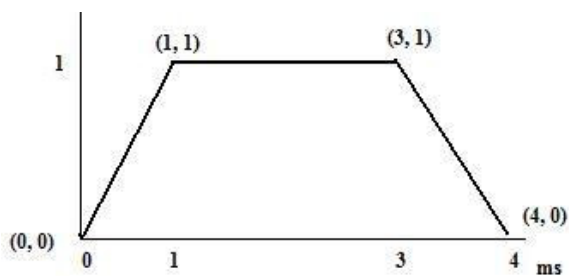


En Clayton (2006, Pág. 121) se muestra que la serie de Fourier para un pulso trapezoidal de amplitud máxima I_m en función del periodo (T), el ancho del pulso τ , si los tiempos de subida (t_r) y bajada (t_f) son iguales, es:

$$i_D(t) = \frac{I_m \tau}{T} + \frac{2I_m \tau}{T} \sum_{k=1}^{k_{\max}} \left[\frac{\sin\left(\frac{k\pi\tau}{T}\right)}{\frac{k\pi\tau}{T}} \right] \left[\frac{\sin\left(\frac{k\pi t_r}{T}\right)}{\frac{k\pi t_r}{T}} \right] \cos\left(\frac{k2\pi}{T} t \pm k\pi \frac{\tau + t_r}{T}\right)$$

Para algunos tipos de forma de onda, el análisis de Fourier se puede realizar con el programa PSpice junto con un análisis transitorio. Para realizar el análisis de Fourier de una forma de onda, se necesita un circuito cuya entrada tenga la forma de onda para la cual se desea encontrar el espectro armónico y cuya salida sea la descomposición de Fourier. Un circuito adecuado es una fuente de voltaje en serie con un resistor lineal de 1 ohm. Por ejemplo:

```
Análisis de Fourier onda trapezoidal
VS1 1 0 PWL(0 0 1m 1 3m 1 4m 0)
R1 1 0 1
.OPTIONS LIMPTS=1000 ITL5=10000
.PROBE
.FOUR 250Hz 25 v(1)
.TRAN .01m 4m 0 .04m
.END
```



La forma de onda se introduce como VS1 usando las funciones PULSE para un pulso trapezoidal, SIN para una senoide, PWL para una forma de onda lineal por intervalos (piecewise linear), y los atributos de la forma de onda son especificados para un periodo. En el ejemplo mostrado, la forma de onda se construyó de manera lineal por intervalos, proporcionando las parejas ordenadas (0, 0), (.001, 1), (.003, 1), (.004, 0), ya que la forma general de una fuente de voltaje lineal por intervalos es:

Vnombre N1 N2 PWL(t1 v1 t2 v2 t3 v3 ...)

donde N1 y N2 son las terminales positiva y negativa de la fuente Vnombre.

El comando de control para el análisis de Fourier tiene la forma:

.FOUR FREQ NoCOMP OV1 <OV2 OV3 ... >

Donde .FOUR indica que se pide una descomposición de los resultados de un análisis transitorio en sus componentes de Fourier. FREQ es la frecuencia fundamental en Hz de la forma de onda ($FREQ=1/PERIODO=1/4m=250$ Hz). NoCOMP es el número de componentes a calcular además de la componente de CD, en este ejemplo 25 (CD, fundamental, 2^a, 3^a, ..., 25^a). Si no se proporciona el número de componentes, por omisión se calculan las primeras nueve. OV1 es la variable de salida, en este ejemplo el voltaje del nodo 1: V(1), aunque se pueden especificar más de una variable de salida.

La forma general del estatuto para realizar el análisis transitorio es:

.TRAN TSTEP TSTOP TSTART TINCR

El análisis de Fourier se lleva a cabo sobre el intervalo de $TSTOP - 1/FREQ$ a TSTOP. Para exactitud máxima, TINCR debería ser igual al periodo de la forma de onda dividido por 100, esto es $TINCR = T/100 = 1/(100 FREQ)$. Cuando se desea salida impresa, la salida se imprime a cada incremento de tiempo TSTEP.

El listado del archivo de salida de este ejemplo es el mostrado a continuación:

```
**** 12/12/08 00:33:52 ***** NT Evaluation PSpice (July 1997) *****
```

Análisis de Fourier onda trapezoidal

```
****   FOURIER ANALYSIS           TEMPERATURE =  27.000 DEG C
```

```
*****
```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)

DC COMPONENT = 7.500000E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	2.500E+02	4.053E-01	1.000E+00	-9.000E+01	0.000E+00
2	5.000E+02	2.027E-01	5.000E-01	-9.000E+01	-1.173E-07
3	7.500E+02	4.504E-02	1.111E-01	-9.000E+01	1.380E-06
4	1.000E+03	1.850E-09	4.565E-09	-3.536E+01	5.464E+01
5	1.250E+03	1.622E-02	4.002E-02	-9.000E+01	2.133E-06
6	1.500E+03	2.253E-02	5.560E-02	-9.000E+01	1.004E-06
7	1.750E+03	8.279E-03	2.043E-02	-9.000E+01	8.018E-06
8	2.000E+03	1.355E-09	3.343E-09	-8.946E+00	8.105E+01
9	2.250E+03	5.012E-03	1.237E-02	-9.000E+01	8.192E-06
10	2.500E+03	8.122E-03	2.004E-02	-9.000E+01	3.886E-06
11	2.750E+03	3.358E-03	8.285E-03	-9.000E+01	1.550E-05
12	3.000E+03	7.208E-10	1.778E-09	-2.844E+01	6.156E+01
13	3.250E+03	2.406E-03	5.938E-03	-9.000E+01	-4.612E-06
14	3.500E+03	4.152E-03	1.025E-02	-9.000E+01	-3.901E-06
15	3.750E+03	1.810E-03	4.465E-03	-9.000E+01	1.291E-05
16	4.000E+03	8.298E-10	2.047E-09	5.017E+01	1.402E+02
17	4.250E+03	1.411E-03	3.481E-03	-9.000E+01	-7.621E-06
18	4.500E+03	2.518E-03	6.214E-03	-9.000E+01	-1.153E-05
19	4.750E+03	1.131E-03	2.791E-03	-9.000E+01	-1.525E-06
20	5.000E+03	6.698E-10	1.653E-09	9.459E+01	1.846E+02
21	5.250E+03	9.274E-04	2.288E-03	-9.000E+01	-8.309E-05
22	5.500E+03	1.692E-03	4.174E-03	-9.000E+01	-8.890E-05
23	5.750E+03	7.745E-04	1.911E-03	-9.000E+01	-1.639E-04
24	6.000E+03	3.444E-09	8.496E-09	-9.514E+01	-5.145E+00
25	6.250E+03	6.569E-04	1.621E-03	-9.000E+01	1.103E-04

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.180359E+01 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .08

La salida tiene la forma senoidal (Alexander y Sadiku, 2001, Pág. 740):

$$v_0(t) = V_{CD} + \sum_{k=1}^{k_{\max}} V_k \sin(k\omega t + \psi_k)$$

La magnitud de cada componente se normaliza con relación a la magnitud de la componente fundamental: $V_{k,n} = V_k / V_1$, y los ángulos normalizados son: $\psi_{k,n} = \psi_k - \psi_1$.

Ejemplo. Encuentre las primeras 9 componentes para la forma de onda cuadrada mostrada en la figura 4.1 considerando un periodo de 2 segundos.

**** 12/12/08 02:38:55 ***** Evaluation PSpice (Nov 1999) *****

Análisis de Fourier onda cuadrada de amplitud unitaria con periodo T=2 segundos (f=0.5 Hz)

**** CIRCUIT DESCRIPTION

```

VS1 1 0 PWL(0 0 1u 1 1 1 1.000001 -1 2 -1 2.000001 0)
R1 1 0 1
.OPTIONS LIMPTS=1000 ITL5=10000
.PROBE
.TRAN 0.01 2 0 0.02
.FOUR 0.5Hz v(1)
.END
**** 12/12/08 02:38:55 **** Evaluation PSpice (Nov 1999) ****
****    FOURIER ANALYSIS            TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)
DC COMPONENT = 5.000000E-03

```

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E-01	1.273E+00	1.000E+00	-4.500E-01	0.000E+00
2	1.000E+00	1.000E-02	7.854E-03	9.000E+01	9.090E+01
3	1.500E+00	4.242E-01	3.332E-01	-1.351E+00	-6.666E-04
4	2.000E+00	1.000E-02	7.854E-03	9.000E+01	9.180E+01
5	2.500E+00	2.543E-01	1.998E-01	-2.253E+00	-3.336E-03
6	3.000E+00	1.000E-02	7.854E-03	9.000E+01	9.270E+01
7	3.500E+00	1.814E-01	1.425E-01	-3.160E+00	-9.356E-03
8	4.000E+00	1.000E-02	7.854E-03	9.000E+01	9.360E+01
9	4.500E+00	1.409E-01	1.107E-01	-4.070E+00	-2.009E-02

```

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.286257E+01 PERCENT
JOB CONCLUDED
TOTAL JOB TIME      .06

```

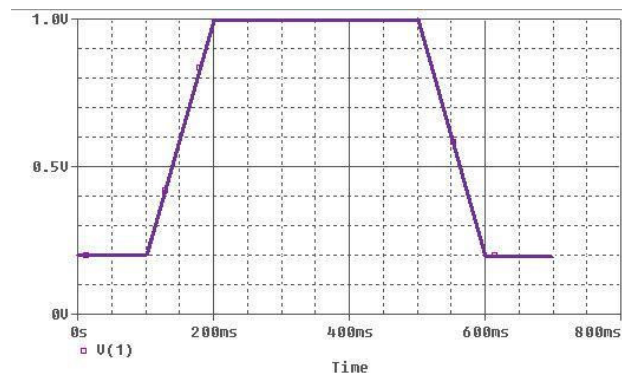
Como se puede observar, tanto la componente de CD como las armónicas pares pueden considerarse de amplitud cero, sólo existe la componente fundamental y las armónicas impares, los valores listados son muy parecidos a los asociados con la figura 4.1.

Ejemplo. Encontrar la serie de Fourier del pulso trapezoidal mostrado con periodo 0.7 segundos usando el programa PSpice.

```

ONDA PULSO TRAPEZOIDAL
VS1 1 0 PULSE(0.2 1 0.1 0.1 0.1 0.3 0.7)
R1 1 0 1
.OPTIONS LIMPTS=1000 ITL5=10000
.PROBE
.TRAN 0.01 0.7 0 0.007
.FOUR 1.428571429 V(1)
.END

```



**** 12/12/108 21:13:08 ***** NT Evaluation PSpice (July 1997) *****

ONDA PULSO TRAPEZOIDAL

**** FOURIER ANALYSIS TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(1)

DC COMPONENT = 6.571200E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.429E+00	4.800E-01	1.000E+00	-9.000E+01	0.000E+00
2	2.857E+00	9.617E-02	2.004E-01	-9.000E+01	1.402E-06
3	4.286E+00	9.602E-02	2.000E-01	9.000E+01	1.800E+02
4	5.714E+00	5.397E-02	1.124E-01	9.000E+01	1.800E+02
5	7.143E+00	1.532E-02	3.192E-02	-9.000E+01	-9.261E-06
6	8.571E+00	1.327E-02	2.765E-02	-9.000E+01	1.058E-05
7	1.000E+01	4.671E-05	9.732E-05	-8.999E+01	5.903E-03
8	1.143E+01	7.473E-03	1.557E-02	-9.000E+01	4.227E-06
9	1.286E+01	4.696E-03	9.783E-03	-9.000E+01	-5.197E-05

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.081000E+01 PERCENT

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .05

La serie de Fourier es por lo tanto:

$$i(t) = 0.65712 + 0.48\text{sen}(\omega t - 90^\circ) + 0.09617\text{sen}(2\omega t - 90^\circ) + 0.09602\text{sen}(3\omega t + 90^\circ) + 0.05397\text{sen}(4\omega t + 90^\circ) + \dots$$

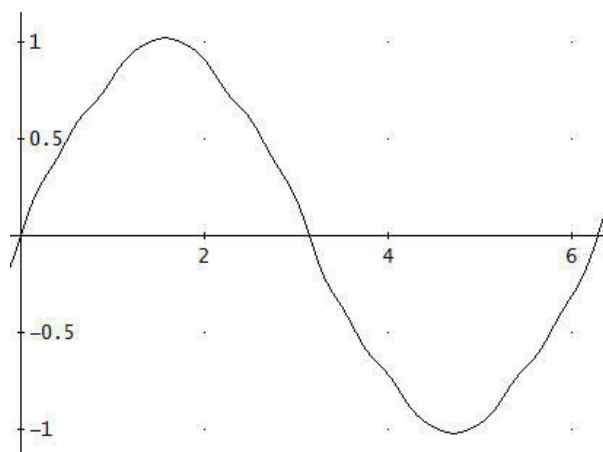


Fig. 4.4 Onda sinusoidal distorsionada por armónicos de orden bajo (5ª, 7ª, 11ª, 13ª)

Un ejemplo de forma de onda de un voltaje sinusoidal ligeramente distorsionado que contiene componente fundamental y 5ª, 7ª, 11ª, y 13ª armónicas se muestra en la figura 4.4. La ecuación representativa es:

$$v(t) = \text{sen}(t) + 0.03\text{sen}(5t) + 0.01\text{sen}(7t) + 0.01\text{sen}(11t) + 0.01\text{sen}(13t) \quad \text{pu}$$

Mientras que la figura 4.5 muestra una onda de voltaje distorsionada por armónicas de orden mayor: 21ª, 35ª, 41ª, 43ª, siendo su ecuación representativa:

$$v(t) = \text{sen}(t) + 0.01\text{sen}(21t) + 0.008\text{sen}(35t) + 0.003\text{sen}(41t) + 0.005\text{sen}(43t) \quad \text{pu}$$

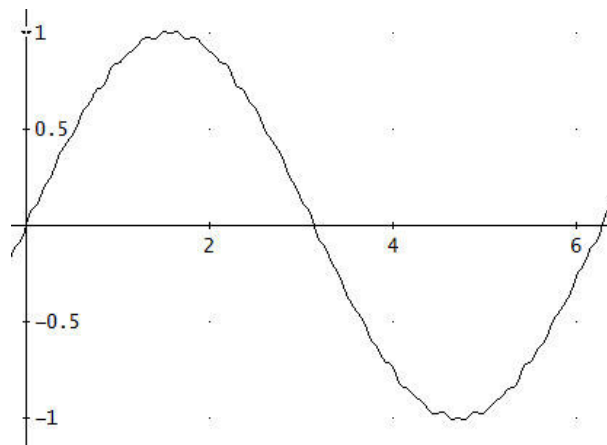


Fig. 4.5 Onda de voltaje distorsionada por armónicas de orden superior (21ª, 35ª, 41ª, 43ª)

Existen dos tipos de desplazamiento de fase relacionados con las armónicas en un sistema eléctrico (Grady, 2005, Capítulo 2):

1. El primero es un desplazamiento en el tiempo, por ejemplo, el desplazamiento de valor $\pm T/3$ segundos entre las corrientes trifásicas balanceadas de secuencia *abc* (equivalente a $\pm 360^\circ/3 = \pm 120^\circ$). Así, para una corriente retrasada en el tiempo una cantidad Δt se tiene:

$$i(t - \Delta t) = I_{p1}\text{sen}[\omega(t - \Delta t) + \theta_1] + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}[k\omega(t - \Delta t) + \theta_k]$$

$$i(t - \Delta t) = I_{p1}\text{sen}[\omega t + \theta_1 - \omega\Delta t] + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}(k\omega t + \theta_k - k\omega\Delta t)$$

$$i(t - \Delta t) = I_{p1}\text{sen}[\omega t + \theta_1 - \theta_0] + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}(k\omega t + \theta_k - k\theta_0)$$

Donde $\theta_0 = \omega \Delta t$ es el ángulo de retraso de la corriente fundamental correspondiente al tiempo de retraso Δt . El último término en la expresión de corriente muestra que cada armónica estará retrasada por un ángulo $k\theta_0$.

Por ejemplo, si un voltaje tiene la forma:

$$v(t) = \frac{8V_m}{\pi^2} \left[\sin(\omega t + 90^\circ) + \frac{1}{9} \sin(3\omega t + 90^\circ) + \frac{1}{25} \sin(5\omega t + 90^\circ) + \frac{1}{49} \sin(7\omega t + 90^\circ) + \dots \right]$$

Para retrasar la forma de onda por $T/4$ segundos, esto es $360^\circ/4=90^\circ$ de la componente fundamental, se resta $k \cdot 90^\circ$ de cada ángulo armónico, por lo tanto:

$$v(t) = \frac{8V_m}{\pi^2} \left[\sin(\omega t + 90^\circ - 90^\circ) + \frac{1}{9} \sin(3\omega t + 90^\circ - 3 \cdot 90^\circ) + \frac{1}{25} \sin(5\omega t + 90^\circ - 5 \cdot 90^\circ) + \dots \right]$$

$$v(t) = \frac{8V_m}{\pi^2} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{9} \sin(3\omega t - 180^\circ) + \frac{1}{25} \sin(5\omega t - 360^\circ) + \frac{1}{49} \sin(7\omega t - 180^\circ) + \dots \right]$$

$$v(t) = \frac{8V_m}{\pi^2} \left[\sin(\omega t) - \frac{1}{9} \sin(3\omega t) + \frac{1}{25} \sin(5\omega t) - \frac{1}{49} \sin(7\omega t) + \dots \right]$$

Las formas de onda desplazada y sin desplazar se muestran en la figura 4.6 para una amplitud máxima $V_m = 1$.

2. El segundo tipo de desplazamiento de fase es en el ángulo armónico, el cual ocurre en transformadores estrella-delta. Los transformadores estrella-delta o delta-estrella desfasan los voltajes y las corrientes de alta y de baja por $\pm 30^\circ$. Los estándares ANSI requieren que, sin importar si la estrella se encuentra en el lado de alto voltaje o en el lado de bajo voltaje, las terminales H1, H2, H3, X1, X2, X3 estén marcadas de manera que los voltajes y corrientes del lado de alto voltaje:
 - a. Adelanten a los correspondientes voltajes y corrientes del lado de bajo voltaje por 30° para secuencia positiva
 - b. Retrasen a los correspondientes voltajes y corrientes del lado de bajo voltaje por 30° para secuencia negativa.

Las cantidades de secuencia cero son bloqueadas por la conexión del transformador, por lo tanto su desplazamiento de fase no es significativo.

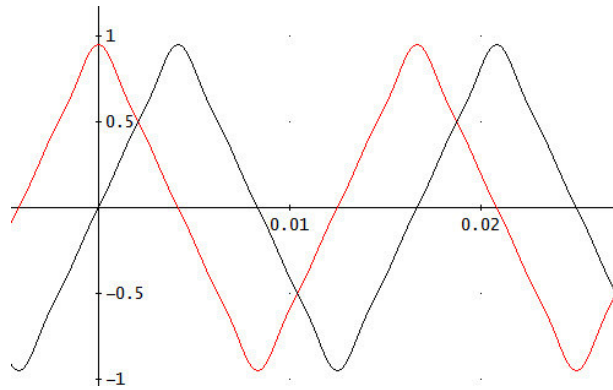


Fig. 4.6 Ondas triangular no desplazada (rojo) y retrasada por 90° (negro)

A diferencia de los eventos transitorios que duran unos pocos microsegundos, o las depresiones de voltaje que duran desde algunos milisegundos hasta varios ciclos, las armónicas son un fenómeno periódico de estado estacionario que produce distorsión continua de las formas de onda de voltaje y de corriente.

El análisis de Fourier (Series de Fourier, Transformada Rápida de Fourier, Transformada Discreta de Fourier) permite que una forma de onda periódica no sinusoidal se descomponga en una serie conteniendo una componente de directa, una componente a frecuencia fundamental y un conjunto de armónicas superiores (2^a , 3^a , 4^a , 5^a , 6^a , etc.). Las armónicas individuales se suman para reproducir la forma de onda original. La mayor armónica de interés en sistemas de potencia es usualmente la 25^a (1.5 kHz), la cual se encuentra en el rango audible bajo, aún cuando en algunos estándares se contemple hasta la 50^a armónica (3 kHz).

La tabla 4.1 muestra cómo se clasifica el espectro de frecuencias y los usos principales de cada tipo de frecuencia (Cheng en Sankaran, 2002, Pág. 161).

A causa de las frecuencias relativamente bajas, las armónicas no deberían ser confundidas con interferencia de radio frecuencia (RFI) o con interferencia electromagnética (EMI). Las componentes de alta frecuencia pueden interferir con otros sistemas electrónicos cercanos y también contribuir a interferencia electromagnética radiada. Los equipos médicos electrónicos son particularmente susceptibles a los efectos de la interferencia electromagnética debido a las señales de bajo nivel involucradas. Las comunicaciones telefónicas pueden ser interrumpidas o alteradas por el ruido EMI inducido.

Tabla 4.1 Clasificación y usos típicos de frecuencias

Clasificación de frecuencia	Rango de frecuencias	Aplicación
ELF	3 – 30 Hz	Detección de objetos subterráneos
SLF	30 – 300 Hz	Comunicación con submarinos, potencia eléctrica
ULF	300 – 3000 Hz	Rango de audio en teléfonos
VLF	3 -30 kHz	Navegación, sonar
LF	30 -300 kHz	Navegación, radiobaliza, radiofaro
MF	300 – 3000 kHz	AM, radio marítima
HF	3 – 30 MHz	Radio de onda corta, banda civil
VHF	30 – 300 MHz	Televisión, FM, policía,
UHF	300 – 3000 MHz	Radar, televisión, navegación
SHF	3 – 30 GHz	Radar, satélite
EHF	30 – 300 GHz	Radar, exploración espacial
E=Extra S=Super U=Ultra V=Muy L=Baja M=Media H=Alta F=Frecuencia		

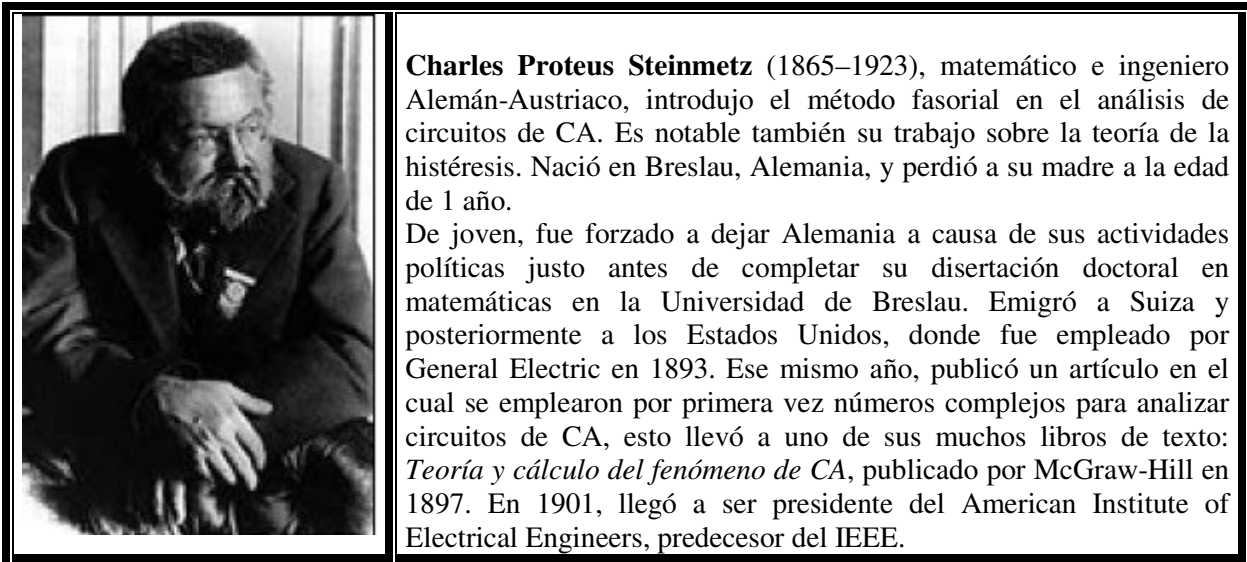
Recuerde que la interferencia electromagnética se refiere a la interacción entre los campos magnético y eléctrico, y los circuitos y dispositivos electrónicos sensitivos. El ruido EMI es fundamentalmente de alta frecuencia, son disturbios repetitivos de baja energía en la banda de 10 kHz a 1 GHz, con amplitudes de 100 μ V a 100 V y es debido a la operación normal de equipo como fuentes de potencia switcheadas y controladores de velocidad de motores, comunicación carrier por líneas de potencia y radiodifusión inalámbrica (Kusko y Thompson, 2007, Pág. 41). La interferencia de radio frecuencia (RFI) es la interacción entre los campos conducidos o radiados a frecuencia de radio y los equipos sensitivos de datos y de comunicación.

4.1.2 Efectos de los voltajes y corrientes armónicas

Las armónicas en sistemas de potencia no son un fenómeno nuevo, de hecho, en los libros de texto publicados por Charles Proteus Steinmetz en la segunda década del siglo XX, se dedica considerable atención al estudio de las armónicas en sistemas monofásicos y trifásicos.

En los días de Steinmetz la principal preocupación era la circulación de corrientes de tercera armónica originadas por saturación del hierro en transformadores y máquinas giratorias. Steinmetz fue el primero en proponer conexiones delta para bloquear corrientes de tercera

armónica, además de introducir el método fasorial para análisis de circuitos de corriente alterna en estado estacionario.



Los voltajes y las corrientes armónicas pueden causar muchos problemas, siendo el incremento en pérdidas y el calentamiento los principales (Cobas, s/f; Bingham, 1999):

- La presencia de armónicas en los sistemas de suministro de energía eléctrica implica el aumento de pérdidas en las líneas y la aparición de posibles condiciones de resonancia que provocan sobrevoltajes permanentes y transitorios al realizar maniobras (acciones de switcheo) en el sistema.
- Fusibles fundidos en capacitores para corrección de factor de potencia, debido a voltajes y corrientes altas por resonancia con la impedancia de la línea.
- La presencia de corrientes armónicas triple-n (múltiplos de la 3ª armónica como 9ª, 15ª, 21ª, ...) puede hacer que circule una corriente excesiva en el neutro de circuitos trifásicos de cuatro hilos, resultando en un sobrecalentamiento del neutro.
- La presencia de armónicas conduce al envejecimiento acelerado del aislamiento, al calentamiento adicional de las partes conductoras de los equipos e instalaciones, al incremento de las pérdidas de energía en las redes, a la operación errática de los esquemas de protección, al envejecimiento acelerado de los bancos de capacitores provocando su fallo, etc.

- La presencia de armónicas implica el aumento de las pérdidas por corrientes parásitas y por histéresis en los núcleos de motores y de transformadores, tanto del sistema de suministro como de los consumidores.
- Los transformadores se sobrecalientan, especialmente los devanados en delta en donde las armónicas triple-n generadas en el lado carga de un transformador delta-estrella circulan y se quedan atrapadas en el lado primario.
- La presencia de armónicas crea interferencias en los servicios de comunicación y de transmisión de datos.
- La práctica ha mostrado un incremento del error en las lecturas de medidores de energía del tipo disco de inducción y de medidores de corriente promediada ante la presencia de armónicas, además de daños mecánicos producidos por las armónicas de orden $3n+2$ cuando éstas son significativas, por lo que se recomienda la no utilización de este tipo de medidores en redes o consumidores contaminados.
- Operación inadecuada de dispositivos de protección, incluyendo disparo en falso de relevadores y falla de UPS en transferir adecuadamente, especialmente si los controles incorporan detectores (sensores) de cruce por cero.

Algunos efectos de las armónicas sobre equipos específicos son (Kusko y Thompson, 2007, Pág.4; Kennedy, 2000, Pág.47):

- Interruptores: malfuncionamiento. Los elementos térmicos que están diseñados para sobrecarga actúan debido al incremento de las corrientes armónicas, los interruptores electrónicos detectores de picos reaccionan ante los picos de la onda de corriente armónica.
- Bancos de capacitores: Incremento en la corriente debido a la disminución de la impedancia, calentamiento de los capacitores debido al aumento de las pérdidas dieléctricas, falla del aislamiento, cortocircuitos, falla de los fusibles internos, explosión de los capacitores.
- Equipo de protección: disparo en falso, no disparo.
- Dispositivos de medición: lecturas incorrectas de los medidores calibrados para potencia senoidal pura. En medidores de inducción presentan mayor consumo.

- Transformadores y reactores: sobrecalentamiento especialmente en devanados en delta si circulan armónicas triple-n, reducción de la vida útil, mayores pérdidas en el cobre y en el núcleo, esfuerzos en el aislamiento.
- Motores: nivel de ruido incrementado, sobrecalentamiento, vibraciones adicionales, pares pulsantes, mayores pérdidas en el cobre y en el núcleo, y en los devanados de estator y de rotor, eficiencia reducida, reducción de su vida útil.
- Teléfonos: ruido e interferencia con la respectiva frecuencia armónica.
- Líneas: sobrecalentamiento.
- Equipos y dispositivos electrónicos y controlados por computadora: mala operación del equipo de control y de protección, falla prematura del equipo, operación errática de controladores estáticos y de robots, pulsos equivocados en transmisión de datos.
- Lámparas incandescentes: vida reducida, parpadeo.

La distorsión armónica es limitada normalmente a un porcentaje bajo, esto es, la magnitud de las componentes armónicas es sólo un porcentaje pequeño de la magnitud de la componente fundamental, en cuyo caso el equipo eléctrico funciona como normal. Ocasionalmente ocurre una distorsión armónica grande del voltaje que puede hacer que el equipo opere mal. Esto puede ser un gran problema especialmente en sistemas de potencia industriales donde existe una gran concentración de carga distorsionante así como de carga sensitiva.

El fenómeno complementario de la distorsión armónica del voltaje es la distorsión armónica de la corriente. Ya que la distorsión armónica del voltaje se debe principalmente a corrientes de carga no sinusoidales, las distorsiones armónicas del voltaje y de la corriente están fuertemente relacionadas. La distorsión armónica de la corriente requiere sobredimensionar los componentes serie como transformadores, cables y conductores en general. Ya que la resistencia serie se incrementa con la frecuencia, una corriente distorsionada causará más pérdidas que una corriente sinusoidal con el mismo valor eficaz.

En la figura 4.7 se muestra una corriente con armónicas compuesta por la componente fundamental a 60 Hz, una 3ª armónica con amplitud del 70% de la fundamental y una 5ª armónica con amplitud del 50% de la fundamental. Su ecuación característica es:

$$i(t) = \text{sen}(377t) + 0.7\text{sen}(3 \cdot 377t) - 0.5\text{sen}(5 \cdot 377t) \quad \text{pu}$$

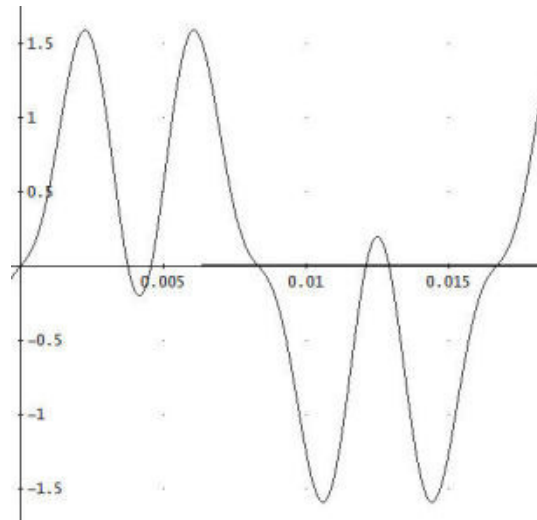


Fig. 4.7 Corriente distorsionada compuesta por la fundamental y las armónicas 3ª y 5ª

Como puede observarse en la figura 4.7, existen varios cruces por cero de la corriente, lo cual podría llevar a mal funcionamiento de los controladores que basan su operación en la detección de los cruces por cero.

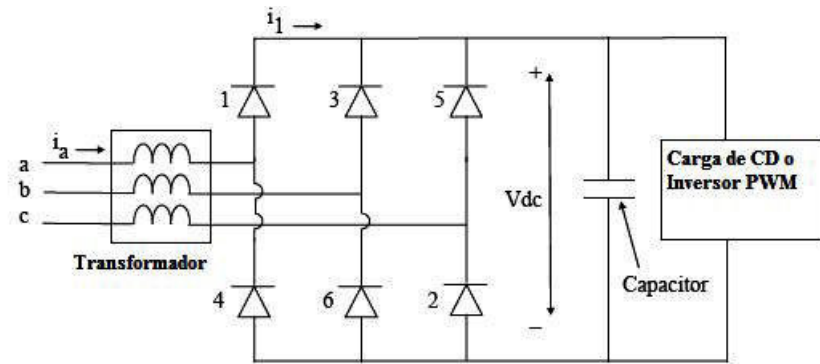
En la vida diaria, la mayoría de las formas de onda de corriente distorsionada serán mucho más complejas que en el ejemplo anterior, conteniendo muchas más armónicas con una relación de fase más compleja. En la figura 4.8 se muestra la forma de onda de la corriente de la fase *a* de un convertidor trifásico de fuente de voltaje de seis pulsos con alta potencia y $THD_I = 32.6\%$ (Grady, 2005, Capítulo 4 y Apéndice A1).

La ecuación de la forma de onda de la corriente es por lo tanto:

$$i_a(t) = \sin(\omega t) - .2981\sin(5\omega t) - .0322\sin(7\omega t) + .0895\sin(11\omega t) + .0312\sin(13\omega t) - .0505\sin(17\omega t) - \dots$$

Como se comentó previamente, en la actualidad las fuentes más comunes de armónicas son las cargas de electrónica de potencia como ASDs y fuentes de potencia conmutadas.

Las cargas electrónicas usan diodos, tiristores, transistores de potencia y otros switches electrónicos para interrumpir formas de onda y así controlar potencia, o para convertir CA a CD. En el caso de los ASDs, la CD es luego convertida a CA de frecuencia variable para controlar la velocidad de un motor. Los ASDs se usan por ejemplo en enfriadores y en bombas.



Armónica	Magnitud %	Ángulo
1	100.00	0
5	29.81	180°
7	3.22	180°
11	8.95	0
13	3.12	0
17	5.05	180°
19	2.52	180°
23	3.48	0
25	2.07	0
29	2.64	180°
31	1.75	180°
35	2.13	0
37	1.51	0
41	1.78	180°
43	1.33	180°
47	1.53	0
49	1.18	0

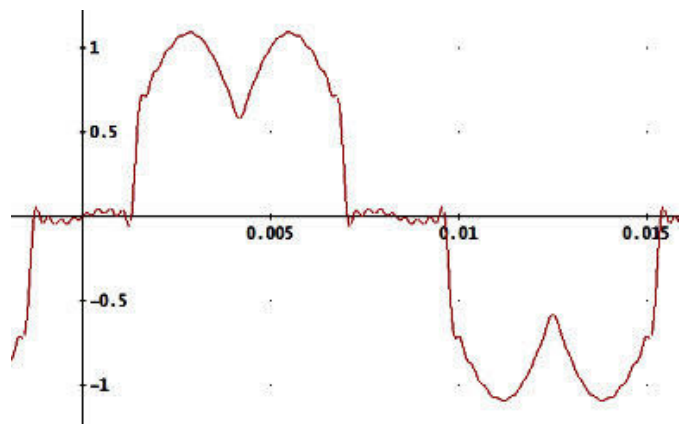


Fig. 4.8 Corriente típica tomada por un ASD con puente de diodos y su espectro armónico

En la figura 4.9 se muestra la forma de onda de la corriente de una PC alimentada a 120 V y su correspondiente espectro de frecuencias (Grady, 2005, Capítulo 2 y Apéndice A1). La serie de Fourier de la onda de corriente tiene por lo tanto la forma:

$$i(t) = \sin(\omega t + 5^\circ) + 0.889\sin(3\omega t - 177^\circ) + 0.736\sin(5\omega t + 5^\circ) + 0.544\sin(7\omega t - 173^\circ) + \dots \text{ (pu)}$$

Las formas de onda de corrientes de carga no lineal siempre varían algo con la forma de onda del voltaje aplicado. Típicamente, la distorsión de la corriente de una carga no lineal decrece conforme la distorsión del voltaje aplicado se incrementa; así, la mayoría de las cargas no lineales tienen la máxima distorsión de corriente cuando el voltaje es cercanamente sinusoidal y el sistema de potencia conectado es rígido (stiff), esto es, tiene una baja impedancia.

Armónica	Magnitud%	Ángulo	Armónica	Magnitud%	Ángulo
1	100.00	5°	27	1.90	67°
3	88.90	-177°	29	2.00	-110°
5	73.60	5°	31	1.60	75°
7	54.40	-173°	33	1.00	-85°
9	35.60	9°	35	0.80	160°
11	19.00	-167°	37	1.20	23°
13	7.40	20°	39	1.50	-140°
15	1.00	-88°	41	1.30	54°
17	2.80	180°	43	0.70	-111°
19	3.20	13°	45	0.50	142°
21	2.40	-157°	47	0.70	15°
23	1.90	43°	49	0.80	-157°
25	1.80	-119°			

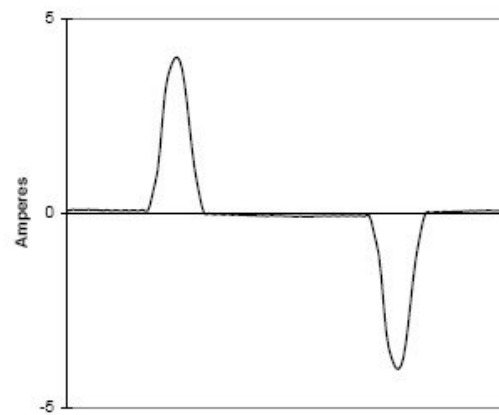
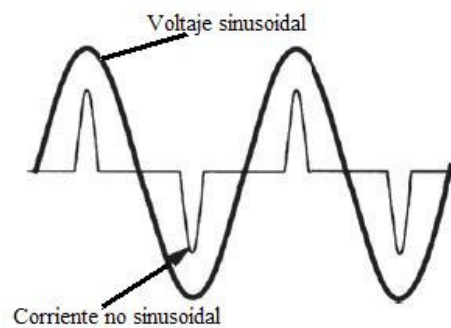
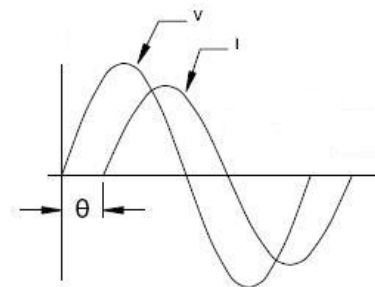


Fig. 4.9 Forma de onda de corriente de una PC y su espectro de frecuencias

4.2 Cargas no lineales y energía armónica



a) Carga no lineal



b) Carga lineal.

Fig. 4.10 Ejemplos de formas de onda de voltaje y corriente en cargas lineales y no lineales

Los motores y el alumbrado incandescente son ejemplos de cargas lineales, entendiéndose por *carga lineal* aquella para la cual la impedancia de la carga es esencialmente constante e independiente del valor del voltaje aplicado. Desde el punto de vista del voltaje y de la corriente, para una carga lineal la corriente varía proporcionalmente con el voltaje y si el voltaje es sinusoidal, la corriente también lo será, por ejemplo para una carga $Z=R+j\omega L$ (figura 4.10b), pero si el voltaje no es sinusoidal, la corriente tampoco lo será (figura 4.11a).

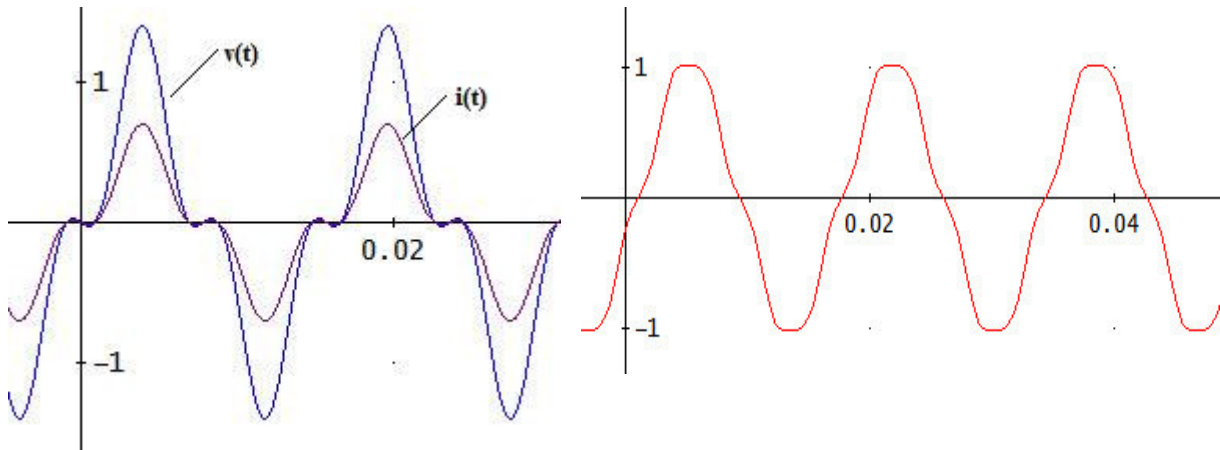


Fig. 4.11 a) Voltaje y corriente no sinusoidales en una resistencia lineal de 2 ohms
b) Corriente de alimentación a un equipo de aire acondicionado residencial ($THD_I = 10.5\%$)

Una *carga no lineal* es aquella para la cual la corriente no es proporcional al voltaje aplicado. En este caso, aún cuando el voltaje de alimentación sea una senoide perfecta (caso raro), la forma de onda de la corriente es no sinusoidal y puede ser discontinua. Las cargas no lineales típicamente son conmutadas (switcheadas) sólo durante una parte de cada ciclo de CA (como en circuitos controlados por tiristores) o bien son pulsadas como en un rectificador controlado. La figura 4.10a muestra la forma de onda del voltaje y la corriente de entrada de una fuente de alimentación en modo conmutado.

Aunque las cargas lineales tradicionales permiten que los voltajes y corrientes a frecuencia fundamental aparezcan en el sistema de potencia con poca o ninguna corriente armónica, las cargas no lineales pueden introducir niveles significativos de armónicas en el sistema. Las energías armónicas se combinan con la fundamental dando como resultado formas de onda distorsionadas.

La distorsión armónica es determinada por la amplitud, el ángulo de fase y la frecuencia de las corrientes armónicas. A manera de ejemplo, la tabla 4.2 muestra el espectro armónico típico de la corriente de alimentación a un equipo de aire acondicionado residencial a 240 volts. En ésta se observa que las armónicas dominantes son la 3ª y la 5ª.

Tabla 4.2 Muestra de valores de armónicas para equipo de aire acondicionado

Armónica	Magnitud%	Ángulo Grados
1	100.00	-23
3	8.00	110
5	6.80	58
7	0.50	165
9	0.60	82
11	0.30	157
17	0.20	87

La expansión en series de Fourier en por unidad es, por lo tanto:

$$i(t) = \text{sen}(377t - 23^\circ) + .08\text{sen}(3 \cdot 377t + 110^\circ) + .068\text{sen}(5 \cdot 377t + 58^\circ) + .005\text{sen}(7 \cdot 377t + 165^\circ) + \dots$$

La correspondiente forma de onda de esta corriente se muestra en la figura 4.11b. Dicha corriente tiene una distorsión armónica total (THD_I) del 10.5%.

4.2.1 Corrientes armónicas en neutros de sistemas trifásicos

Considere un sistema trifásico en donde las cargas en cada una de las fases son balanceadas pero no lineales, bajo estas circunstancias, si la componente de CD de las corrientes de fase es cero, se tendrá sólo las componentes a frecuencia fundamental (i_{abc1}) y las componentes del contenido armónico (i_{abcA}). Si además la expansión en serie de Fourier resulta en una serie seno (caso común):

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_{p1}\text{sen}(\omega t) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}(k\omega t) = i_{a1}(t) + i_{aA}(t) \\
 i_b &= I_{p1}\text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}[k(\omega t - 120^\circ)] = i_{b1}(t) + i_{bA}(t) \\
 i_c &= I_{p1}\text{sen}(\omega t + 120^\circ) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{pk}\text{sen}[k(\omega t + 120^\circ)] = i_{c1}(t) + i_{cA}(t)
 \end{aligned} \quad \dots (4.15)$$

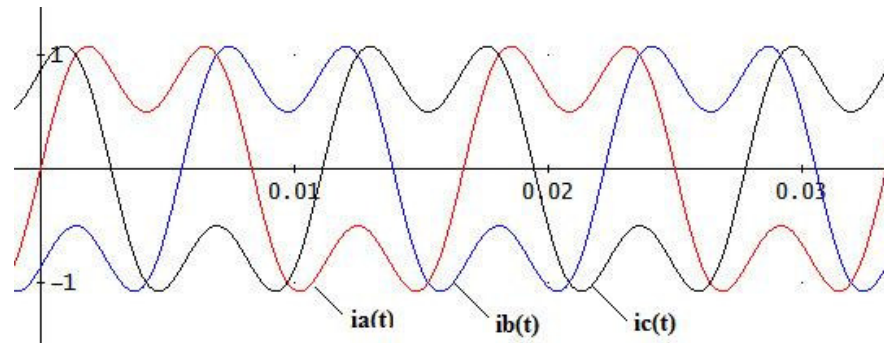
Por ejemplo, si se tiene un conjunto de corrientes trifásicas balanceadas con la componente fundamental y una tercera armónica de amplitud 50% de la fundamental, las ecuaciones serán:

$$i_a(t) = \sin(377t) + 0.5\sin(3 \cdot 377t)$$

$$i_b(t) = \sin(377t - 120^\circ) + 0.5\sin[3(377t - 120^\circ)] = \sin(377t - 120^\circ) + 0.5\sin(3 \cdot 377t)$$

$$i_c(t) = \sin(377t + 120^\circ) + 0.5\sin[3(377t + 120^\circ)] = \sin(377t + 120^\circ) + 0.5\sin(3 \cdot 377t)$$

La forma de onda de las corrientes se muestra a continuación:



Si se tiene un sistema de cuatro hilos (3 fases y neutro común), ya que las tres componentes fundamentales de las corrientes de línea son balanceadas (igual magnitud y desfasadas 120°), al regresar por el neutro se cancelan mutuamente y la corriente en el neutro es cero:

$$i_{n1} = i_{a1}(t) + i_{b1}(t) + i_{c1}(t) = I_{p1}\sin(\omega t) + I_{p1}\sin(\omega t - 120^\circ) + I_{p1}\sin(\omega t + 120^\circ) = 0 \quad \dots (4.16)$$

Algo que se puede observar es que las corrientes i_{a1} , i_{b1} e i_{c1} forman un conjunto de corrientes de *secuencia de fase positiva abc* (figura 4.12). Esto también es cierto para las armónicas 4^a , 7^a , 10^a , 13^a , 16^a , 19^a , $\dots$, $(3n-2)$ donde $n=1,2,3, \dots$

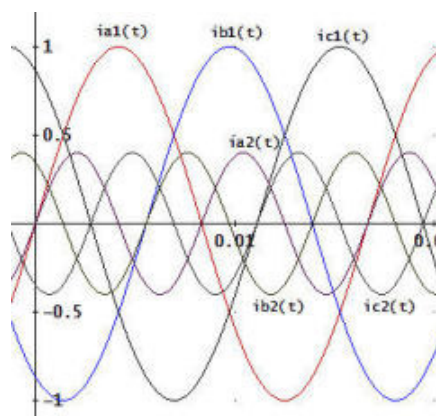


Fig. 4.12a Componentes fundamental y de segunda armónica para corrientes trifásicas

Para corrientes de segunda armónica la cancelación en el neutro también es completa, resultando en corriente cero a través del neutro:

$$i_{n2} = i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) = I_{p2}\sin(2\omega t) + I_{p2}\sin(2\omega t - 240^\circ) + I_{p2}\sin(2\omega t + 240^\circ)$$

$$i_{n2} = i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) = I_{p2}\sin(2\omega t) + I_{p2}\sin(2\omega t + 120^\circ) + I_{p2}\sin(2\omega t - 120^\circ) = 0 \quad \dots (4.17)$$

Como puede observarse, las corrientes de segunda armónica i_{a2} , i_{b2} e i_{c2} forman un conjunto de corrientes de secuencia de fase negativa acb (figura 4.12a). Esto también se cumple para las armónicas 5ª, 8ª, 11ª, 14ª, 17ª, 20ª, ..., $(3n-1)$ donde $n=1, 2, 3, \dots$

Para corrientes de tercera armónica, las tres corrientes de línea están en fase (Fig. 4.12b), de manera que la corriente total de tercera armónica en el neutro es la suma de las tres corrientes de tercera armónica de las fases:

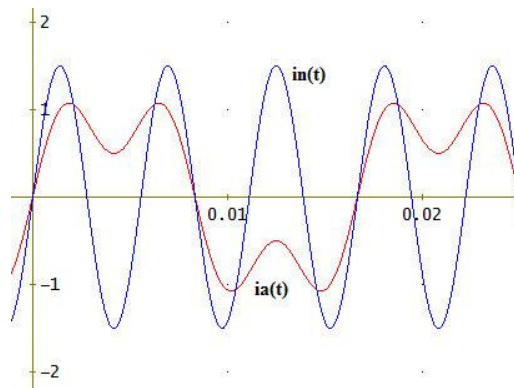
$$i_{n3} = i_{a3}(t) + i_{b3}(t) + i_{c3}(t) = I_{p3}\sin(3\omega t) + I_{p3}\sin(3\omega t - 360^\circ) + I_{p3}\sin(3\omega t + 360^\circ)$$

$$i_{n3} = i_{a3}(t) + i_{b3}(t) + i_{c3}(t) = I_{p3}\sin(3\omega t) + I_{p3}\sin(3\omega t) + I_{p3}\sin(3\omega t) = 3i_{a3}(t) \quad \dots (4.18)$$

Para el ejemplo seguido se tiene:

$$i_n = i_a + i_b + i_c = 1.5\sin(3 \cdot 377t) \quad \text{p.u.}$$

Las formas de onda de la corriente de la fase a y de la corriente en el neutro se muestran a continuación.



Las corrientes de tercera armónica forman un conjunto de corrientes de secuencia de fase cero. Esto es también cierto para *todos los múltiplos de la tercera armónica* (6ª, 9ª, 12ª, 15ª, 18ª, 21ª, etc), esto es, para las llamadas *armónicas triple-n* ($3n$) o *corrientes aditivas de secuencia cero*.

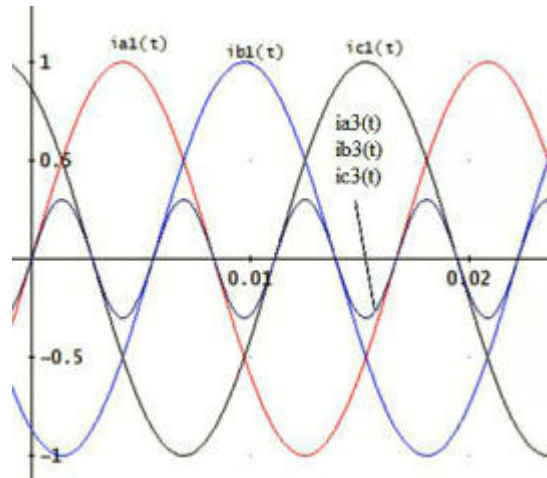


Fig. 4.12b Componentes fundamental y de tercera armónica para corrientes trifásicas

Si un sistema trifásico no es balanceado, entonces cada armónica puede tener componentes de secuencia positiva, negativa y cero, sin embargo, en la mayoría de los casos el patrón mostrado en la tabla 4.3 puede ser tomado como válido.

Tabla 4.3 Secuencia de fase de componentes armónicas

Armónica	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Secuencia	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Ya que las armónicas triple-n en un sistema balanceado son de secuencia cero, no pueden fluir en sistemas o en cargas de tres hilos; así, un transformador delta (H)-estrella aterrizada (X) en la entrada de un consumidor industrial bloqueará de manera eficaz el flujo de corrientes de carga de tercera armónica, evitando que se propaguen al sistema de suministro, siempre y cuando la carga sea razonablemente balanceada. Desafortunadamente el transformador no puede bloquear el flujo de armónicas que no sean triple-n. Sólo las corrientes armónicas triple-n son afectadas por las trayectorias de puesta a tierra. Las demás armónicas son de secuencia positiva o de secuencia negativa y no fluyen en los neutros o en las conexiones a tierra de sistemas más o menos balanceados.

Otra observación interesante es que los voltajes de línea a línea nunca tienen componentes de secuencia cero ya que siempre suman cero: $V_{ab} + V_{bc} + V_{ca} = 0$. Por esta razón, los voltajes de

línea a línea en edificios comerciales no tienen tercera armónica, la cual domina en las formas de onda de voltajes de línea a neutro.

Para cargas pulsadas, los pulsos pueden ocurrir en cada fase para tiempos diferentes (figura 4.13), las corrientes armónicas regresarán por el neutro común pero estarán separadas por el tiempo, en consecuencia no habrá cancelación. Si ninguno de los pulsos se traslapa, la corriente en el neutro puede llegar a ser de hasta tres veces la corriente de fase (Whitaker, 2007, Pág. 163).

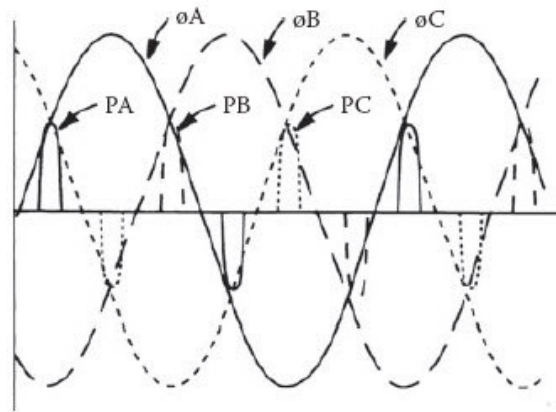


Fig. 4.13 Corrientes fundamental y pulsada

Los efectos de las armónicas aditivas en el neutro se reconocieron en el NEC (Estándar NFPA 70) hace muchos años, cuando en la sección 230-22 se prohibió la reducción del conductor neutro para la porción de la carga consistente de alumbrado de descarga. Los efectos del equipo electrónico fueron reconocidos en el NEC 1987 cuando la prohibición en la sección 230-22 contra la reducción del neutro se extendió para incluir cargas de procesamiento de datos y equipos similares.

Con relación a las cargas no lineales y el conductor neutro, en el apartado 400.5(B) del NEC 2008 se lee:

En un circuito trifásico de cuatro hilos conectado en estrella, en donde más del 50% de la carga consiste de cargas no lineales, habrá corrientes armónicas en el conductor neutro y este conductor deberá ser considerado como un conductor que lleva corriente.

Con relación a las cargas no lineales, en el mismo NEC 2008 se lee en la sección de definiciones:

Carga no lineal. Una carga donde la forma de onda de la corriente de estado estacionario no sigue la forma de onda del voltaje aplicado.

FPN: El equipo electrónico, el alumbrado de descarga eléctrica/electrónica, los sistemas impulsores de velocidad ajustable, y equipo similar pueden ser cargas no lineales

En el NEC 2008, las FPN (fine print notes) son sólo informativas y no deben ser vistas como requerimientos del código. Básicamente las mismas definiciones se encuentran en la Norma Oficial Mexicana NOM-001-SEDE-2005, Instalaciones Eléctricas (utilización).

Debido a que las armónicas triple-n, especialmente las corrientes de tercera armónica, se suman y circulan por el neutro, la corriente en el neutro puede llegar a ser de mayor magnitud que las corrientes de cada fase, esto origina calentamiento de los neutros y que las protecciones de sobrecarga de las fases no resulten ser efectivas para el neutro (en casos extremos se puede provocar incendio); además, que se incrementen las pérdidas de energía y las caídas de tensión en los equipos. Debido a esto, la CBEMA recomendó que *el conductor neutro para alimentadores de cargas no lineales tenga al menos $\sqrt{3}$ veces la capacidad de los conductores de fase*, lo cual se ha traducido en recomendar que *el calibre del neutro sea el doble que el calibre de los conductores de fase*. Con relación al valor máximo que puede alcanzar la corriente del neutro, aún se discute cuál es el valor eficaz verdadero teórico máximo. De acuerdo con Whitaker, el máximo valor teórico de corriente en el neutro con armónicas es al menos 1.73 y quizás tanto como tres veces la corriente de fase.

En estudios de caso en edificios comerciales, se ha encontrado que las corrientes en los neutros están en el rango entre el 150% (corrientes de tercera armónica con amplitudes del 50% de la fundamental) y el 210% (corrientes de tercera armónica con amplitudes del 70% de la fundamental).

Existe alguna confusión sobre cómo los diseñadores deberían tratar con el problema de las corrientes de tercera armónica en los neutros (Chapman, 2001).

- a) La solución simple cuando se usan cables unipolares es instalar un neutro con el doble de sección transversal que los conductores de fase (recomendación de la CBEMA), ya sea con un solo conductor o con dos conductores paralelos separados.
- b) Cuando se usan cables multipolares la situación no es tan simple. Los valores nominales de cables multipolares suponen que la carga es balanceada y que el conductor neutro no lleva corriente, en otras palabras, se supone que sólo los tres conductores de fase de los cuatro o cinco conductores, según que se incluya, o no, el conductor de tierra de protección además del neutro, llevan corriente y generan calor. Dado que la capacidad para llevar corriente del cable se determina sólo por la cantidad de calor que puede disipar a la máxima temperatura permitida, los cables que lleven corrientes con armónicas triple-n deben ser derateados.

En la figura 4.14 (Chapman, 2001, Pág. 7) se muestra una gráfica que relaciona valores del factor de derateo de cables multipolares contra la amplitud de la tercera armónica siguiendo un criterio térmico como el comentado en el párrafo anterior. Por ejemplo, si la amplitud de la tercera armónica es del 10%, el cable debe ser derateado al 90%, cuando la amplitud de la tercera armónica es del 25%, el cable debe ser derateado al 80% del valor nominal, mientras que si la amplitud de la tercera armónica es del 70%, el factor de derateo del cable será del 60%.

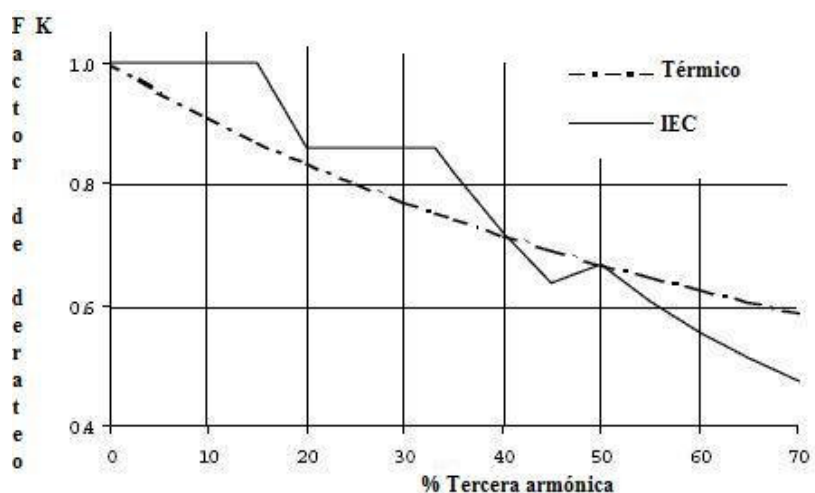


Fig. 4.14 Factor de derateo de cables multipolares en función de la magnitud de la tercera armónica

El estándar IEC 60364-5-524 hace referencia al dimensionamiento del conductor neutro en el caso en que existan corrientes no sinusoidales. La cláusula 524.2 indica que el conductor neutro debe tener cuando menos la misma sección transversal que los conductores de fase:

- En circuitos monofásicos de dos conductores y para todas las secciones transversales de los conductores.
- En circuitos multifase y en circuitos monofásicos de tres conductores cuando la sección transversal de los conductores de fase sea igual a o menor que 16 mm^2 para cobre o 25 mm^2 para aluminio.

La cláusula 524.3 establece que, para otros circuitos multifase, el conductor neutro puede tener una sección transversal reducida si todas las condiciones siguientes se cumplen:

- La máxima corriente esperada, incluyendo armónicos, si es que existen, en el conductor neutro durante servicio normal no es mayor que la capacidad para llevar corriente del área de sección transversal reducida del neutro.
- El conductor neutro está protegido contra sobrecorriente.
- El tamaño del neutro es al menos de 16 mm^2 en cobre o 25 mm^2 en aluminio.

El estándar también incluye un anexo informativo que suministra una metodología para dimensionar adecuadamente los cables.

Es imposible determinar la corriente en el neutro en términos absolutos a menos que se conozca la forma de onda real o teórica de las corrientes de carga, sin embargo, como una aproximación (Dessmet y Baggini, 2003, Pág. 3), la corriente en el neutro puede ser 1.61 veces la corriente de fase en el caso de cargas como computadoras, pero puede alcanzar un valor de 1.7321 veces el valor de las corrientes de fase en las peores condiciones con rectificadores controlados a ángulos de control altos, esto es, voltajes de CD bajos ($\alpha \geq 60^\circ$).

La forma más simple de resolver el problema es aplicar coeficientes de corrección apropiados a la capacidad para llevar corriente del cable. El anexo D del estándar IEC 60364-5-52 también da una metodología para determinar el factor de derateo apropiado. Por simplicidad la aproximación asume que:

- El sistema es trifásico balanceado.

- La única armónica significativa que no es cancelada en el neutro es la tercera.
- El cable es de 4 o 5 conductores con un conductor neutro del mismo material y la misma sección transversal que los conductores de fase.

En sentido estricto, el cálculo de los efectos de las corrientes armónicas debería tomar en cuenta también el efecto piel, el cual reduce la capacidad como una función del tamaño del conductor pero como una primera aproximación, puede ser despreciado. La tabla 4.4 muestra los factores de reducción recomendados.

Tabla 4.4 Factores de reducción recomendados en la Norma IEC 60364-5-52.

3ª armónica de la corriente de línea (%)	Valor seleccionado sobre la base de la corriente de línea	Valor seleccionado sobre la base de la corriente del neutro
0 - 15	1.00	-
15 - 33	0.86	-
33 - 45	-	0.86
> 45	-	1.00

Para calcular la capacidad de un cable con 4 o 5 conductores donde la corriente en el neutro es debida a armónicas, multiplique la capacidad para llevar corriente estándar por el factor de corrección:

- 1) Para corrientes de fase que contienen el 15% o menos de 3ª armónica, el estándar no sugiere ningún incremento en la sección transversal del neutro. Bajo estas circunstancias, la corriente en el neutro podría esperarse que sea hasta el 45% de la corriente de fase y un incremento de alrededor del 6% en la generación de calor comparado con el valor nominal del cable. Este exceso es normalmente tolerable excepto en situaciones donde el cable se instale en áreas con ventilación pobre o donde existan otras fuentes de calor en la vecindad. Un margen de seguridad adicional puede ser deseable, por ejemplo, en espacios confinados.
- 2) Para corrientes de fase que contienen del 16% al 33% de 3ª armónica, la corriente en el neutro puede esperarse que sea similar a las corrientes de fase y el cable debe ser derateado por un factor de 0.86, en otras palabras, divida la corriente de fase esperada por 0.86 al determinar la sección transversal requerida (o bien multiplique por 0.86 el

valor nominal del cable), por ejemplo, para una corriente de 20 A, debe seleccionarse un cable de 24 A.

- 3) Cuando las armónicas triple-n de las corrientes de fase exceden el 33%, el valor nominal del cable debe ser determinado con base en la corriente del neutro, ya que el valor esperado es mayor que la corriente de fase. Para corrientes de fase que contengan del 34% al 45% de 3ª armónica, el tamaño del cable es determinado por la corriente del neutro, pero derateado por un factor de 0.86. Lo anterior implica dividir la corriente del neutro por un factor de 0.86.
- 4) Para un contenido mayor al 45% de armónicas triple-n, determine el cable y su sección transversal con base en la corriente del neutro sin factor de reducción.

Por ejemplo, considere un circuito trifásico con una carga de 39 A nominales, que va a ser alimentada con un cable aislado de PVC (70°C) de 4 conductores tendido directamente sobre la pared:

- En ausencia de armónicos (o con contenido de tercera armónica menor al 15%), es una práctica común usar un cable con conductores de cobre con una sección transversal de 6 mm² y una capacidad de 41 A.
- Con 20% de tercera armónica, aplicando un factor de derateo de 0.86, la corriente de carga equivalente va a ser $39/0.86=45$ A, por lo que se necesitará un cable con sección transversal de 10 mm².
- Con una tercera armónica igual al 40%, la sección del cable debería ser seleccionada para llevar una corriente en el neutro de $39 \times 0.4 \times 3 = 46.8$ A y aplicar un factor de reducción de 0.86: $46.8/0.86=54.4$ A. Un cable con una sección transversal de 10 mm² también es adecuado para esta carga.
- Con un 50% de tercera armónica, la sección del cable dependerá de la corriente en el neutro: $39 \times 0.5 \times 3 = 58.5$ A, por lo que se necesitará un cable con sección transversal de 16 mm².

Muchos instrumentos pueden ser usados para medir la cantidad de corrientes armónicas y la distorsión de la forma de onda del voltaje de CA en estado estacionario. Estos medidores pueden presentar sus resultados en forma gráfica o como datos estadísticos en bandas de papel impresas. Algunos ejemplos de medidores usados para realizar mediciones de armónicas en el

sistema de potencia son osciloscopios, voltímetros y amperímetros de gancho de valor eficaz real (true RMS), analizadores de espectros, analizadores armónicos y monitores de línea de potencia.

Las armónicas no sólo pueden causar problemas de calidad de la potencia en el usuario final o en el sistema que sirve al usuario final, también pueden causar problemas a otros usuarios finales que usan otro sistema de alimentación. Se ha reportado, por ejemplo, una tercera armónica generada por un transformador que se inyectó en el sistema de una compañía suministradora y se transmitió a una ciudad a muchos kilómetros y originó que los relojes digitales mostraran un tiempo equivocado (Kennedy, 2000, Pág. 45).

Los valores nominales de los transformadores y de los generadores se basan en el calentamiento originado por las corrientes de carga de una senoide no distorsionada a 60 Hz. Cuando las corrientes de carga son no lineales y tienen un contenido armónico substancial, originan un calentamiento mayor que el mismo número de amperes de una senoide pura. Las razones principales son:

- Histéresis
- Corrientes parásitas
- Efecto piel

Recuerde que las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas, y por lo tanto el calentamiento, se incrementan con la frecuencia (Gutierrez, 2000, Págs. 71 y 72):

- **Pérdidas por Histéresis (P_h).** Son producidas por un fenómeno afín a la fricción molecular, ya que las partículas más pequeñas del núcleo tienden a alinearse primero en un sentido, y después en el otro, a medida que el flujo magnético varía periódicamente.

$$P_h = K_h f B_{\max}^n \quad [\text{W}] \quad \dots (4.19)$$

- **Pérdidas por Corrientes Parásitas (P_f).** Es la energía disipada en el núcleo debido a pérdidas óhmicas, es decir, el campo magnético variable en el tiempo induce corrientes parásitas en el núcleo, como el núcleo tiene resistencia finita, éste disipará energía debido a pérdidas óhmicas. Las corrientes inducidas forman anillos semejando un

remolino, realmente hay un número infinito de anillos de corriente cubriendo completamente la sección transversal del núcleo.

$$P_f = K_f f^2 B_{\max}^2 \quad [\text{W}] \quad \dots (4.20)$$

por lo tanto, las corrientes armónicas incrementan dichas pérdidas y producen mayor calentamiento que las corrientes a frecuencia de potencia (componente fundamental).

Con relación al efecto piel se tiene (Whitaker, 2007, Pág. 10):

La resistencia efectiva ofrecida por un conductor a frecuencias altas es considerablemente mayor que la resistencia óhmica medida con CD. Esto es a causa de una acción conocida como *efecto piel*, el cual origina que las corrientes de CA dentro de un conductor tiendan a fluir más fácilmente hacia la superficie del alambre. Entre mayor sea la frecuencia, mayor será la tendencia de la corriente a fluir hacia la superficie. La profundidad del flujo de la corriente es una función inversa de la frecuencia:

$$d = \frac{2.6}{\sqrt{\mu f}} \quad \text{mils} \quad \dots (4.21)$$

Donde d es la profundidad de la corriente en mils (milésimas de pulgada), μ es la permeabilidad del material (1 para el cobre, 300 para el acero), f es la frecuencia (Hz).

Así, entre mayor sea la frecuencia, el área efectiva por la que circula la corriente es menor y la resistencia a la CA se incrementa, aumentando las pérdidas y por lo tanto el calor generado. A frecuencias arriba de 1 MHz, la corriente en conductores metálicos se distribuye en capas muy finas en la superficie del conductor, por lo tanto, es básicamente superficial, no volumétrica.

Conforme las cargas no lineales extraen corrientes armónicas, éstas actúan sobre la impedancia de la fuente originando distorsión armónica en el voltaje de alimentación:

$$\text{Voltaje armónico} = (\text{impedancia}) (\text{corriente armónica})$$

Aunque los motores son normalmente cargas lineales, cuando el voltaje alimentado a ellos tiene distorsión armónica, los motores también extraen corrientes armónicas. Estas corrientes armónicas originan calentamiento excesivo en el motor debido a las mayores pérdidas por

histéresis y por corrientes parásitas en las laminaciones del motor y por efecto piel en los devanados. Así, los motores alimentados por fuentes con voltaje distorsionado por otras cargas no lineales también se sobrecalientan a menos que se disminuya su capacidad nominal (derateo) por una cantidad suficiente.

De acuerdo con el Diccionario de Energías Renovables (Coz y Sánchez, 2004, Pág. 29), el significado del término *derate* en Español es “disminuir la capacidad normal”.

Mientras que en Laplante (2000) se encuentra:

Factor de disminución de la capacidad o factor de derateo es la fracción (o porcentaje) del valor nominal al cual una cantidad especificada debe ser reducida debido a condiciones de operación inusuales. Ejemplos de condiciones que pueden requerir de la aplicación de un factor de disminución de la capacidad son altitud grande, temperatura ambiente alta, arranque frecuente de motores, y operación de motores con frenado por inversión.

Las soluciones al sobrecalentamiento de transformadores, generadores y motores como resultado de las cargas no lineales son las mismas que para el sobrecalentamiento del neutro: el valor nominal del equipo debe ser disminuido (derateo) o el contenido armónico debe ser reducido usando filtros de línea, o ambos.

Además del calentamiento excesivo, las corrientes armónicas pueden originar otros problemas serios para instalaciones generadoras. Los generadores modernos usan medios electrónicos para regular el voltaje de salida, para controlar la velocidad de la máquina o del primotor (y así controlar la frecuencia de salida del generador), para paralelar generadores y para compartir la carga proporcionalmente entre los diferentes generadores. Muchos de estos dispositivos de control usan circuitos que miden el punto de cruce por cero de la onda de voltaje o de la onda de corriente. A 60 Hz, este sistema trabaja como se esperaría, pero con contenido armónico alto puede haber más cruces por cero que para ondas sinusoidales de 60 Hz, esto puede causar penduleo e inestabilidad en el control de velocidad y de frecuencia, y puede hacer difícil o imposible el paralelar generadores.

4.2.2 Fuentes de potencia en modo conmutado

Quizás los mayores contribuyentes de armónicas sean las computadoras personales, el equipo de oficina y otro equipo electrónico sensible que usa fuentes de alimentación en modo conmutado (switch mode power supplies o switchers) para producir los voltajes de CD que requieren. Este tipo de fuentes genera grandes cantidades de terceras armónicas. Las fuentes conmutadas se usan en la mayoría de los equipos electrónicos modernos de bajo voltaje, suministrando voltajes de CD entre 3 V y 15 V. La figura 4.15 muestra el diagrama de bloques de una fuente típica con voltaje regulado por conmutación.

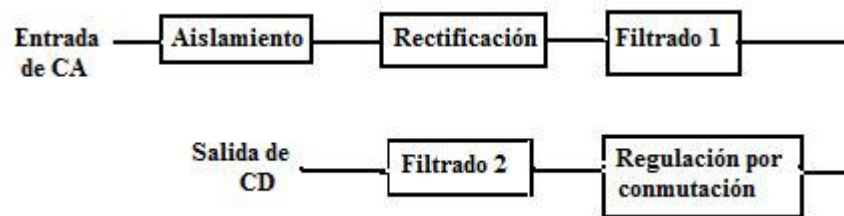


Fig. 4.15 Diagrama de bloques típico de una fuente conmutada

Después del aislamiento suministrado por un transformador (el transformador puede estar colocado después de la etapa de regulación por conmutación), el voltaje de CA es rectificado y filtrado para dar un voltaje de CD sin tratar, éste puede entonces ser ajustado al valor de salida requerido por regulación por conmutación (switching chopper regulation). Una segunda etapa de filtrado es requerida para suministrar el voltaje de salida de CD alisado. La regulación por conmutación contiene un mayor contenido de rizo que la regulación lineal por transistor, de manera que requiere una mayor cantidad de alisamiento, pero es mucho más eficiente dado que no disipa la diferencia de voltaje entre la entrada y la salida a través de su semiconductor de potencia de regulación (Mazda, 1997, Pág. 356), de manera que es usada más frecuentemente para fuentes de alta potencia.

En la figura 4.16 se muestra el diagrama esquemático simplificado de una fuente en modo conmutado. El voltaje entrante a 60 Hz es rectificado al valor de línea (120 V) por el rectificador en puente RP1 y el voltaje de CD se almacena en el capacitor filtro C_1 . El sistema de control (convertidor CD-CD) conmuta el voltaje de CD de RP1 a una frecuencia alta,

típicamente entre 10 kHz y 100 kHz o mayor. Los pulsos de voltaje de alta frecuencia son reducidos por el transformador de aislamiento TA y rectificados por los diodos D_1 y D_2 . El voltaje de CD de nivel bajo es filtrado por el circuito formado por el capacitor C_2 y el reactor L_2 .

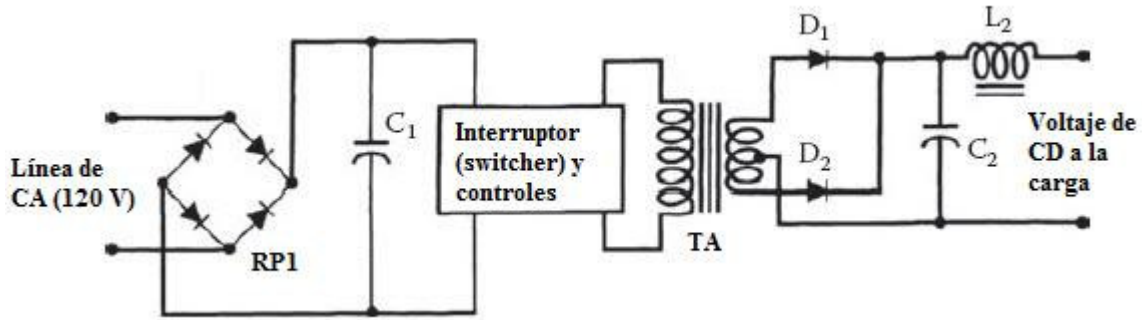


Fig. 4.16 Diagrama simplificado de una fuente de potencia en modo conmutado

La frecuencia de rizo de la salida de CD de los diodos es el doble de la frecuencia de switcheo, variando entre 20 kHz y 200 kHz. A causa de la alta frecuencia de switcheo, el transformador TA y el filtro de salida formado por el capacitor C_2 y el reactor de amortiguamiento L_2 pueden ser pequeños y ligeros al compararlos con sus equivalentes de 60 Hz. El voltaje de salida es controlado por el switcher, eliminando el regulador serie y sus pérdidas asociadas. Por ejemplo, una fuente de alimentación en modo conmutado operando a 20 kHz origina una reducción por 4 en el tamaño de los componentes y la reducción se incrementa alrededor de 8 veces a 100 kHz y mayores.

Conforme la carga extrae potencia, el switcher toma parte de la energía almacenada en el capacitor C_1 , disminuyendo el voltaje del capacitor. Cuando el voltaje del rectificador RP1 excede al voltaje C_1 , el rectificador libera un pulso de corriente al capacitor. El rectificador comienza a tomar potencia de la fuente conforme el voltaje entrante se aproxima al pico de la onda seno y deja de tomar potencia cuando el voltaje del rectificador cae por debajo del voltaje en el capacitor, mucho antes de que el voltaje sinusoidal de entrada sea cero. Estos pulsos de corriente son extremadamente no lineales y ricos en armónicas.

Aunque las fuentes conmutadas pueden ser la fuente de problemas de ruido y de armónicas, tienen muchas ventajas incluyendo una eficiencia global típica de alrededor del 75%. El almacenamiento de energía mejorado de una fuente conmutada ofrece un mayor tiempo de retención (alrededor de 16 ms comparados con alrededor de 4 ms para una fuente lineal). Además, una fuente lineal usualmente requiere que el voltaje de entrada se mantenga dentro del 10% del valor nominal, mientras que el switcher puede tolerar depresiones de voltaje de alrededor del 20%.

De acuerdo con Kusko y Thompson (2007, Pág. 157), los diseños anteriores de fuentes para PCs usaron un puente de entrada de diodos con un filtro capacitivo en el lado de CD, mientras que los modelos más recientes usan un circuito de entrada con modulación por ancho de pulso (PWM) que modela la corriente de línea a una forma de onda sinusoidal en fase con el voltaje de línea, para tener la llamada operación a factor de potencia unitario.

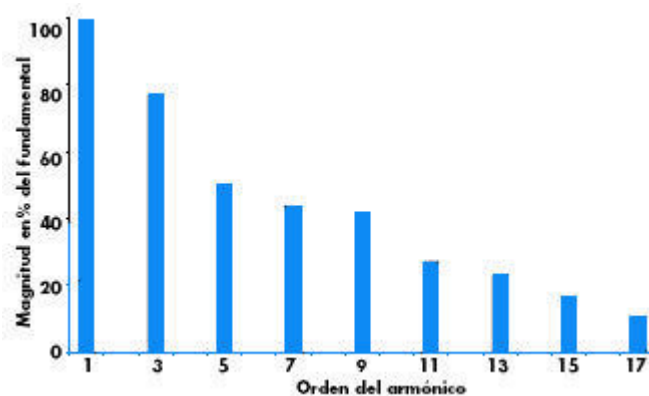
Con los diseños antiguos, la armónica dominante es la 3^a. Cuando un grupo de PCs antiguas es alimentado desde un tablero trifásico, las corrientes de tercera armónica regresan desde el tablero hasta la fuente a través del conductor neutro, el cual frecuentemente debe tener un calibre doble que los conductores de fase para que no se sobrecaliente. El circuito a factor de potencia unitario en las PCs nuevas reduce el requerimiento anterior.

Además de las fuentes conmutadas, las que constituyen una fuente mayor de corrientes armónicas, existen muchas otras posibles fuentes, dentro de las que se encuentran:

- Impulsores de velocidad ajustable (ASD: Adjustable Speed Drive), usados comúnmente para controlar la velocidad y el par de los motores de inducción. Para consideraciones de calidad de la energía, los ASD pueden dividirse en dos grupos:
 - Impulsor de inversor de fuente de voltaje (VSI). Los VSI usan capacitores grandes en el eslabón de CD para suministrar voltaje constante al inversor. El inversor entonces interrumpe el voltaje de CD para suministrar el voltaje de CA de frecuencia variable al motor (figura 4.15).
 - Impulsor de inversor de fuente de corriente (CSI). Estos impulsores se usan para aplicaciones de hp grandes, donde se justifican diseños por encargo. El eslabón de CD consiste de un reactor de amortiguamiento (choke) grande para

mantener la corriente de CD relativamente constante. El inversor entonces interrumpe esta corriente para proveer la señal de CA de frecuencia variable al motor.

- **Sistemas UPS estáticos.** En este tipo de sistemas UPS, la corriente alterna entrante es rectificadora a CD, la que posteriormente es invertida por circuitos de pulsos para tener CA nuevamente. El control de voltaje del rectificador se obtiene con tiristores, los cuales son disparados en cualquier punto en el ciclo, y apagados automáticamente cuando el voltaje pasa por cero, y son nuevamente disparados en el mismo punto en cada semiciclo subsecuente. La distorsión de salida de la UPS para una carga dada depende del diseño de la UPS y de la impedancia de salida, así, la mayoría de los fabricantes especifican la distorsión del voltaje de salida de sus equipos, siendo típico un THD del 5%. Sin embargo, muchos fabricantes adicionan la leyenda “basado en cargas lineales”.
- **Balastos electrónicos.** Los balastos magnéticos convencionales introducen corrientes de tercera armónica que pueden estar en el rango del 13% al 20% de la componente fundamental. Los balastos electrónicos generan una componente de tercera armónica aún mayor, de hasta el 80% de la componente fundamental. Por ejemplo, a continuación se muestra el espectro de amplitudes de una lámpara fluorescente compacta con balastro electrónico en miniatura.



- **Rectificadores controlados.** Una característica de todos los rectificadores controlados es que son no lineales, y extraen corrientes con alto contenido armónico de la fuente. Los rectificadores controlados en fase que usan tiristores no comienzan a conducir

hasta que se manda un pulso de disparo a la compuerta y se apagan en o cerca del cruce por cero.

4.2.3 Impulsores de velocidad ajustable (ASD)

De acuerdo con Heydt (2000), los ASD se dividen en:

- Impulsores de máquinas de CD
 - Tipos de rectificador controlado
- Impulsores de máquinas síncronas
 - PWM
 - Rectificador-inversor
 - Cicloconvertidor
- Impulsores de máquinas de inducción
 - PWM
 - Rectificador-inversor
 - Cicloconvertidor

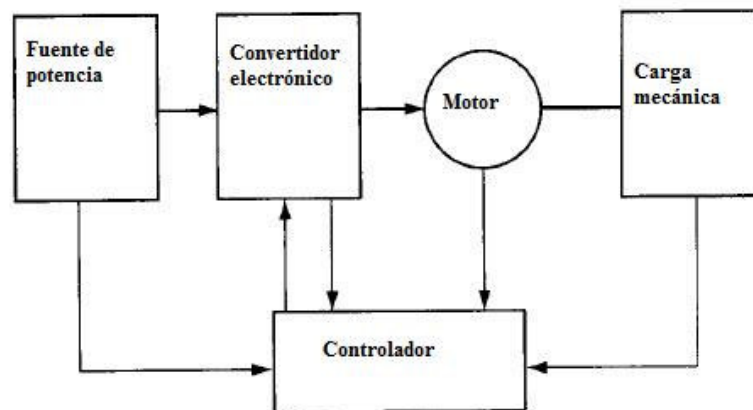


Fig. 4.17 Bloques funcionales de un impulsor moderno

Un sistema impulsor moderno tiene cinco bloques funcionales principales:

- una fuente de potencia,
- un convertidor electrónico,
- un controlador,

- un motor y
- una carga mecánica.

La fuente suministra la energía que necesita el sistema impulsor. El convertidor es la interfase entre el motor y la fuente y provee al motor con voltaje, corriente y/o frecuencia variables. El controlador supervisa la operación del sistema completo para mejorar el funcionamiento y la estabilidad del sistema.

La principal función de un convertidor es transformar la forma de onda de una fuente de potencia a la requerida por un motor eléctrico para lograr el funcionamiento deseado. La mayoría de los convertidores proveen voltaje, corriente y/o frecuencia ajustable para controlar la velocidad, el par o la potencia del motor. Los tipos básicos de convertidores son cuatro:

- CD a CA. La forma de onda de CD de la fuente de potencia es convertida a una forma de onda de CA monofásica o trifásica. La frecuencia de salida, la corriente y/o el voltaje pueden ser ajustados de acuerdo a la aplicación. Este tipo de convertidor es adecuado para motores de CA tales como motores de inducción o motores síncronos.
- CD a CD. Este tipo de convertidor es conocido como chopper. La forma de onda de CD de entrada constante es convertida a una forma de onda de CD con magnitud variable. La aplicación típica de estos convertidores es en impulsores de motor de CD.
- CA a CD. La forma de onda de CA es convertida a CD con magnitud ajustable. La entrada puede ser una fuente monofásica o multifásica. Este tipo de convertidor se usa en impulsores de CD.
- CA a CA. La forma de onda de entrada es típicamente de CA con magnitud y frecuencia fijas. La salida es una forma de onda de CA con frecuencia variable, magnitud variable o ambas. La conversión puede ser realizada directamente o a través de un eslabón de CD. El sistema con eslabón de CD consiste de dos convertidores conectados en cascada; el primero es un convertidor de CA a CD (rectificador) y el segundo un convertidor de CD a CA (inversor). Las aplicaciones típicas del convertidor con eslabón de CD es en impulsores de motores de CA (figura 4.19). Los convertidores con eslabón de CD se usan también en aplicaciones como fuentes de potencia ininterrumpible.

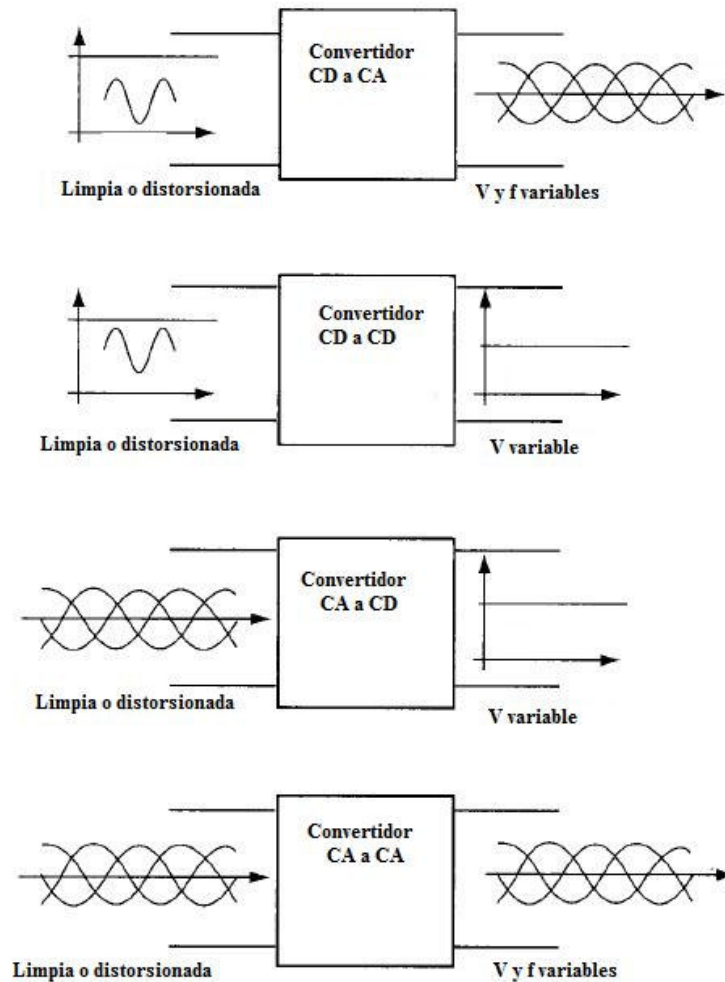


Fig. 4.18 Tipos básicos de convertidores

De acuerdo con BC Hydro (2007), los ASD permiten que las cargas impulsadas por motor de inducción, tales como ventiladores y bombas, operen en rangos de velocidad tan amplios como desde el 10% hasta el 300% de la velocidad nominal. Los ASD son conocidos también como impulsores de frecuencia variable (VFD), impulsores de velocidad variable (VSD), inversores de frecuencia variable (VFI) o convertidores de frecuencia (FC).

En la figura 4.19 se muestra el diagrama simplificado de un ASD alimentado por una línea trifásica. Las partes esenciales son:

- Reactores de línea para reducir corrientes armónicas de línea.
- Rectificador de diodos para suministrar potencia al eslabón de CD.

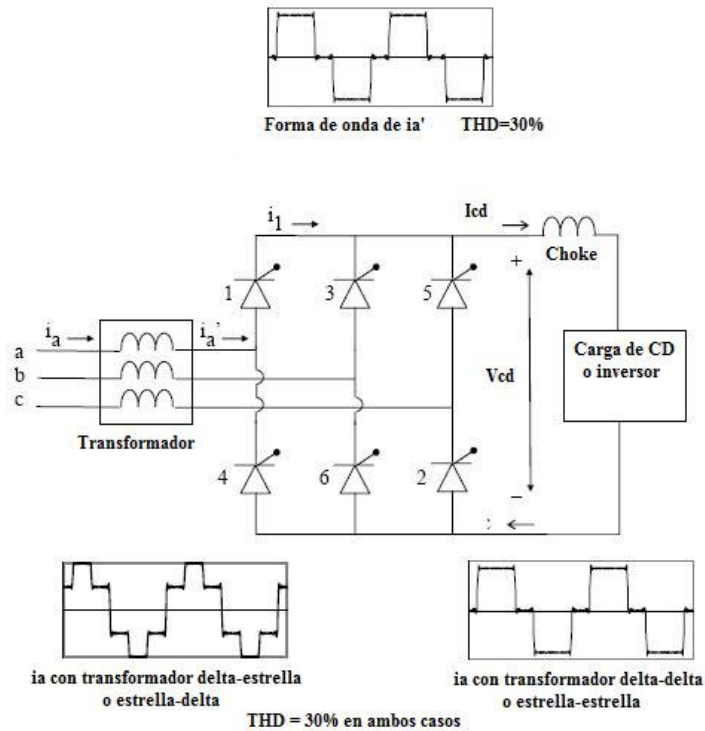


Fig. 4.19a Convertidor trifásico conmutado en línea de seis pulsos

Los ASD se construyen en el rango de 1 hp hasta 10,000 hp para aplicaciones en donde la velocidad del motor de inducción debe ser controlada. Las aplicaciones incluyen bombas, ventiladores, máquinas-herramientas y arranque suave de motores grandes. Los impulsores de 1 hp a 500 hp generalmente emplean inversores PWM de fuente de voltaje (VSI), mientras que los impulsores desde 300 hp hasta 1000 hp y mayores, típicamente emplean inversores de fuente de corriente (CSI).

El efecto sobre los sistemas de alimentación como voltajes armónicos en el punto de acoplamiento común (PCC) a otras cargas puede ser reducido usando las siguientes medidas:

- Reducir la impedancia de la línea desde la fuente de la compañía hasta el PCC.
- Instalar filtros pasivos y activos que estén eléctricamente cercanos al ASD,
- Usar multiplicación de fase en los rectificadores de ASD, por ejemplo, rectificadores de 12 pulsos.
- Usar un rectificador PWM para dar forma a las corrientes de línea.

En la figura 4.19b se muestra la forma de onda de la corriente de línea a la entrada de un convertidor de doce pulsos y su espectro armónico.

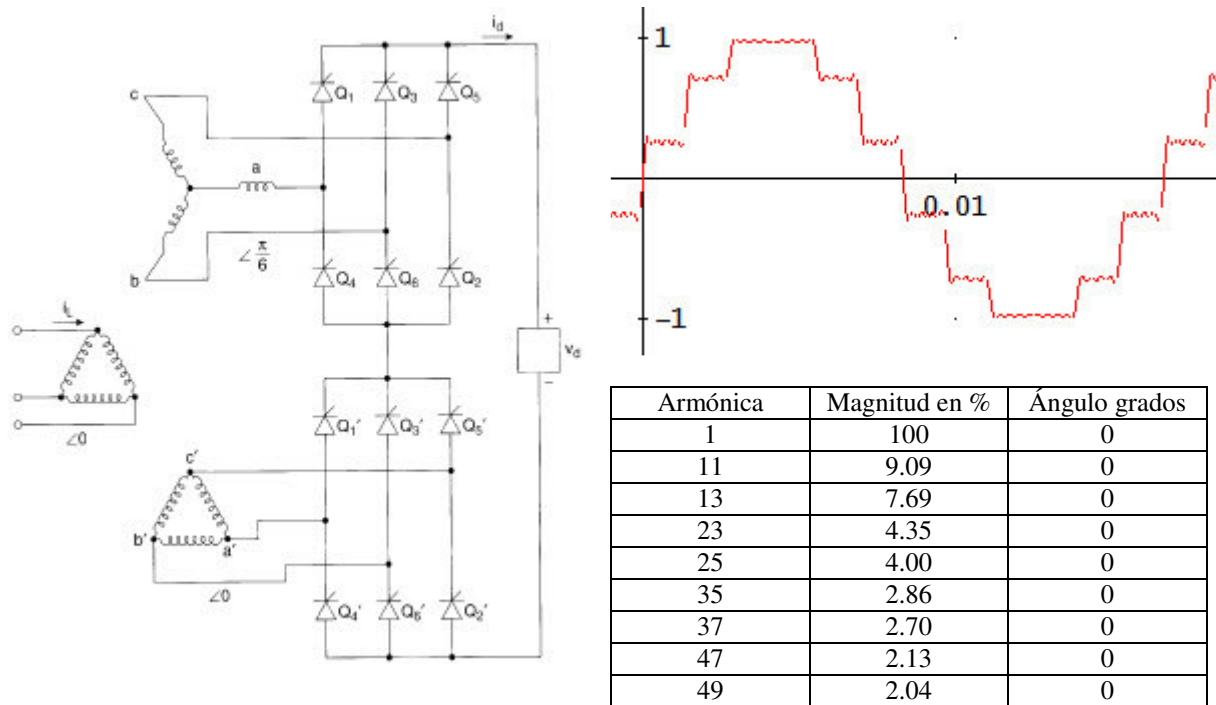


Fig. 4.19b Espectro armónico y forma de onda de la corriente de línea en un convertidor trifásico de doce pulsos

Al controlar la velocidad del motor de manera que ésta corresponda con precisión a los requerimientos de la carga variable, las instalaciones de ASD pueden incrementar la eficiencia energética (en algunos casos los ahorros pueden exceder el 50%), mejorar el factor de potencia y la precisión del proceso, y permitir otros beneficios de funcionamiento tales como capacidad de arranque suave y de sobrevelocidad. También pueden eliminar la necesidad de uso de mecanismos reguladores caros y consumidores de energía como válvulas de control y amortiguadores de salida.

Las cargas ideales para la aplicación de ASD son aquellas donde el par se incrementa con la velocidad, incluyendo bombas centrífugas, ventiladores, fuelles, y compresores. Las cargas que requieren una aplicación cuidadosa de ASD son aquellas que requieren un par constante independiente de la velocidad, tales como compresores reciprocantes, bombas de desplazamiento positivo, embobinadoras y enrolladoras centrales, máquinas de perforación y fresadoras. Las cargas que pueden ser difíciles de manejar con ASD son aquellas en que el par disminuye con la velocidad, usualmente cargas con una gran inercia, por ejemplo carga

vehicular, aplicaciones cargadas con volantes, cargas en las que se necesita menos par para mantenerlas girando que para acelerarlas (BC Hydro, 2007).

Muchas formas híbridas de ASD combinan características de dos o más de los tipos básicos: inversor de fuente de voltaje, inversor de fuente de corriente, inversor conmutado en carga (load-commutated inversor), inversor PWM, cicloconvertidor, control vector.

Históricamente el impulsor de fuente de voltaje de seis pulsos ha sido el caballo de batalla de la industria, sin embargo, la producción en masa y las presiones sobre el precio han permitido que el impulsor PWM sea el dominante, particularmente en impulsores de menos de 200 hp. Los sistemas mayores pueden usar impulsores de fuente de corriente, conmutados en carga o cicloconvertidores.

Para un número creciente de aplicaciones, las tecnologías alternativas de velocidad variable tales como los motores de imán permanente y los motores de reluctancia conmutada pueden ofrecer más beneficios que un sistema motor/ASD. Esto es especialmente cierto para aplicaciones que requieren velocidades muy altas o un rango muy grande de velocidades, par grande a velocidad baja, o funcionamiento en cuatro cuadrantes (motor, freno y generador).

Si no son adecuadamente seleccionados o aplicados, los ASD pueden incrementar más que reducir los costos energéticos. De hecho, un sistema motor de inducción/ASD es alrededor de 4 a 6% menos eficiente a plena carga que un motor de inducción solo. Un proceso que requiere salida continua a plena carga a partir de un sistema motor/carga requerirá más energía con un ASD, no menos. Sin embargo, los ahorros al operar con carga reducida generalmente son mayores que las pérdidas a plena carga. Un sistema motor/ASD puede tener una eficiencia combinada del 90% para cargas entre el 40% y el 100% de carga plena. Además, el factor de potencia de desplazamiento mejorado suministrado por un ASD (especialmente los PWM) puede producir ahorros adicionales debido a la reducción de pérdidas por efecto joule en los conductores que alimentan al impulsor y al motor.

Aunque los ASD pueden mejorar el factor de potencia de desplazamiento (DPF), los ASD modernos tienen una desventaja eléctrica ya que pueden generar armónicas (frecuentemente 5ª y 7ª armónicas), las que reducen el factor de potencia real (TPF). El factor de potencia real

incluye a las armónicas y al factor de potencia de desplazamiento. Por ejemplo, mientras que un ASD puede mejorar el factor de potencia de desplazamiento a casi 1.0, puede hacer que el factor de potencia real caiga a valores entre 0.75 y 0.8. Para minimizar los problemas por armónicas, un número cada vez mayor de fabricantes de ASD están empacando equipo de mitigación, tal como transformadores de aislamiento y reactores de línea, junto con los ASD.

Un problema que se puede presentar con sistemas motor/ASD son los bajos valores de pares de arranque, ya que el par de arranque es determinado no por el motor sino por la cantidad de corriente que puede proporcionar el impulsor. Para aplicaciones convencionales de ASD, el sistema motor/ASD tendrá un par de arranque máximo de alrededor del 130% del par a plena carga, el cual puede ser inaceptable para algunas cargas. Los ASD de alta calidad tienen características programables que pueden mejorar la capacidad de arranque de sistemas motor/ASD. Por ejemplo, programando una aceleración en rampa hace que el impulsor arranque suavemente una carga de alta inercia

Recapitulando algo de lo comentado hasta ahora:

- La ley de Ohm trabaja bien al tratar de resolver problemas con armónicas. Se presta atención frecuentemente a los voltajes armónicos cuando la raíz de los problemas son realmente las corrientes armónicas por las impedancias armónicas.
- Normalmente es la corriente extraída por cargas no lineales la causa de las armónicas.
- Los voltajes armónicos resultantes distribuyen el problema a otras cargas que pueden ser vulnerables a los cruces potenciales por cero, pérdidas incrementadas en dispositivos inductivos, sobrecalentamiento de los neutros, bajo factor de potencia y capacidad de retención reducida de las fuentes de alimentación. Las corrientes armónicas no se propagan a los otros circuitos, son sus efectos al distorsionar el voltaje de alimentación que se propagan.
- Un rápido examen de la forma de onda del voltaje puede indicar si están presentes armónicas pares. Si las dos mitades o los dos cuartos de la forma de onda (referidos a 180° o a 90°) no son simétricas, es muy probable que existan armónicas pares. *La mayoría de los sistemas no tienen armónicas pares significativas, a menos que exista un rectificador de media onda en el circuito.* En una empresa grande de servicios bancarios en Nueva York, por ejemplo, se encontró esa forma de onda a la salida de su

UPS en línea y se determinó que la mitad de su rectificador puente de onda completa estaba dañado y por lo tanto no funcional (Bingham, s/f).

- El determinar las corrientes armónicas que están presentes puede llevar frecuentemente a la carga que es la fuente de ellas. Por ejemplo, una fuente en modo conmutado monofásica con entrada rectificadora usualmente tendrá corrientes armónicas impares con una amplitud proporcional al inverso del número armónico ($1/3$, $1/5$, $1/7$, etc). El contenido armónico de convertidores multipolo puede encontrarse a partir de la ecuación $h = n p \pm 1$, donde h es el número armónico, n es un entero creciente, y p es el número de polos, pulsos o trayectorias de conducción (tabla 4.5). Así, un rectificador de onda completa trifásico de seis pulsos tendrá las siguientes *armónicas características*: 5ª y 7ª, 11ª y 13ª, 17ª y 19ª, etc.
- Las corrientes interarmónicas de convertidores asíncronos pueden llevar a mal funcionamiento de los equipos sensibles. Las corrientes subarmónicas son un conjunto especial de interarmónicas, con componentes de frecuencia por debajo de la fundamental, Cuando estas componentes tienen una amplitud y una frecuencia adecuadas, las fluctuaciones del voltaje pueden resultar en parpadeo luminoso.

Tabla 4.5 Armónicos típicos encontrados para diferentes convertidores

Tipo de dispositivo	Número de pulsos	Armónicas características
Rectificador de media onda	1	2ª, 3ª, 4ª, 5ª, 6ª, 7ª, ...
Rectificador de onda completa	2	3ª, 5ª, 7ª, 9ª, 11ª, 13ª, 15ª, 17ª, 19ª, ...
Rectificador trifásico de onda completa	6	5ª, 7ª, 11ª, 13ª, 17ª, 19ª, 23ª, 25ª, ...
Rectificador trifásico de onda completa	12	11ª, 13ª, 23ª, 25ª, 35ª, 37ª, ...
Rectificador trifásico de onda completa	18	17ª, 19ª, 35ª, 37ª, 53ª, 55ª, ...

En la tabla 4.5 se muestran las armónicas características de varios circuitos rectificadores. Con propósitos de ilustración se muestran circuitos con diodos, pero los mismos circuitos podrían tener tiristores en lugar de diodos sin cambiar las armónicas características. De acuerdo con el estándar IEEE-519-1992, las *armónicas características* son aquellas producidas por equipos convertidores semiconductores en el curso de su operación normal (Pág. 10):

$$h = kq \pm 1$$

k = Cualquier entero

q = Número de pulso del convertidor

Con relación a la multiplicación de fase para reducir armónicas, en el mismo estándar se encuentra que si m secciones de rectificación de seis pulsos (Pág. 22):

- tienen la misma razón de transformador,
- tienen transformadores con impedancias idénticas,
- están desfasados exactamente $60/m$ grados uno de otro,
- son controlados a exactamente el mismo ángulo de retraso, y
- comparten la corriente de carga de CD igualmente

entonces las únicas armónicas presentes serán del orden $kq \pm 1$, las armónicas características. $6m$ es llamado entonces el número de pulso y se le asigna el símbolo q .

Las *armónicas no características* son aquellas que no son producidas por equipo convertidor semiconductor en el curso de su operación normal. Éstas pueden ser un resultado de frecuencias de pulsación, una demodulación de las armónicas características y la fundamental; o de un desbalance en el sistema de potencia de CA, de un ángulo de retardo asimétrico, o de la operación de un cicloconvertidor.

De acuerdo con Fuchs y Masoum (2007, Pág. 17):

- Las armónicas de orden $12k+1$ (secuencia positiva) asociadas con rectificadores e inversores y $12k-1$ (secuencia negativa) son llamadas *armónicas características* y *armónicas no características* respectivamente.
- Las amplitudes de estas armónicas son inversamente proporcionales al orden armónico. Para reducir las armónicas características de convertidores de potencia

grandes se usan filtros. Cuando el sistema de CA es débil y la operación no es perfectamente simétrica, aparecen armónicas no características.

- No es económico reducir las armónicas no características con filtros, por lo tanto, aún una pequeña inyección de estas corrientes armónicas puede, via condiciones resonantes en paralelo, producir niveles muy grandes de distorsión del voltaje.

Como se comenta en el resumen anterior, la mayoría de las cargas no lineales producen armónicas impares, se necesitan ciertas condiciones para la producción de armónicas pares. Una extracción irregular de corriente entre las mitades positiva y negativa de un ciclo de operación puede generar armónicas pares (como en un rectificador de media onda). La operación irregular puede deberse a la naturaleza de la aplicación o puede indicar problemas con los circuitos de la carga. Las corrientes magnetizantes de un transformador, por ejemplo, pueden contener niveles apreciables de armónicas pares y también las contienen las corrientes de arranque de los hornos de arco eléctrico (Sankaran, 2002, Pág. 85). Los hornos de arco eléctrico son generadores también de componentes interarmónicas, pero una vez que el arco se estabiliza la mayoría de las interarmónicas desaparecen, quedando sólo las armónicas enteras.

Como se comentó en el apartado sobre series de Fourier, para una onda sinusoidal semirectificada existe la componente de CD, la componente a frecuencia fundamental y componentes armónicas pares. No existen armónicas impares. Los convertidores de media onda que resultan en la producción de armónicas pares no son aprobados para las instalaciones nuevas (IEEE, 1992, tablas 10.3, 10.4 y 10.5), y se recomienda que se retiren tan pronto como sea posible de las instalaciones antiguas (IEEE, 1992, Pág. 53):

La rectificación de media onda produce armónicas pares que tienen una componente de directa que satura los transformadores. Éstas deberían ser evitadas. Debería usarse rectificación de onda completa.

De acuerdo con Heydt (2000), la ocurrencia más común de armónicas pares es en la corriente de alimentación de los transformadores cuyo lado carga tiene componentes de directa en la corriente.

Otra fuente posible de armónicas pares y de interarmónicas son los rectificadores trifásicos de onda completa semicontrolados también conocidos como *semiconvertidores*, esto es, aquellos

que tienen un grupo positivo de tres pulsos con tiristores con control de compuerta y un grupo negativo de tres pulsos con diodos. Un convertidor trifásico de seis pulsos totalmente controlado puede operar como rectificador (ángulos de disparo menores a 90°) o como inversor (ángulos de disparo mayores a 90°). Si la operación como inversor no se requiere, el circuito puede ser simplificado reemplazando tres tiristores por tres diodos de potencia. Esta simplificación es económicamente atractiva porque los diodos son considerablemente menos caros que los tiristores y no requieren de circuitos de control del ángulo de disparo.

De acuerdo con Arrillaga y Watson (2003, Pág. 104) cuando los semiconvertidores operan a plena carga (con ángulo de disparo cero) estos controladores producen virtualmente las mismas corrientes armónicas que los convertidores totalmente controlados y operan muy eficientemente. Sin embargo, bajo condiciones de operación que requieren retardos en el disparo la simetría de media onda de la forma de onda de la corriente se pierde y por lo tanto pueden aparecer armónicas pares importantes. Especialmente para cargas bajas estos controladores no sólo tienen un factor de potencia muy pobre sino que introducen una severa distorsión de la forma de onda, particularmente armónicas pares. El caso extremo se tiene cuando la corriente de segunda armónica alcanza niveles cercanos a la componente fundamental.

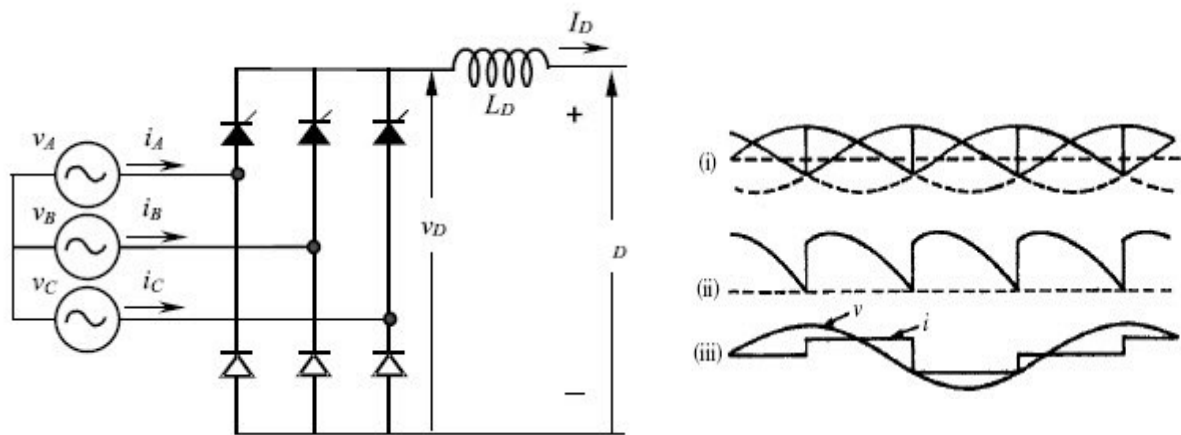


Fig. 4.20 Rectificador trifásico semicontrolado y sus formas de onda para un ángulo de disparo de 60° . (ii) Voltaje de CD en terminales del puente (iii) Voltaje de alimentación y corriente de la fase A

Tabla 4.6 Tipos y fuentes de armónicas en sistemas de potencia (Fuchs y Masoum, 2008, Pág. 18)

Tipo	Frecuencia	Fuente
CD	0	Dispositivos de switcheo electrónico, rectificadores de media onda, hornos de arco (con arcos aleatorios), corrientes inducidas geomagnéticamente
Armónicas impares	hf_1 ($h = 3, 5, 7, 9, \dots$)	Cargas y dispositivos no lineales
Armónicas pares	hf_1 ($h = 2, 4, 6, 8, \dots$)	Rectificadores de media onda, corrientes inducidas geomagnéticamente
Armónicas triple-n	$3hf_1$ ($h = 1, 2, 3, 4, \dots$)	Cargas trifásicas desbalanceadas, dispositivos electrónicos de conmutación
Armónicas de secuencia positiva	hf_1 ($h = 1, 4, 7, 10, \dots$)	Operación de sistemas de potencia con cargas no lineales
Armónicas de secuencia negativa	hf_1 ($h = 2, 5, 8, 11, \dots$)	Operación de sistemas de potencia con cargas no lineales
Armónicas de secuencia cero	hf_1 ($h = 3, 6, 9, 12, \dots$)	Operación desbalanceada del sistema
Armónicas temporales	hf_1 (h entero)	Inversores de fuente de voltaje y de corriente, rectificadores modulados por ancho de pulso, rectificadores e inversores en modo switcheado
Armónicas espaciales	hf_1 (h entero)	Máquinas de inducción
Interarmónicas	mf_1 ($m \neq$ entero)	Convertidores estáticos de frecuencia, cicloconvertidores, máquinas de inducción, dispositivos de arco, computadoras
Subarmónicas	mf_1 ($m < 1$)	Control rápido de fuentes de potencia, resonancias subsíncronas, bancos de capacitores grandes en sistemas altamente inductivos, máquinas de inducción
Armónica característica	$(12k + 1)f_1$ (k entero)	Rectificadores, inversores
Armónica no característica	$(12k - 1)f_1$ (k entero)	Sistemas de CA débiles y asimétricos

4.2.4 Interarmónicas

Algunos equipos producen componentes de corriente con una frecuencia que no es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la línea de alimentación. Estas componentes de la corriente son llamadas *componentes interarmónicas*. Su magnitud es normalmente pequeña y no causan problemas, pero algunas veces pueden excitar resonancias inesperadas entre inductancias de transformador y bancos de capacitores; así, las interarmónicas también pueden ocasionarse por oscilaciones que se generan en sistemas que tienen condensadores en serie o en paralelo o en los que los transformadores estén saturados y durante los procesos de conmutación.

Las fuentes principales de interarmónicas son los dispositivos de accionamiento eléctrico de carga variable, los cicloconvertidores y otros convertidores de frecuencia directos e indirectos, los controles de ondulación, los hornos de arco eléctrico, las máquinas de soldar, las computadoras y otras cargas que no operan sincrónicamente con la frecuencia de la línea de potencia.

De acuerdo con el Estándar IEEE 1159-1995, los eventos que contribuyen a la distorsión de la forma de onda y las características de cada uno son:

- *Offset de CD*. Evento de estado estacionario. Magnitud de voltaje típica: 0-0.1%.
- *Armónicas*. Evento de estado estacionario. Contenido espectral típico: 0-100ª armónica (6 kHz en sistemas de 60 Hz). Magnitud de voltaje típica: 0- 20%.
- *Interarmónicas*. Evento de estado estacionario. Contenido espectral típico: 0-6 kHz. Magnitud de voltaje típica: 0-2%.
- *Muestras*. Evento de estado estacionario.
- *Ruido*. Evento de estado estacionario. Magnitud de voltaje típica: 0-1%. Contenido espectral típico: Banda ancha.

En IEEE (1999) se lee (Pág. 19):

Interarmónica (componente). Una componente de frecuencia de una cantidad periódica que no es un múltiplo entero de la frecuencia a la cual el sistema de suministro está diseñado para operar (50 Hz o 60 Hz). Las interarmónicas son causadas típicamente por convertidores estáticos de potencia, motores de inducción y dispositivos de arco. La frecuencia de las interarmónicas puede aparecer como una frecuencia discreta única (motores de inducción) o como una distribución de espectro amplio de muchas frecuencias (dispositivo de arco).

Mientras que en el estándar IEC-61000-2-1, las interarmónicas se definen como:

Entre las armónicas del voltaje y de la corriente a frecuencia de potencia, se pueden observar frecuencias adicionales que no son un entero de la fundamental. Éstas pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda ancha.

En Kennedy (2000, Pág. 319) se comenta que la palabra interarmónica es un término de calidad de la potencia que describe la distorsión de una forma de onda a frecuencias que no son múltiplos exactos de la frecuencia fundamental. Por ejemplo, una frecuencia armónica puede ser igual a 2, 3 o 4 veces la frecuencia fundamental, mientras que una frecuencia interarmónica puede ser igual a 1.5, 2.5, o 6.3 veces la fundamental.

Las interarmónicas han sido incluidas en varios estándares, sin embargo, muchos aspectos importantes relacionados con las mismas, *como el rango de frecuencias*, deberían ser especificados en las siguientes revisiones de los estándares (Fuchs y Masoum, 2007, Pág. 17). Por ejemplo, algunos autores consideran como interarmónicas las componentes de alta frecuencia (Kusko y Thompson, 2007):

... discutiremos los circuitos y los dispositivos magnéticos que crean armónicas (múltiplos de la frecuencia de línea) y/o interarmónicas (otras componentes de alta frecuencia). Las armónicas son generadas por rectificadores, convertidores a frecuencia de línea, y dispositivos magnéticos no lineales. Las interarmónicas son creadas por fuentes de potencia switcheadas de alta frecuencia (Pág. 63) ...

Los circuitos de switcheo de alta frecuencia –tales como fuentes de potencia en modo switchado, circuitos de corrección de factor de potencia, y ASDs- crean componentes de alta frecuencia que no son un múltiplo de la frecuencia de línea. Por ejemplo, una fuente de potencia switchada operando a 75 kHz produce componentes de alta frecuencia a múltiplos enteros de la frecuencia de switcheo fundamental: 150 kHz, 225 kHz, 300 kHz, etc. Estas componentes de frecuencia son algunas veces llamadas *interarmónicas* para diferenciarlas de las armónicas, que son múltiplos de la frecuencia de línea ... Otras fuentes de interarmónicas son cicloconvertidores, hornos de arco y otras cargas que no operan sincrónicamente con la frecuencia de la línea de potencia (Págs. 5 y 6). Las señales portadoras (*carrier* de 30 kHz a 200 kHz en Estados Unidos) en líneas de potencia también pueden ser consideradas como interarmónicas (Dugan y otros, 2004, Pág. 27).

Al analizar una determinada forma de onda, sus armónicas e interarmónicas se denominan en función de sus componentes espectrales en un estado cuasiestacionario definido sobre un ámbito determinado de frecuencias:

- Armónica: $f_n = n f_1$, donde n es un entero mayor que cero, y f_1 es la frecuencia fundamental.
- Interarmónica: $f_m = m f_1$, donde m es un múltiplo no entero de la fundamental.
- Subarmónica: $0 < f < f_1$.

Algo que debe tenerse en mente siempre, es que la suma de dos o más ondas seno puras con amplitudes diferentes donde la frecuencia de cada senoide no es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental no necesariamente resulta en una forma de onda periódica (Fig. 4.21).

El término *subarmónica* o *subarmónico* no tiene una definición oficial, es un caso particular de interarmónica cuya frecuencia es menor que la frecuencia fundamental. Sin embargo, este término aparece en numerosas referencias y es de uso general en el ámbito profesional. Por analogía con el orden de una armónica, el *orden de una interarmónica* está dado por la razón de la frecuencia interarmónica (f_m) a la frecuencia fundamental (f_1). Si este valor es inferior a la unidad, la frecuencia se denomina frecuencia subarmónica:

$$m = \frac{f_m}{f_1} > 1 \quad \text{orden de la interarmónica}$$

$$m = \frac{f_m}{f_1} < 1 \quad \text{orden de la subarmónica}$$

De acuerdo con la recomendación de la IEC, el orden de la interarmónica estará identificado por la letra m (IEC 61000-2-2).

Las interarmónicas, siempre presentes en la red de energía eléctrica, han adquirido mayor importancia debido a que la amplia utilización de los sistemas electrónicos de potencia ha producido un aumento de ellas. Las interarmónicas y en especial las subarmónicas causan flicker, pares de baja frecuencia, elevación de temperatura adicional en máquinas de inducción y mal funcionamiento de los relevadores de baja frecuencia y de sobrecorriente.

Existen dos mecanismos básicos para la generación de interarmónicas, aunque en muchas clases de equipo ambos mecanismos tienen lugar al mismo tiempo (Hanzelka y Bieñ):

1. El primero es la generación de componentes en las bandas laterales de la frecuencia del voltaje de alimentación y de sus armónicas como un resultado de cambios en sus magnitudes y/o ángulos de fase. Estas variaciones son provocadas por cambios rápidos

de corriente en el equipo y en las instalaciones, que también pueden ser fuente de fluctuaciones del voltaje. Los disturbios son generados por cargas que operan en un estado transitorio, de manera continua o temporalmente, o, más frecuentemente, cuando ocurre una modulación de la amplitud de corrientes y voltajes. Estos disturbios son de naturaleza grandemente aleatoria, y dependen de las variaciones de la carga inherentes a los procesos y equipos utilizados.

2. El segundo mecanismo es la conmutación asíncrona (aquella que no está sincronizada con la frecuencia del sistema de potencia) de dispositivos semiconductores en convertidores estáticos. Ejemplos típicos son cicloconvertidores y convertidores con modulación por ancho de pulso (PWM) como los usados en ASDs. Las interarmónicas generadas por ellos pueden localizarse en cualquier parte en el espectro con respecto a las armónicas del voltaje de la fuente de suministro.

Se tiene un esquema de conmutación asíncrono cuando la razón de la frecuencia de switcheo de los conmutadores electrónicos de potencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental del voltaje de salida del inversor. Si la corriente armónica pasa a través del eslabón de corriente directa del ASD, pueden aparecer problemas relacionados con interarmónicas en la línea de alimentación de CA.

Las interarmónicas se pueden generar en cualquier nivel de voltaje y transferirse entre niveles diferentes; es decir, interarmónicas generadas en sistemas de voltaje alto y medio pueden inyectarse en el sistema de bajo voltaje y viceversa. Su magnitud raramente supera el 0.5% de la componente fundamental del voltaje, aunque en condiciones de resonancia pueden presentarse niveles más elevados.

El voltaje del sistema de potencia contiene un ruido gaussiano de fondo con un espectro continuo. De acuerdo con el estándar IEC 1000-2-1 los niveles típicos de este disturbio son:

- 40 – 50 mV (0.02% del voltaje nominal) cuando se mide con un filtro de ancho de banda de 10 Hz.
- 20 – 25 mV (0.01% del voltaje nominal) cuando se mide con un filtro de ancho de banda de 3 Hz. El voltaje nominal considerado es de 230 V.

En la figura 4.21 se muestra una forma de onda no periódica y su contenido armónico e interarmónico para una carga operando a 50 Hz nominales (Arrillaga y Watson, 2003, Pág. 46). Como puede observarse, existe la componente fundamental (50 Hz), una frecuencia armónica a 250 Hz (5ª armónica), y cuatro frecuencias interarmónicas: 104 Hz ($m=2.08$), 117 Hz ($m=2.34$), 134 Hz ($m=2.68$) y 147 Hz ($m=2.94$).

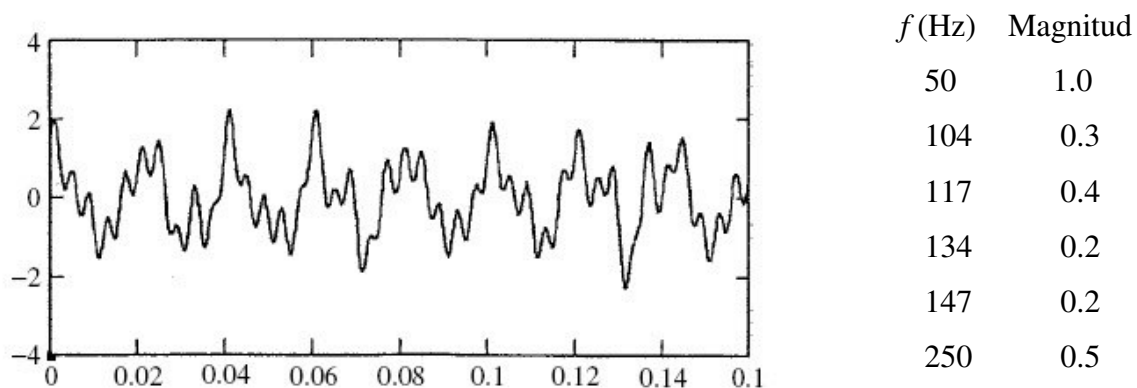


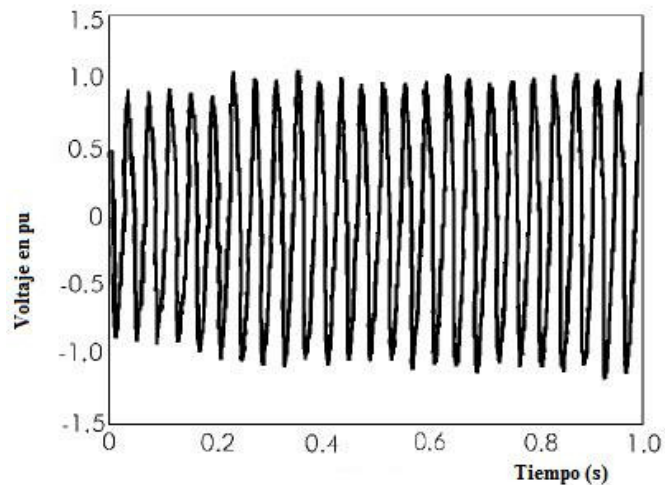
Fig. 4.21 Forma de onda con componentes armónicas e interarmónicas

Las componentes interarmónicas más peligrosas son las componentes subarmónicas de voltajes y corrientes, referidas como *distorsión subarmónica*. Las *corrientes subarmónicas* pueden hacer que los transformadores se saturen y que los generadores síncronos y las turbinas sufran daño.

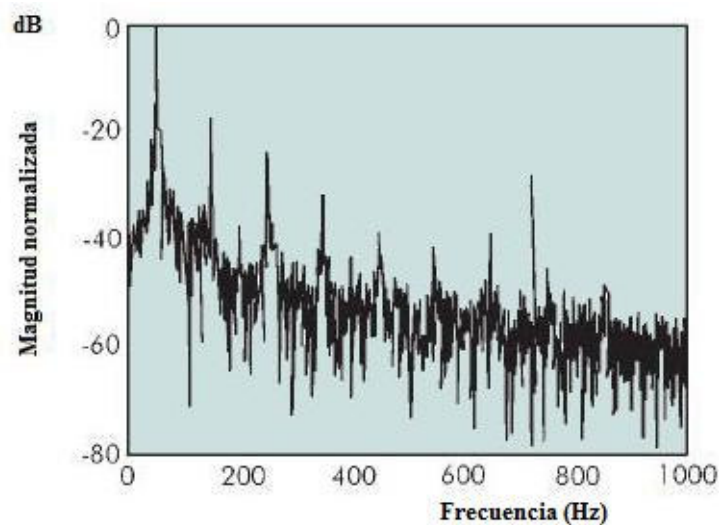
Cuando están presentes componentes subarmónicas, la causa subyacente generalmente es resonancia entre las corrientes o los voltajes armónicos con la capacitancia y la inductancia del sistema de potencia. Las componentes subarmónicas pueden ser generadas cuando un sistema es altamente inductivo (por ejemplo en hornos de arco eléctrico durante el arranque) o si el sistema de potencia tiene bancos de capacitores grandes para corrección del factor de potencia o para filtrado. Dichas condiciones producen oscilaciones lentas que son relativamente no amortiguadas, resultando en depresiones del voltaje y en flicker.

Estrictamente hablando, los hornos de arco no producen componentes interarmónicas de voltaje o de corriente, sino un número de armónicas enteras más un espectro continuo de voltaje y de corriente. Debido a resonancias en el sistema de potencia, algunas de las frecuencias en este espectro son amplificadas. Las componentes de frecuencia amplificadas

son referidas como interarmónicas debidas al horno de arco. Estas interarmónicas de voltaje han recibido especial atención porque son las responsables de problemas serios de parpadeo de lámparas.



a) Fluctuación del voltaje



b) Espectro mostrando armónicas (picos) e interarmónicas

Fig. 4.22a Fluctuación típica del voltaje debida a un horno de arco medida en el secundario del transformador de alimentación.

En la figura 4.22a se muestra el espectro de amplitud contra frecuencia asociado con una oscilación típica del voltaje de un horno de arco eléctrico medida en el secundario del transformador de alimentación (Arrillaga y otros, 2000). Como se comentó en el párrafo anterior, los hornos de arco normalmente no introducen interarmónicas significativas, excepto

cuando se amplifican debido a la presencia de resonancias. El régimen transitorio, que es una fuente de interarmónicas, se produce de manera más intensa durante la fase inicial de la fundición.

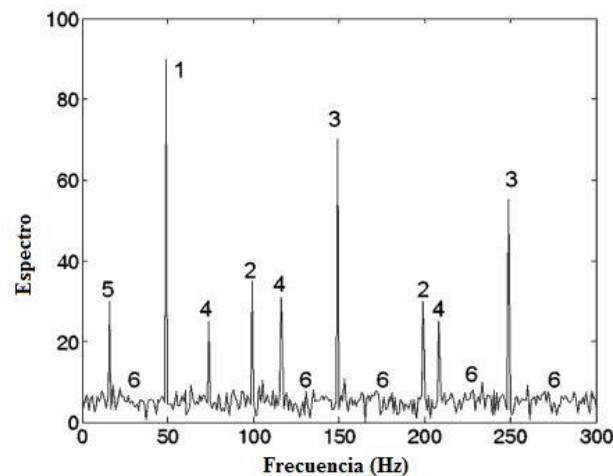


Fig. 4.22b Espectro estilizado de señal distorsionada

En la figura 4.22b se muestra el espectro de amplitud contra frecuencia de una señal distorsionada no periódica con (Bollen y Gu, 2006, Pág. 120):

- Componente fundamental (1)
- Componentes armónicas pares (2)
- Componentes armónicas impares (3)
- Componentes interarmónicas (4)
- Componentes subarmónicas (5)
- Ruido (6)

Las máquinas de soldar generan un espectro continuo asociado con su proceso particular. La duración de cada una de las operaciones individuales de soldadura varía entre uno y diez segundos, dependiendo del tipo de máquina de soldar.

El parpadeo luminoso resulta cuando hay voltajes subarmónicos en el rango de 1 Hz a 30 Hz. El ojo humano es más sensible a 8.8 Hz, donde una variación de sólo 0.5% en el voltaje eficaz es notada con algunos tipos de alumbrado (Bingham, 1999)

Los motores de inducción pueden ser fuentes de interarmónicas debido a las ranuras del hierro del estator y del rotor, especialmente cuando se asocian con saturación del circuito magnético (armónicas de ranura). Cuando el motor alcanza la velocidad nominal, las frecuencias de las componentes de disturbio están usualmente en el rango de 500 Hz a 2000 Hz, pero durante el periodo de arranque, este margen puede aumentar significativamente. La asimetría natural del motor (desalineamiento del rotor, etc.) puede ser también una fuente de interarmónicas (figura 4.23).

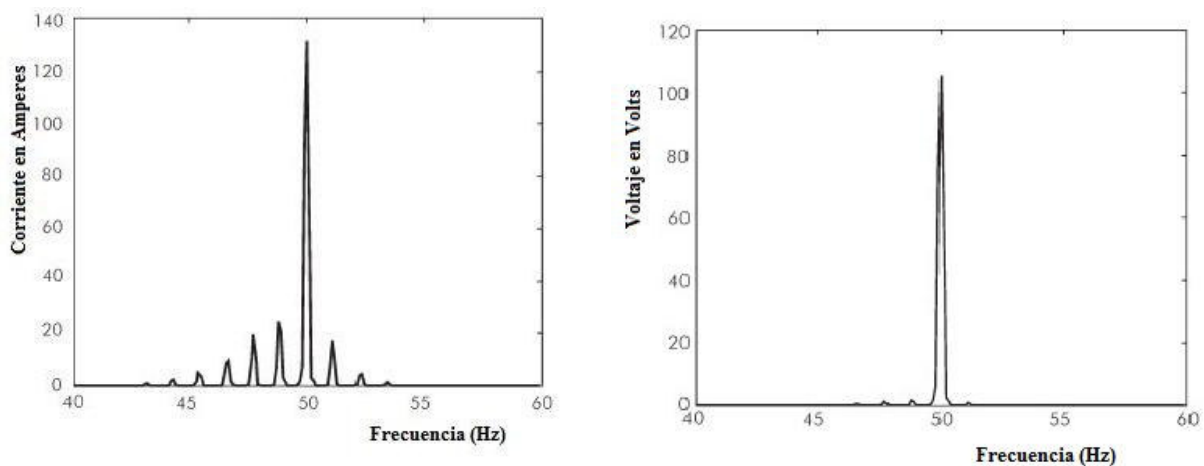


Fig. 4.23 Espectros de amplitud contra frecuencia para la corriente y el voltaje en terminales de una fase de un motor.

Las interarmónicas debidas a la asimetría del motor son generadas por las **armónicas espaciales**:

Las **armónicas temporales** son las armónicas en las formas de onda del voltaje y de la corriente de máquinas eléctricas y de sistemas de potencia debido a la saturación de núcleos magnéticos, presencia de cargas no lineales, y condiciones irregulares del sistema (fallas y desbalance). Las **armónicas espaciales** se refieren a las armónicas en los encadenamientos de flujo de dispositivos electromagnéticos giratorios tales como motores síncronos y de inducción. La causa principal de las armónicas espaciales es la estructura física asimétrica de los circuitos magnéticos de estator y de rotor (selección del número de ranuras y la excentricidad del rotor). Las armónicas espaciales de encadenamientos de flujo inducirán voltajes

armónicos temporales en los circuitos de rotor y de estator que generan corrientes armónicas temporales (Fuchs y Masoum, 2008, Pág. 18).

Los motores con carga de par variable, tales como máquinas de forja, troqueladoras, sierras, compresores, bombas reciprocantes (aspirante-impelentes), etc., pueden ser también fuentes de subarmónicas. El efecto de carga variable también se ve en impulsores de velocidad ajustable alimentados por convertidores estáticos.

Un caso especial de corrientes subarmónicas son las debidas a oscilaciones en el campo magnético terrestre siguiendo una llamarada solar. Las llamadas corrientes inducidas geomagnéticamente (GICs) tienen periodos de entre 10 segundos y 16 minutos (frecuencias de 0.1 Hz a 0.001 Hz) y la saturación resultante en transformadores ha llevado a grandes apagones. Las corrientes inducidas geomagnéticamente fluyen sobre la superficie de la tierra y pueden alcanzar valores pico de hasta 200 A. Estas corrientes pueden entrar a los devanados de transformadores a través de las conexiones en estrella aterrizada y polarizar los núcleos de los transformadores originando saturación de medio ciclo (Liu y Wang, s/f).

Las llamaradas solares y otros fenómenos solares pueden causar fluctuaciones transitorias en el campo magnético de la tierra. Cuando estas fluctuaciones son severas se conocen como tormentas geomagnéticas y son evidentes visualmente como la aurora boreal en el hemisferio norte y la aurora austral en el hemisferio sur. Estos cambios en el campo geomagnético inducen un potencial sobre la superficie de la tierra que hace fluir a las GICs en los sistemas de potencia. Las GICs entran y dejan al sistema de potencia a través de los neutros puestos a tierra de transformadores conectados en estrella que están localizados en extremos opuestos de una línea de transmisión larga.

La magnitud de las corrientes inducidas geomagnéticamente por fase puede ser muchas veces mayor que la corriente magnetizante de CA de un transformador. El resultado neto es una polarización de CD en el flujo del núcleo del transformador, que resulta en un alto nivel de saturación de medio ciclo. La saturación de medio ciclo de los transformadores que operan dentro de un sistema de potencia es la fuente de casi todos los problemas operativos y de equipos originados por las GIC durante las tormentas magnéticas (demanda de potencia

reactiva y su caída de voltaje asociada). Las consecuencias directas de la saturación de medio ciclo de los transformadores son:

- El transformador llega a ser una fuente rica de armónicas pares e impares.
- Ocurre un incremento grande en la potencia reactiva inductiva extraída por el transformador, resultando en una caída de voltaje excesiva.
- Calentamiento localizado excesivo (por ejemplo en el tanque del transformador) debido a los efectos asociados con flujos de dispersión muy grandes.

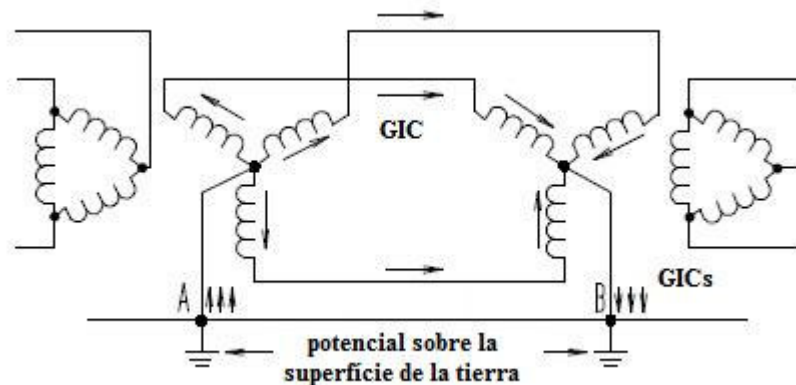


Fig. 4.24 Trayectoria de las corrientes inducidas geomagnéticamente

Algunos de los efectos debidos a la generación de altos niveles de armónicas en transformadores son:

- Sobrecalentamiento de bancos de capacitores.
- Posible mala operación de relevadores.
- Sobrevoltajes sostenidos al energizar líneas largas.
- Mayores corrientes de arco secundario durante switcheos monopolares.
- Mayores voltajes de recuperación en interruptores de circuito.
- Sobrecarga de filtros armónicos de terminales convertidoras en HVDC.
- Distorsión de la forma de onda del voltaje de CA que puede resultar en pérdida de la transmisión de potencia.

Los vars extraídos por los transformadores durante la saturación de medio ciclo son suficientes para causar depresiones intolerables del voltaje del sistema, oscilaciones inusuales en los

flujos de potencia activa y reactiva en las líneas de transmisión y, en ocasiones, problemas con los límites de potencia reactiva (vars) de generadores.

4.3 Índices de distorsión armónica

Existe un amplio conjunto de índices y medidas para describir la calidad de la potencia de señales periódicas y no periódicas, pero ninguno describe de forma unívoca a la señal por lo que no son aplicables en todos los casos y, en ocasiones, los índices pueden ocultar información en lugar de mostrarla (Herraiz, 2002, Pág. 4). En su mayoría, estos índices tienen un origen relacionado con los componentes de sistemas de comunicación (Ramírez y Cano, 2003, Pág. 153).

Los índices de calidad de la potencia más usados son (Heydt, 2000):

- Distorsión armónica total (*THD*).
 - Aplicaciones principales: de propósito general; estándares
- Factor de potencia total (True Power Factor): $TPF = P_{TOTAL} / S_{TOTAL} = P_{TOTAL} / (V_{RMS} I_{RMS})$.
 - Aplicación principal: potencialmente en ingresos por mediciones (revenue metering).
- Factor de influencia al teléfono (*TIF*).
 - Aplicación principal: interferencia en circuitos de audio.
- Índice *C-message*.
 - Aplicación principal: interferencia en comunicaciones.
- Producto *IT*.
 - Aplicaciones principales: interferencia en circuitos de audio, esfuerzos en capacitores en derivación.
- Producto *VT*.
 - Aplicación principal: índice de distorsión del voltaje,
- Factor *K*.
 - Aplicación principal: derateo de transformadores.
- Factor de cresta: $CF = V_P / V_{RMS}$.

- Aplicación principal: esfuerzo dieléctrico.
- Factor de desbalance de secuencia negativa. $IF_{V_2} = V_2 / V_1$
 - Aplicación principal: balanceo de circuitos trifásicos.
- Factor flicker: $f_V = \Delta V / V_n = (V_{\max} - V_{\min}) / V_n$.
 - Aplicaciones principales: operación de lámparas incandescentes, regulación de voltajes de bus, suficiencia de capacidad de cortocircuito.

De acuerdo con el estándar IEEE 519-1992, los buenos índices armónicos se caracterizan por (Pág. 75):

- 1) Los valores dados por los índices armónicos deberían ser físicamente significativos y estar fuertemente correlacionados con la severidad de los efectos armónicos.
- 2) Debería ser posible determinar por medición si los límites de los índices armónicos se cumplen o no.
- 3) Los índices armónicos deberían ser fáciles y prácticos, de manera que puedan ser usados ampliamente y con facilidad.

Los índices armónicos recomendados en el mismo estándar son:

- Profundidad de las muescas, área total de la muesca, y distorsión (RSS) del voltaje de bus distorsionado por muescas de conmutación (sistemas de voltaje bajo).
- Distorsión individual [IHD_V] y total [THD_V] del voltaje.
- Distorsión individual [IHD_I] y total [THD_I] de la corriente.

RSS significa Root-Sum-Square (raíz-suma-cuadrado), esto es: raíz cuadrada de la suma de los cuadrados.

Para voltajes y corrientes periódicas, los índices más comunes están definidos para señales que se pueden descomponer en su serie de Fourier, y su definición se expresa a partir de la componente fundamental y de las armónicas de la señal.

La *Distorsión armónica individual* (IHD_k), también conocida como *Factor armónico* (HF) es la razón entre el valor eficaz de la k-ésima armónica (V_k o I_k) y el valor eficaz de la componente fundamental (V_1 o I_1). La distorsión armónica individual del voltaje V_k se calcula como (Sankaran, 2002, Pág. 90):

$$IHD_{V_k} = HF_{V_k} = \frac{V_k}{V_1} \quad \dots (4.22a)$$

Mientras que para corrientes:

$$IHD_{I_k} = HF_{I_k} = \frac{I_k}{I_1} \quad \dots (4.22b)$$

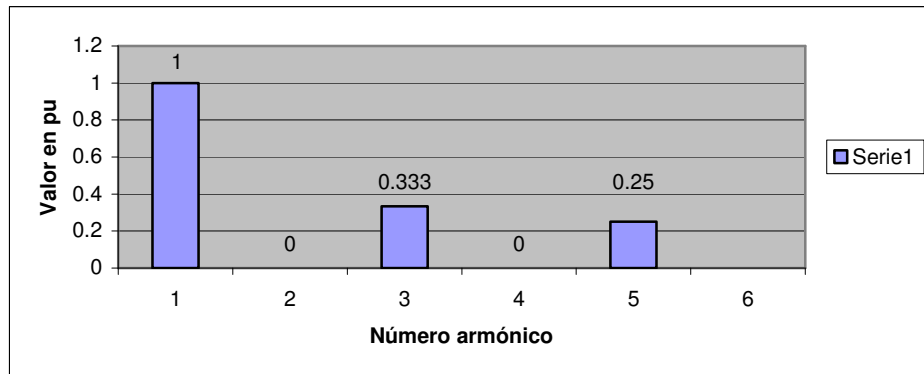
Por ejemplo, suponga que I_3 es 20 A, I_5 es 15 A, e I_1 es 60 A, entonces:

$$IHD_{I_3} = \frac{20}{60} = 0.333 = 33.3\%$$

$$IHD_{I_5} = \frac{15}{60} = 0.25 = 25\%$$

Bajo esta definición, el valor de IHD_1 es siempre del 100%. Este método de cuantificar las armónicas se conoce como *Distorsión armónica basada en la fundamental* y es la convención usada por la IEEE.

Al establecer el espectro de amplitudes de una forma de onda, ya que es costumbre referir la amplitud de cada armónica a la amplitud de la forma de onda de la componente fundamental, los valores dados a cada componente armónica son a su vez el IHD de la armónica. Para el ejemplo anterior se tiene el siguiente *espectro de amplitudes* o *espectro de distorsión armónica basada en la fundamental*:



En ocasiones, en lugar del valor eficaz de la componente fundamental se usa el valor nominal del voltaje o de la corriente (por ejemplo la corriente nominal I_n del alimentador a la carga). Así, el *índice de distorsión armónica individual de corriente* se define como (Dariel, s/f):

$$D_{Ik} = \frac{I_k}{I_n} \cdot 100 \quad \dots (4.23)$$

La IEC cuantifica las armónicas con base en el valor eficaz total de la forma de onda, calculado como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores eficaces de las componentes individuales (Sankaran 2002, Pág. 91; Kusko y Thompson, 2007, Pág. 53), sin tomar en cuenta ninguna componente de directa:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}$$

$$IHD_{Ik} = \frac{I_k}{I_{RMS}} = \frac{I_k}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}} \quad \dots (4.24)$$

Para el ejemplo seguido:

$$I_{RMS} = \sqrt{60^2 + 20^2 + 15^2} = 65 \text{ A}$$

$$IHD_{I1} = \frac{60}{65} = 0.923 = 92.3\%$$

$$IHD_{I3} = \frac{20}{65} = 0.308 = 30.8\%$$

$$IHD_{I5} = \frac{15}{65} = 0.231 = 23.1\%$$

Los ejemplos muestran que aún cuando las magnitudes de las corrientes armónicas son las mismas, los porcentajes de distorsión son diferentes debido a que las definiciones son diferentes. Debería entenderse que no importa qué convención se use en tanto la misma se mantenga a través del análisis armónico.

La *distorsión armónica total (THD)*, *factor de distorsión* o *factor armónico* es un término usado para describir la desviación neta de una forma de onda no lineal de las características de la forma de onda sinusoidal ideal. La distorsión armónica total se calcula como la razón del valor eficaz del contenido armónico al valor eficaz de la componente fundamental, expresada como porcentaje de la fundamental (IEEE, 1999, Págs. 10 y 29; IEEE, 1992, Pág. 63; Dugan y otros, 2004, Pág. 182).

La distorsión armónica total de la corriente se calcula como:

$$I_A = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + I_6^2 + I_7^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} I_k^2}$$

$$THD_I = \frac{I_A}{I_1} \cdot 100\%$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} I_k^2}}{I_1} \cdot 100\% = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} IHD_{Ik}^2} \cdot 100\% \quad \dots (4.25a)$$

La distorsión armónica total del voltaje se calcula como:

$$V_A = \sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2 + V_7^2 + \dots}$$

$$THD_V = \frac{V_A}{V_1} \cdot 100\%$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} V_k^2}}{V_1} \cdot 100\% = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} IHD_{Vk}^2} \cdot 100\% \quad \dots (4.25b)$$

En 4.25, $k_{\max}$ es el máximo orden armónico considerado y V_1 es el valor eficaz de la componente fundamental del voltaje de línea a neutro (Arrillaga y Watson, 2002, Pág.11).

Por ejemplo, si una forma de onda de voltaje tiene las siguientes componentes:

$$V_1 = 114 \text{ V}; V_3 = 4 \text{ V}; V_5 = 2 \text{ V}; V_7 = 1.5 \text{ V}; V_9 = 1 \text{ V}$$

$$V_A = \sqrt{4^2 + 2^2 + 1.5^2 + 1^2} = 4.82 \text{ V}$$

$$THD_V = \frac{4.82}{114} \cdot 100\% = 4.23\%$$

Como puede verse en (4.25a) y (4.25b), una forma alterna de encontrar el THD es calcular las distorsiones armónicas individuales y posteriormente encontrar la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las distorsiones armónicas individuales. Para este ejemplo:

$$IHD_{V3} = \frac{4}{114} \cdot 100 = 3.51\%$$

$$IHD_{V5} = \frac{2}{114} \cdot 100 = 1.75\%$$

$$IHD_{V7} = \frac{1.5}{114} \cdot 100 = 1.32\%$$

$$IHD_{V9} = \frac{1}{114} \cdot 100 = 0.88\%$$

$$THD_V = \sqrt{IHD_{V3}^2 + IHD_{V5}^2 + IHD_{V7}^2 + IHD_{V9}^2} = \sqrt{0.0351^2 + 0.0175^2 + 0.0132^2 + 0.0088^2} \cdot 100 = 4.23\%$$

Ejemplo. Mostrar que el THD se puede calcular a partir de las distorsiones armónicas individuales.

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} V_k^2}}{V_1} = \sqrt{\frac{\sum_{k>1}^{k_{\max}} V_k^2}{V_1^2}} = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} \frac{V_k^2}{V_1^2}} = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} \left(\frac{V_k}{V_1}\right)^2} = \sqrt{\sum_{k>1}^{k_{\max}} IHD_{V_k}^2} \quad (\text{pu})$$

Un valor usado comúnmente como frontera entre alta y baja distorsión es un THD_V del 5%, sin embargo, este valor es demasiado alto para ser permitido en sistemas de transmisión, aunque puede ser adecuado en algunos sistemas de distribución (tabla 4.7).

Tabla 4.7 Límites de distorsión del voltaje según el estándar IEEE 519-1992 (tabla 11.1)

Nivel de voltaje en el PCC	Distorsión individual del voltaje (IHD_V)	Distorsión total del voltaje (THD_V)
Hasta 69 kV	3.0%	5.0%
69.001 kV a 161 kV	1.5%	2.5%
161.001 kV y mayores	1.0%	1.5%

Una relación interesante se obtiene al relacionar el valor eficaz total de una corriente con el índice THD_I de la misma:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2}}{I_1} \quad (\text{pu})$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2} = \sqrt{I_1^2 + I_1^2 THD_I^2}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 (1 + THD_I^2)} = I_1 \sqrt{1 + THD_I^2} \quad \dots (4.26)$$

La ecuación 4.26 permite entender algunas cosas, por ejemplo, muchas PCs tienen una distorsión armónica total de corriente cercana a 1 (100%), así, las pérdidas en el alambrado al alimentar una PC son cerca del doble de lo que serían en el caso sinusoidal puro:

$$I_{RMS} \approx \sqrt{2}I_1$$

$$P = RI_{RMS}^2 \approx R(\sqrt{2}I_1)^2 \approx 2RI_1^2$$

El dividir una señal en sus componentes con una serie infinita de Fourier es, estrictamente hablando, válido sólo para señales continuas (analógicas). Para señales muestreadas (digitales o discretas), la descomposición en componentes armónicas tiene la forma (Bollen y Gu, 2006, Pág. 121):

$$v[t_i] = V_0 + \sum_{k=1}^H \sqrt{2}V_k \cos(k\omega t_i - \alpha_k) \quad \dots (4.27a)$$

Donde $v[t_i]$ es la muestra del voltaje en el instante de muestreo t_i . La serie de Fourier ya no es una serie infinita, siendo determinada la mayor frecuencia $H\omega/2\pi$ por la frecuencia de muestreo f_s de acuerdo con:

$$\frac{H\omega}{2\pi} = \frac{H2\pi f_0}{2\pi} = Hf_0 \leq \frac{f_s}{2} \quad \dots (4.27b)$$

Donde H es el mayor entero que satisface (4.27b). Para una frecuencia de muestreo que es un múltiplo par de la frecuencia fundamental (f_0) se obtiene la forma comúnmente usada:

$$H = \frac{f_s}{2f_0} \quad \dots (4.27c)$$

Por ejemplo, si la frecuencia de muestreo es de 128 muestras por ciclo ($128 \times 60 = 7680$) el valor de H es 64 ($H = 128 \times 60 / (2 \times 60) = 128 / 2 = 64$).

En lo que sigue, las fórmulas están escritas considerando señales muestreadas y por lo tanto en el límite superior de las sumatorias aparece el mayor entero H . Para señales continuas, simplemente substituya el límite superior de las sumatorias por el máximo número armónico considerado (k_{max}).

El espectro armónico puede ser subdividido en armónicas pares e impares con sus correspondientes definiciones de *THD*. La *distorsión armónica par total* (Even = Par) puede definirse como (Bollen y Gu, 2006, Pág. 205):

$$THD_{VE} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{H/2} V_{2k}^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_4^2 + V_6^2 + \dots}}{V_1} \quad \dots (4.28a)$$

Y la *distorsión armónica impar total* (Odd = Impar) como:

$$THD_{VO} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{H/2} V_{2k-1}^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_3^2 + V_5^2 + V_7^2 + V_9^2 + \dots}}{V_1} \quad \dots (4.28b)$$

Desde luego:

$$THD = THD_E + THD_O$$

Para casos con una gran variación en la componente fundamental, por ejemplo durante depresiones de voltaje, puede ser adecuado usar una definición similar para caracterizar la distorsión del voltaje, en estos casos el voltaje nominal podría ser usado como la referencia:

$$THD_{Vnom} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H V_k^2}}{V_{nom}} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_{nom}} \quad \dots (4.28c)$$

Aún existe alguna confusión acerca de la definición del *THD*. La definición estándar establece que la distorsión armónica se normaliza con relación a la componente fundamental, pero algunos estándares antiguos usan la razón entre el valor eficaz de todas las armónicas y el valor eficaz total:

$$THD_{IRMS} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H I_k^2}}{I_{RMS}} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_{RMS}} \quad \dots (4.28d)$$

Los monitores de calidad de la potencia y el software de análisis de mediciones típicamente permiten al usuario seleccionar el valor base para el cálculo del THD (fundamental o RMS).

Las dos definiciones se relacionan mediante las expresiones:

$$THD_{RMS} = \frac{THD}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad \dots (4.28e)$$

$$THD = \frac{THD_{RMS}}{\sqrt{1 - THD_{RMS}^2}} \quad \dots (4.28f)$$

Si las cargas y los sistemas de transmisión y distribución son balanceados, los tres voltajes y corrientes tienen idéntica forma de onda y están separadas por exactamente $\pm 1/3$ del periodo fundamental ($T/3 = 360^\circ/3 = 120^\circ$). En este caso sólo existen armónicas características:

- De secuencia cero para órdenes $n=3k$ ($k=1, 2, 3, \dots$).
- De secuencia positiva para órdenes $n=3k-2$.
- De secuencia negativa para órdenes $n=3k-1$.

Sin embargo, siempre existen asimetrías que originan armónicas no características en el sistema. Estas asimetrías pueden ser evaluadas monitoreando las componentes simétricas de las armónicas.

Cuando se calculan las armónicas de secuencia positiva, negativa y cero, se puede calcular el valor de THD para cada componente de forma separada:

$$THD_I^+ = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H (I_k^+)^2}}{I_1^+} \quad \dots (4.28g)$$

$$THD_I^- = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H (I_k^-)^2}}{I_1^+} \quad \dots (4.28h)$$

$$THD_I^0 = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H (I_k^0)^2}}{I_1^+} \quad \dots (4.28i)$$

Bollen y Gu (2006, Pág. 128) muestran que para obtener las componentes de secuencia positiva, negativa y cero en un sistema desbalanceado, se necesita realizar una transformación de secuencia para cada componente armónica. Considerando la componente armónica k , con corrientes de fase complejas $\underline{I}_{ak}$, $\underline{I}_{bk}$ e $\underline{I}_{ck}$, las componentes de secuencia para esta armónica se definen como:

$$\begin{aligned} \underline{I}_k^0 &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{ak} + \underline{I}_{bk} + \underline{I}_{ck}) \\ \underline{I}_k^+ &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{ak} + a\underline{I}_{bk} + a^2\underline{I}_{ck}) \end{aligned} \quad \dots (4.28j)$$

$$\underline{I}_k^- = \frac{1}{3}(\underline{I}_{ak} + a^2 \underline{I}_{bk} + a \underline{I}_{ck})$$

Donde $a = 1 \angle 120^\circ = -0.5 + j 0.8666$. En las ecuaciones 4.28g a 4.28j se usan los superíndices +, -, 0, en lugar de los subíndices 1, 2, 0, para evitar confusión con los números armónicos. Como con las componentes simétricas a frecuencia fundamental, esta descomposición se puede usar para estudiar la propagación armónica a través del sistema. Sin embargo, para frecuencias armónicas el acoplamiento entre las componentes simétricas es mucho mayor que para la fundamental, en consecuencia, se debe tener cuidado al usar componentes simétricas para estudiar la propagación armónica.

Para señales trifásicas, se puede calcular el THD balanceado o el THD residual (Irwin, 1997, Pág. 355):

Para señales trifásicas, estos índices [para voltajes y corrientes periódicas no sinusoidales] son ocasionalmente separados en sus componentes simétricas [...], El THD puede ser calculado usando sólo secuencias positiva y negativa (THD balanceado) o sólo secuencia cero (THD residual).

Combinando las componentes de secuencia positiva y negativa se obtiene una *componente de secuencia no cero* con *THD* definido como:

$$THD_{Inocero} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H [(I_k^+)^2 + (I_k^-)^2]}}{I_1^+} \quad \dots (4.28k)$$

La parte de secuencia cero de la distorsión es bloqueada por transformadores delta-estrella aterrizada, mientras que la parte de secuencia no cero se propaga libremente a través del sistema. Un valor alto de *THD* de secuencia cero apunta a una fuente local de la distorsión.

De acuerdo con Bollen y Gu (2006, Págs. 213 y 214), la componente de secuencia positiva para una armónica no es en todos los casos la dominante en un sistema casi balanceado; en consecuencia, es más apropiado sumar todas las componentes armónicas balanceadas en un valor de THD. Como se documentó previamente, las componentes balanceadas son la componente de secuencia positiva para las armónicas 1, 4, 7, ... , (3k-2); la componente de secuencia negativa para las armónicas 2, 5, 8, ... , (3k-1); y la componente de secuencia cero

para las armónicas 3, 6, 9, ..., 3k. El *THD balanceado* o *Distorsión armónica balanceada total* se define como la raíz cuadrada de la energía de la señal de todas las componentes balanceadas (Bollen y Gu, 2006, Pág. 214):

$$THD_{bal} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{H/3} (V_{3k-2}^+)^2 + \sum_{k=1}^{H/3} (V_{3k-1}^-)^2 + \sum_{k=1}^{H/3} (V_{3k}^0)^2}}{V_1^+} \quad \dots (4.28l)$$

Usando las expresiones para componentes de secuencia cero, positiva y negativa, se obtiene la siguiente manera directa de calcular la componente balanceada para la armónica k :

$$\underline{V}_{k,bal} = V_{k,bal} \angle \theta_{k,bal} = \frac{1}{3} (\underline{V}_{ka} + a^k \underline{V}_{kb} + a^{2k} \underline{V}_{kc}) \quad \dots (4.28m)$$

Con la magnitud del voltaje calculado en 4.28m ($V_{k,bal}$) se obtiene el *THD* balanceado:

$$THD_{bal} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^H V_{k,bal}^2}}{V_1^+} \quad \dots (4.28n)$$

El *THD desbalanceado* se puede obtener sumando las demás componentes:

$$THD_{ubal} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{H/3} A_k}}{V_1^+} \quad \dots (4.28o)$$

Donde:

$$A_1 = \sqrt{(V_2^0)^2 + (V_2^+)^2 + (V_3^+)^2 + (V_3^-)^2}$$

$$A_k = \sqrt{(V_{3k-2}^-)^2 + (V_{3k-2}^0)^2 + (V_{3k-1}^+)^2 + (V_{3k-1}^0)^2 + (V_{3k}^+)^2 + (V_{3k}^-)^2} \quad \text{con } k > 1$$

O usando una de las siguientes relaciones:

$$THD_{bal}^2 + THD_{ubal}^2 = (THD^+)^2 + (THD^-)^2 + (THD^0)^2 \quad \dots (4.28p)$$

$$THD_{bal}^2 + THD_{ubal}^2 \approx \frac{1}{3} (THD_a^2 + THD_b^2 + THD_c^2) \quad \dots (4.28q)$$

Se pueden definir dos componentes armónicas desbalanceadas:

$$\underline{V}_{k,ubal1} = \frac{1}{3} (\underline{V}_{ka} + a^{k+1} \underline{V}_{kb} + a^{2k-1} \underline{V}_{kc}) \quad \dots (4.28r)$$

$$\underline{V}_{k,ubal2} = \frac{1}{3} (\underline{V}_{ka} + a^{k-1} \underline{V}_{kb} + a^{2k+1} \underline{V}_{kc}) \quad \dots (4.28s)$$

Las expresiones (4.28r) y (4.28s) se pueden usar para definir dos valores de *THD* desbalanceado, la suma de los cuadrados de los cuales es igual al cuadrado del *THD* desbalanceado de acuerdo con (4.28o). No existe razón física para la existencia de dos componentes desbalanceadas, pero no pueden ser simplemente sumadas ya que afectan los diferentes voltajes de fase de manera diferente. Sin embargo, se permite sumar las energías de la señal de las dos componentes desbalanceadas para obtener una *distorsión armónica desbalanceada total* o *THD desbalanceado* (Bollen y Gu, 2006, Pág. 215).

Una alternativa al *THD* es cuantificar la distorsión a través de la *distorsión total de la forma de onda*:

$$TWD_V = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad \dots (4.28t)$$

En el estándar IEEE 1459-2000 la expresión (4.28t) se usa para cuantificar la distorsión, mientras que en el estándar IEEE 519 la distorsión armónica se calcula usando las expresiones (4.25a) y (4.25b). Para distorsión armónica pura (periodo igual a un ciclo, componente de directa cero) las dos expresiones llevan al mismo resultado. Para señales con componentes interarmónicas y ruido las expresiones (4.25) y (4.28t) llevan a resultados diferentes. La diferencia entre las dos es la *energía de la señal a frecuencias no armónicas*.

Cuando existen *frecuencias no armónicas*, se puede calcular la *distorsión no armónica total* como la razón del valor eficaz de todas las componentes no armónicas al valor eficaz de la componente fundamental (Bollen y Gu, 2006, Pág. 205):

$$TnHD_V = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - \sum_{k=0}^H V_k^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{V_{RMS}^2 - (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_H^2)}}{V_1} \quad \dots (4.28n)$$

Donde V_{RMS} es el valor eficaz total de la forma de onda (incluyendo componentes armónicas y no armónicas), mientras que las V_k son las componentes de directa, fundamental y armónicas evaluadas con un análisis de Fourier.

El $TnHD$ es conocido también como *distorsión interarmónica total* debido a la dificultad en distinguir entre interarmónicas y ruido (obra citada).

El $TnHD$ se relaciona con el THD y el TWD por la relación:

$$TWD_V^2 = THD_V^2 + TnHD_V^2 + \frac{V_0^2}{V_1^2} \quad \dots (4.28o)$$

$$TWD_I^2 = THD_I^2 + TnHD_I^2 + \frac{I_0^2}{I_1^2}$$

Arrillaga y Watson (2003, Pág. 193)); Fuchs y Masoum (2008, Pág. 20) comentan que pueden definirse índices interarmónicos equivalentes a los índices armónicos. Así, los factores de distorsión interarmónica total de voltaje y de corriente se definen como:

$$TIHD_I = \frac{\sqrt{\sum_{m=1}^n I_m^2}}{I_1} \quad \dots (4.29)$$

$$TIHD_V = \frac{\sqrt{\sum_{m=1}^n V_m^2}}{V_1} \quad \dots (4.30)$$

Donde m es el número total de interarmónicas consideradas y n es el número total de *bins* de frecuencia presentes, incluyendo subarmónicas. Si las subarmónicas son importantes, pueden ser analizadas de forma separada como otro índice llamado apropiadamente *índice de distorsión subarmónica total*:

$$TSHD_V = \frac{\sqrt{\sum_{s=1}^S V_s^2}}{V_1} \quad \dots (4.31)$$

Donde S es el número total de *bins* (grupos, clases) de frecuencia presentes por debajo de la frecuencia fundamental. En el Diccionario conciso de Inglés Oxford se encuentra:

Bin. En Estadística, cada uno de una serie de rangos de valor numérico dentro de los cuales los datos son clasificados en análisis estadísticos.

Mientras que en NetMBA en el artículo relacionado con el histograma se lee (<http://www.netmba.com/statistics/histogram/>):

Los grupos de datos son llamados clases, y en el contexto de un histograma se conocen como *bins*, ya que uno puede pensar de ellos como contenedores que

acumulan datos y los llenan a una razón igual a la frecuencia de las clases de datos.

Como se ha comentado, los niveles de distorsión de corriente pueden ser caracterizados por un valor de *THD*, pero el valor calculado puede ser engañoso. Una corriente pequeña puede tener un *THD* alto y no ser una amenaza significativa para el sistema. Por ejemplo, muchos ASDs exhibirán altos valores de *THD* para la corriente de entrada cuando operan con cargas muy ligeras, esto no es necesariamente preocupante porque la magnitud de la corriente armónica es baja aún cuando su distorsión relativa sea alta.

Algunos analistas han intentado evitar el problema de la significatividad de las corrientes armónicas refiriendo el valor eficaz total del contenido armónico a *la componente fundamental de la corriente de carga para demanda pico* (I_L) más que a la componente fundamental de la corriente muestreada. Este índice es llamado *Distorsión de Demanda Total (TDD)*, el cual se define como (Dugan y otros, 2004, Pág. 184):

$$TDD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2}}{I_L} \bullet 100 \quad \dots (4.32)$$

De acuerdo con el estándar IEEE 519-1992 (Pág. 11):

Distorsión de Demanda Total (*TDD*). La raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las corrientes armónicas [I_k] en porcentaje de la corriente de carga [I_L] de demanda máxima (demanda de 15 o 30 minutos).

Mientras que en Dugan y otros (2004) se encuentra que I_L es *la componente fundamental de la corriente de carga de demanda máxima o pico medida en el punto de acoplamiento común (PCC)* y que existen dos formas de medir dicha corriente:

- Si la carga ya existe en el sistema, se puede calcular como el promedio de la corriente de demanda máxima de los 12 meses precedentes. El cálculo puede realizarse promediando las lecturas de demanda pico de los 12 meses.
- Para una instalación nueva, debe ser estimada con base en las predicciones de los perfiles de carga.

Arrillaga y Watson (2002) apuntan que el *TDD* es similar al *THD*, excepto que la distorsión es expresada como un porcentaje de *alguna magnitud de corriente de carga nominal o máxima*, lo cual hace que el impacto de la distorsión de la corriente en el sistema sea más realista si la evaluación se basa en los valores de diseño, más que en una referencia que fluctúa con los niveles de carga.

Ejemplo (Arrillaga y Watson, 2002, Pág. 12).

Considere el caso de una carga trifásica puramente resistiva con potencia nominal de 50 kW alimentada directamente de un bus trifásico de 415 V de línea a línea a 60 Hz. Al realizar la medición, la carga estaba consumiendo 41.5 kW y la forma de onda del voltaje contenía 11 V de 5ª armónica de secuencia negativa, y 8 V de séptima armónica de secuencia positiva. Suponiendo que la resistencia de la carga varía con la raíz cuadrada del orden armónico k , calcular los índices *THD* y *TDD*.

a) Cálculo de las resistencias de carga.

$$R_1 = \frac{V_1^2}{P_1} = \frac{(415/\sqrt{3})^2}{41500/3} = 4.15 \ \Omega$$

$$R_k = R_1 \sqrt{k}$$

$$R_5 = R_1 \sqrt{5} = (4.15)\sqrt{5}$$

$$R_7 = R_1 \sqrt{7} = (4.15)\sqrt{7}$$

b) Componentes de la corriente de carga

$$I_L = \text{Corriente nominal} = \frac{50000}{(415)\sqrt{3}} = 69.56 \text{ A}$$

$$I_1 = \frac{V_1/\sqrt{3}}{R_1} = \frac{415/\sqrt{3}}{4.15} = 57.735 \text{ A}$$

$$I_5 = \frac{V_5/\sqrt{3}}{R_5} = \frac{11/\sqrt{3}}{(4.15)\sqrt{5}} = 0.6844 \text{ A}$$

$$I_7 = \frac{V_7/\sqrt{3}}{R_7} = \frac{8/\sqrt{3}}{(4.15)\sqrt{7}} = 0.4207 \text{ A}$$

c) Índices de distorsión armónica total

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_5^2 + V_7^2}}{V_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{11^2 + 8^2}}{415} \cdot 100 = 3.276\%$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{(0.68438)^2 + (0.42066)^2}}{57.735} \cdot 100 = 1.391\%$$

$$TDD_I = \frac{\sqrt{I_5^2 + I_7^2}}{I_I} \cdot 100 = \frac{\sqrt{(0.68438)^2 + (0.42066)^2}}{69.56} \cdot 100 = 1.155\%$$

Arrillaga y Watson (2002) apuntan que una cuestión importante que se deja fuera de los estándares actuales es cómo aplicar los índices a sistemas trifásicos (Pág. 12). Desde luego, se pueden calcular los índices para cada fase y aplicar los límites al valor mayor, o bien, se puede calcular algún tipo de promedio.

El índice *TDD* se usa para describir el *grado de contaminación armónica del sistema*, es una medida de la distorsión armónica total en el *punto de acoplamiento común* para la carga total conectada, no está previsto para evaluar los límites de cargas individuales dentro del sistema de distribución.

Tabla 4.8 Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución en general (120 V a 69 kV). Estándar IEEE 519-1992 (tabla 10.3).

Máxima distorsión de corriente armónica en % de I_L						
Orden de las armónicas individuales (armónicas impares)						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h$	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
Las armónicas pares se limitan al 25% de los límites para armónicas impares.						
Las distorsiones de corriente que resultan en un Offset de CD, por ejemplo, convertidores de media onda, no se permiten.						
*Todo el equipo de generación de potencia está limitado a estos valores de distorsión de corriente sin importar el valor de I_{sc}/I_L						
I_{sc} = Máxima corriente de cortocircuito en el PCC I_L = Corriente de carga de demanda máxima (componente de frecuencia fundamental) en el PCC h = Número armónico						

El estándar IEEE 519-1992 establece límites para voltajes armónicos en redes de transmisión y en redes de distribución de compañías suministradoras (tabla 11.1 del estándar, tabla 4.7 de este libro), y para corrientes armónicas dentro de sistemas de distribución (tabla 4.8). Dado que los voltajes armónicos son generados por el paso de corrientes armónicas a través de las impedancias del sistema de distribución, controlando las corrientes o las impedancias del sistema dentro de las plantas industriales se pueden controlar los voltajes armónicos en el sistema de las compañías suministradoras. La tabla 10.3 del estándar mencionado (tabla 4.8 de este libro) proporciona los límites de distorsión armónica de corrientes como función de la naturaleza del sistema de distribución.

Las evaluaciones de distorsión armónica se llevan a cabo usualmente en un punto entre el usuario o consumidor bajo estudio y la parte del sistema de suministro donde la compañía puede servir a otros consumidores, este punto se conoce como *punto de acoplamiento común* (PCC):

PCC es el punto de acoplamiento común y es probablemente el término más importante y más controversial en el documento entero [estándar IEEE 519-1992]. Se define como el punto de conexión eléctrica o interfase entre el sistema de distribución de la compañía suministradora y el sistema de distribución eléctrica del usuario o consumidor. Aún cuando es simple en concepto, la identificación de este punto es algunas veces mal entendida y lleva a confusión y a mala aplicación de las especificaciones en la tabla [tabla 10.3 del estándar, tabla 4.8 en este libro] (Hibbard y Lowenstein, s/f, Pág. 3).

El PCC puede estar localizado en el primario o en el secundario del transformador de servicio dependiendo de si el transformador alimenta o no a varios consumidores, esto es, si varios consumidores son alimentados desde el primario del transformador de servicio entonces el PCC estará localizado en el primario, cuando varios usuarios son alimentados desde el secundario de un transformador entonces el PCC estará localizado en el secundario. Dentro de una planta industrial, el PCC es el punto entre la carga no lineal y las otras cargas (IEEE, 1992, Pág. 75).

En el estándar IEEE 519-1992 se comenta que las características armónicas del circuito de la compañía suministradora vistos desde el PCC frecuentemente no se conocen de forma precisa, y que la estricta adherencia a los límites de armónicas recomendados no siempre previene la aparición de problemas, particularmente cuando las armónicas están cerca de sus valores máximos permitidos (Pág. 75). Deberían realizarse mediciones de armónicas de tiempo en tiempo para determinar el comportamiento del sistema y el funcionamiento del equipo. El consumidor debería confirmar:

- Que los capacitores de corrección de factor de potencia o los filtros armónicos no están siendo sometidos a sobrecargas por armónicos excesivos.
- Que no está ocurriendo resonancia serie o en paralelo peligrosa.
- Que el nivel de armónicas en el punto de acoplamiento común y en los puntos de utilización no es excesivo.

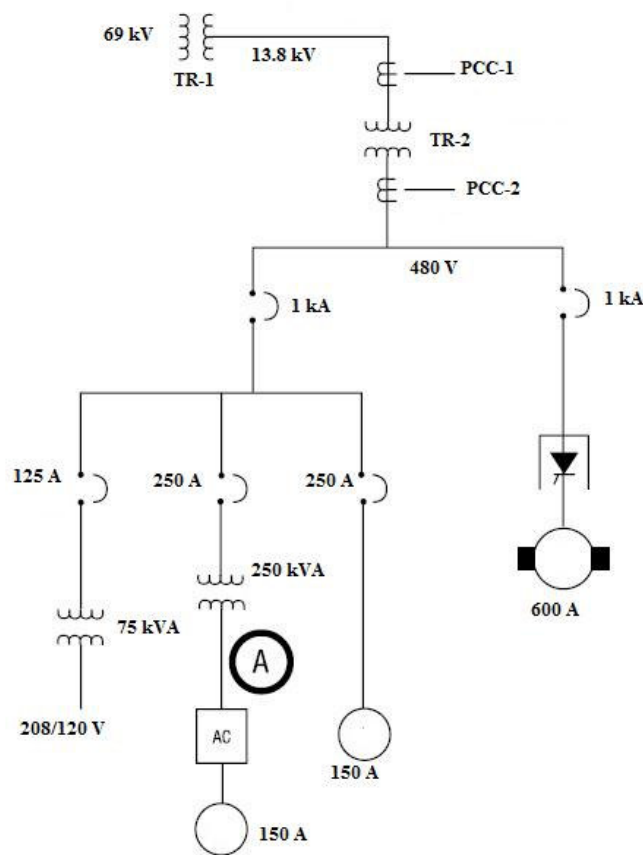


Fig. 4.25 Diagrama unifilar ejemplo para el cálculo del TDD

Ejemplo (Hibbard y Lowenstein, s/f). Considere el sistema mostrado en la figura 4.25, donde:

TR-1: 20 MVA; 69/13.8 kV; X = 8.5%

TR-2: 1 MVA; 13.8/0.480 kV; X = 6.7%

I_L medida: 1000 A

Distorsión medida: $I_5 = 90$ A, $I_7 = 44$ A

a) Corriente de cortocircuito en PCC-1 (lado de bajo voltaje de TR-1):

$$\text{Corriente a plena carga del TR-1} = \frac{20 \text{ MVA}}{\sqrt{3} (13.8 \text{ kV})} = 838 \text{ A}$$

$$I_{SC} = \frac{\text{Corriente a plena carga del TR-1}}{\text{Impedancia del TR-1}} = \frac{838}{0.085} = 9858 \text{ A}$$

b) Corriente de cortocircuito en PCC-2 (lado de bajo voltaje de TR-2):

$$\text{Corriente a plena carga del TR-2} = \frac{1 \text{ MVA}}{\sqrt{3} (480 \text{ V})} = 1204 \text{ A}$$

$$I_{SC} = \frac{\text{Corriente a plena carga del TR-2}}{\text{Impedancia del TR-2}} = \frac{1204}{0.067} = 17970 \text{ A}$$

c) Corriente eficaz de la carga

$$I_{RMS} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{1000^2 + 90^2 + 44^2} = 1005 \text{ A}$$

I_{RMS} es la corriente de carga llevada por TR-2 y el alambrado. En tanto mayores sean las corrientes armónicas, mayor será la capacidad del sistema que es usada para llevar corriente no productiva.

d) TDD y por ciento de distorsión de cada armónica.

$$TDD = \frac{\sqrt{90^2 + 44^2}}{1000} \bullet 100 = 10\%$$

$$IHD_{15} = \frac{90}{1000} \bullet 100 = 9\%$$

$$IHD_{17} = \frac{44}{1000} \bullet 100 = 4.4\%$$

e) I_{SC}/I_L en PCC-1

$$I_L \text{ en 13.8 kV} = (I_L \text{ en 480 V}) \frac{480}{13800} = 34.8 \text{ A}$$

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{9858}{34.8} = 283$$

Si PCC-1 hubiese sido el punto de medición, los datos de la tabla 4.8 muestran que para una razón I_{sc}/I_L de 283 el TDD permitido es del 15%, mientras que las armónicas 5ª y 7ª se permite que sean del 12%, por lo tanto los valores medidos (10%, 9% y 4.4%) estarían dentro de los límites permitidos. Esto es lo que se esperaría, ya que una carga relativamente pequeña de 1000 A (830 kVA) es alimentada por un transformador de sistema relativamente robusto (20 MVA).

f) I_{sc}/I_L en PCC-2

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{17970}{1000} = 17.5$$

Si PCC-2 hubiese sido el punto de medición, los datos de la tabla 4.8 muestran que el TDD permitido para una razón I_{sc}/I_L de 18 es del 5%, mientras que las armónicas 5ª y 7ª se permiten que sean del 4%, por lo tanto los valores medidos serían todos mayores que los límites permitidos y este sistema necesitaría mitigación de armónicas para llenar los requisitos del estándar IEEE 519-1992.

Una forma de cumplir con los límites armónicos, es incrementar la rigidez del sistema moviéndose a una nueva fila de la tabla 4.8 e incrementando los niveles permitidos de armónicas. Esto puede hacerse aumentando la capacidad del transformador de servicio (de hecho disminuyendo la capacidad nominal del transformador), o bien instalando un transformador especial K-nominado que tenga una menor impedancia. Suponga que en el ejemplo previo el transformador TR-2 es reemplazado por un transformador K-nominado de 2.5 MVA con una impedancia del 3.7%. Ahora se tendrá:

$$\text{Corriente a plena carga del TR-2} = \frac{2.5 \text{ MVA}}{\sqrt{3} (480 \text{ V})} = 3007 \text{ A}$$

$$I_{sc} = \frac{\text{Corriente a plena carga del TR-2}}{\text{Impedancia del TR-2}} = \frac{3007}{0.037} = 81271 \text{ A}$$

$$\frac{I_{sc}}{I_L} = \frac{81271}{1000} = 81.27$$

Con el nuevo transformador y PCC-2 como el punto de medición, los datos de la tabla 4.8 muestran que el TDD permitido es del 12%, y que la distorsión permitida para las armónicas 5ª y 7ª es del 10%, por lo que los valores medidos (10%, 9% y 4.4%) estarían dentro de los límites permitidos y no se requeriría de ninguna otra acción. El único pero a esta solución es que reemplazar el transformador generalmente no es una solución viable para este tipo de problema. El reemplazo es caro y el transformado estaría sobredimensionado para la carga. El transformador tendría una corriente magnetizante alta y, debido a que estaría pobremente cargado, existiría un factor de potencia menor. Soluciones más prácticas serían el uso de reactores de línea y de filtros pasivos de armónicas.

El *índice de distorsión (DIN)* del voltaje o de la corriente, se calcula como el valor eficaz del contenido armónico dividido por el valor eficaz total (Heydt, 2000; Fuchs y Masoun, 2008, Pág. 22):

$$DIN_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2}}{I_{RMS}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} I_k^2}} \quad \dots (4.33)$$

$$DIN_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} V_k^2}}{V_{RMS}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} V_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} V_k^2}}$$

Observe que este índice no es otro que el THD_{RMS} .

Para el ejemplo seguido donde I_3 es 20 A, I_5 es 15 A, e I_1 es 60 A, se tiene:

$$DIN_I = THD_{IRMS} = \frac{\sqrt{20^2 + 15^2}}{\sqrt{60^2 + 20^2 + 15^2}} = \frac{25}{65} = 0.3846 = 38.46\%$$

Además del THD y del TDD , existen otros índices como el *Factor de influencia al teléfono (TIF)* el cual es una variación del THD (Herraiz, 2002, Pág. 22). De acuerdo con el estándar IEEE 519-1992 (Pág. 11):

Factor de influencia al teléfono (*TIF*). Para una onda de voltaje o de corriente en un circuito de alimentación, la razón de la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores RMS ponderados de todas las componentes de la onda seno (incluyendo la componente fundamental y el contenido armónico) al valor RMS no ponderado de la onda completa.

$$TIF_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} (w_k I_k)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} I_k^2}} \quad \dots (4.34)$$

$$TIF_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} (w_k V_k)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} V_k^2}} \quad \dots (4.35)$$

donde w_k son los pesos relativos de las armónicas y son usados para obtener una indicación aproximada de la interferencia causada por cada armónica y los voltajes considerados son de línea a neutro. Los factores de peso w_k involucran ruido audible y acoplamiento inductivo proveniente de las componentes armónicas.

El factor de influencia al teléfono (*TIF*) es usado para describir el ruido que se siente en la red telefónica, y que es originado por armónicas de voltaje y de corriente del sistema de potencia. El *TIF* es ajustado basándose en los niveles de sensibilidad que tiene el oído humano a las diferentes frecuencias. En la definición de este índice, las armónicas tienen un peso (w_k) en función de la respuesta del oído humano y de la manera en que afectan a los sistemas de conducción adyacentes (voltajes inducidos) y en el denominador aparece el valor eficaz total del voltaje. En la tabla 6.2 del estándar IEEE 519-1992 se dan valores de factores de peso *TIF* de 1960 para frecuencias armónicas, mientras que en la figura 6.2 se encuentran graficados los valores de dichos factores de peso contra la frecuencia.

De acuerdo con el estándar IEEE 519-1992 (Pág. 41), en la práctica la interferencia telefónica es expresada frecuentemente como un producto de la corriente y del TIF_I , llamado producto $I \cdot T$:

$$I \cdot T = I_{RMS} \cdot TIF_I = \sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} (w_k I_k)^2} \quad \dots (4.36)$$

donde I es el valor eficaz de la corriente total y T es el TIF .

Para voltajes, el producto $V \cdot T$ se define como:

$$V \cdot T = V_{RMS} \cdot TIF_V = \sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} (w_k V_k)^2} \quad \dots (4.37)$$

En la ecuación 4.37, V_k es el valor eficaz de línea a línea de la k -ésima armónica del voltaje, k_{max} es el máximo número armónico considerado y w_k es el factor de peso TIF de la armónica k (Arrillaga y Watson (2003, Pág. 182),

El índice ponderado $C-message$ es similar al TIF , excepto que la ponderación c_k es utilizada en lugar del factor de peso w_k . Esta ponderación se deriva de pruebas registradas para indicar la molestia relativa al que escucha o el grado de distorsión en el habla ocasionado por una señal de interferencia de frecuencia f .

El índice ponderado $C-message$ se define para voltajes y corrientes como:

$$C_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} (c_k I_k)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} I_k^2}} \quad \dots (4.38)$$

$$C_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} (c_k V_k)^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{k_{max}} V_k^2}} \quad \dots (4.39)$$

La relación entre los pesos w_k y las ponderaciones c_k es:

$$w_k = 5c_k f_k = 5c_k k f_1 \quad \dots (4.40)$$

Donde f_k es la frecuencia de la k -ésima armónica. Por ejemplo, el peso TIF w_k a 1 kHz es 5000, porque la atenuación $C-message$ c_k a 1 kHz es la unidad (IEEE, 1992, Pág. 41):

$$c_{1k} = 1$$

$$w_{1k} = 5 (1) (1000) = 5000$$

De acuerdo con Arrillaga y Watson (2003, Pág. 180), los factores de peso *TIF* toman en cuenta el hecho de que el acoplamiento mutuo entre circuitos se incrementa linealmente con la frecuencia, mientras que las ponderaciones *C-message* no toman en consideración lo anterior. A causa de esta relación de acoplamiento los pesos *TIF* tienen su pico en alrededor de 2.6 kHz, mientras que la curva de ponderaciones *C-message* tiene su pico en 1 kHz.

Tabla 4.9 Coeficientes de peso *TIF* (w_k) y *C-message* (c_k)

Frecuencia (Hz)	Número armónico	c_k	w_k
60	1	0.0017	0.5
120	2	0.0167	10.0
180	3	0.0333	30.0
240	4	0.0875	105
300	5	0.1500	225
360	6	0.222	400
420	7	0.310	650
480	8	0.396	950
540	9	0.489	1320
600	10	0.597	1790
660	11	0.685	2260
720	12	0.767	2760
780	13	0.862	3360
840	14	0.912	3830
900	15	0.967	4350
960	16	0.977	4690
1020	17	1.000	5100
1080	18	1.000	5400
1140	19	0.988	5630
1200	20	0.977	5860
1260	21	0.960	6050
1320	22	0.944	6230
1380	23	0.923	6370
1440	24	0.924	6650
1500	25	0.891	6680

La tabla 4.9 muestra valores de factores de peso *TIFF* y *C-message* para las primeras 25 armónicas (Arrillaga y Watson, 2003, Pág. 180).

El índice *TIF* modela la efectividad de la inducción entre circuitos adyacentes, y es particularmente útil para evaluar la interferencia telefónica de circuitos de distribución de potencia sobre sistemas de telefonía analógica.

En el caso de voltajes y corrientes no periódicas, existe una serie de índices que pueden ser aplicados. Entre estos índices se encuentran los siguientes:

- **Factor de cresta:** Se utiliza en la evaluación de fatiga de los dieléctricos, y en la evaluación de la fatiga de componentes electrónicos de potencia.
- **Valor pico:** valor máximo positivo o mínimo negativo del voltaje o de la corriente. Se utiliza en los mismos ámbitos que el anterior.
- **Valor eficaz** de la onda: Aplicable al cálculo de la amplitud total de señales periódicas y algunas no periódicas.
- **Ancho de banda:** Ancho (en Hz o en radianes por segundo) del espectro de frecuencias para el cual la magnitud de dicho espectro cae 3 dB por debajo del valor de pico del espectro. Tiene aplicaciones en filtros, canales de comunicación, etc.
- **Factor de potencia:** Potencia media instantánea dividida por el producto del valor eficaz del voltaje por el valor eficaz de la corriente. Puede ser aplicado en casos no periódicos debido a que la potencia media y los valores eficaces de tensión y corriente son calculables.

Aún cuando en los apartados anteriores ya se ha mostrado cómo calcular el valor eficaz total de formas de onda con contenido armónico diferente de cero, conviene definirlo formalmente.

El **valor eficaz** de una forma de onda periódica se define como:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad \dots (4.41)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

Cuando el voltaje o la corriente son sinusoidales puras, el valor eficaz es simplemente el valor pico dividido por $\sqrt{2}$. En el caso de una corriente de CD, el valor eficaz es la corriente misma:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{CD}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} I_{CD}^2 T} = \sqrt{I_{CD}^2} = I_{CD} \quad \dots (4.42)$$

Si la forma de onda tiene la serie de Fourier mostrada en la expresión 4.7, el valor eficaz total cuando no se toma en cuenta cualquier componente de directa que pueda estar presente (caso usual) se calcula como:

$$I_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} \left(\frac{I_{Pk}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_{P1}^2 + I_{P2}^2 + I_{P3}^2 + \dots} \quad \dots (4.43)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^{k_{\max}} \left(\frac{V_{Pk}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{V_{P1}^2 + V_{P2}^2 + V_{P3}^2 + \dots}$$

Donde $I_1, I_2, I_3, \dots, V_1, V_2, V_3, \dots$, son los valores eficaces de las componentes de la corriente y del voltaje; y $V_{P1}, V_{P2}, V_{P3}, \dots, I_{P1}, I_{P2}, I_{P3}, \dots$, son los valores pico. En la condición sinusoidal, el contenido armónico es cero y sólo permanecen las componentes fundamentales de voltaje y de corriente.

En ocasiones se toma en cuenta la componente de directa de la corriente o del voltaje, en este caso el valor eficaz será (Alexander y Sadiku, 2001, Pág. 731):

$$I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + \left(\frac{I_{P1}}{\sqrt{2}} \right)^2 + \sum_{k=2}^{k_{\max}} \left(\frac{I_{Pk}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad \dots (4.44)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{V_0^2 + \left(\frac{V_{P1}}{\sqrt{2}} \right)^2 + \sum_{k=2}^{k_{\max}} \left(\frac{V_{Pk}}{\sqrt{2}} \right)^2} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + \sum_{k=2}^{k_{\max}} V_k^2} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}$$

Note que el valor eficaz de las formas de onda de voltaje y de corriente no depende de las relaciones de fase de la señal y de sus armónicas. El valor RMS es determinado completamente por la amplitud de las componentes. Esta predictibilidad matemática es útil en aplicaciones de medición de nivel, permitiendo que las mediciones realizadas en lugares diferentes de un sistema sean correlacionadas. También es importante al correlacionar las mediciones con los cálculos teóricos.

Ejemplo. Encuentre el valor eficaz de las siguientes formas de onda.

a) $i(t) = 10\cos(\omega t) + 2\cos(2\omega t) + \sin(3\omega t)$

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{10^2 + 2^2 + 1^2} = 7.2457 \text{ A}$$

b) $i(t) = 10\sqrt{2}\cos(t) + 10\sqrt{2}\sin(t)$

$$i(t) = 10\sqrt{2} \{ \cos(t) + \sin(t) \} = 10\sqrt{2} \left\{ \sqrt{1^2 + 1^2} \sin\left(t + \tan^{-1}\left(\frac{1}{1}\right)\right) \right\} = 14.142\sqrt{2}\sin(t + 45^\circ)$$

$$I_{RMS} = 14.142 \text{ A}$$

c) $i(t) = 10\cos(t) + 10\sin(\sqrt{2}t)$

Esta corriente está compuesta por la componente fundamental y una interarmónica, la función es no periódica, pero el valor eficaz se calcula de la misma manera que para funciones periódicas, es decir, se aplica el teorema de Parseval para señales de diferentes frecuencias (Heydt, 2000):

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{10^2 + 10^2} = 10 \text{ A}$$

d) $i(t) = 440\sqrt{2}\cos(314t) + 50\sqrt{2}\sin(314t) + 80\sqrt{2}\sin(492t) + 10\sqrt{2}\cos(1570t)$

Primero se calcula la amplitud eficaz de la componente fundamental:

$$I_1 = \sqrt{440^2 + 50^2} = 442.83 \text{ A}$$

Enseguida se calcula el valor eficaz de la corriente total:

$$I_{RMS} = \sqrt{442.83^2 + 80^2 + 10^2} = 450.11 \text{ A}$$

Cuando se necesita encontrar el **valor promedio** de una forma de onda periódica no sinusoidal representada por su serie de Fourier, se aplica la expresión:

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T [I_0 + i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + \dots] dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_0 dt + \frac{1}{T} \int_0^T [i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + \dots] dt$$

Ya que tanto la componente fundamental como las armónicas son sinusoidales, la segunda integral es cero, por lo tanto el valor promedio está dado por la componente de directa:

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T I_0 dt = \frac{1}{T} I_0 T = I_0 = I_{CD}$$

El **factor de forma** de una onda es una medida de la forma de la onda y se define como la razón del valor eficaz al valor promedio de la forma de onda:

$$FF_I = \frac{I_{RMS}}{I_{av}} \quad \dots (4.45a)$$

$$FF_V = \frac{V_{RMS}}{V_{av}} \quad \dots (4.45b)$$

Conforme el contenido armónico de la forma de onda se incrementa, su factor de forma también crece.

Ya que el valor promedio de una senoide es cero, se usa su promedio a través de un semiciclo en las ecuaciones anteriores (Fuchs y Masoun, 2008, Pág. 19). De acuerdo con Sankaran (2002, Pág. 15), el valor promedio de una senoide pura promediada a través de un ciclo es 0.637 veces su valor pico, ya que su valor eficaz es 0.7071 veces su valor pico, entonces el factor de forma de la onda sinusoidal es $0.637/0.7071=1.11$. A continuación se muestra el listado del cálculo realizado usando el programa Derive.

```
#1:  t :∈ Real
#2:  T :∈ Real [0, ∞)
#3:  w :∈ Real [0, ∞)
#4:  Vm :∈ Real [0, ∞)
#5:  V0 :∈ Real
#6:  VRMS :∈ Real
#7:  FF :∈ Real
#8:  v(t) := Vm·SIN(w·t)

#9:  w :=  $\frac{2 \cdot \pi}{T}$ 

#10: V0 :=  $\frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} v(t) dt$ 

#11:                                     V0 := 0.63661·Vm          (Valor promedio)

#12: VRMS :=  $\sqrt{\left(\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v(t)^2 dt\right)}$ 

#13:                                     VRMS := 0.70710·Vm          (Valor eficaz)

#14: FF :=  $\frac{VRMS}{V0}$ 

#15:                                     FF := 1.1107              (Factor de forma)
```

El **Factor de ondulación o de rizo** (Ripple Factor) es una medida del contenido armónico superior de la forma de onda y se define como (Fuchs y Masoun, 2008, Pág. 19):

$$RF_I = \frac{I_{CA}}{I_{CD}} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_{CD}^2}}{I_{CD}} = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{CD}}\right)^2 - \left(\frac{I_{CD}}{I_{CD}}\right)^2} = \sqrt{FF_I^2 - 1} \quad \dots (4.46)$$

Recuerde que si una forma de onda está representada mediante su serie de Fourier, el valor promedio está dado por la componente de CD, esto es $I_{av} = I_0 = I_{CD}$.

Los valores pico pueden ser caracterizados por un factor de cresta. El **Factor de cresta** (CF) de una forma de onda se define como la razón del valor pico al valor eficaz de la forma de onda:

$$CF_V = \frac{V_P}{V_{RMS}} \quad \dots (4.47a)$$

$$CF_I = \frac{I_P}{I_{RMS}}$$

Por ejemplo, para una onda sinusoidal el valor pico es $\sqrt{2}$ veces su valor eficaz, por lo tanto su factor de cresta es $\sqrt{2}$. Para una forma de onda cuadrada simétrica sus valores pico y eficaz son iguales, por lo tanto su factor de cresta es la unidad.

Bollen y Gu (2006, Pág. 122) comentan que hace sentido introducir un *factor relativo de cresta* que sea la unidad para una onda sinusoidal perfecta:

$$CF_{Vr} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_P}{V_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{2}} CF_V \quad \dots (4.47b)$$

El factor de cresta (CF) indica qué tanto se desvía una señal de una forma de onda de CD, mientras que el factor relativo de cresta indica qué tanto se desvía una señal de una forma de onda senoidal.

Algunas veces se necesita saber cuál es el **armónico de menor orden**. El armónico de menor orden (LOH) es la componente armónica cuya frecuencia es la más cercana a la frecuencia de la componente fundamental y su amplitud es mayor que o igual al 3% de la amplitud de la componente fundamental.

El **ancho de banda** (BW) es quizá el índice en el dominio de la frecuencia más importante, se define como el ancho (en Hz o en rad/s) de la banda de frecuencias que contiene el espectro de la señal dada $V(\omega)$ a la frecuencia a la que la magnitud de $V(\omega)$ cae al 70% del valor máximo, esto es, cae 3 db por debajo del valor pico del espectro. Tiene aplicaciones en filtros, canales de comunicación, etc.

El IEEE define el ancho de banda como el rango de frecuencias dentro del cual el funcionamiento, con respecto a una característica, cae dentro de los límites especificados. Uno de los límites es la amplitud de una señal dentro de la banda, en este caso el ancho de banda es común definirlo como los puntos en donde la respuesta está 3 db por debajo del valor de referencia (-3 db), lo que equivale a dividir el valor de referencia por $\sqrt{2}$. Por ejemplo, para voltajes, si V_1 es el valor de referencia:

$$G_V = 20 \log_{10} |H(j\omega)| = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \quad [\text{db}] \quad \dots (4.48)$$

$$-3 \text{ db} = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7071 = 70.71\%$$

En el Diccionario de Ingeniería Eléctrica de Laplante se encuentra (Pág. 4):

Ancho de banda de 3 db. Para un filtro pasabajas o pasabanda causal con una función de frecuencia $\mathbf{H}(j\omega)$ la frecuencia a la cual la magnitud de la función de frecuencia $|\mathbf{H}(j\omega)|_{\text{db}}$ es menor que 3 db hacia abajo de su valor pico $|\mathbf{H}(j\omega_0)|$.

Un sistema causal es aquel cuya respuesta a una entrada no depende de valores de la entrada a tiempos posteriores. Se conoce también como sistema no anticipativo, sistema físico (McGraw-Hill Dictionary of Engineering).

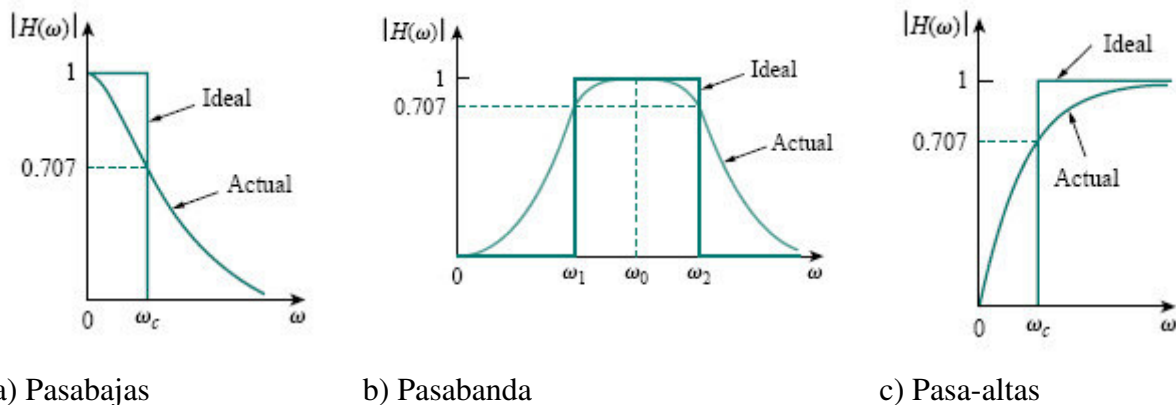


Fig. 4.26 Características ideales y reales (actuales) de filtros

En la figura 4.26 se muestran curvas características típicas de filtros pasabajas, pasabanda y pasa-altas, mostrando los puntos donde la amplitud cae 3 db con relación al valor máximo. Dichos puntos en el caso de filtros se conocen como frecuencias de corte (ω_c).

4.4 Potencia y factor de potencia bajo condiciones no sinusoidales

Bajo condiciones sinusoidales, existen cuatro cantidades estándar asociadas con la potencia:

- 1) La potencia aparente fundamental (S_1) que es el producto de los valores eficaces de las componentes fundamentales del voltaje y de la corriente:

$$S_1 = V_1 I_1 = \frac{V_{P1}}{\sqrt{2}} \frac{I_{P1}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{P1} I_{P1}}{2} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad [\text{VA}] \quad \dots (4.49a)$$

- 2) La potencia activa fundamental (P_1) que es la razón promedio de liberación de energía:

$$P_1 = V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) = S_1 \text{DPF}_1 \quad \dots (4.49b)$$

- 3) La potencia reactiva fundamental (Q_1) que es la porción de la potencia aparente que es oscilatoria:

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin(\phi_1 - \theta_1) = S_1 \text{RPF}_1 \quad \dots (4.49c)$$

El término $\sin(\phi_1 - \theta_1)$ es llamado algunas veces *factor de potencia reactiva (RPF)*.

- 4) El factor de potencia a frecuencia fundamental, llamado *factor de desplazamiento (DF)* o *factor de potencia de desplazamiento (DPF)*:

$$\text{DPF}_1 = \cos(\phi_1 - \theta_1) = \cos \phi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad \dots (4.50)$$

Donde $\phi_1 = \phi_1 - \theta_1$ es llamado ángulo de desplazamiento y es la diferencia entre el ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje (ϕ_1) y el ángulo de fase de la componente fundamental de la corriente (θ_1), esto es:

$$v_1(t) = \sqrt{2} V_1 \sin(\omega t + \phi_1)$$

$$i_1(t) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \theta_1)$$

$$p_1(t) = v_1(t) i_1(t) = 2 V_1 I_1 \sin(\omega t + \phi_1) \sin(\omega t + \theta_1)$$

$$p_1(t) = 2 V_1 I_1 \left[\frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi_1 - \omega t - \theta_1) - \frac{1}{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \omega t + \theta_1) \right]$$

$$p_1(t) = V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) - V_1 I_1 \cos(2\omega t + \phi_1 + \theta_1)$$

$$P_1 = P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) dt - \frac{1}{T} \int_0^T V_1 I_1 \cos(2\omega t + \phi_1 + \theta_1) dt$$

$$P_1 = P_{av} = V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) = S_1 \text{DPF}_1$$

$$\text{DPF}_1 = \cos(\phi_1 - \theta_1) = \cos \phi_1 = \frac{P_1}{S_1}$$

El cálculo de la potencia promedio se muestra a continuación.

#1: $t \in \text{Real}$

#2: $T \in \text{Real } [0, \infty)$

#3: $V_1 \in \text{Real } [0, \infty)$

#4: $I_1 \in \text{Real } [0, \infty)$

#5: $\phi_1 \in \text{Real } [0, \infty)$

#6: $\theta_1 \in \text{Real } [0, \infty)$

#7: $w \in \text{Real } [0, \infty)$

#8: $P_{1a} \in \text{Real}$

#9: $P_{1b} \in \text{Real}$

#10: $P_1 \in \text{Real}$

#11: $w := \frac{2 \cdot \pi}{T}$

#12: $P_{1a} := \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1 - \theta_1)}{T} \cdot \int_0^T 1 \, dt$

#13: $P_{1a} := I_1 \cdot V_1 \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1)$

#14: $P_{1b} := \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(2 \cdot w \cdot t + \phi_1 + \theta_1) \, dt$

#15: $P_{1b} := 0$

#16: $P := P_{1a} + P_{1b}$

#17: $P := I_1 \cdot V_1 \cdot \cos(\theta_1 - \phi_1)$

En un sistema eléctrico, si el factor de potencia es 0.8, el 80% de la potencia aparente se transforma en trabajo. La potencia aparente es la que un transformador que alimenta una industria, un centro comercial o un conjunto de viviendas debe llevar para que la industria, el centro comercial o las viviendas funcionen. La potencia activa es la porción de la potencia aparente que lleva a cabo trabajo y alimenta las pérdidas en el equipo eléctrico que están

asociadas con la realización del trabajo. La potencia reactiva es la parte de la potencia aparente que establece un campo magnético en los motores para que se produzca un par, también es la potencia que establece un campo magnético en el núcleo de un transformador permitiendo la transferencia de potencia entre los devanados primario y secundario.

Mayores factores de potencia llevan a un mejor uso de la corriente eléctrica en una instalación, pero, ¿es posible tener un factor de potencia del 100%? En teoría sí, pero en la práctica no se puede sin la ayuda de un dispositivo de corrección del factor de potencia. La razón del porqué se puede aproximar a un factor de potencia del 100% pero no se puede alcanzar, es porque todos los circuitos eléctricos tienen inductancia y capacitancia y éstos introducen requerimientos de potencia reactiva. La potencia reactiva es la que evita que se pueda tener un factor de potencia del 100%.

4.4.1 Potencia activa total

Mac Grady (2005, Capítulo 3) muestra que en el caso de señales no sinusoidales, la potencia activa total (si no se toman en cuenta componentes de directa) se puede calcular como:

$$\begin{aligned}
 P_{av} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left(\sum_{k=1}^{\infty} V_{pk} \sin(k\omega t + \phi_k) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_{pk} \sin(k\omega t + \theta_k) \right) dt \\
 P_{av} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left[\sum_{k=1}^{\infty} V_{pk} I_{pk} \sin(k\omega t + \phi_k) \cdot \sin(k\omega t + \theta_k) + \sum_{\substack{m=1 \\ n \neq m}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} V_{pm} I_{pn} \sin(m\omega t + \phi_m) \cdot \sin(n\omega t + \theta_n) \right] dt \\
 P_{av} &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left(\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{pk} I_{pk}}{2} [\cos(\phi_k - \theta_k) - \cos(2k\omega t + \phi_k + \theta_k)] + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_{pm} I_{pn}}{2} [\cos((m-n)\omega t + \theta_m - \theta_n) + \cos((m+n)\omega t + \theta_m + \theta_n)] \right) dt \\
 P &= P_{av} = \sum_{k=1}^{\infty} P_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\phi_k - \theta_k) = \sum_{k=1}^{\infty} S_k DPF_k \quad \dots (4.51)
 \end{aligned}$$

Donde DPF_k es el factor de potencia de desplazamiento para la armónica k . Los términos de potencia armónica $P_2, P_3, \dots$, son mayormente pérdidas y usualmente son pequeñas con

relación a la potencia activa total P , sin embargo, las pérdidas armónicas pueden ser una parte substancial de las pérdidas totales.

La ecuación (4.51) es importante al explicar quién es responsable por las potencias activas armónicas. Las plantas generadoras producen voltajes en terminales sinusoidales. De acuerdo a (4.51), si no hay voltajes armónicos en las terminales de un generador, entonces el generador no produce potencia armónica. Sin embargo, debido a las cargas no lineales, existe potencia armónica en el sistema de potencia y origina pérdidas adicionales. Así, es preciso decir que:

- La potencia armónica es parásita y se debe al equipo y a las cargas no lineales.
- La fuente de casi toda la potencia armónica son las cargas de electrónica de potencia.
- Al conmutar la forma de onda de 60 Hz y producir voltajes y corrientes armónicas, las cargas de electrónica de potencia convierten algo de la potencia a 60 Hz en potencia armónica, incrementando las pérdidas del sistema e impactando sobre las cargas sensitivas.

Por ejemplo, si los resultados de medir los valores eficaces del voltaje y de la corriente en una carga son los mostrados a continuación:

Voltaje		
Número armónica	Magnitud%	Ángulo Grados
1	100	0
3	20	20
7	5	10

Corriente		
Número armónico	Magnitud%	Ángulo Grados
1	100	-30
3	20	80
7	15	20

$$P_1 = (1)(1) \cos(0^\circ + 30^\circ) = 0.866 \text{ pu}$$

$$P_3 = (0.2)(0.2) \cos(20^\circ - 80^\circ) = 0.02 \text{ pu}$$

$$P_7 = (0.05)(0.15) \cos(10^\circ - 20^\circ) = 0.007386 \text{ pu}$$

$$P = P_1 + P_3 + P_7 = 0.893411 \text{ pu}$$

Como se puede observar, el valor de la potencia activa total en este caso es mayor que la potencia activa fundamental P_1 . En el caso de cargas de electrónica de potencia, las potencias armónicas pueden ser positivas o negativas. Una potencia armónica positiva indica que la carga consume dicha potencia activa, mientras que una potencia armónica negativa indica que la carga está proporcionando potencia activa al sistema. Por ejemplo, si las componentes (truncadas a la quinta armónica) del voltaje y de la corriente en una lámpara con un dimmer

controlado por tiristor cuando el ángulo de disparo es de 90° , son las mostradas a continuación (Grady, 2005, Capítulo 3):

Voltaje		
Número armónico	Magnitud pico (V)	Ángulo Grados
1	163.8	1.3
3	3.75	90.0
5	1.25	90.0

Corriente		
Número armónico	Magnitud pico (A)	Ángulo Grados
1	6.99	-32.5
3	3.75	-90.0
5	1.25	-90.0

$$P_1 = 0.5 (163.8)(6.99) \cos(1.3^\circ + 32.5^\circ) = 475.7228 \text{ W}$$

$$P_3 = 0.5 (3.57)(3.75) \cos(90^\circ + 90^\circ) = - 7.03125 \text{ W}$$

$$P_5 = 0.5 (1.25)(1.25) \cos(90^\circ + 90^\circ) = - 0.78125 \text{ W}$$

$$P = P_1 + P_3 + P_5 = 467.9103 \text{ W}$$

Mac Grady plantea la siguiente pregunta: ¿Debería el medidor registrar sólo la potencia fundamental, esto es, 475.7228 W, o debería tomar en cuenta las potencias armónicas que la carga está suministrando al sistema y registrar sólo 467.9103 W?

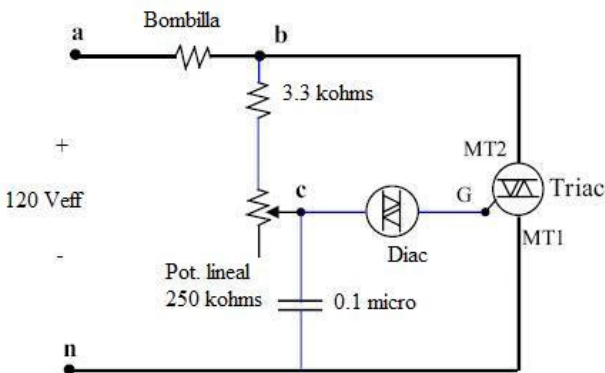


Fig. 4.27 Diagrama esquemático de un Dimmer monofásico

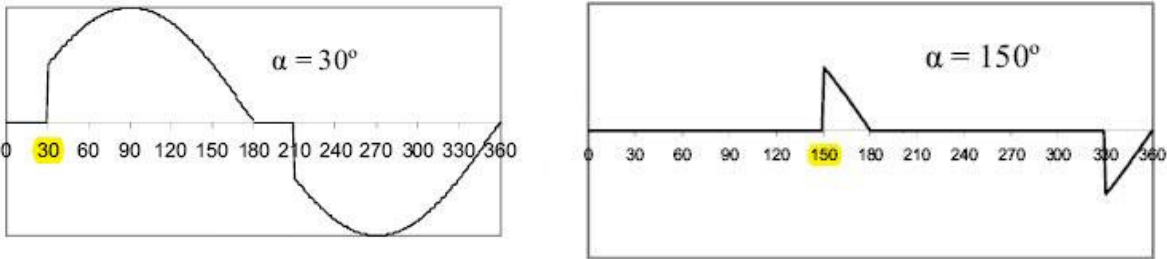
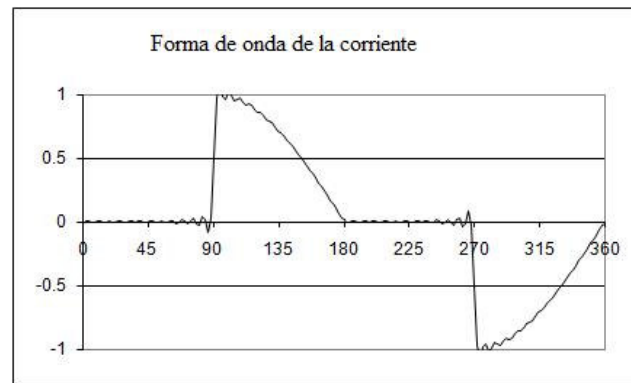


Fig. 4.28 Formas de onda de la corriente en un dimmer para ángulos de disparo de 30° y 150°



k	a_k	b_k	$I_k/I_{1,0}$	I_k/I_1
1	-0.31831	0.5	0.592724	1.000
3	0.31831	-3.9E-17	0.31831	0.537
5	-0.1061	3.9E-17	0.106103	0.179
7	0.106103	-3.9E-17	0.106103	0.179
9	-0.06366	3.9E-17	0.063662	0.107
11	0.063662	-3.9E-17	0.063662	0.107
13	-0.04547	3.9E-17	0.045473	0.077
15	0.045473	-3.9E-17	0.045473	0.077
17	-0.03537	3.9E-17	0.035368	0.060
19	0.035368	-3.9E-17	0.035368	0.060
21	-0.02894	1.93E-16	0.028937	0.049
23	0.028937	-1.9E-16	0.028937	0.049
25	-0.02449	-9.1E-17	0.024485	0.041
27	0.024485	9.15E-17	0.024485	0.041
29	-0.02122	1.52E-16	0.021221	0.036
31	0.021221	-1.5E-16	0.021221	0.036
33	-0.01872	-6.1E-17	0.018724	0.032
35	0.018724	6.08E-17	0.018724	0.032
37	-0.01675	1.28E-16	0.016753	0.028
39	0.016753	-1.3E-16	0.016753	0.028
41	-0.01516	-4.2E-17	0.015158	0.026
43	0.015158	9.32E-17	0.015158	0.026
45	-0.01384	6.13E-17	0.01384	0.023
47	0.01384	-1.1E-16	0.01384	0.023
49	-0.01273	-2.9E-17	0.012732	0.021

Fig. 4.29 Corriente en un Dimmer para $\alpha=90^\circ$
 $I_{1,0}$ es el valor pico de la componente
fundamental para $\alpha=0^\circ$

Con relación a la figura 4.27, el dimmer controla la corriente y la potencia de una o varias lámparas ajustando el potenciómetro lineal; así, es posible variar la intensidad de la luz, siempre y cuando las propiedades de la lámpara lo permitan. El principio de funcionamiento

se basa en el control de la potencia que se logra variando el ángulo de conducción de un triac en el rango de 30° a 160°. Antes del disparo el triac es un interruptor abierto, de manera que prácticamente no se aplica voltaje a través de la bombilla. Después del disparo, el triac es un interruptor cerrado y prácticamente todo el voltaje se aplica a la bombilla. La forma de onda de la corriente ideal a través de la bombilla para ángulos de disparo de 30° y 150° se muestra en la figura 4.28.

La figura 4.29 muestra los coeficientes de Fourier y la forma de onda de la corriente a través de un dimmer como el mostrado en la figura 4.27. Los cálculos se realizaron con el archivo *Light_Dimmer_Fourier_Waveform.xls*, proporcionado por Mack Grady en su sitio web: <http://users.ece.utexas.edu/~grady/PNG.html>, contenido en el archivo en formato zip: *Supporting Files plus Software (zipped)*.

4.4.2 Factores de potencia verdadero, de desplazamiento y de distorsión.

El *factor de potencia verdadero* (True Power Factor), *factor de potencia total* (Total Power Factor) o simplemente *factor de potencia* (PF) se define como:

$$TPF = \lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{RMS} I_{RMS}} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} P_k}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad \dots (4.52)$$

Si las formas de onda son sinusoidales, el factor de potencia verdadero es igual al factor de potencia de desplazamiento:

$$TPF = \frac{P_1}{V_1 I_1} = \frac{V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1)}{V_1 I_1} = \cos(\phi_1 - \theta_1) = \cos \phi_1 = DPF_1$$

Bajo condiciones no sinusoidales (4.52) se puede expresar como:

$$TPF = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} P_k}{\left(V_1 \sqrt{1 + THD_V^2}\right) \left(I_1 \sqrt{1 + THD_I^2}\right)} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} P_k}{V_1 I_1 \sqrt{1 + THD_V^2} \sqrt{1 + THD_I^2}} \quad \dots (4.53)$$

En (4.53) y en lo que sigue, las distorsiones armónicas totales se expresan en por unidad, no en porcentaje.

La mayoría de las veces las potencias armónicas son pequeñas con relación a la potencia fundamental y la distorsión del voltaje es menor al 10%. En estos casos, se puede realizar la siguiente simplificación (Grady y Gilleski, 1993):

$$TPF \approx \frac{P_1}{V_1 I_1 \sqrt{1+THD_I^2}} = \frac{P_1}{S_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} = \cos(\phi_1 - \theta_1) \cdot \frac{I_1}{I_{RMS}} = DPF_1 \cdot \mu \quad \dots (4.54)$$

Donde:

$$\mu = \frac{I_1}{I_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} = \text{Factor de potencia de distorsión o factor de distorsión}$$

Debido a que el factor de potencia de desplazamiento no puede ser mayor que la unidad, la ecuación (4.54) muestra que el factor de potencia verdadero en situaciones no sinusoidales tiene el siguiente límite superior:

$$TPF \leq \mu = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}}$$

$$TPF \leq DPF_1 = \cos(\phi_1 - \theta_1)$$

Es importante hacer notar que, en general, *no se puede compensar el factor de potencia de distorsión adicionando bancos de capacitores en derivación, sólo el factor de potencia de desplazamiento se puede mejorar con el uso de capacitores*. Este hecho es especialmente importante de considerar en áreas de carga dominadas por cargas monofásicas de electrónica de potencia, las que tienden a tener altos factores de potencia de desplazamiento pero bajos factores de potencia de distorsión. En estos casos, la adición de capacitores en derivación probablemente empeorará el factor de potencia induciendo resonancias y mayores niveles armónicos. Una mejor solución es adicionar filtros pasivos o activos para remover las armónicas producidas por las cargas lineales o usar cargas de electrónica de potencia con baja distorsión (Grady y Gilleski, 1993). Por ejemplo, para las siguientes mediciones se tiene:

Voltaje		
Número armónico	Magnitud pico (V)	Ángulo Grados
1	163.8	1.3
3	3.75	90.0
5	1.25	90.0

Corriente		
Número armónico	Magnitud pico (A)	Ángulo Grados
1	6.99	-32.5
3	3.75	-90.0
5	1.25	-90.0

$$V_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{163.8^2 + 3.75^2 + 1.25^2} = 115.8578 \text{ [V]}$$

$$I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{6.99^2 + 3.75^2 + 1.25^2} = 5.6783 \text{ [A]}$$

Las potencias activas se calcularon previamente:

$$P_1 = 0.5 (163.8)(6.99) \cos(1.3^\circ + 32.5^\circ) = 475.7228 \text{ [W]}$$

$$P_3 = 0.5 (3.57)(3.75) \cos(90^\circ + 90^\circ) = -7.03125 \text{ [W]}$$

$$P_5 = 0.5 (1.25)(1.25) \cos(90^\circ + 90^\circ) = -0.78125 \text{ [W]}$$

$$P = P_1 + P_3 + P_5 = 467.9103 \text{ [W]}$$

Calculando las cantidades restantes:

$$S = V_{RMS} I_{RMS} = (115.8578)(5.6783) = 657.87 \text{ [VA]}$$

$$S_1 = V_1 I_1 = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} = \frac{1}{2} (163.8)(6.99) = 572.481 \text{ [VA]}$$

$$TPF = \frac{P}{S} = \frac{467.9103}{657.87} = 0.7113$$

$$DPF_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{475.7228}{572.482} = 0.83098$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{k_{\max}} I_k^2}}{I_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{(3.75/\sqrt{2})^2 + (1.25/\sqrt{2})^2}}{6.99/\sqrt{2}} \cdot 100 = 0.5655 \cdot 100 = 56.55\%$$

$$\mu = \frac{I_1}{I_{RMS}} = \frac{6.99/\sqrt{2}}{5.6783} = 0.87045$$

$$\mu = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+0.5655^2}} = 0.87046$$

Ahora bien, con propósitos de cobro de la energía eléctrica y de las penalizaciones o bonificaciones que se pueden otorgar, ¿cuál factor de potencia se debería considerar?, en general:

- Los consumidores favorecen el uso del factor de potencia de desplazamiento.
- Las compañías suministradoras favorecen el uso del factor de potencia verdadero debido a que:
 - Las pérdidas están más cercanamente relacionadas con el TPF que con el DPF.
 - Los kVA requeridos del equipo de alimentación están más cercanamente relacionados con el TPF.

Irwin (1997, Pág. 360) apunta que:

- El factor de potencia verdadero es más una medida de la capacidad total de manejo de potencia del circuito, incluyendo todos los efectos armónicos.
- El factor de potencia de desplazamiento es más fácil de medir.
- La medición tradicional del factor de potencia en la industria de suministro eléctrico es usualmente una medición de banda relativamente estrecha, y es aproximadamente el factor de potencia de desplazamiento.
- La instrumentación digital es capaz de medir el factor de potencia verdadero.
- Los multiplicadores de factor de potencia usados en las estructuras de cobro serán mayores (mayor cargo al consumidor) si se usa el TPF para derivar los multiplicadores.
- El TPF es una mejor medición de la utilización y de las pérdidas de circuitos de distribución que el DPF, ya que el TPF toma en cuenta el efecto de todas las armónicas en el circuito.

4.4.3 Potencia en circuitos no sinusoidales

Los conceptos y definiciones de potencia eléctrica para circuitos de CA sinusoidales están bien establecidos y son aceptados por todos los especialistas. Sin embargo, bajo condiciones no sinusoidales, todavía se usan varias definiciones de potencia. Los conceptos convencionales de potencia reactiva y de potencia aparente pierden su utilidad en el caso no sinusoidal. Este problema ha existido por muchos años y aún persiste, desafortunadamente no

se ha logrado aún un acuerdo sobre una teoría de la potencia universalmente aplicable. Los conceptos de potencia bajo condiciones no sinusoidales no son únicos, son divergentes y llevan a diferentes resultados en algunos aspectos. Dos conjuntos distintos de definiciones de potencia se usan comúnmente; uno establecido en el dominio de la frecuencia por Budeanu y el otro en el dominio del tiempo por Fryze.

Un conjunto de definiciones de potencia establecido por Budeanu en 1927 todavía es muy importante para el análisis de sistemas de potencia en el dominio de la frecuencia. Budeanu introdujo definiciones que son válidas para formas de onda genéricas de voltaje y de corriente. Sin embargo, ya que se definieron en el dominio de la frecuencia, sólo pueden ser aplicadas en análisis en estado estacionario. En otras palabras, están limitadas a formas de onda periódicas de voltaje y de corriente.

La potencia aparente se define como (Akagi y otros, 2007, Pág. 25):

$$S = V_{RMS} I_{RMS} = \left(\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_k^2} \right) \left(\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \right) \quad \dots (4.55)$$

$$\text{Con } v_k(t) = \sqrt{2} V_k \sin(k\omega t + \phi_k) = \text{Im} \left\{ (\sqrt{2} V_k \angle \phi_k) e^{jk\omega t} \right\} = \text{Im} \left\{ \sqrt{2} V_k e^{jk\omega t} \right\}$$

$$i_k(t) = \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \theta_k) = \text{Im} \left\{ (\sqrt{2} I_k \angle \theta_k) e^{jk\omega t} \right\} = \text{Im} \left\{ \sqrt{2} I_k e^{jk\omega t} \right\}$$

Al calcular la potencia aparente usando la expresión (4.55) no se considera la componente de directa. El ángulo de desplazamiento de cada par de componentes armónicas de voltaje y de corriente es representado por $\varphi_k = \phi_k - \theta_k$.

Budeanu definió las potencias activa y reactiva como:

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos \varphi_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\phi_k - \theta_k) \quad \dots (4.56)$$

$$Q_B = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin \varphi_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin(\phi_k - \theta_k) \quad \dots (4.57)$$

Donde el subíndice *B* implica “definida por Budeanu”. De acuerdo con Ortman (2008, lecture 18) la potencia definida por la ecuación (4.57) sólo puede ser llamada reactiva para la

componente a frecuencia fundamental, para los términos armónicos ($k \geq 2$) la designación debería ser *potencia no activa*, esto es:

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin(\phi_1 - \theta_1) = \text{Potencia reactiva}$$

$$Q_k = V_k I_k \sin(\phi_k - \theta_k) = \text{Potencia no activa para } k \geq 2$$

aunque los especialistas coinciden en que no existe una definición única de potencia no activa para situaciones no sinusoidales.

Las definiciones de potencia activa y reactiva parecen venir de la necesidad de cuantificar en sistemas de CA “la porción de potencia que no realiza trabajo”, sin embargo, bajo condiciones no sinusoidales, ni la potencia reactiva ni la potencia aparente pueden caracterizar satisfactoriamente las cuestiones de calidad de la potencia o la eficiencia del sistema de transmisión. Por ejemplo, la potencia reactiva definida por (4.57) no incluye los productos cruzados entre voltajes y corrientes armónicas a diferentes frecuencias. Note que ni la potencia activa en (4.56) ni la potencia reactiva en (4.57) incluyen los productos de componentes armónicas a frecuencias diferentes, además, (4.57) comprende la suma algebraica de las componentes armónicas de potencia reactiva que son positivas o negativas, o aún se cancelan una con otra, dependiendo de los diferentes ángulos de desplazamiento ϕ_k .

La pérdida de la calidad de la potencia bajo condiciones no sinusoidales es caracterizada mejor por otra definición de potencia, la *potencia de distorsión* D , también introducida por Budeanu. La potencia de distorsión complementa al conjunto anterior de definiciones de potencia. La potencia de distorsión se define como:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2} = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q_B^2)} = \sqrt{S^2 - S_{pq}^2} \quad \dots (4.58a)$$

$$S_{pq} = \sqrt{P^2 + Q_B^2} = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\phi_k - \theta_k) \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin(\phi_k - \theta_k) \right)^2} \quad \dots (4.58b)$$

La potencia aparente S_{pq} de la ecuación es la magnitud de una nueva potencia compleja (Akagi y otros, 2007, Pág. 28):

$$\underline{S}_{pq} = P + jQ_B = \sum_{k=1}^{\infty} P_k + j \sum_{k=1}^{\infty} Q_k = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \cos(\phi_k - \theta_k) + j \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \sin(\phi_k - \theta_k) \quad \dots (4.58c)$$

Eguíluz (2000) comenta que la *potencia complementaria* que Budeanu llama *potencia ficticia* y el Diccionario del IEEE llama *potencia no activa* viene dada por la expresión:

$$P_c = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{Q_B^2 + D^2} \quad \dots (4.58d)$$

De León y Cohen (2002) comentan que en el Estándar Americano de Definiciones de Términos Eléctricos ASA C42-1941 aparecen las definiciones de potencia aparente, activa, reactiva y de distorsión dadas en (4.56), (4.57) y (4.58a) sólo que considerando las sumatorias desde cero hasta infinito (se incluyen las componentes de CD), y que la expresión dada en el estándar para la potencia de distorsión, la cual agrupa a todos los términos que no están en las ecuaciones de potencia activa y reactiva es:

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} P_k = \sum_{k=0}^{\infty} V_k I_k \cos \phi_k = \sum_{k=0}^{\infty} V_k I_k \cos(\phi_k - \theta_k) \quad \dots (4.59a)$$

$$Q_B = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k = \sum_{k=0}^{\infty} V_k I_k \sin \phi_k = \sum_{k=0}^{\infty} V_k I_k \sin(\phi_k - \theta_k) \quad \dots (4.59b)$$

$$D^2 = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \{V_k^2 I_m^2 - V_k V_m I_k I_m \cos(\phi_k - \phi_m + \theta_m - \theta_k)\} \quad \dots (4.59c)$$

Debido a la presencia de la potencia de distorsión, la representación gráfica de la potencia bajo condiciones no sinusoidales se da en un marco de referencia tridimensional, generando el tetraedro de potencias mostrado en la figura 4.30.

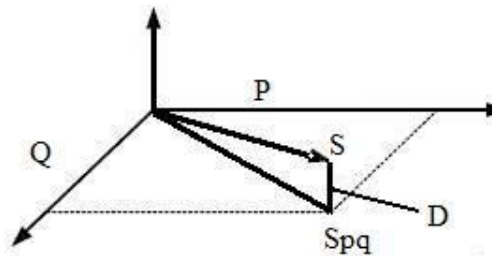


Fig. 4.30 Tetraedro de potencias

Las potencias definidas en (4.55) a (4.58) son bien conocidas y ampliamente usadas en el análisis de circuitos y sistemas operando bajo condiciones no sinusoidales. Sin embargo, sólo la potencia activa tiene un significado físico claro: representa la razón promedio de

transferencia de energía entre dos subsistemas eléctricos. En contraste, la potencia reactiva y la potencia aparente en la forma introducida por Budeanu son sólo formulaciones matemáticas, como una extensión de las definiciones para el caso sinusoidal, sin claro significado físico. Otro inconveniente es que un instrumento común para medir potencia basado en las definiciones de potencia en el dominio de la frecuencia no puede indicar fácilmente una pérdida de calidad de la potencia en casos prácticos (Akagi y otros, 2007, Pág. 26).

En el apartado 4.4.2 se introdujeron los distintos factores de potencia introduciendo la simplificación de que $P \approx P_1$. Con los parámetros introducidos en este apartado se pueden generalizar (Akagi y otros, 2007, Pág. 29):

1. *Factor de potencia verdadero o simplemente Factor de potencia.*

$$TPF = \lambda = \cos \psi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_B^2 + D^2}} \quad \dots (4.60)$$

2. *Factor de potencia de desplazamiento o Factor de desplazamiento.*

$$DPF = \cos \varphi = \frac{P}{S_{pq}} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_B^2}} \quad \dots (4.61)$$

3. *Factor de potencia de distorsión o Factor de distorsión.*

$$\mu = \cos \gamma = \frac{S_{pq}}{S} = \frac{\sqrt{P^2 + Q_B^2}}{\sqrt{S_{pq}^2 + D^2}} = \sqrt{\frac{P^2 + Q_B^2}{P^2 + Q_B^2 + D^2}} \quad \dots (4.62)$$

4. Relaciones entre factores de potencia

$$TPF = \lambda = \cos \psi = \frac{P}{S} = \frac{P}{S_{pq}} \frac{S_{pq}}{S} = \cos \varphi \cos \gamma = DPF \mu \quad \dots (4.63)$$

Por ejemplo, considere una fuente de voltaje sinusoidal de valor:

$$v(t) = \sin(120\pi t) = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t)$$

a) Si alimenta una carga lineal y la corriente es de la forma:

$$i(t) = \sin(120\pi t - 45^\circ) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \theta_1)$$

$$I_{RMS} = I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7071$$

$$P = V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) = (0.7071)(0.7071) \cos(45^\circ) = 0.35355$$

$$Q_B = V_1 I_1 \sin(\phi_1 - \theta_1) = (0.7071)(0.7071) \sin(45^\circ) = 0.35355$$

$$S = V_1 I_1 = (0.7071)(0.7071) = 0.5$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2} = \sqrt{0.5^2 - 0.35355^2 - 0.35355^2} = 0$$

$$\mu = \frac{I_1}{I_{RMS}} = \frac{0.7071}{0.7071} = 1$$

$$TPF = DPF_1 = \frac{P}{S} = \frac{0.35355}{0.5} = 0.7071$$

b) Si ahora alimenta una carga no lineal y la corriente es:

$$i(t) = \sin(120\pi t - 45^\circ) + 0.1 \sin(840\pi t - 45^\circ) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sqrt{2} I_7 \sin(7\omega t + \theta_7)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.1}{\sqrt{2}}\right)^2} = 0.7106$$

$$P = V_1 I_1 \cos(\phi_1 - \theta_1) + V_7 I_7 \cos(\phi_7 - \theta_7) = (0.7071)(0.7071) \cos(45^\circ) = 0.3536$$

$$Q_B = V_1 I_1 \sin(\phi_1 - \theta_1) + V_7 I_7 \sin(\phi_7 - \theta_7) = (0.7071)(0.7071) \cos(45^\circ) = 0.3536$$

$$S = (0.7071)(0.7106) = 0.5025$$

$$S_{pq} = \sqrt{P^2 + Q_B^2} = \sqrt{(0.3536)^2 + (0.3536)^2} = 0.5000659$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2} = \sqrt{S^2 - S_{pq}^2} = \sqrt{0.5025^2 - 0.5000659^2} = 0.0494 \approx 5\%$$

$$DPF = \frac{P}{S_{pq}} = \frac{0.3538}{0.500066} = 0.707507$$

$$\mu = \frac{S_{pq}}{S} = \frac{.500066}{0.5025} = 0.995156$$

$$\mu \approx \frac{I_1}{I_{RMS}} = \frac{0.7071}{0.7106} = 0.99507$$

$$TPF = \lambda = \frac{P}{S} = \frac{0.3536}{0.5025} = 0.70368$$

Comparando los resultados de los incisos (a) y (b) de este ejemplo, se observa que las potencias activa y reactiva en ambos casos son iguales, la corriente eficaz en el caso de la carga no lineal es sólo 0.5% mayor que la corriente para la carga lineal, mismo porcentaje de diferencia que existe para la potencia aparente. Dichas variaciones es muy difícil que sean

detectadas por instrumentos convencionales de medición de potencia. Sin embargo, la forma de onda de la corriente en ambos casos es bastante diferente por la distorsión debida a la séptima armónica en el caso de la carga no lineal. La figura (4.31) muestra las formas de onda de la corriente en ambos casos.

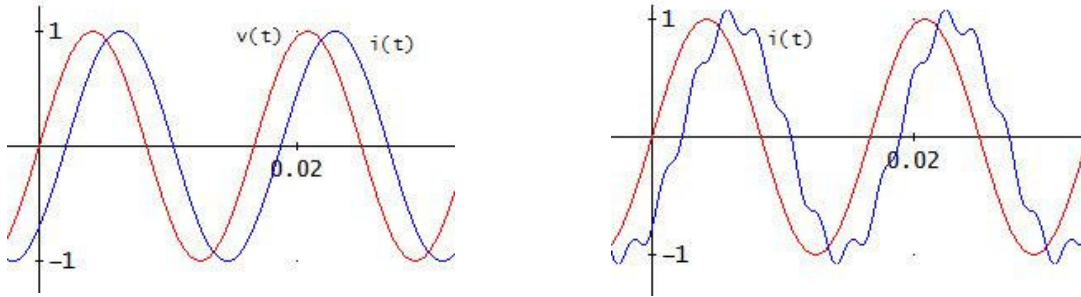


Fig. 4.31 Formas de onda para carga lineal y para carga no lineal

Este ejemplo muestra que los instrumentos para mediciones de potencia basados en los valores eficaces del voltaje y de la corriente en el dominio de la frecuencia pueden ser inadecuados para sistemas con formas de onda no sinusoidales.

Fuchs y Masoum (2008, Pág. 22) comentan que se ha sugerido (Heydt, 1991; Budeanu, 1927; Yildirim, 1999) tomar en cuenta los términos cruzados en la forma:

$$S = V_{RMS} I_{RMS} = \left(\sqrt{\sum_{h=0}^H V_h^2} \right) \left(\sqrt{\sum_{h=0}^H I_h^2} \right) = \text{Potencia aparente} \quad \dots (4.64)$$

$$P = \sum_{h=0}^H V_h I_h \cos(\phi_h) = \sum_{h=0}^H V_h I_h \cos(\phi_h - \theta_h) = \text{Potencia activa total} \quad \dots (4.65)$$

$$Q = \sum_{h=0}^H V_h I_h \sin(\phi_h) = \sum_{h=0}^H V_h I_h \sin(\phi_h - \theta_h) = \text{Potencia reactiva total} \quad \dots (4.66)$$

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2$$

$$D = \sum_{m=0}^{H-1} \sum_{n=m+1}^H \left[V_m^2 I_n^2 + V_n^2 I_m^2 - 2V_m I_n \cos(\phi_m - \phi_n) \right] = \text{Potencia de distorsión} \quad \dots (4.67)$$

$$D = \sum_{m=0}^{H-1} \sum_{n=m+1}^H \left[V_m^2 I_n^2 + V_n^2 I_m^2 - 2V_m I_n \cos(\phi_m - \phi_n + \theta_n - \theta_m) \right]$$

$$DPF_1 = \cos \phi_1 = \cos(\phi_1 - \theta_1) = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}} = \text{Factor de potencia fundamental}$$

$$\lambda = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2}} = \text{Factor de desplazamiento armónico} \quad \dots (4.68)$$

Como puede observarse, existen algunas diferencias con relación a las definiciones presentadas previamente.

Algunos comentarios con relación a la formulación de Budeanu son (Akagi y otros, 2007, Pág. 29):

- La potencia reactiva Q y la potencia de distorsión D son formulaciones matemáticas que pueden llevar a falsas interpretaciones, particularmente cuando estos conceptos se extienden al análisis de circuitos trifásicos.
- Las ecuaciones anteriores tratan a los circuitos eléctricos bajo condiciones no sinusoidales como una suma de *varios circuitos independientes excitados a diferentes frecuencias*.
- Las potencias calculadas a partir del modelo de Budeanu no proporcionan una base consistente para el diseño de filtros pasivos o para controlar los acondicionadores de línea de potencia activa, específicamente, en 1987 Czarnecki indicó que la utilidad de la potencia de distorsión D es limitada. ya que su valor no suministra ninguna información que pueda permitir el diseño de circuitos de compensación (Taberer y Atkinson-Hope, 2008).
- La potencia aparente tiene al menos cuatro definiciones diferentes. Una de ellas la considera como un número que da el valor nominal básico del equipo eléctrico, sin embargo, no es una definición única y, en consecuencia, la definición dada como el producto de los valores eficaces del voltaje y de la corriente es sólo una de las definiciones, llamada “voltamperes eficaces”.
- Es más difícil encontrar razones para la aplicabilidad de la potencia aparente si una fuente de potencia no sinusoidal trifásica de cuatro hilos se conecta a cargas genéricas. Estos problemas se reportan en varios trabajos y muchos investigadores han tratado de resolverlos.

Fryze en 1931 establece el concepto de *potencia no activa* en sistemas monofásicos mediante la descomposición de la corriente de carga en dos componentes ortogonales: la corriente activa

$i_w(t)$ y la corriente no activa $i_q(t)$. Como resultado se define la relación entre potencias activa y no activa (Brugnoni y Soibelzon, 2007). La formulación propuesta por Fryze no empleaba análisis de Fourier, por lo que su aplicación práctica era más simple. En el dominio del tiempo, los valores eficaces del voltaje y de la corriente se calculan como:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 dt} \quad \dots (4.69a)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)]^2 dt} \quad \dots (4.69b)$$

A partir de los valores eficaces del voltaje y de la corriente, y de la determinación del valor promedio de la potencia instantánea, Fryze propone la siguiente descomposición de las variables de un sistema monofásico (Akagi y otros, 2007, Pág. 30; Rodríguez, 2005, Pág. 63):

- Potencia activa

$$P_w = P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt = V_w I_{RMS} = V_{RMS} I_w \quad \dots (4.70)$$

donde I_w y V_w son la corriente activa y el voltaje activo definidos abajo.

- Potencia aparente

$$P_s = S = V_{RMS} I_{RMS} \quad \dots (4.71)$$

- Potencia no activa (reactiva)

$$P_q = Q_F = \sqrt{P_s^2 - P_w^2} = V_q I_{RMS} = V_{RMS} I_q \quad \dots (4.72)$$

donde V_q e I_q son el voltaje no activo y la corriente no activa definidos abajo, y el subíndice F implica “definida por Fryze”.

- Factor de potencia activa

$$\lambda = \frac{P_w}{P_s} = \frac{P_w}{V_{RMS} I_{RMS}} \quad \dots (4.73)$$

- Factor de potencia no activa (reactiva)

$$\lambda_q = \frac{P_q}{P_s} = \frac{\sqrt{P_s^2 - P_w^2}}{\sqrt{P_s^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{P_w}{P_s}\right)^2} = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad \dots (4.74)$$

- Voltaje activo y no activo (reactivo)

$$V_w = \lambda V_{RMS} = \frac{P_w}{I_{RMS}} \quad \dots (4.75)$$

$$V_q = \lambda_q V_{RMS} = \frac{P_q}{I_{RMS}} \quad \dots (4.76)$$

- Corriente activa y no activa

$$I_w = \lambda I_{RMS} = \frac{P_w}{V_{RMS}} \quad \dots (4.77)$$

$$I_q = \lambda_q I_{RMS} = \frac{P_q}{V_{RMS}} \quad \dots (4.78)$$

- Relaciones de ortogonalidad

$$I_{RMS} = \sqrt{I_w^2 + I_q^2} \quad \dots (4.79)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{V_w^2 + V_q^2} \quad \dots (4.80)$$

No existe consenso tampoco acerca de cómo representar las cantidades activas y no activas, es frecuente usar los siguientes subíndices para designar cantidades activas: w (de Watts), p (de P), a (activa); mientras que para cantidades no activas se usan q (de Q) y n (no activa). Así:

$$I_w = I_p = I_a = \text{Corriente activa}$$

$$I_q = I_n = \text{Corriente no activa (reactiva)}$$

Fryze sentó las bases para la división de la corriente instantánea en dos componentes ortogonales: activa y no activa, usadas en algunos modelos con propósitos de compensación (Peng y otros, 2002):

$$i_p(t) = \frac{P(t)}{V_p^2(t)} v_p(t) \quad \dots (4.81)$$

$$i_q(t) = i(t) - i_p(t) \quad \dots (4.82)$$

$$V_p^2(t) = \frac{1}{T_C} \int_{t-T_C}^t v_p^2(\tau) d\tau \quad \dots (4.83)$$

donde $P(t)$ es la potencia activa promedio a través del intervalo $[t-T_C, t]$, $V_p(t)$ es el valor eficaz del voltaje $v_p(t)$ a través del intervalo $[t-T_C, t]$, $v_p(t)$ es el voltaje de referencia, el cual depende de los objetivos de la compensación, y puede ser (obra citada):

- el voltaje en terminales, esto es $v_p(t) = v(t)$; o
- la componente fundamental de $v(t)$; esto es $v_p(t) = v_1(t)$ donde $v(t) = v_1(t) + v_A(t)$; o
- algo más.

Fryze verificó que el factor de potencia activo alcanza su valor máximo ($\lambda = 1$) cuando la corriente instantánea es proporcional al voltaje instantáneo, en cualquier otro caso $\lambda < 1$.

Fryze definió la potencia no activa (reactiva) como comprendiendo todas las porciones del voltaje y de la corriente que no contribuyen a la potencia activa. Note que la potencia activa P se define como el valor promedio de la potencia activa instantánea. Estos conceptos de potencia activa y no activa son bien aceptados actualmente. Por ejemplo, Czarnecki ha mejorado esta aproximación dividiendo la potencia no activa en cuatro subpartes de acuerdo a sus respectivos orígenes en circuitos eléctricos.

Es posible demostrar que no existe diferencia entre las potencias activa y aparente definidas por Budeanu en el dominio de la frecuencia y las definidas por Fryze en el dominio del tiempo, sin embargo, la potencia no activa (reactiva) dada por Budeanu es diferente de la definida por Fryze. Comparando los modelos de Budeanu y de Fryze se tiene:

$$Q_F = Q_n = P_q = N = \sqrt{Q_B^2 + D^2} \quad \dots (4.84)$$

Algunas veces la potencia no activa se representa por la letra N (IEEE, 2000; Taberer y Atkinson-Hope, 2008) y es igual a la potencia ficticia de Budeanu (P_c). En la figura (4.32) se muestra el tetraedro de potencias mostrando las potencias activa y no activa y su relación con las potencias definidas por Budeanu.

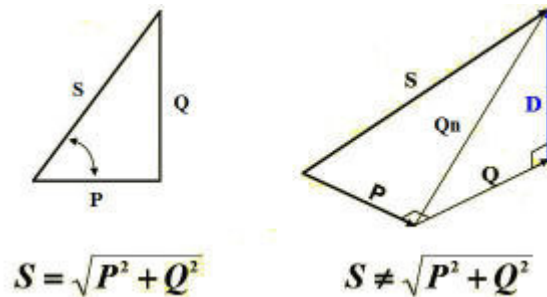


Fig. 4.32 Tetraedro de potencias mostrando las potencias activa y no activa

Las teorías desarrolladas por Budeanu y por Fryze han servido de base para desarrollos posteriores. Rodríguez (2005, Capítulo 2) presenta una revisión de las aportaciones de diversos investigadores, tales como la ampliación a sistemas multifase y multiconductor de la teoría de Fryze por Buchholz, el método FBD desarrollado por Depenbrock, la teoría de la potencia instantánea o teoría p-q de Akagi y colaboradores (Akagi y otros, 2007), las aportaciones de Willems a la teoría p-q, la teoría p-q modificada de Nabae y colaboradores, la generalización de la teoría de la potencia reactiva (imaginaria) instantánea de Peng y Lai, las aportaciones de Nabae y Tanaka a la teoría p-q usando coordenadas polares y la teoría p-q-r de Kim y Akagi.

4.4.4 Definiciones de la potencia aparente en redes trifásicas

En general, cuando se define la potencia aparente nominal de cualquier dispositivo eléctrico, se está considerando su potencia aparente en régimen trifásico sinusoidal balanceado, por lo que es preciso conocer las condiciones concretas de funcionamiento no sinusoidal para determinar su potencia aparente, sin embargo, el cálculo de la potencia aparente en circuitos trifásicos con formas de onda no sinusoidales puede realizarse mediante varias definiciones.

A continuación se presentan algunas definiciones de potencia aparente, las dos primeras consideran las potencias definidas por Budeanu, y las últimas, las componentes de potencia de Fryze y los voltajes y corrientes de la red (Eguíluz, 2000; Eguíluz, 2002, De León y Cohen, 2002; Filipski y Arsenau, 1988):

- La *potencia aparente vectorial*, *vector* o *geométrica* (vector apparent power) dada por la expresión:

$$S_V = |P + \hat{j}Q_B + \hat{k}D| = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D^2} \quad \dots (4.85)$$

$$S_V = \sqrt{(P_a + P_b + P_c)^2 + (Q_{Ba} + Q_{Bb} + Q_{Bc})^2 + (D_a + D_b + D_c)^2}$$

Con P_k , Q_k , D_k definidas como en las expresiones (4.59a), (4.59b) y (4.59c) respectivamente (De León y Cohen, 2002) con $k = a, b, c$.

- La *potencia aparente aritmética* (arithmetic apparent power) que es la suma de las potencias aparentes de las fases:

$$S_A = S_{Va} + S_{Vb} + S_{Vc} = \sqrt{P_a^2 + Q_{Ba}^2 + D_a^2} + \sqrt{P_b^2 + Q_{Bb}^2 + D_b^2} + \sqrt{P_c^2 + Q_{Bc}^2 + D_c^2} \quad \dots (4.86)$$

siendo P_k la potencia activa, Q_{Bk} y D_k las potencias reactiva y de distorsión de Budeanu, respectivamente, correspondientes a la fase k .

- Los *Volt Amperes RMS* definidos como:

$$S_{RMS} = \sum_{k=a}^c V_k I_k \quad \dots (4.87)$$

$$S_{RMS} = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = \sqrt{P_a^2 + Q_{Fa}^2} + \sqrt{P_b^2 + Q_{Fb}^2} + \sqrt{P_c^2 + Q_{Fc}^2}$$

donde V_k e I_k son los valores eficaces del voltaje y de la corriente de la fase k . Q_{Fk} es la potencia no activa de Fryze demandada por la fase k , por tanto, incluye no sólo el efecto reactivo, sino también el de distorsión: $Q_{Fk}^2 = Q_{Bk}^2 + D_k^2$, por lo tanto, *las potencias aparente aritmética y aparente eficaz son idénticas* (Eguíluz, 2000 y 2002).

- La *potencia aparente eficaz o del sistema* (effective apparent power) la cual considera a la red trifásica como una unidad y se define como:

$$S_e = \sqrt{\sum_{k=a}^c V_k^2} \sqrt{\sum_{k=a}^c I_k^2} = \left(\sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \right) \left(\sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} \right) \quad \dots (4.88)$$

donde V_k e I_k son los valores eficaces del voltaje y de la corriente de la fase k .

De las expresiones anteriores, se deduce:

- En la potencia aparente vectorial se compensan las potencias reactiva y de distorsión, lo que no ocurre en las restantes.
- En S_e se ponderan los voltajes y las corrientes de cada fase, dando el valor más elevado de potencia aparente.

En general, se verifica que:

$$S_V \leq S_A = S_{RMS} \leq S_e \quad \dots (4.89)$$

Por tanto, en redes trifásicas, de acuerdo a la potencia aparente considerada, el factor de potencia tomará valores diferentes; en general se cumple que:

$$PF_V = \frac{P}{S_V} \geq PF_A = \frac{P}{S_A} = PF_{RMS} = \frac{P}{S_{RMS}} \geq PF_e = \frac{P}{S_e} \quad \dots (4.90)$$

siendo $PF_V, PF_A, PF_{RMS}, PF_e$ los factores de potencia correspondientes a las potencias aparentes vectorial, aritmética, RMS y del sistema, respectivamente.

4.4.5 Definiciones IEEE 1459-2000 para medición de potencia monofásica

Después de 10 años de deliberaciones, en el año 2000 el estándar IEEE 1459-2000 (en periodo de prueba) fue aprobado. Dos años después, en el año 2002 el documento fue elevado a la categoría de estándar en uso pleno. El objetivo del estándar es proporcionar guía con relación a:

- Qué cantidades deberían ser medidas para permitir una medición con propósitos de cobro justo.
- Qué cantidades permiten la identificación de los mayores contaminantes armónicos.
- La facilitación de los estudios en ingeniería de calidad de la potencia.

En el estándar IEEE 1459-2000 se proporcionan definiciones para la medición de cantidades de potencia eléctrica bajo condiciones sinusoidales, no sinusoidales, balanceadas y desbalanceadas. Este estándar lista las expresiones matemáticas que se han usado en el pasado así como nuevas expresiones y explica las características de las nuevas definiciones.

Las potencias IEEE 1459-2000 bajo condiciones monofásicas no sinusoidales se definen usando voltajes y corrientes en el tiempo (IEEE 2000, Pág. 4; Khalsa y Zhang, 2003 y 2004):

$$v(t) = v_1(t) + v_H(t) \quad \dots (4.91a)$$

$$v_1(t) = \sqrt{2}V_1\text{sen}(\omega t - \alpha_1) \quad \dots (4.91b)$$

$$v_H(t) = \sum_{h \neq 1} v_h(t) = \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \text{sen}(h\omega t - \alpha_h) \quad \dots (4.91c)$$

$$i(t) = i_1(t) + i_H(t) \quad \dots (4.91d)$$

$$i_1(t) = \sqrt{2}I_1\text{sen}(\omega t - \beta_1) \quad \dots (4.91e)$$

$$i_H(t) = \sum_{h \neq 1} i_h(t) = \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \text{sen}(h\omega t - \beta_h) \quad \dots (4.91f)$$

donde V_h e I_h son los valores RMS de las componentes armónicas $v_h(t)$ e $i_h(t)$, V_0 e I_0 son las componentes de directa del voltaje y de la corriente obtenidas para $h=0$. El estándar sugiere

que los términos de CD (con $h=0$) se incluyan en los términos armónicos ($h \neq 1$) con un ángulo de fase hipotético $\alpha_0 = \beta_0 = -45^\circ$:

$$i_0(t) = \sqrt{2}I_0 \sin[0\omega t - (-45^\circ)]$$

$$v_0(t) = \sqrt{2}V_0 \sin[0\omega t - (-45^\circ)]$$

Observe que:

$$i_0(t) = \sqrt{2}I_0 \sin(45^\circ) = \sqrt{2}I_0 \frac{\sqrt{2}}{2} = I_0$$

Los valores RMS del voltaje y de la corriente son:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v^2(t) dt = V_1^2 + V_H^2 \quad \dots (4.92a)$$

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i^2(t) dt = I_1^2 + I_H^2 \quad \dots (4.92b)$$

$$V_H^2 = \sum_{h \neq 1} V_h^2 = V_{RMS}^2 - V_1^2 \quad \dots (4.92c)$$

$$I_H^2 = \sum_{h \neq 1} I_h^2 = I_{RMS}^2 - I_1^2 \quad \dots (4.92d)$$

La desviación total de una onda distorsionada de su fundamental puede ser estimada con la ayuda de la distorsión armónica total:

$$THD_V = \frac{V_H}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V_{RMS}}{V_1}\right)^2 - 1} \quad \dots (4.93a)$$

$$THD_I = \frac{I_H}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_1}\right)^2 - 1} \quad \dots (4.93b)$$

La potencia instantánea es el producto del voltaje y de la corriente instantáneas y a partir de ésta se pueden definir las componentes activa y no activa:

- *Potencia total instantánea.*

$$p(t) = v(t)i(t) \quad \dots (4.94a)$$

$$p(t) = p_a(t) + p_q(t) \quad \dots (4.94b)$$

- *Potencia instantánea con valor promedio no cero (Potencia activa instantánea).*

$$p_a(t) = \sum_h p_{ah}(t) = \sum_h V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t)] \quad \dots (4.94c)$$

donde $\theta_h = \beta_h - \alpha_h$ es el ángulo de fase entre las componentes armónicas h de $v(t)$ e $i(t)$. El valor promedio total es la potencia activa, la cual es la suma de las potencias activas armónicas:

$$P = \sum_h V_h I_h \cos \theta_h \quad \dots (4.94d)$$

- Potencia instantánea con valor promedio cero (*Potencia no activa instantánea*).

$$p_q(t) = \sum_h V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t) + \sum_{\substack{m \neq n \\ m, n \neq 1}} 2V_m I_n \sin(m\omega t + \alpha_m) \sin(n\omega t + \beta_n) \quad \dots (4.94e)$$

Este término contiene todas las componentes cuyo valor promedio es nulo y por lo tanto no contribuyen a la transferencia neta de energía. El primer término contiene los términos relacionados con las componentes armónicas que están presentes tanto en el voltaje como en la corriente. El segundo término contiene los términos relacionados con las componentes armónicas que no son comunes al voltaje y a la corriente, incluyendo las componentes de directa.

- *Potencia activa (W)*.

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p(t) dt = P_1 + P_H \quad \dots (4.95a)$$

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} v_1(t) i_1(t) dt = V_1 I_1 \cos \theta_1 = \text{Potencia activa fundamental} \quad \dots (4.95b)$$

$$P_H = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h = P - P_1 = \text{Potencia activa armónica} \quad \dots (4.95c)$$

- *Potencia reactiva fundamental (var)*

$$Q_1 = \frac{\omega}{kT} \int_{\tau}^{\tau+T} i_1(t) \left[\int v_1(t) dt \right] dt \quad \dots (4.96a)$$

$$Q_1 = V_1 I_1 \sin \theta_1 \quad \dots (4.96b)$$

- *Potencia reactiva de Budeanu (var)*

$$Q_B = \sum_h V_h I_h \sin \theta_h = Q_1 + Q_{BH} \quad \dots (4.97a)$$

$$Q_{BH} = \sum_{h \neq 1} V_h I_h \sin \theta_h \quad \dots (4.97b)$$

- *Potencia aparente (VA)*.

$$S = V_{RMS} I_{RMS} = \sqrt{S_1^2 + S_N^2} = \sqrt{P^2 + N^2} \quad \dots (4.98a)$$

$$S^2 = (V_{RMS} I_{RMS})^2 = (V_1 I_1)^2 + [(V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2] = S_1^2 + S_N^2 \quad \dots (4.98b)$$

$$S_1 = V_1 I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} = \text{Potencia aparente fundamental}$$

$$S_N = \sqrt{S^2 - S_1^2} = \sqrt{(V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2} = \text{Potencia aparente no fundamental}$$

$$S_N = \sqrt{D_I^2 + D_V^2 + S_H^2}$$

$$D_I = V_1 I_H = S_1 \cdot THD_I = \text{Potencia de distorsión de corriente (current distortion power)}$$

$$D_V = V_H I_1 = S_1 \cdot THD_V = \text{Potencia de distorsión de voltaje (voltage distortion power)}$$

$$S_H = V_H I_H = S_1 \cdot THD_I \cdot THD_V = \text{Potencia aparente armónica (harmonic apparent power)}$$

$$S_H = \sqrt{P_H^2 + D_H^2}$$

$$D_H = \sqrt{S_H^2 - P_H^2} = \text{Potencia de distorsión armónica (harmonic distortion power)}$$

En situaciones no sinusoidales típicas:

$$D_I > D_V > S_H > P_H \quad \dots (4.99)$$

En sistemas de potencia prácticos $THD_V < THD_I$ y S_N puede calcularse como:

$$S_N \approx S_1 \sqrt{THD_I^2 + THD_V^2} \quad \dots (4.100)$$

Cuando $THD_V \leq 5\%$ y $THD_I \leq 200\%$ esta expresión da un error menor al 0.15%.

Para $THD_V < 5\%$ y $THD_I > 40\%$, un error menor al 1% se obtiene usando la siguiente expresión:

$$S_N \approx S_1 \cdot THD_I \quad \dots (4.101)$$

- *Potencia no activa (var)*

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad \dots (4.102)$$

Esta potencia agrupa tanto la potencia no activa fundamental como la potencia no activa no fundamental. En el pasado se conoció como potencia ficticia.

- *Potencia de distorsión de Budeanu (var)*

$$S^2 = P^2 + Q_B^2 + D_B^2 \quad \dots (4.103)$$

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}$$

- *Factor de potencia total y factor de potencia fundamental*

$$PF_1 = DPF_1 = \cos \theta_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad \dots (4.104a)$$

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{\sqrt{S_1^2 + S_N^2}} = \frac{[1 + (P_H / P_1)] PF_1}{\sqrt{1 + THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_V THD_I)^2}} \quad \dots (4.104b)$$

Cuando $THD_V < 5\%$ y $THD_I > 40\%$, es conveniente usar la siguiente expresión:

$$PF \approx \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} PF_1 \quad \dots (4.104c)$$

Con relación a las unidades de potencia se lee en la página iv del estándar IEEE 1459-2000:

Para evitar confusión, se decidió no adicionar nuevas unidades. El uso de los watts (W) para potencias instantánea y activa, volt-amperes (VA) para potencias aparentes y varistor (var) para todas las potencias no activas, mantienen la separación distintiva para estos tres tipos mayores de potencias.

Khalsa y Zhang (2003 y 2004) hacen las siguientes observaciones:

- Las ecuaciones (4.94c) y (4.94e) dadas en el estándar IEEE 1495-2000 sólo son válidas para $\alpha_h = 0$ o para $\beta_h = 0$.
- Con la restricción $m, n \neq 1$ en la segunda suma de (4.94e), la igualdad (4.94b) no se cumple, y sugieren usar la ecuación corregida:

$$p_q(t) = \sum_h V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t) + \sum_{m \neq n} 2V_m I_n \sin(m\omega t + \alpha_m) \sin(n\omega t + \beta_n)$$

para evaluar el funcionamiento de las definiciones IEEE estándar.

Barbaro (2006) y otros muestran lo siguiente, incluyendo los ángulos α_h y β_h :

- $v = v_1 + v_H = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - \alpha_1) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) + V_0$
 - $i = i_1 + i_H = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \beta_1) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) + I_0$
 - $p = vi = p_a + p_q$
- $$p_a = \sum_h V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)] + V_0 I_0$$

$$p_q = -\sum_h V_h I_h \sin \theta_h \sin(2h\omega t - 2\alpha_h) + 2 \sum_n \sum_{\substack{m \\ m \neq n}} V_m I_n \sin(m\omega t - \alpha_m) \sin(n\omega t - \beta_n) \\ + \sqrt{2} V_0 \sum_h I_h \sin(h\omega t - \beta_n) + \sqrt{2} I_0 \sum_h V_h \sin(h\omega t - \alpha_n)$$

- $S = VI$

En el estándar IEEE 1459-2000 se hacen las siguientes observaciones:

- Para motores de CA la potencia activa armónica (P_H) no es una potencia útil, por lo cual es útil separar la potencia activa fundamental de la potencia activa armónica.
- La utilidad de Q_B para cuantificar el flujo de potencia no activa armónica ha sido cuestionada por muchos ingenieros. Las mediciones de campo y las simulaciones prueban que en muchas situaciones $Q_{BH} < 0$, llevando a situaciones donde $Q_B < Q_1$.
- La potencia aparente S puede ser visualizada como la máxima potencia activa que puede ser transmitida a una carga mientras se mantienen constantes el voltaje en la carga y las pérdidas en la línea. El resultado es que para S y V dados, la máxima utilización de la línea se obtiene cuando $S = P$, por lo tanto, la razón P/S es un indicador del factor de utilización.
- En la mayoría de las situaciones prácticas, $P_H \ll P_I$. Es difícil medir correctamente las componentes de orden mayor de P_H con la mayoría de los instrumentos de medición, por lo tanto, no se debería depender de las mediciones de las componentes de P_H al tomar decisiones técnicas con relación a compensación armónica, tarifas energéticas, o para cuantificar los efectos perjudiciales causados por una carga no lineal o paramétrica a un sistema de potencia particular.
- Se propone como indicador del grado de inyección de armónicos producidos por una carga no lineal grande o por un grupo de cargas o consumidores en el sistema a la razón normalizada S_N/S_1 , llamada *potencia aparente no fundamental normalizada*: (IEEE, 1996; UNEX, s/f, Pág. 34)

$$\left(\frac{S_N}{S_1} \right)^2 = \left(\frac{I_H}{I_1} \right)^2 + \left(\frac{V_H}{V_1} \right)^2 + \left(\frac{V_H I_H}{V_1 I_1} \right)^2 \quad \dots (4.105a)$$

$$\left(\frac{S_N}{S_1} \right)^2 = THD_I^2 + THD_V^2 + (THD_I \cdot THD_V)^2 \quad \dots (4.105b)$$

Cuanto menor sea el valor de la razón S_N/S_1 mejor es el filtrado armónico de la carga no lineal, por lo tanto, la efectividad de los filtros armónicos puede ser evaluada con la medición de dicha razón.

4.4.6 Definiciones IEEE 1459-2000 de la potencia en redes trifásicas

Los dos grupos con mayor impacto en el área de medición de la potencia son el Grupo de Trabajo de la IEEE encabezado por Emanuel; quienes tras una encuesta respondida por 50 compañías eléctricas de Estados Unidos y Canadá propuso una definición de potencia trifásica aparente en régimen no sinusoidal. El segundo Grupo, la Escuela Alemana, dirigida por Depenbrock, presenta una metodología que no sólo formula una definición de potencia y plantea una división de la misma, sino que establece las bases para la determinación de circuitos equivalentes y, por lo tanto, podría permitir la compensación de la potencia no activa.

4.4.6.1 Sistemas trifásicos no sinusoidales balanceados

El estándar IEEE 1459-2000 en el capítulo 3 presenta las definiciones sugeridas y votadas por los miembros del *Grupo de trabajo sobre situaciones no sinusoidales* (IEEE Working Group on nonsinusoidal situations) para sistemas monofásicos y trifásicos considerando condiciones sinusoidales y no sinusoidales, balanceadas y desbalanceadas. A continuación se muestran las definiciones dadas en la subcláusula 3.2.3 “Three-phase nonsinusoidal balanced systems”:

- Voltajes de línea a neutro. Para el caso no sinusoidal balanceado, los voltajes de línea a neutro y las corrientes de línea se definen como (Pág. 20):

$$v_a(t) = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad \dots (4.106)$$

$$v_b(t) = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t + \alpha_h - 120^\circ h)$$

$$v_c(t) = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t + \alpha_h + 120^\circ h)$$

Corrientes de línea.

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \beta_1) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t + \beta_h) \quad \dots (4.107)$$

$$i_b(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \beta_1 - 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t + \beta_h - 120^\circ h)$$

$$i_c(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \beta_1 + 120^\circ) + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t + \beta_h + 120^\circ h)$$

En el mismo estándar se dan las siguientes notas:

- En este caso $S_a = S_b = S_c$; $P_a = P_b = P_c$; $Q_{Ba} = Q_{Bb} = Q_{Bc}$; $D_a = D_b = D_c$.
- Cuando están presentes armónicas triple-n, a pesar del hecho de que la carga sea perfectamente balanceada, la corriente en el neutro no es nula.

$$i_n(t) = i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 3 \sum_{h=0,3,6,\dots} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad \dots (4.108)$$

$$I_{RMS,n} = \sqrt{\sum_{h=0,3,6,\dots} I_h^2} \quad \dots (4.109)$$

La ecuación anterior ilustra el hecho de que tal sistema tiene el potencial de producir pérdidas de potencia adicionales significativas en el hilo neutro y en la trayectoria de aterrizaje. Esta situación debería ser reflejada en la expresión [para el factor de potencia] PF .

- Potencia aparente con resolución de Budeanu.

$$S = 3V_{LN}I = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2} \quad \dots (4.110)$$

$$P = P_1 + P_H = 3V_1I_1 \cos \beta_1 + 3 \sum_{h=1} V_h I_h \cos \theta_h \quad \text{donde } \theta_h = \alpha_h - \beta_h$$

$$Q_B = Q_1 + Q_{BH} = 3V_1I_1 \sin(-\beta_1) + 3 \sum_{h \neq 1} V_h I_h \sin \theta_h$$

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}$$

- Potencia aparente eficaz o equivalente (VA).

$$S_e = 3V_e I_e = 3(\text{Voltaje equivalente})(\text{Corriente equivalente}) \quad \dots (4.111)$$

Para un sistema balanceado de cuatro hilos:

$$V_e = V_{LN}$$

$$I_e = \sqrt{\frac{3I^2 + I_n^2}{3}} = \sqrt{I^2 + \sum_{h=0,3,6,\dots} I_h^2} \quad \dots (4.112)$$

$$I = I_a = I_b = I_c = \text{Valor RMS de la corriente de línea}$$

Para un sistema balanceado de tres hilos:

$$\begin{aligned}
V_e &= \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \\
I_e &= I \\
S_e &= S = \sqrt{3} V_{LL} I \quad \dots (4.113)
\end{aligned}$$

Nota. En un sistema de cuatro hilos $S < S_e$ y $PF = P/S > PF_e = P/S_e$.

El estándar IEEE 1459-2000 introduce definiciones más generales en la subcláusula 3.2.4: Three-Phase nonsinusoidal and unbalanced systems (Sistemas trifásicos no sinusoidales y desbalanceados), que cubren el caso más general y engloban a los casos sinusoidal balanceado y desbalanceado, así como al caso no sinusoidal balanceado. Diversos investigadores han estado adaptando las definiciones dadas en dicha subcláusula y adelantadas en un artículo previo del Grupo de trabajo (IEEE, 1996):

El grupo de trabajo del IEEE introdujo en 1996 definiciones de potencias que indicaron una aproximación práctica y eficaz con relación a las formas de onda distorsionadas de voltaje y corriente en una red desbalanceada.

En el 2000 se introdujo el estándar IEEE 1459. Las definiciones de potencia para una red de cuatro hilos toma en cuenta el neutro al calcular la potencia aparente eficaz (S_e); esta es una deficiencia en la literatura donde el foco se ha centrado en sistemas de tres hilos solamente (Taberer y Atkinson-Hope, 2008).

Como se comentó antes, el estándar IEEE 1459 introduce definiciones que se utilizan para formas de onda distorsionadas en un sistema trifásico, cada índice es dividido en una componente fundamental y en una componente armónica (IEEE, 1996; Taberer y Atkinson-Hope, 2008; IEEE, 2000):

- La *corriente eficaz* (I_e) y el *voltaje eficaz* (V_e):

$$I_e^2 = \frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) \quad \dots (4.114)$$

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad \dots (4.115)$$

$$V_e^2 = \frac{1}{3}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad \dots (4.116)$$

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad \dots (4.117)$$

Las variables V_e e I_e son llamadas también voltaje equivalente y corriente equivalente, y corresponderían a los parámetros de un circuito trifásico balanceado equivalente al circuito que se está analizando. I_a, I_b, I_c son los valores RMS de las corrientes de línea medidas. Para sistemas de cuatro conductores, los voltajes V_a, V_b y V_c son los valores RMS de los voltajes de fase a neutro. Para un sistema de tres conductores, dichos voltajes pueden calcularse como los voltajes a un neutro artificial o con los voltajes medidos entre fases:

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{9}(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)} \quad \dots (4.118)$$

- Las componentes fundamentales de la corriente eficaz y del voltaje eficaz son:

$$I_{e1}^2 = \frac{1}{3}(I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2) \quad \dots (4.119)$$

$$V_{e1}^2 = \frac{1}{3}(V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) \quad \dots (4.120)$$

- Mientras que las componentes armónicas son:

$$I_{eH}^2 = \sum_{h \neq 1} \frac{1}{3}(I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2) \quad \dots (4.121)$$

$$V_{eH}^2 = \sum_{h \neq 1} \frac{1}{3}(V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2) \quad \dots (4.122)$$

- En redes con tres conductores, si V_e se calcula usando los voltajes de línea (Eguíluz, 2002; UNEX, s/f, Pág. 35):

$$V_{e1}^2 = \frac{1}{9}(V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2) \quad \dots (4.123)$$

$$V_{eH}^2 = \sum_{h \neq 1} \frac{1}{9}(V_{abh}^2 + V_{bch}^2 + V_{cah}^2) \quad \dots (4.124)$$

- La *potencia aparente eficaz* (S_e) o *potencia aparente equivalente* (atribuible a Buchholz y Goodhue) toma en cuenta todas las fases relevantes a los voltajes y corrientes eficaces calculados. La innovación es que S_e indica resultados para el sistema de potencia completo. S_e tiene la ventaja de ser subdividida en la potencia aparente eficaz fundamental (S_{e1}) y en la potencia aparente eficaz no fundamental (S_{eN}):

$$S_e = 3V_e I_e \quad \dots (4.125)$$

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2 \quad \dots (4.126)$$

$$S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} = \text{Potencia aparente eficaz fundamental} \quad \dots (4.127)$$

$$S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2} = \text{Potencia aparente eficaz no fundamental} \quad \dots (4.128)$$

Emanuel y Arsenau (2005) comentan que esta definición de potencia aparente eficaz es la cantidad eléctrica central sobre la que está basado el estándar, y que las tres cantidades involucradas (S_e , V_e , I_e) son valores hipotéticos, idealizados, que se aplican a un consumidor o a una carga perfectamente compensada alimentada con voltajes y corrientes de secuencia positiva. En el estándar IEEE 1459-2000 se comenta para la potencia aparente equivalente S_e : Este concepto asume un circuito balanceado virtual que tiene exactamente las mismas pérdidas de potencia que el circuito desbalanceado actual.

- La *potencia aparente eficaz no fundamental* puede considerarse como formada por tres componentes:

$$S_{eN} = \sqrt{D_{eI}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2} \quad \dots (4.129)$$

Donde:

$$D_{eI} = 3V_{e1}I_{eH} = \text{Potencia eficaz de distorsión de corriente}$$

$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} = \text{Potencia eficaz de distorsión de voltaje}$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = \text{Potencia aparente armónica eficaz}$$

- La potencia aparente no fundamental normalizada se calcula en función de las distorsiones armónicas totales equivalentes de la corriente y del voltaje:

$$\left(\frac{S_{eN}}{S_{e1}} \right)^2 = THD_{eI}^2 + THD_{eV}^2 + (THD_{eI} \cdot THD_{eV})^2 \quad \dots (4.130)$$

$$THD_{eI} = \frac{I_{eH}}{I_{e1}} = \text{Distorsión armónica total equivalente de la corriente}$$

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_{e1}} = \text{Distorsión armónica total equivalente del voltaje}$$

- El *factor de potencia total* es definido como:

$$PF = \frac{P_1 + P_H}{S_e} \quad \dots (4.131)$$

Donde P_H es la *potencia activa armónica* definida como:

$$P_H = \sum_{\substack{h \neq 1 \\ i=a,b,c}} V_{ih} I_{ih} \cos \theta_{ih} \quad \dots (4.132)$$

En el estándar IEEE 1459-2000 se establece la siguiente definición para el factor de potencia:

El factor de potencia es la razón entre la potencia actual y la máxima potencia que puede ser transmitida manteniendo constantes las pérdidas en la línea y el voltaje entre las terminales de la carga.

4.4.6.2 Sistemas trifásicos no sinusoidales y desbalanceados

Los consumidores esperan que las compañías suministradoras generen y distribuyan voltajes con forma de onda perfectamente sinusoidal, es por esto que las definiciones de potencia propuestas en el estándar IEEE 1459-2000 separan la situación ideal, que implica sólo componentes a frecuencia fundamental, de las componentes contaminantes.

Si el voltaje y la corriente para la fase a de un sistema trifásico tienen la forma (Czarnecki en Baggini, 2008, Pág. 322):

$$v_a(t) = \sqrt{2}V_{a1}\sin(\omega t + \alpha_{a1}) + \sqrt{2}\sum_{h \neq 1} V_{ah}\sin(h\omega t + \alpha_{ah}) = v_{a1}(t) + v_{aH}(t) \quad \dots (4.133a)$$

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_{a1}\sin(\omega t + \beta_{a1}) + \sqrt{2}\sum_{h \neq 1} I_{ah}\sin(h\omega t + \beta_{ah}) = i_{a1}(t) + i_{aH}(t) \quad \dots (4.133b)$$

Para las fases b y c se pueden definir ecuaciones similares. Los valores RMS del voltaje de línea a neutro y de la corriente de línea serán:

$$V_a^2 = \sum_h V_{ah}^2 = V_{a1}^2 + V_{a0}^2 + V_{a2}^2 + V_{a3}^2 + \dots + V_{an}^2 = V_{a1}^2 + V_{aH}^2 \quad \dots (4.134a)$$

$$I_a^2 = \sum_h I_{ah}^2 = I_{a1}^2 + I_{a0}^2 + I_{a2}^2 + I_{a3}^2 + \dots + I_{an}^2 = I_{a1}^2 + I_{aH}^2 \quad \dots (4.134b)$$

A continuación se muestran las definiciones dadas en el estándar (IEEE, 2000; Taberer y Atkinson-Hope, 2008; Emanuel y Arsenau, 2005). La nueva característica introducida por el estándar IEEE 1459-2000 es que el neutro se toma en cuenta al calcular la potencia aparente eficaz para una red trifásica desbalanceada de 4 hilos:

- Valores RMS del voltaje y de la corriente eficaz o equivalente.

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{eH}^2} \quad \dots (4.135a)$$

$$V_e = \sqrt{V_{e1}^2 + V_{eH}^2} \quad \dots (4.135b)$$

Para un sistema de cuatro conductores:

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + \rho I_n^2)} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2)} \quad \dots (4.136)$$

donde $\rho = r_n / r_s$ es la razón de la resistencia en el neutro (r_n) a la resistencia de la línea (r_s) de alimentación en cada fase. Emanuel y Arsenaud (2005) comentan que el valor de ρ no es fácilmente estimado o medido y que puede variar de forma aleatoria en el tiempo. En el estándar IEEE 1459-2000 se usan expresiones correspondientes a $\rho = 1$, lo cual constituye un inconveniente, ya que el valor de ρ tiene un efecto significativo sobre el valor de S_e , y por lo tanto sobre el valor del factor de potencia y sobre la demanda en kVA. Cuando $\rho < 1$, la S_e medida de acuerdo con el estándar ($\rho = 1$) es mayor que la S_e real, favoreciendo a la compañía suministradora, siendo el error igual o menor al 10%. Para $\rho > 1$ el valor medido de S_e usando $\rho = 1$ es menor que el S_e real, favoreciendo así al consumidor.

Las componentes fundamental y armónica son:

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2 + I_{n1}^2)} \quad \dots (4.137a)$$

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2 + I_{nH}^2)} = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{h \neq 1} (I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2 + I_{nh}^2)} \quad \dots (4.137b)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + (V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)]} \quad \dots (4.137c)$$

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{a1}^2 + V_{b1}^2 + V_{c1}^2) + (V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2)]} \quad \dots (4.137d)$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{18} [3(V_{aH}^2 + V_{bH}^2 + V_{cH}^2) + (V_{abH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2)]}$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{18} \sum_{h \neq 1} [3(V_{ah}^2 + V_{bh}^2 + V_{ch}^2) + (V_{abh}^2 + V_{bch}^2 + V_{cah}^2)]} \quad \dots (4.137e)$$

$$V_{ab} = |\underline{V}_{ab}| = |\underline{V}_{an} - \underline{V}_{bn}| \quad \dots (4.137f)$$

$$\underline{V}_{ab} = \underline{V}_{an} - \underline{V}_{bn} = \text{Fasor voltaje entre fases } a \text{ y } b \quad \dots (4.137g)$$

Para sistemas de tres conductores $I_{n1} = I_{nH} = 0$, y las expresiones llegan a ser más simples:

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2)} \quad \dots (4.138a)$$

$$I_{e1} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2)} \quad \dots (4.138b)$$

$$I_{eH} = \sqrt{\frac{1}{3}(I_{aH}^2 + I_{bH}^2 + I_{cH}^2)} = \sqrt{\frac{1}{3} \sum_{h \neq 1} (I_{ah}^2 + I_{bh}^2 + I_{ch}^2)} \quad \dots (4.138c)$$

$$V_e = \sqrt{\frac{1}{9}(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)} \quad \dots (4.138d)$$

$$V_{e1} = \sqrt{\frac{1}{9}(V_{ab1}^2 + V_{bc1}^2 + V_{ca1}^2)} \quad \dots (4.138e)$$

$$V_{eH} = \sqrt{\frac{1}{9}(V_{abH}^2 + V_{bcH}^2 + V_{caH}^2)} = \sqrt{\frac{1}{9} \sum_{h \neq 1} (V_{abh}^2 + V_{bch}^2 + V_{cah}^2)} \quad \dots (4.138f)$$

- Potencias:

$$S_e = 3V_e I_e = \sqrt{S_{e1}^2 + S_{eN}^2} = \text{Potencia aparente eficaz o equivalente} \quad \dots (4.139)$$

$$S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} = \text{Potencia aparente eficaz fundamental}$$

$$S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2} = \sqrt{D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2} = \text{Potencia aparente eficaz no fundamental}$$

$$D_{e1} = 3V_{e1} I_{eH} = \text{Potencia de distorsión de corriente}$$

$$D_{eV} = 3V_{eH} I_{e1} = \text{Potencia de distorsión de voltaje}$$

$$S_{eH} = 3V_{eH} I_{eH} = \text{Potencia aparente armónica}$$

$$D_{eH} = \sqrt{P_{eH}^2 - S_{eH}^2} = \text{Potencia de distorsión armónica}$$

Las definiciones de potencia usadas en equipo de medición industrial en general no reconocen la importancia de la definición de potencia aparente eficaz S_e . La mayoría del equipo de medición usa la definición de Budeanu de potencia reactiva y algunos reportan la existencia de una potencia de distorsión que no puede ser explicada físicamente, aunque la tendencia actual de muchos fabricantes es hacia diseñar equipos de medición que cumplan con el estándar IEEE 1459-2000.

La potencia aparente medida generalmente es la potencia aparente aritmética

trifásica:

$$S_A = S_{Va} + S_{Vb} + S_{Vc}$$

$$S_{Va} = \sqrt{P_a^2 + Q_{Ba}^2 + D_{Ba}^2} = \text{Potencia aparente vectorial de la fase } a$$

$$S_{Vb} = \sqrt{P_b^2 + Q_{Bb}^2 + D_{Bb}^2}$$

$$S_{Vc} = \sqrt{P_c^2 + Q_{Bc}^2 + D_{Bc}^2}$$

$$P_a = \sum_h V_{ah} I_{ah} \cos(\alpha_{ah} - \beta_{ah})$$

$$Q_{Ba} = \sum_h V_{ah} I_{ah} \sin(\alpha_{ah} - \beta_{ah}) = \text{Potencia reactiva de Budeanu}$$

$$D_{Ba} = \sqrt{S_{Va}^2 - P_a^2 - Q_{Ba}^2} = \text{Potencia de distorsión de Budeanu}$$

O la potencia aparente trifásica vectorial:

$$S_V = \left| P + jQ_B + kD \right| = \sqrt{P^2 + Q_B^2 + D_B^2}$$

$$P = P_a + P_b + P_c$$

$$Q_B = Q_{Ba} + Q_{Bb} + Q_{Bc}$$

$$D_B = D_{Ba} + D_{Bb} + D_{Bc}$$

- Definiendo las distorsiones armónicas equivalentes totales de voltaje y de corriente:

$$THD_{eV} = \frac{V_{eH}}{V_{e1}} \quad \dots (4.140a)$$

$$THD_{eI} = \frac{I_{eH}}{I_{e1}} \quad \dots (4.140b)$$

Se obtienen las siguientes expresiones prácticas:

$$S_{eN} = S_{e1} \sqrt{THD_{eI}^2 + THD_{eV}^2 + (THD_{eI} \cdot THD_{eV})^2} \quad \dots (4.141a)$$

$$D_{eI} = S_{e1} THD_{eI} \quad \dots (4.141b)$$

$$D_{eV} = S_{e1} THD_{eV} \quad \dots (4.141c)$$

$$S_{eH} = S_{e1} THD_{eI} \cdot THD_{eV} \quad \dots (4.141d)$$

Para sistemas con $THD_{eV} \leq 5\%$ y $THD_{eI} \geq 40\%$, se recomienda usar la siguiente aproximación:

$$S_{eN} \approx S_{e1} \cdot THD_{e1} \quad \dots (4.141e)$$

- Factor de potencia total.

$$PF = \frac{P}{S_e} = \frac{P_1 + P_H}{S_e} \quad \dots (4.142)$$

En el caso de sistemas trifásicos desbalanceados se puede usar componentes simétricas. Si las cargas son desbalanceadas, las componentes fundamentales de voltaje y de corriente pueden descomponerse en tres términos correspondientes a las secuencias positiva, negativa y cero (UNEX, s/f, Pág. 36):

$$V_{e1}^2 = (V_{e1}^+)^2 + (V_{e1}^-)^2 + (V_{e1}^0)^2 = (V_{e1}^+)^2 + V_{eu1}^2 \quad \dots (4.143a)$$

$$I_{e1}^2 = (I_{e1}^+)^2 + (I_{e1}^-)^2 + (I_{e1}^0)^2 = (I_{e1}^+)^2 + I_{eu1}^2 \quad \dots (4.143b)$$

donde el subíndice *u* (unbalanced) engloba las componentes de secuencia negativa y cero.

Emanuel y Arsenaud (2005) comentan que en el estándar IEEE 1459-2000 se enfatiza la necesidad de separar las componentes de la potencia aparente eficaz fundamental (S_{e1}), definiendo:

$$S_e = 3V_e I_e = \sqrt{S_{e1}^2 + S_{eN}^2} \quad \dots (4.144a)$$

$$S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} = \sqrt{(S_{e1}^+)^2 + S_{eu1}^2} \quad \dots (4.144b)$$

$$S_{eu1} = \sqrt{S_{e1}^2 - (S_{e1}^+)^2} \quad \dots (4.144c)$$

$$S_{e1}^+ = 3V_{e1}^+ I_{e1}^+ = \text{Potencia aparente eficaz fundamental de secuencia positiva}$$

$$S_{e1}^+ = \sqrt{(P_{e1}^+)^2 + (Q_{e1}^+)^2} \quad \dots (4.144d)$$

$$P_{e1}^+ = 3V_{e1}^+ I_{e1}^+ \cos \theta_{e1}^+ \quad \dots (4.144e)$$

$$Q_{e1}^+ = 3V_{e1}^+ I_{e1}^+ \sin \theta_{e1}^+ \quad \dots (4.144f)$$

$$PF_{e1}^+ = \frac{P_{e1}^+}{S_{e1}^+} = \text{Factor de potencia eficaz fundamental de secuencia positiva}$$

donde:

- S_{eN} (potencia aparente eficaz no fundamental) da una información excelente sobre la cantidad de contaminación armónica inyectada o absorbida por un consumidor. Una

pequeña fracción de S_{eN} es la potencia activa armónica $P_{eH} = \sum P_{eh}$, donde las P_{eh} son las potencias activas de cada armónico individual de orden h . P_{eH} y sus componentes P_{eh} pueden suministrar información acerca de si el consumidor genera o absorbe armónicas.

- En $S_{e1}^+ = 3V_{e1}^+ I_{e1}^+$, esto es, en la potencia aparente eficaz fundamental de secuencia positiva, V_{e1}^+ e I_{e1}^+ son los valores eficaces de la componente fundamental de secuencia positiva del voltaje y de la corriente equivalentes. P_{e1}^+ , Q_{e1}^+ , son las potencias activa y reactiva de secuencia positiva a frecuencia fundamental. Estas tres potencias son las cantidades más importantes que caracterizan la transmisión de la energía útil, la energía de secuencia positiva a 60 Hz.
- S_{eu1} es la *potencia aparente eficaz desbalanceada fundamental* y engloba componentes de potencia activa (P_{eu1}) y no activa (N_{eu1}), y da alguna indicación acerca del grado de desbalance, recomendándose calcular la razón S_{eu1}/S_{e1}^+ para tener una idea del desbalance de la carga.

Las componentes de secuencia negativa y cero se consideran contaminación de manera similar a la existencia de armónicas, ya que contribuyen a aumentar las pérdidas y, por lo tanto, disminuyen la eficiencia en la transferencia de potencia.

Desarrollando los términos de potencia aparente se llega a (UNEX, s/f, Pág. 37):

$$V_e = \sqrt{(V_{e1}^+)^2 + V_{eu1}^2 + V_{eH}^2} \quad \dots (4.145a)$$

$$I_e = \sqrt{(I_{e1}^+)^2 + I_{eu1}^2 + I_{eH}^2} \quad \dots (4.145b)$$

$$S_e = \sqrt{(S_{e1}^+)^2 + S_{eu1}^2 + S_{eN}^2} \quad \dots (4.145c)$$

$$S_e = \sqrt{(3V_{e1}^+ I_{e1}^+)^2 + 9 \left[V_{eu1}^2 (I_{e1}^+)^2 + (V_{e1}^+)^2 I_{eu1}^2 + V_{eu1}^2 I_{eu1}^2 \right] + 9 \left[V_{eH}^2 I_{e1}^2 + V_{e1}^2 I_{eH}^2 + V_{eH}^2 I_{eH}^2 \right]}$$

$$S_{eu1} = 3\sqrt{V_{eu1}^2 (I_{e1}^+)^2 + (V_{e1}^+)^2 I_{eu1}^2 + V_{eu1}^2 I_{eu1}^2} \quad \dots (4.145d)$$

$$S_{eN} = 3\sqrt{V_{eH}^2 I_{e1}^2 + V_{e1}^2 I_{eH}^2 + V_{eH}^2 I_{eH}^2} \quad \dots (4.145e)$$

donde aparece un nuevo término S_{eu1} , que se debe a la componente de la potencia fundamental

de desbalance ocasionada por voltajes y corrientes desbalanceadas.

En el caso de sistemas trifásicos desbalanceados, además de la razón del grado de contaminación armónica S_{eN} / S_{e1} usado en sistemas trifásicos balanceados:

$$\frac{S_{eN}}{S_{e1}} = \sqrt{THD_{eI}^2 + THD_{eV}^2 + THD_{eI}^2 \cdot THD_{eV}^2} \quad \dots (4.146)$$

se usa un indicador que representa el grado de contaminación de desbalance, la potencia fundamental de desbalance normalizada:

$$\frac{S_{eu1}}{S_{e1}} = \frac{3\sqrt{V_{eu1}^2 (I_{e1}^+)^2 + (V_{e1}^+)^2 I_{eu1}^2 + V_{eu1}^2 I_{eu1}^2}}{3V_{e1} I_{e1}} \quad \dots (4.147)$$

$$\frac{S_{eu1}}{S_{e1}} = \sqrt{THD_{eVu1}^2 + THD_{eIu1}^2 - THD_{eVu1}^2 \cdot THD_{eIu1}^2} \quad \dots (4.148)$$

$$THD_{eVu1} = \frac{V_{eu1}}{V_{e1}} = \text{DAT de desbalance en la componente fundamental del voltaje equivalente}$$

$$THD_{eIu1} = \frac{I_{eu1}}{I_{e1}} = \text{DAT de desbalance en la componente fundamental de la corriente equivalente}$$

donde DAT significa Distorsión Armónica Total.

Como se ha podido observar, la base de las guías dadas en el estándar IEEE 1459-2000 es la potencia aparente eficaz o equivalente, es por eso que Alexander Emanuel, quien fue el coordinador para el desarrollo de dicho estándar escribe (en Emanuel y Arsenau, 2005):

Tal vez es tiempo de comenzar a pensar en la potencia aparente de una nueva manera. La potencia aparente es una potencia activa que es liberada y convertida bajo condiciones ideales, condiciones que deben satisfacer tres partes:

- El suministrador de energía: Esto significa la mejor utilización de las líneas de alimentación y el uso eficaz del equipo del suministrador. Esto se traduce en mínimas pérdidas de potencia y en un horizonte de máxima vida del equipo.
- El ambiente: Equivalente a mínima interferencia electromagnética, mínimo ruido en modo común y mínimas corrientes parásitas.
- El consumidor: Condiciones de operación óptimas. Esto se traduce en un

requerimiento para la máxima calidad posible del voltaje que asegure que el proceso de conversión de la energía de forma eléctrica a otra forma se realice a máxima eficiencia y sin efectos no deseados tales como resonancia mecánica, parpadeo luminoso y pares parásitos.

4.5 Pérdidas en transformadores y el Factor K

La mayoría de los transformadores están diseñados para operar con corriente alterna a frecuencia fundamental, lo cual implica que operando bajo condiciones de carga nominal y con una temperatura no mayor a la temperatura ambiente especificada, el transformador debe ser capaz de disipar el calor producido por sus pérdidas, sin sobrecalentarse ni disminuir su vida útil.

La circulación de corrientes con alto contenido armónico en los transformadores, provoca un mayor calentamiento que puede obligar a utilizarlos por debajo de su potencia nominal (derateo), para no sobrepasar las temperaturas máximas permitidas. A tal efecto, el estándar IEEE C57.110-1998 permite definir el factor de carga adecuado para un transformador de construcción normal. En esa norma se considera la distribución localizada de pérdidas adicionales por armónicos de un modo simplificado, considerando solamente construcciones típicas, y no permite evaluar la dependencia con los parámetros de diseño, a fin de poder modificarlos y reducir dichas pérdidas adicionales. Otra alternativa es usar transformadores de fabricación especial con valores de factor de derateo $K > 1$, llamados *transformadores K-nominados* (K-rated transformers) o *transformadores factor-K* (K-factor transformers).

En el caso de transformadores que operarán bajo condiciones de carga no lineal, en lugar de deratear un transformador normal, es conveniente utilizar un transformador K-nominado. Estos transformadores son aprobados por UL para su operación bajo condiciones de carga no sinusoidal, puesto que operan con menores pérdidas a las frecuencias armónicas. Entre las modificaciones con respecto a los transformadores normales están:

- El tamaño del conductor primario se incrementa para soportar las corrientes armónicas triple-n circulantes.

- Se diseña el núcleo magnético con una menor densidad de flujo normal, utilizando acero de mayor grado.
- Utilizando conductores secundarios aislados de menor calibre, devanados en paralelo y transpuestos para reducir el calentamiento por el efecto piel.

El estándar IEEE C57.110-1998 propone evaluar el aumento de las pérdidas en los conductores de las bobinas, debido a las corrientes inducidas en los mismos por efecto del flujo magnético de dispersión, sin considerar la influencia que dichas corrientes parásitas tienen en el campo de dispersión ni la geometría de los conductores, asumiendo un diseño normal del transformador.

Las pérdidas en los transformadores consisten de pérdidas en vacío (pérdidas sin carga) y pérdidas con carga. Las pérdidas con carga incluyen las pérdidas por efecto Joule (P_j), las pérdidas por corrientes parásitas (Eddy Current losses P_{ec}) y las pérdidas adicionales (Other Stray Losses P_{OSL}) en el tanque, sujetadores, yugo, escudos magnéticos, paredes, etc.

4.5.1 Pérdidas en vacío o pérdidas en el núcleo.

Se producen por la aplicación del voltaje de excitación en el núcleo. La forma de onda del voltaje en el primario se supone sinusoidal independientemente de la corriente de carga, por lo que no se considera que aumenten las pérdidas para corrientes de carga no sinusoidales. Aunque la corriente de magnetización contiene armónicas, éstas son pequeñas en amplitud comparadas con las armónicas de la corriente de carga, por lo que su efecto en las pérdidas totales no es grande.

En la figura 4.33 se muestra la forma de onda y el espectro típico de la corriente de magnetización de un transformador de 25 kVA, 240 V (Grady, 2005, Apéndice A1). La ecuación característica es:

$$i_m(t) = \sin(\omega t - 66^\circ) + 0.635\sin(3\omega t - 69^\circ) + 0.359\sin(5\omega t - 70^\circ) + 0.183\sin(7\omega t - 69^\circ) + \dots$$

Aún cuando la corriente magnetizante de 1.54 A es altamente distorsionada (76.1%), es relativamente pequeña comparada con la corriente nominal a plena carga de 140 A.

Armónica	Mag -	Ángulo % Seno
1	100.00	-66
3	63.50	-69
5	35.90	-70
7	18.30	-69
9	10.10	-73
11	5.40	-78
13	2.10	-80
15	0.90	-101
17	0.40	-96
19	0.10	-90
23	0.20	-91
25	0.20	-174
27	0.10	126
31	0.20	21
33	0.20	99
37	0.10	-44
43	0.30	-90
47	0.40	64
49	0.20	-165

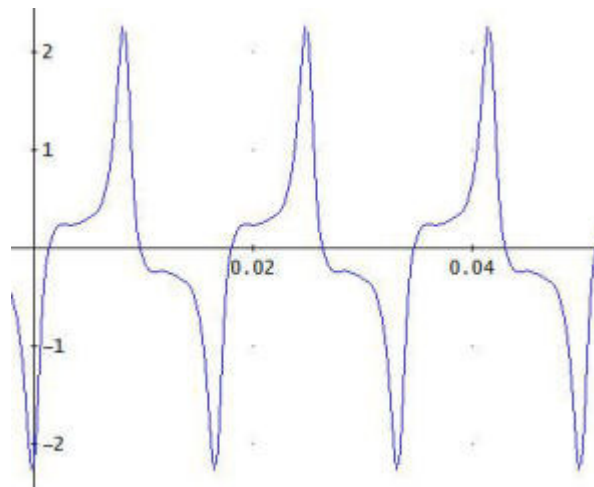


Fig. 4.33 Corriente magnetizante de un transformador de 25 kV, 240 V.

4.5.2 Pérdidas por efecto Joule

Si la corriente de carga contiene componentes armónicas, estas pérdidas también aumentarán debido al efecto piel:

$$P_j = 3 \sum_{h=1}^{h_{\max}} R_h I_h^2 \quad \dots (4.149)$$

Donde R_h es la resistencia del conductor para la armónica h , I_h es el valor RMS de la corriente armónica h . Recuerde que al aumentar la frecuencia, la resistencia a la corriente alterna del conductor crece debido a que su sección transversal efectiva disminuye por el efecto piel.

4.5.3 Pérdidas por corrientes parásitas y el factor K para transformadores.

Las pérdidas por corrientes parásitas a frecuencia fundamental son proporcionales al cuadrado de la corriente de carga y al cuadrado de la frecuencia, razón por la cual se puede tener un aumento excesivo de éstas en los devanados que conducen corrientes de carga no sinusoidales, y por lo tanto también en su temperatura. Si las pérdidas por corrientes parásitas bajo

condiciones nominales de un transformador (P_{ec-r}) se conocen, las pérdidas por corrientes parásitas debidas a cualquier corriente de carga no sinusoidal definida y hasta alrededor de la 15ª armónica pueden ser expresadas por la relación (Desmet, 2005):

$$P_{ec} = P_{ec-r} \sum_{h=1}^{h \max} I_{h(pu)}^2 h^2 = P_{ec-r} \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_r} \right)^2 h^2 \quad \dots (4.150)$$

Donde:

h = Orden armónico.

I_h = Valor RMS de la armónica h de la corriente (A).

I_r = Corriente nominal (A)

P_{ec-r} = Pérdidas por corrientes parásitas a corriente y frecuencia nominales.

Se ha encontrado que la relación (4.150) es más precisa para armónicas menores (≤ 15), pero que ocurre una sobreestimación creciente de las pérdidas para las armónicas mayores. El factor de sobreestimación es menor en los transformadores más pequeños, pero puede ser significativo para devanados de diámetro grande y para transformadores grandes.

Los transformadores del tipo seco son especialmente sensitivos a los armónicos. El factor K fue desarrollado por UL para suministrar una medida conveniente para nominar la capacidad de los transformadores, especialmente los de tipo seco, al servir cargas distorsionantes sin sobrecalentarse. La fórmula para el factor K para la carga es (Grady, 2006, Pág. 3-7):

$$K = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2} = \frac{1}{I_{RMS}^2} \sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2 = \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_{RMS}} \right)^2 h^2 = \sum_{h=1}^{h \max} I_{h(pu)}^2 h^2 \quad \dots (4.151)$$

De acuerdo con el estándar IEEE 1100-2005, el factor K para un transformador se define sobre una base por unidad en cualquiera de las formas dadas por las ecuaciones (4.152) o (4.153):

$$K = \sum_{h=1}^{h \max} I_{h(pu)}^2 h^2 = \sum_{h=1}^{h \max} \left(\frac{I_h}{I_r} \right)^2 \cdot h^2 = \frac{1}{I_r^2} \sum_{h=1}^{h \max} I_h^2 h^2 \quad \dots (4.152)$$

Donde:

$I_{h(pu)} = I_h / I_r$ es el valor RMS de la corriente armónica h , en por unidad sobre la corriente de carga nominal del transformador (I_r).

$$K = \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} f_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} f_h^2} \quad \dots (4.153)$$

$f_h = I_h / I_1$, es la componente armónica h en pu sobre la componente fundamental.

El *método UL* caracterizado por la ecuación (4.152), se usa cuando se mide el valor RMS de la corriente del transformador. El *método normalizado*, asociado con la ecuación (4.153) se basa en la corriente fundamental de la carga. Las mediciones armónicas se realizan frecuentemente con un analizador armónico, la mayoría de los analizadores armónicos muestran los armónicos como valores por unidad relacionados a la componente fundamental de la corriente.

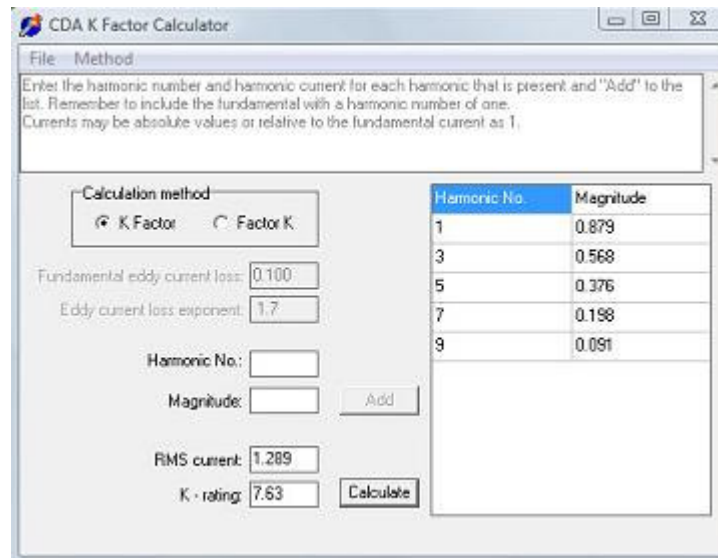
Por ejemplo, calculemos el factor K para una carga no lineal usando el método UL para las mediciones de corriente mostradas a continuación. La corriente está en pu sobre la corriente total medida.

h	$I_{h(pu)}$	h^2	$(I_{h(pu)})^2$	$(I_{h(pu)})^2 h^2$
1	0.879	1	0.7726	0.7726
3	0.568	9	0.3226	2.904
5	0.376	25	0.1414	3.5344
7	0.198	49	0.0392	1.921
9	0.091	81	0.0083	0.671
				Suma = K = 9.803

Si ahora se usa el método normalizado:

h	f_h	h^2	$(f_h)^2$	$(f_h)^2 h^2$
1	1	1	1	1
3	0.6462	9	0.4176	3.7584
5	0.4278	25	0.183	4.575
7	0.2253	49	0.0508	2.4892
9	0.1035	81	0.0107	0.8667
			Suma=1.6621	Suma = 12.6893
K = 12.6893/1.6621 = 7.6345				

En la dirección electrónica: <http://www.cda.org.uk/download/KFCalc.exe>, perteneciente a la Copper development Association, o en <http://www.leonardo-energy.org/drupal/node/456> de Leonardo Energy, se puede descargar de manera gratuita el programa para computadora digital “CDA K Factor Calculator”, este software calcula el factor K de una carga de acuerdo con la práctica estadounidense y con la práctica europea. En la figura 4.34 se muestra la pantalla capturada para el ejemplo seguido.



Harmonic No.	Magnitude
1	0.879
3	0.568
5	0.376
7	0.198
9	0.091

Fig. 4.34 Cálculo del factor K usando el programa CDA K Factor Calculator

En este ejemplo, se usaría un transformador K-13. En tanto el factor K de la carga no exceda el factor K nominal del transformador, el transformador estará siendo operado de acuerdo con los requerimientos especificados en el NEC. El valor nominal K-9 es usualmente saltado en favor del valor nominal K-13, ya que el K-9 es más difícil de encontrar en el mercado (Estándar IEEE 1100-2005, Pág. 95).

Así, el valor nominal de K que se encuentra marcado en la placa de datos de algunos transformadores es una medida de la habilidad del transformador para alimentar cargas que producen corrientes armónicas. Un transformador nominado K-1 es aquel que no ha sido modificado para alimentar cargas que producen corrientes no lineales o armónicas, mientras que un transformador con un valor K nominal de 50 está diseñado para el ambiente más severo posible de corriente distorsionada. Los valores nominales estandarizados para transformadores K-nominados son K-4, K-9, K-13, K-20, K-30, K-40 y K-50. En tanto mayor sea el valor

nominal de K, mayor es la habilidad del transformador para alimentar cargas que tienen un mayor porcentaje de equipo productor de corrientes armónicas sin sobrecalentarse. Es importante seleccionar un transformador con una K nominal para las frecuencias armónicas específicas presentes y su magnitud con relación a la corriente total de 60 Hz. Los transformadores nominados con factores K de 40 y 50 son extremadamente raros, muy caros y generalmente no se usan.

Los transformadores K-nominados deben ser capaces de operar dentro de los rangos especificados de elevación de temperatura mientras suministran el 100% de la corriente nominal fundamental a 60 Hz más los siguientes armónicos calculados por el estándar IEEE 57.110-1986 (FP, s/f):

- 50% de carga no lineal (K-4)
 - 16.7% de la corriente nominal en la 3ª armónica
 - 10.0% de la corriente nominal en la 5ª armónica
 - 7.1% de la corriente nominal en la 7ª armónica
 - 5.6% de la corriente nominal en la 9ª armónica
 - Más allá de la 9ª armónica, los porcentajes de la corriente fundamental hasta la 25ª armónica deben ser igual al recíproco de los números armónicos impares involucrado por 0.5.
- 100% de carga no lineal (K-13)
 - 33.3% de la corriente nominal en la 3ª armónica
 - 20.0% de la corriente nominal en la 5ª armónica
 - 14.3% de la corriente nominal en la 7ª armónica
 - 11.1% de la corriente nominal en la 9ª armónica
 - Más allá de la 9ª armónica, los porcentajes de la corriente fundamental hasta la 25ª armónica deben ser igual al recíproco de los números armónicos impares involucrado por 1.0.
- 125% de carga no lineal (K-20)
 - 41.7% de la corriente nominal en la 3ª armónica
 - 25.0% de la corriente nominal en la 5ª armónica
 - 17.9% de la corriente nominal en la 7ª armónica

- 13.9% de la corriente nominal en la 9ª armónica
- Más allá de la 9ª armónica, los porcentajes de la corriente fundamental hasta la 25ª armónica deben ser igual al recíproco del número armónico impar involucrado por 1.25.
- 150% de carga no lineal (K-30)
 - 50.0% de la corriente nominal en la 3ª armónica
 - 30.0% de la corriente nominal en la 5ª armónica
 - 21.4% de la corriente nominal en la 7ª armónica
 - 16.7% de la corriente nominal en la 9ª armónica
 - Más allá de la 9ª armónica, los porcentajes de la corriente fundamental hasta la 25ª armónica deben ser igual al recíproco del número armónico impar involucrado por 1.5.

Realizar la selección adecuada del factor K es extremadamente importante porque afecta la seguridad y el costo. Los cálculos del contenido armónico producen un valor preciso del factor K, pero las cargas de potencia cambian constantemente haciendo cuestionable el valor calculado. Además, las instalaciones nuevas no tienen datos para ayudar a seleccionar el valor nominal adecuado para el factor K, en estos casos, los datos empíricos permiten usar las prácticas pasadas para obtener un valor adecuado del factor K. Las tablas 4.10 y 4.11 muestran sugerencias acerca de qué factor nominal K usar cuando el equipo electrónico representa un cierto porcentaje de la carga total y para diversos tipos de cargas no lineales (CPC, 2000; CPC, 1999).

Tabla 4.10 Valores nominales de factor K recomendados en función del porcentaje de cargas electrónicas productoras de armónicas.

Carga no lineal	K-nominal
El equipo electrónico incidental representa menos del 5%	K-1
El equipo electrónico productor de armónicas representa menos del 35%	K-4
El equipo electrónico productor de armónicas representa menos del 50%	K-7
El equipo electrónico productor de armónicas representa menos del 75%	K-13
El equipo electrónico productor de armónicas representa menos del 100%	K-20

Tabla 4.11 Valores nominales de factor K recomendados para diversas cargas electrónicas productoras de armónicas

Carga	Factor K
Alumbrado incandescente (sin atenuadores <dimmers> de estado sólido) Calentamiento por resistencia eléctrica (sin controles de calentamiento de estado sólido) Motores (sin controladores de estado sólido) Transformadores de control/dispositivos de control electromagnético Motor-generador (sin impulsores de estado sólido)	K-1
Alumbrado de descarga eléctrica UPS con filtros de entrada opcionales Máquinas para soldar Equipo de calentamiento por inducción PLCs y controles de estado sólido (diferentes a impulsores de velocidad variable)	K-4
Equipo de telecomunicaciones (por ejemplo PBX) UPS sin filtros de entrada Circuitos con receptáculos multiconductor en áreas de cuidados generales de hospitales, instalaciones y salones de clase de escuelas, etc. Circuitos con receptáculos multiconductor alimentando equipo de inspección o prueba en una línea de ensamble o línea de producción.	K-13
Computadoras mainframe Impulsores de motor de estado sólido (ASDs) Circuitos con receptáculos multiconductor en áreas críticas de centros de salud y cuartos de operación/recuperación de hospitales.	K-20
Circuitos con receptáculos multiconductor en laboratorios industriales, médicos, y educacionales. Circuitos con receptáculos multiconductor en espacios de oficinas comerciales. Mainframes pequeñas (mini y macro)	K-30
Otras cargas identificadas como productoras de cantidades muy grandes de armónicas (especialmente de órdenes mayores).	K-40

Con relación a la construcción de un transformador K-nominado, se necesita (CPC, 1998):

- Recurrir a los fundamentos de acondicionamiento de la potencia: aislamiento y puesta a tierra en un solo punto.
- Debe ser un transformador diseñado para las necesidades especiales de las fuentes de potencia en modo switchado para obtener máxima efectividad.
- Es común que tengan neutros con calibre que es el doble de los conductores de fase. En algunos casos se ofrecen transformadores con neutro para cada fase.
- Que se diseñe bien debajo de su nivel de saturación para una rápida recuperación y para la alta demanda de factor de cresta de las fuentes de potencia en modo switchado.
- Que la razón de inductancia a resistencia (X_L/R) sea mayor que para un diseño de transformador para carga lineal estándar, para evitar esfuerzos por sobrevoltaje en los dispositivos de switcheo de estado sólido al momento de un transitorio.

- El transformador debe exhibir una capacitancia interna en devanados muy baja, típicamente 0.001 pF, para eliminar el acoplamiento de ruido en modo común de alta frecuencia generado por la carga.
- Generalmente se necesitan redes de filtros transitorios para mejorar de manera efectiva el rechazo en modo transversal.
- La eficiencia del transformador debería ser del 98% o mayor.

UL define el factor K de un transformador como (Zheng, 2000, Pág. 10):

K-Factor. Un valor nominal aplicado opcionalmente a un transformador indicando su aptitud para ser usado con cargas que extraen corrientes no lineales.

En Europa, el factor de derateo del transformador (Factor-K) se calcula de acuerdo con las fórmulas mostradas en el estándar BS 7821 parte 4. El factor K es dado por (Desmet, 2005):

$$K = \sqrt{1 + \frac{e}{1+e} \left(\frac{I_1}{I} \right)^2 \cdot \sum_{h=2}^{h_{\max}} \left\{ h^q \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \right\}} \quad \dots (4.154)$$

Donde:

e Razón de las pérdidas por corrientes parásitas a frecuencia fundamental a las pérdidas óhmicas, ambas a la temperatura de referencia.

h es el número armónico.

I es el valor RMS de la corriente sinusoidal incluyendo todas las armónicas:

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{\max}} I_h^2} = I_1 \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad \dots (4.155)$$

I_h es la magnitud de la corriente armónica n .

I_1 es la magnitud de la corriente fundamental.

q es una constante exponencial que depende del tipo de devanado y de la frecuencia. Valores típicos son 1.7 para transformadores con conductores de sección transversal redonda o rectangular en ambos devanados, y 1.5 para aquellos con devanados de bajo voltaje fabricados con láminas.

En Estados Unidos de América el factor de derateo de un transformador es conocido como “K-factor”, mientras que en Europa se conoce como “factor-K”. Las figuras producidas por

cada método son numéricamente diferentes, el “factor-K” es un factor nominal total mientras que el “K-factor” es un multiplicador. El hecho de que ambos métodos usen la letra K como una designación puede llevar a confusiones al tratar con proveedores.

4.5.4 Pérdidas adicionales.

Estas pérdidas aumentan la temperatura en las partes estructurales del transformador, y dependiendo del tipo de transformador contribuirán o no en la temperatura más caliente del devanado. Estas pérdidas son difíciles de calcular y es común considerar que varían con el cuadrado de la corriente por el orden armónico (Desmet, 2005):

$$P_{OSL} = P_{OSL-r} \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_r} \right)^2 h \quad \dots (4.156)$$

Aún cuando algunos autores consideran que el exponente del orden armónico debería ser 0.8 (Sadati y otros, 2008):

$$P_{OSL} = P_{OSL-r} \sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_r} \right)^2 h^{0.8} \quad \dots (4.157)$$

Donde P_{OSL-r} son las pérdidas adicionales a corriente y frecuencia nominal (fundamental).

Algunas cargas de electrónica de potencia presentan una componente de CD en la corriente de carga, en este caso, las pérdidas en el núcleo se incrementarán ligeramente, pero se incrementa substancialmente la corriente de magnetización y el nivel del ruido audible. Como se comentó previamente, se debe evitar el uso de este tipo de cargas.

4.5.5 Factores de pérdidas armónicas.

El estándar IEEE C57.110-1998 provee una metodología relativamente sencilla que permite, bajo ciertas suposiciones, y a partir de los resultados de ensayo de rutina de un transformador, determinar la capacidad del transformador para suministrar una corriente con un contenido armónico determinado. El método se basa en la estimación de las pérdidas adicionales en los conductores y en otras partes conductoras para el espectro armónico de las corrientes, considerando que las primeras varían con el cuadrado de la frecuencia, y las segundas con la

frecuencia elevada a un exponente 0.8. A tal efecto se aplican los coeficientes de aumento de pérdidas adicionales a igual corriente eficaz en los conductores F_{HL} y en otras partes conductoras F_{HL-STR} .

El factor de pérdidas armónicas para corrientes parásitas en los devanados del transformador se define como (Sadati y otros, 2008; Zheng, 2000, Pág. 12; Geduldt, 2005, Pág. 77):

$$F_{HL} = \frac{P_{ec}}{P_{ec-r}} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad \dots (4.158)$$

La relación entre el factor K definido sobre la corriente nominal del transformador y el factor de pérdidas armónicas F_{HL} es (Zheng, 2000, Pág. 13):

$$K = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2}{I_r^2} \cdot F_{HL} \quad \dots (4.159)$$

El factor de pérdidas armónicas para otras pérdidas parásitas (debidas a los flujos de dispersión) es (Zheng, 2000, Pág. 13; Geduldt, 2005, Pág. 77):

$$F_{HL-STR} = \frac{P_{OSL}}{P_{OSL-r}} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad \dots (4.160)$$

Las corrientes armónicas I_h se pueden normalizar con relación a la corriente total RMS medida (I) o a la corriente nominal (I_s) para calcular los factores dados en las expresiones (4.158) y (4.160). Los resultados obtenidos no deben diferir, ya que se está tomando la misma cantidad normalizante para cada armónica.

$$F_{HL} = \frac{P_{ec}}{P_{ec-r}} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h\max} I_h^2} = \frac{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I}\right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h\max} \left(\frac{I_h}{I}\right)^2} \quad \dots (4.161)$$

Por ejemplo, si los registros del monitoreo de la corriente de una carga no lineal son los mostrados en la tabla 4.12, calcular los factores de pérdidas armónicas.

Tabla 4.12 Mediciones para calcular factores de pérdidas

h	I _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	1764	1	1	1	1	1	1
5	308.5	0.1749	0.0306	25	0.765	3.6239	0.1109
7	194.9	0.1105	0.0122	49	0.5978	4.7433	0.0579
11	79.39	0.045	0.002	121	0.242	6.8095	0.0136
13	50.52	0.0286	0.0008	169	0.1352	7.7831	0.0062
17	27.06	0.0153	0.0002	289	0.0578	9.6463	0.0019
19	17.68	0.01	0.0001	361	0.0361	10.5439	0.0011
Σ			1.0459		2.8339		1.1916

$$F_{HL} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^2}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} = \frac{2.8339}{1.0459} = 2.7095$$

$$F_{HL-STR} = \frac{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 h^{0.8}}{\sum_{h=1}^{h_{\max}} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} = \frac{1.1916}{1.0459} = 1.1393$$

Básicamente lo expuesto en este apartado (4.5) está sustentado en el estándar IEEE C57.110 “Recommended Practice for Establishing Transformer Capability”. Este estándar es aplicable a transformadores de dos arrollamientos inmersos en líquido o de tipo seco incluyendo los de devanado impregnado y encapsulado en resina, es aplicable a transformadores normales con un cierto estado de carga no lineal pero no se aplica para transformadores que alimentan rectificadores.

Para transformadores que alimentan rectificadores, consulte la norma IEEE C57.18.10-1998 “Practices and Requirements for Semiconductor Power Rectifier Transformers”.

4.6 Medios de mitigación de armónicas

Al proponer medios para mitigar los problemas asociados con armónicas debería tenerse cuidado y asegurarse que la medida correctiva tomada para minimizar los problemas no los empeore. Lo anterior puede suceder por resonancia entre filtros armónicos, capacitores usados para corregir el factor de potencia y la impedancia del sistema.

Ejemplo de formas usadas para minimizar los problemas derivados de las armónicas incluyen:

- Aislar los dispositivos contaminantes en circuitos separados con y sin el uso de filtros armónicos.
- Usar filtros pasivos o filtros activos.
- Relocalizar las cargas para tratar de balancear mejor el sistema.
- Usar transformadores defasadores, por ejemplo transformadores en zig-zag para cancelar armónicas específicas, haciendo que un voltaje del circuito se desfase 180% de otro voltaje.
- Los conductores neutros deberían ser dimensionados adecuadamente. Mientras que en el pasado era común que los neutros tuvieran un calibre menor que los conductores de fase en un circuito trifásico, actualmente puede ser necesario correr un segundo hilo neutro del mismo calibre que los hilos de fase, o bien instalar un hilo neutro cuyo calibre sea el doble que el de los hilos de fase y en algunos casos se tiene que usar neutro dedicado para cada fase.
- Los límites de operación de transformadores y motores deberían ser disminuidos de acuerdo con los estándares industriales.
- El uso de convertidores de mayor número de pulsos, por ejemplo rectificadores de 24 pulsos, pueden eliminar armónicas de orden bajo, pero a costa de crear armónicas de orden alto.

Antes de proponer las medidas a tomar, se debe localizar la o las fuentes de los problemas. Como en cualquier investigación de calidad de la energía, la búsqueda puede comenzar en el equipo afectado por el problema o en el punto de acoplamiento común (PCC), donde la compañía suministradora alimenta al sistema de distribución de la instalación. Si sólo una

pieza de equipo es la afectada, o bien se sospecha que es la fuente de los problemas armónicos, es frecuentemente más sencillo comenzar el proceso de monitoreo ahí. Si se sospecha que la fuente de los problemas está en el lado de la compañía suministradora, como es el caso cuando existe una industria vecina que se sabe que es productora de grandes cantidades de armónicas, el monitoreo usualmente comienza en el PCC.

Los medidores portátiles de armónicas pueden ser de utilidad cuando se realizan chequeos puntuales para problemas conocidos, pero dado que los valores armónicos cambian a lo largo del día conforme las diferentes cargas entran o salen de operación dentro de la instalación o en otras instalaciones en el mismo sistema de distribución, generalmente es mejor usar un monitor de armónicas o un monitor de calidad de la energía con capacidades armónicas para registrar los valores armónicos a través de un periodo de tiempo.

Los voltajes y las corrientes de fase, así como el voltaje de neutro a tierra y la corriente en el neutro deberían ser monitoreados siempre que sea posible. Esto ayudará a señalar los problemas o a detectar sistemas marginales. El monitoreo del neutro frecuentemente mostrará un valor alto de 3^a armónica, indicando la presencia de cargas no lineales en la instalación.

Típicamente, el monitoreo durará un ciclo de negocios. Un ciclo de negocios comprende el tiempo que lleva a la operación normal de la planta a repetirse. Por ejemplo, si una planta tiene tres turnos de trabajo idénticos durante siete días a la semana, entonces el monitoreo será de ocho horas. Más comúnmente un ciclo de negocios comprende una semana, ya que diferentes operaciones tienen lugar en un lunes, cuando el equipo de la planta es vuelto a arrancar después de estar parado durante el fin de semana, o un miércoles que es un día normal de labores, o un sábado en que quizá sólo parte del personal puede estar trabajando.

Para poder analizar señales complejas que contienen muchas frecuencias diferentes se han desarrollado varios métodos, uno de los más populares es la transformada de Fourier, siendo los procesos más compatibles y más usados la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y la Transformada Discreta de Fourier (DFT). Estos métodos trabajan apropiadamente sólo si la señal está compuesta de frecuencias fundamental y armónicas en un cierto rango de frecuencias (llamada la frecuencia de Nyquist, que es la mitad de la frecuencia de muestreo).

Los valores de frecuencia no deben cambiar durante el periodo de medición. La falla en lo anterior puede llevar a recabar información no confiable.

Por ejemplo (Bingham, s/f.b), si una señal de voltaje está compuesta por señales a 60 Hz (componente fundamental) y a 200 Hz (interarmónica), la Transformada Rápida de Fourier no puede ver directamente la señal de 200 Hz, ya que sólo conoce frecuencias de 60 Hz, 120 Hz, 180 Hz, etc. que son llamadas frecuentemente *bins*. El resultado sería que la energía de la señal a 200 Hz aparecería parcialmente en el bin de 120 Hz y parcialmente en el bin de 240 Hz. Un procesador basado en FFT podría mostrar, por ejemplo, un valor de voltaje de 115 V a 60 Hz, 18 V en la tercera armónica (180 Hz) y 12 V en la cuarta armónica (240 Hz), cuando realmente debería ser de 30 V a 200 Hz. Un analizador de espectros puede tener un problema similar, ya que coloca la energía en sus propios bins dependientes de la máquina. Además, un analizador de espectros toma sólo una imagen instantánea de las armónicas en el tiempo, las que son mejor analizadas en una forma de onda de estado estacionario promediada.

Con relación al uso de filtros, existen dos procedimientos generales de filtrado de armónicas, con compensación o sin compensación de potencia reactiva:

- Filtrado pasivo.
- Filtrado activo.

Las definiciones IEC relacionadas con filtros son las siguientes:

Filtro. Dispositivo lineal de dos puertos diseñado para transmitir componentes espectrales de la cantidad de entrada de acuerdo a una ley especificada, generalmente para pasar las componentes en ciertas bandas de frecuencia y para atenuar las componentes en otras bandas.

Filtro ideal. Red de dos puertos para la cual la magnitud de la función de transferencia es igual a uno dentro de una o más bandas de frecuencia, y es igual a cero para todas las demás frecuencias.

Filtro pasabajas. Filtro que tiene una banda de paso que se extiende desde frecuencia cero hasta una frecuencia de corte especificada.

Filtro pasa-altas. Filtro que tiene una banda de paso que se extiende desde una frecuencia de corte especificada hacia arriba.

Filtro pasabanda. Filtro que tiene una banda de paso con diferentes frecuencias de corte especificadas desde cero o infinito.

Filtro supresor de banda. Filtro teniendo una sola banda de rechazo con diferentes frecuencias de corte especificadas desde cero o infinito.

Filtro de CD. Un filtro en el lado de CD de un convertidor, diseñado para reducir el rizo en el sistema asociado.

Filtro de CA. Un filtro en el lado de corriente alterna de un convertidor, diseñado para reducir la circulación de corrientes armónicas en el sistema asociado.

Filtro activo RC. Filtro consistente de sólo resistores ideales, capacitores ideales y elementos activos ideales.

4.6.1 Filtros pasivos

La diferencia fundamental entre filtros pasivos y filtros activos es que los filtros pasivos generalmente usan sólo resistores, inductores y capacitores, mientras que los filtros activos usan dispositivos electrónicos.

En el caso de compensación de potencia reactiva inductiva, el procedimiento consiste en instalar bancos de capacitores en paralelo con la carga consumidora de potencia reactiva, la capacidad del banco de capacitores varía de forma escalonada para adaptarse al consumo variable de potencia reactiva. Este procedimiento es utilizado masivamente y su eficacia está probada, pero, en sistemas con un alto contenido de armónicas, estos esquemas de compensación pueden presentar problemas.

Las armónicas generadas y presentes en las redes eléctricas, como son de frecuencia más elevada que la fundamental, tienen tendencia a circular por los bancos de capacitores del sistema de compensación, originando la sobrecarga de los mismos hasta extremos peligrosos que pueden llegar a resultar destructivos. Recuerde que ante frecuencias altas, la impedancia de un capacitor disminuye, mientras que la impedancia de un inductor aumenta:

$$X_c(k\omega) = \frac{1}{k\omega C} = \frac{1}{k2\pi fC} \quad \dots (4.162)$$

$$X_L(k\omega) = k\omega L = k2\pi fL \quad \dots (4.163)$$

Cuando se sospecha que la presencia de armónicas es importante, se deben tomar precauciones para minimizar la circulación de corriente por el banco de capacitores. Frecuentemente se inserta un inductor en serie con el banco de capacitores, de modo que la frecuencia propia de resonancia del conjunto LC no coincida con la de ningún armónico posible:

Cuando se desea eliminar algunos armónicos específicos generados por una carga no lineal, lo que se debe hacer es facilitar el paso de los mismos a través de caminos de baja impedancia situados en paralelo con la carga. Para ello se instalan filtros pasivos, formados por ramas LC , cuya frecuencia de resonancia coincida con la frecuencia de los armónicos por cancelar:

$$f_0 = kf_1 \quad \dots (4.164)$$

y dimensionados de tal modo que sean capaces de absorber los valores de las corrientes correspondientes a cada armónico.

El filtro en paralelo trabaja cortocircuitando las corrientes armónicas tan cerca de la fuente de distorsión como sea práctico. Esto mantiene a las corrientes armónicas fuera del sistema de alimentación (figura 4.35).

Cuando se desea compensación de potencia reactiva y eliminación de armónicas simultáneamente, el sistema es una combinación de bancos de capacitores con inductancia en serie para protección del banco de capacitores de corrección del factor de potencia, conectados en paralelo con un conjunto de filtros LC de armónicos en conexión fija a la red y con la carga productora de armónicos, tal como se indica en la figura 4.35. Éste es el tipo más común de filtrado aplicado debido a la economía y porque tiende a corregir el factor de potencia de la carga al mismo tiempo que mitiga las corrientes armónicas.

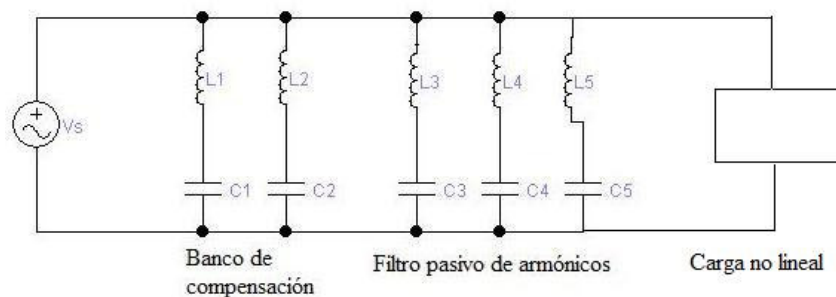


Fig. 4.35 Banco de compensación reactiva y filtro contra armónicos

El tipo más común de filtro pasivo en paralelo es el *filtro notch* (supresor de banda selectivo) entonado a una sola frecuencia como las ramas mostradas en la figura 4.35, es el tipo más económico y es frecuentemente suficiente en muchas aplicaciones. Este filtro presenta una baja impedancia (en teoría debería ser cero) a la corriente armónica que se desea mitigar, así, las corrientes armónicas son desviadas de su trayectoria de flujo normal en la línea a través del filtro. En ocasiones, los capacitores de corrección del factor de potencia pueden ser usados para hacer filtros notch.

Cuando el filtro resuena, la impedancia efectiva de la rama correspondiente es mínima, en el caso en que la resistencia no se tome en cuenta se tiene:

$$\overline{X}_{eq} = \overline{X}_L + \overline{X}_C = j \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} \right) = 0$$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

$$\omega_0^2 = (2\pi f_0)^2 = \frac{1}{LC}$$

La frecuencia de resonancia del filtro para la armónica k que se desea mitigar es:

$$f_0 = kf_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots (4.165)$$

donde f_0 es la frecuencia de resonancia, y f_1 es la frecuencia fundamental (60 Hz). Por ejemplo, para un filtro de 5ª armónica se tiene:

$$f_0 = 5 \cdot 60 = 300 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$LC = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 300} \right)^2 = 2.81 \cdot 10^{-7}$$

Si $L = 500 \mu\text{H}$, entonces $C = 563 \mu\text{F}$. La impedancia del filtro para cualquier frecuencia f es:

$$\overline{Z} = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = j \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} \right) = \left| 2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} \right| \angle \pm 90^\circ$$

En la figura 4.36 se muestra la gráfica de magnitud de la impedancia contra la frecuencia para este filtro notch.

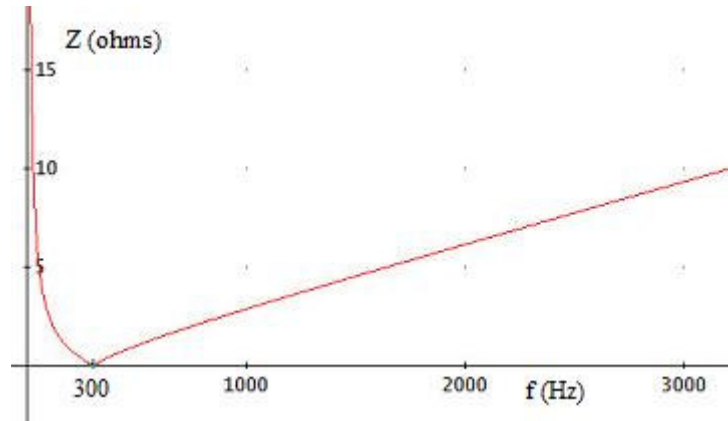


Fig. 4.36 Gráfica Z-f para el filtro notch ejemplo

Si la resistencia se toma en cuenta, entonces (circuito RLC en serie):

$$\bar{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \angle \tan^{-1} \left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \right) \quad \dots (4.166)$$

La magnitud de la impedancia puede ponerse en la forma:

$$|\bar{Z}| = \frac{\sqrt{(RC\omega)^2 + (1 - LC\omega^2)^2}}{\omega C} \quad \dots (4.167)$$

La resistencia R se debe a las pérdidas en el devanado del inductor y a las pérdidas del núcleo del mismo. El factor de calidad de un inductor está dado por la relación:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} \quad \dots (4.168)$$

Valores típicos de factor de calidad para inductores de filtros son 30 a 50 para 60 Hz.

La capacidad nominal del banco de capacitores es:

$$MVAR_c = \frac{kV^2}{X_c} \quad \dots (4.169)$$

Cuando el circuito RLC en serie está en resonancia, la impedancia es puramente resistiva, esto es:

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0$$

La frecuencia de resonancia sigue siendo la dada en la ecuación (4.165).

Considere ahora un filtro notch entonado a una sola frecuencia, pero el sistema de alimentación se modela con su equivalente de Thévenin, esto es, una fuente de voltaje en serie con una reactancia inductiva L_s , como se muestra en la figura 4.37.

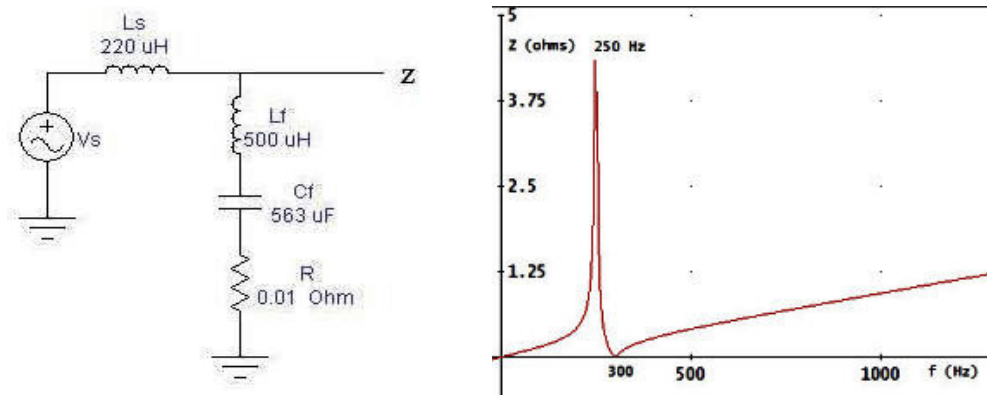


Fig. 4.37 Respuesta a la frecuencia de un filtro notch colocado en una línea de CA

La impedancia de salida del circuito es aproximadamente (Kusko y Thompson, 2007, Pág. 86):

$$|Z| \approx \frac{\omega L_s \sqrt{[1 - L_f C_f \omega^2]^2}}{\sqrt{[1 - (L_f + L_s) C_f \omega^2]^2}} \quad \dots (4.170)$$

En la figura 4.37 se muestra la gráfica de respuesta a la frecuencia del filtro. Como puede observarse, existe un mínimo en la frecuencia resonante de 300 Hz (5ª armónica) de los componentes del filtro serie, y un máximo relativo para 250 Hz ($m=4.17$). Este máximo relativo se tiene cuando $(L_s + L_f)$ resuenan con el capacitor C_f . Esto es característico de los filtros armónicos entonados a una frecuencia y se debe tener cuidado de diseñar los filtros de manera que estos picos no ocurran a frecuencias donde existan corrientes armónicas, para evitar elevaciones grandes del voltaje.

Es común que los filtros sean entonados ligeramente por debajo de la armónica a ser filtrada para proporcionar un margen de seguridad en caso de que exista algún cambio en los parámetros del sistema (variaciones en los componentes, variaciones de temperatura, envejecimiento de los componentes, cambios en el sistema) que pudieran elevar la frecuencia notch (Dugan y otros, 2004, Pág. 255). Si se entonaran exactamente a la frecuencia armónica

por mitigar, los cambios en la capacitancia o en la inductancia con la temperatura o por falla, podrían desplazar la resonancia en paralelo más allá de la armónica que está siendo filtrada. Por ejemplo, un filtro de 5ª armónica puede entonarse a la armónica 4.7ª (4% por debajo), esto ayuda a reducir el voltaje en el capacitor sin degradar significativamente el funcionamiento del filtro (Grady, 2006). Frecuentemente la adición de un filtro para la armónica 4.7ª es suficiente para resolver los problemas armónicos (Grady, 2006).

Así, si se tiene una sección de filtraje para las armónicas 5ª, 7ª y 11ª, y cada rama se sintoniza 4% por debajo de la armónica filtrada, las frecuencias de resonancia de cada sección serán:

$$f_{0,k=5} = (5)(60)(0.96) = 288 \text{ Hz}$$

$$f_{0,k=7} = (7)(60)(0.96) = 403 \text{ Hz}$$

$$f_{0,k=11} = (11)(60)(0.96) = 634 \text{ Hz}$$

Las corrientes armónicas, por sí mismas, son raramente el problema, una excepción se tiene con el sobrecalentamiento de los neutros por las armónicas triple-n. Los mayores problemas generalmente surgen cuando un armónico de corriente de orden mayor entra en resonancia con los capacitores y con la reactancia del sistema para producir voltajes excesivos en el punto de acoplamiento común.

Algunas de las estructuras más usadas para filtros pasivos en derivación se muestran en la figura 4.38.

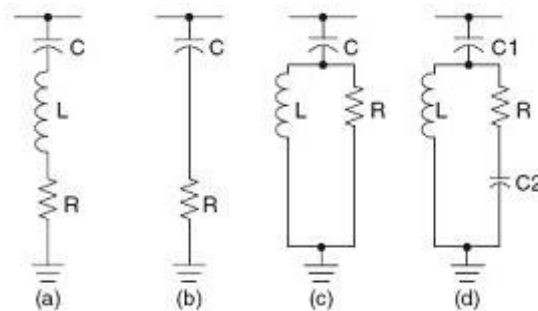


Figura 4.38 Filtros armónicos en derivación usados comúnmente. (a) Filtro entonado a una frecuencia, (b) Filtro pasa-altas de primer orden, (c) Filtro pasa-altas de segundo orden, (d) Filtro pasa-altas de tercer orden

Por ejemplo, para el filtro pasa-altas de primer orden (Fig. 4.38b):

$$\bar{Z} = R - j \frac{1}{\omega C} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} \angle \tan^{-1}\left(-\frac{1}{\omega RC}\right) = |\bar{Z}| \angle \theta_z \quad \dots (4.171)$$

El valor de la resistencia establece el valor de la impedancia mínima del filtro para las frecuencias altas ($|\bar{Z}|_{f \rightarrow \infty} = R$).

Así, si se desea que el filtro mitigue las corrientes armónicas a partir de la quinta, ofreciendo una impedancia mínima de 2 ohms, se tendrá:

$$|\bar{Z}| = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega_0^2 C^2}} = \sqrt{2}R = \sqrt{2R^2}$$

$$R^2 + \frac{1}{\omega_0^2 C^2} = 2R^2$$

$$\frac{1}{\omega_0^2 C^2} = R^2$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC} \quad \dots (4.172)$$

$$C = \frac{1}{R\omega_0} = \frac{1}{2\pi Rf_0} \quad \dots (4.173)$$

$$\omega_0 = 2\pi(5)(60)(0.96) = 1810 \text{ rad/s}$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \omega_0} = \frac{1}{2 \cdot 1810} = 276 \mu\text{F}$$

La gráfica de respuesta a la frecuencia para este filtro se muestra en la figura 4.39.

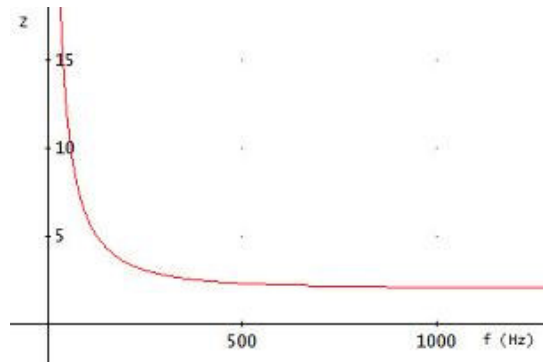


Fig. 4.39 Respuesta a la frecuencia de filtro pasa-altas de 1er orden

Para el filtro pasa-altas de segundo orden mostrado en la figura 4.38c se tiene (Natarajan, 2002, sección 8.5):

$$MVAR_C = \frac{kV^2}{X_C} \quad \dots (4.174)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \dots (4.175)$$

$$m = \frac{L}{R^2 C} \quad \dots (4.176)$$

Donde m es el factor óptimo del filtro, con valores típicos de 1 a 3. La impedancia equivalente del filtro es:

$$\bar{Z} = \frac{(\omega L)^2 R}{R^2 + (\omega L)^2} + j \left\{ \frac{\omega L R^2}{R^2 + (\omega L)^2} - \frac{1}{\omega C} \right\} \quad \dots (4.177)$$

$$|\bar{Z}| = \frac{\sqrt{C^2 L^2 R^2 \omega^4 - 2CLR^2 \omega^2 + L^2 \omega^2 + R^2}}{\omega C \sqrt{L^2 \omega^2 + R^2}} \quad \dots (4.178)$$

Para la frecuencia de resonancia f_0 , la impedancia toma la forma:

$$|\bar{Z}| = Z(f_0) = \frac{R \sqrt{C^2 R^4 - 2CLR^2 + 2L^2}}{\sqrt{C^2 R^4 + L^2}} \quad \dots (4.179)$$

La figura 4.40 muestra la gráfica de respuesta a la frecuencia del filtro pasa-altas de segundo orden considerando $f_0 = 288$ Hz, $R = 0.9816 \, \Omega$, $C = 563 \, \mu\text{F}$, $L = 500 \, \mu\text{H}$, $m = 0.9217$.

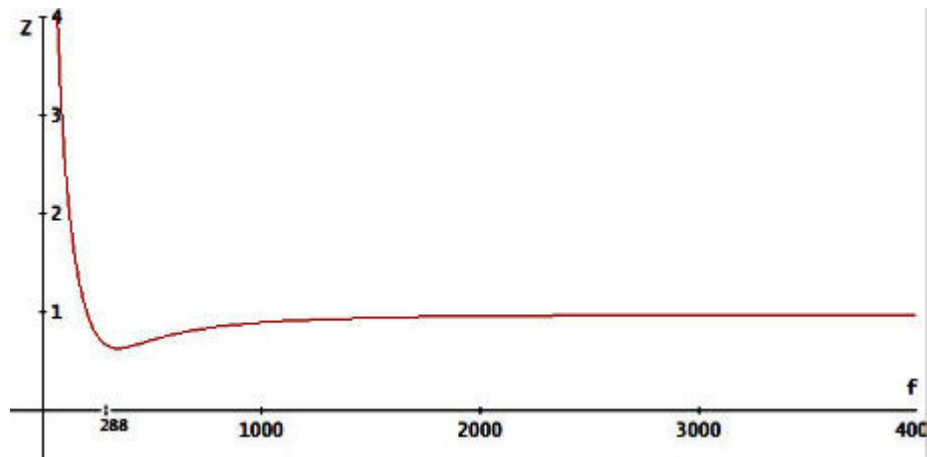


Fig. 4.40 Respuesta a la frecuencia de filtro pasa-altas de segundo orden

Como se puede ver, los filtros pasa-altas reducen la impedancia para órdenes armónicos altos a valores bajos. Estos filtros son más eficientes al reducir los armónicos a través del espectro de frecuencias completo.

Un arreglo común de filtro trifásico para 480 V se muestra en la figura 4.41. La figura muestra un banco de capacitores para compensación de potencia reactiva conectados en delta, convertido a filtro adicionando un reactor en serie en cada línea.

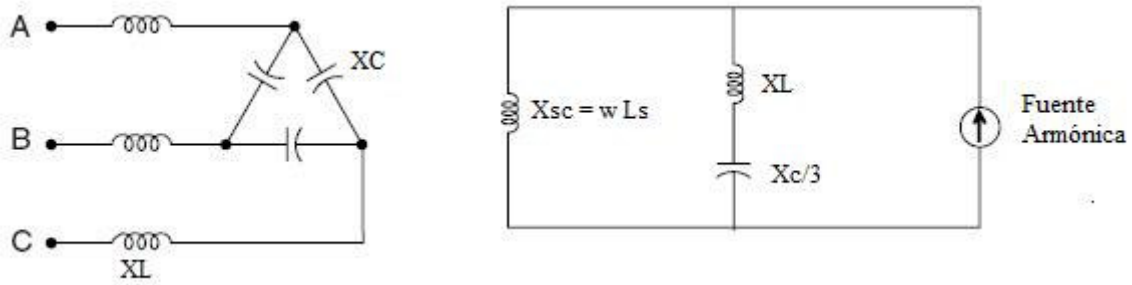


Fig. 4.41 Banco de capacitores convertido en filtro notch y su circuito equivalente

Convirtiendo la delta a estrella se tiene:

$$\overline{X}_{eq} = \overline{X}_L + \overline{X}_{C,eq} = j\omega L - j\frac{1}{\omega C_{eq}} = \overline{X}_L + \frac{\overline{X}_{C,\Delta}}{3} = j\omega L - j\frac{1}{3\omega C_{\Delta}}$$

En resonancia:

$$\omega_0 L = \frac{1}{3\omega_0 C_{\Delta}}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{3LC_{\Delta}}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{3LC_{\Delta}}} \quad \dots (4.180)$$

$$f_0 = kf_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{3LC_{\Delta}}} \quad \dots (4.181)$$

$$C_{eq} = 3C_{\Delta} \quad \dots (4.182)$$

Para un filtro de 5ª armónica por ejemplo, si se escoge una inductancia de 500 μH :

$$\omega_0 = 2\pi(5)(60)(0.96) = 1810 \text{ rad/s}$$

$$L = 500 \mu\text{H}$$

$$C_{\Delta} = \frac{1}{3\omega_0^2 L} = \frac{1}{3(1810)^2 (500 \cdot 10^{-6})} = 203 \mu\text{F}$$

Una vez calculados los parámetros del filtro, la impedancia de la fuente de alimentación se puede tomar en cuenta como se muestra en la figura 4.27 y en la ecuación 4.170, haciendo $L_f = L$ y $C_f = 3C_{\Delta}$, resultando:

$$|\bar{Z}| \approx \frac{\omega L_s \sqrt{[1 - 3LC_{\Delta}\omega^2]^2}}{\sqrt{[1 - (L + L_s)3C_{\Delta}\omega^2]^2}} \quad \dots (4.183)$$

Cuando se usa un reactor en un filtro como en los ejemplos anteriores, los Mvar liberados por los capacitores cambian a:

$$\text{Mvar}_{\text{filtro}} = \frac{(kV)^2}{X_C - X_L} \quad \dots (4.184)$$

Los filtros son adicionados al sistema de potencia para mejorar el factor de potencia así como el funcionamiento armónico. La adición de capacitores en derivación puede introducir picos resonantes en el sistema. El número armónico resonante (h_r) puede ser calculado usando la ecuación (Dugan y otros, 2004, Pág. 205; Natarajan, 2002, sección 8.5):

$$h_r = \sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}} = \sqrt{\frac{\text{MVA}_{SC}}{\text{Mvar}_C}} \approx \sqrt{\frac{\text{kVA}_{tx} \times 100}{\text{kvar}_{cap} \times Z_{tx} \%}} \quad \dots (4.185)$$

en donde las cantidades mostradas son a frecuencia fundamental:

h_r es el número armónico de la frecuencia resonante,

X_C es la reactancia del banco de capacitores.

X_{SC} es la reactancia de cortocircuito del sistema.

MVA_{SC} es la razón de cortocircuito del sistema.

Mvar_C es la capacidad nominal del capacitor en derivación.

kVA_{tx} son los kVA nominales del transformador reductor.

Z_{tx} Impedancia del transformador reductor.

$kvar_{cap}$ son los $kvar$ nominales del banco de capacitores.

Por ejemplo, para una carga industrial en donde la impedancia del transformador es dominante, la armónica resonante para un transformador de 1.5 MVA, con impedancia del 6%, y un banco de capacitores de 500 kvar es aproximadamente (Dugan y otros, 2004, Pág. 206):

$$h_r \approx \sqrt{\frac{1500 \times 100}{500 \times 6}} = 7.07$$

En un sistema con muchos componentes, los picos resonantes pueden predecirse usando la aproximación de escaneo de frecuencia. Por este método, un ampere de corriente se inyecta en el bus donde está conectada la fuente armónica. Las características en el dominio de la frecuencia del sistema son graficadas típicamente hasta 3 kHz. Si el valor de impedancia en alguna armónica h es menor que uno, entonces los filtros están atenuando corrientes a esa armónica. Si el valor de la impedancia es mayor que uno, entonces los filtros están amplificando esa armónica. Un valor cerca de cero en una curva de amplificación indica una resonancia en serie, éste es el valor donde una rama del filtro está entonada para suministrar máxima atenuación. Una curva de amplificación con un máximo agudo indica una resonancia en paralelo. Esto ocurre en una armónica en donde la resonancia de la red de una rama del filtro es capacitiva e igual en magnitud a la reactancia del sistema o del transformador.

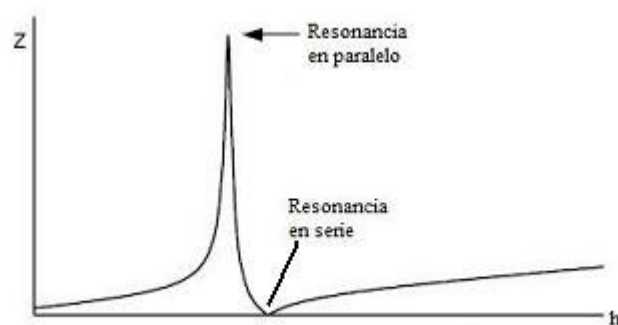


Fig. 4.42 Curva de amplificación mostrando resonancia en serie y resonancia en paralelo

Además de los filtros comentados, se pueden usar filtros pasivos en serie con la carga, frecuentemente en la forma de una inductancia en paralelo con una capacitancia. En este caso,

la inductancia y la capacitancia se entonan para presentar una alta impedancia a una frecuencia armónica seleccionada. La alta impedancia entonces bloquea sólo el flujo de corrientes armónicas a la frecuencia entonada. El filtro debería diseñarse para que a la frecuencia fundamental se presente una impedancia muy baja de manera que la corriente a frecuencia fundamental fluya sin pérdidas adicionales.

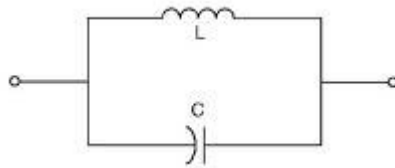


Fig. 4.43 Filtro serie típico

La frecuencia de resonancia para este filtro es:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Por ejemplo, para una tercera armónica:

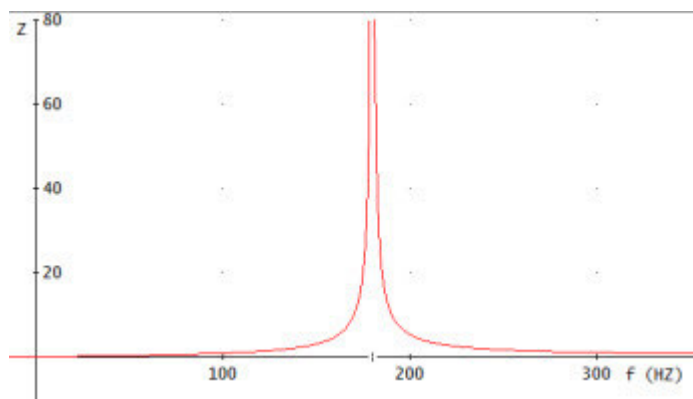
$$f_0 = 3(60) = 180 \text{ Hz}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi(180) = 1131 \text{ rad/s}$$

$$LC = \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{1}{(1131)^2} = 782 \cdot 10^{-9}$$

Si $L = 1 \text{ mH}$, $C = 782 \text{ } \mu\text{F}$.

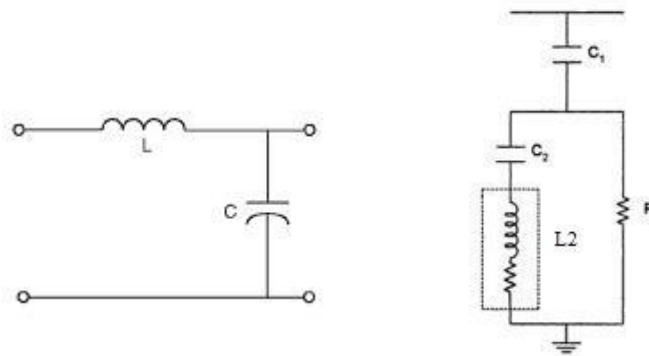
La gráfica de respuesta a la frecuencia para este filtro se muestra en la figura 4.44



$$|Z| = \left| \frac{\omega L}{\omega^2 LC - 1} \right|$$

Fig. 4.44 Gráfica de respuesta a la frecuencia de un filtro serie

Cuando se desea bloquear armónicos a partir de una frecuencia específica, por ejemplo 5^a, 7^a, 9^a, 11^a, etc, se puede hacer uso de un filtro pasabajas de banda ancha, de manera que deje pasar las corrientes a frecuencia por debajo de la 5^a y bloquee las demás corrientes armónicas. Una configuración típica de un filtro pasabajas se muestra en la figura 4.45a.



a) Filtro pasabajas

b) Filtro C

Fig. 4.45 Configuraciones típicas de filtros pasabajas y C

Los filtros C son una alternativa a los filtros pasabajas para reducir frecuencias armónicas múltiples en sistemas industriales y en compañías suministradoras. Pueden atenuar un amplio rango de frecuencias armónicas e interarmónicas de estado estacionario generadas por convertidores electrónicos, hornos de inducción, cicloconvertidores y equipo similar. El capacitor C_2 se nomina de tal manera que su reactancia capacitiva cancele a L_2 a la frecuencia fundamental, puenteando la resistencia de amortiguamiento R . Por esta razón, las pérdidas asociadas con R son prácticamente eliminadas, permitiendo que un filtro C sea sintonizado a una frecuencia baja. La respuesta a la frecuencia de un filtro C es casi idéntica a la de un filtro pasa-altas de segundo orden.

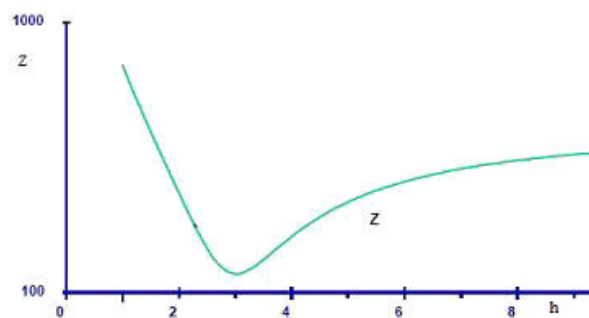


Fig. 4.46 Gráfica de respuesta a la frecuencia de un filtro C.

4.6.2 Filtros activos

Mucha investigación se ha realizado sobre filtros activos para acondicionamiento de la potencia y sus aplicaciones prácticas desde que los principios básicos de compensación fueron propuestos alrededor de 1970. En particular, los progresos recientes en la capacidad y en la velocidad de conmutación de dispositivos semiconductores de potencia tales como IGBTs ha estimulado el interés en los filtros activos para acondicionamiento de la potencia. Además, la tecnología de electrónica de potencia en el estado del arte ha permitido que los filtros activos sean puestos en uso práctico. En Japón, por ejemplo, más de un millar de filtro activos consistentes de inversores con modulación por ancho de pulso (PWM) usando IGBTs o tiristores GTO están operando exitosamente.

Las formas de onda distorsionadas pueden ser corregidas a una senoide inyectando distorsión armónica dentro del sistema, que sea igual a la distorsión causada por la carga no lineal pero de polaridad opuesta, esto es lo que hacen los filtros activos. La distorsión del voltaje es causada por las corrientes armónicas fluyendo en la impedancia del sistema. Si una corriente no lineal con polaridad opuesta es inyectada dentro del sistema, el voltaje se revertirá a una senoide.

Los filtros activos están formados por convertidores estáticos de potencia conectados en serie o en paralelo con la carga contaminante que, mediante los algoritmos de control apropiados, actúan como fuentes de corriente o de voltaje, cancelando de forma instantánea las armónicas de ambos tipos y autoadaptándose a la variación de los mismos.

Los filtros activos para acondicionamiento de la potencia suministran las siguientes funciones:

- Compensación de potencia reactiva.
- Compensación armónica, aislamiento armónico, amortiguamiento armónico, y terminación armónica.
- Compensación de voltaje o de corriente de secuencia negativa, ayudando así al balanceo de las corrientes y de los voltajes.
- Regulación del voltaje.

El término filtro activo se usa también en el campo de procesamiento de señales. Para distinguir los filtros activos en procesamiento de la potencia de los filtros activos en procesamiento de la señal, el término *filtros activos de potencia* aparece frecuentemente en la literatura técnica, sería mejor usar el término *filtros activos para acondicionamiento de la potencia*, ya que caracteriza mejor su función.

Un filtro activo representa para la red una impedancia variable que adquiere el valor óptimo necesario para facilitar la cancelación de armónicas. No está basado en una estructura rígida y es apto para formas de onda complejas cuya descripción matemática no sea sencilla, como son las que aparecen realmente en las redes eléctricas.

Varios tipos de filtros activos han sido propuestos en la literatura técnica, la clasificación de los filtros activos es realizada desde diferentes puntos de vista. Los filtros activos se dividen en filtros de CA y de CD. Los filtros activos de CD han sido diseñados para compensar corrientes y voltajes armónicos en el lado de CD de convertidores con tiristores para sistemas de HVDC, y para el eslabón de CD de un rectificador/inversor PWM para sistemas de tracción. El énfasis, sin embargo, es puesto en filtros activos de CA ya que, en la mayoría de los casos al hablar de filtros activos se implica filtros activos de CA.

Los filtros activos están siendo instalados tanto por consumidores individuales en la vecindad de una o más cargas productoras de armónicas identificadas para compensar las corrientes armónicas producidas por las mismas, como por compañías suministradoras en subestaciones y/o en alimentadores de distribución para compensar los voltajes armónicos y/o para lograr amortiguamiento armónico a través de los sistemas de distribución o para terminación armónica en alimentadores radiales.

Los filtros activos pueden clasificarse de acuerdo a la forma en que se conectan al circuito:

- Conexión paralelo.
- Conexión serie.
- Conexiones híbridas de filtros pasivos y activos.

La figura 4.47 muestra una configuración de sistema de un filtro activo en paralelo para compensación armónica de un rectificador trifásico de diodos (Akagi en Grigsby, 2006,

apartado 24.2.2), en donde el circuito principal del filtro activo consiste de un inversor trifásico PWM alimentado por voltaje y un capacitor de CD (C_d).

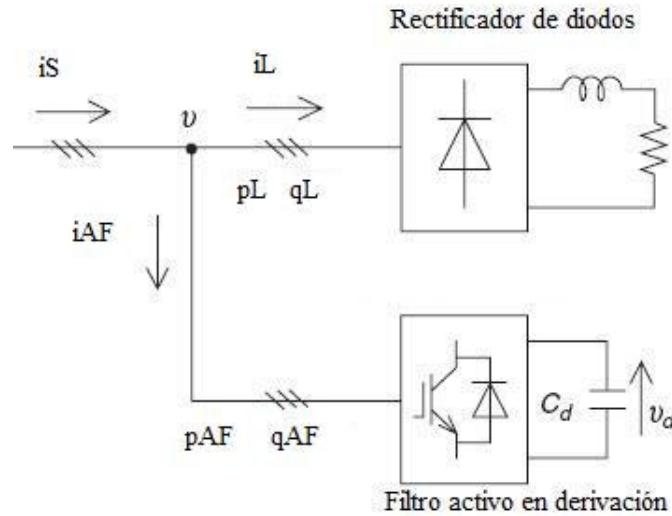


Fig. 4.47 Filtro activo conectado en paralelo con la carga

El filtro activo es controlado para extraer la corriente de compensación i_{AF} , desde la compañía, de manera que la corriente compensante cancele la corriente armónica que fluye en el lado de CA del rectificador de diodos con un inductor en el eslabón de CD. Aquí, p_{AF} y q_{AF} son las potencias trifásicas instantáneas real e imaginaria en el lado de CA del filtro activo y son usualmente extraídas de p_L y q_L . Note que p_L y q_L son las potencias trifásicas instantáneas real e imaginaria en el lado de CA de una carga productora de armónicas. Por ejemplo, cuando el filtro activo compensa para la corriente armónica producida por la carga, existe la siguiente relación:

$$p_{AF} = -\tilde{p}_L; \quad q_{AF} = -\tilde{q}_L$$

Donde $\tilde{p}_L$ y $\tilde{q}_L$ son componentes de CA de p_L y q_L respectivamente. En general, dos filtros pasa-altas en el circuito de control extraen $\tilde{p}_L$ y $\tilde{q}_L$ de p_L y q_L respectivamente.

El filtro activo extrae p_{AF} de la compañía suministradora y la libera al capacitor de CD si no se disipan pérdidas en el filtro activo. Así, p_{AF} induce fluctuaciones de voltaje en el capacitor de CD. Cuando la amplitud de p_{AF} se supone que es constante, en tanto menor sea la frecuencia de la componente de CA, mayor será la fluctuación del voltaje. El filtro activo necesita un

capacitor de CD con capacidad extremadamente grande para suprimir la fluctuación del voltaje que viene como resultado de lograr la compensación armónica de $\tilde{p}_L$. De acuerdo con Akagi, el filtro activo no es más un compensador armónico y debería ser referido como *sistema de almacenamiento de energía basado en capacitor de CD*, aunque también comenta que es impráctico actualmente. En este caso, el propósito principal del inversor PWM alimentado por voltaje es llevar a cabo una interfase entre la compañía y el voluminoso capacitor de CD.

El filtro activo parece extraer q_{AF} de la compañía suministradora, como se muestra en la figura 4.47, sin embargo, q_{AF} no realiza ninguna contribución a la transferencia de energía en el circuito trifásico. Ningún almacenamiento de energía, por tanto, es requerido al filtro activo, independiente de q_{AF} siempre que p_{AF} sea cero.

Generalmente, el filtro activo en paralelo es adecuado para compensación armónica de una fuente armónica de corriente tal como un rectificador de diodos/tiristores con un inductor en el eslabón de CD. El filtro activo en derivación tiene la capacidad de amortiguar la resonancia armónica entre un filtro pasivo existente y la impedancia de la fuente.

La figura 4. 48 muestra una configuración de sistema de un filtro activo serie. Este filtro se conecta en serie con la compañía suministradora a través de un transformador de igualación, de manera que es adecuado para compensación armónica de una fuente armónica de voltaje, tal como un rectificador de diodos de gran capacidad con un capacitor en el eslabón de CD.

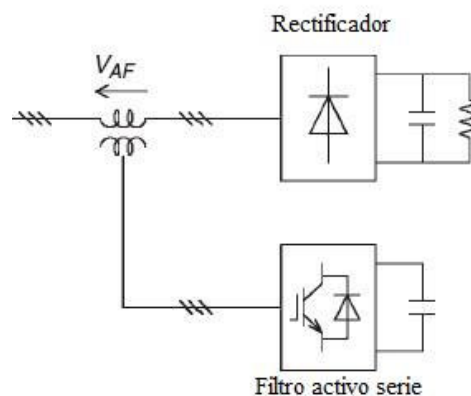


Fig. 4.48 Filtro activo serie

Un filtro activo serie integrado con un rectificador de diodos tiene las siguientes funciones (Fujita y Akagi en grigsby, 2006, sección 24.3):

- Compensación armónica del rectificador.
- Regulación del voltaje del bus común de CD.
- Amortiguamiento de la resonancia armónica entre los capacitores de comunicación conectados a través de diodos individuales y los inductores de dispersión incluyendo los inductores de línea de CA.
- Reducción del rizo de la corriente que fluye en el capacitor electrolítico del bus común de CD.

El filtro activo serie es controlado de tal manera, que presente impedancia cero a la frecuencia fundamental y actúe como un resistor con alta resistencia (kohms) para las frecuencias armónicas.

En la tabla 4.13 se muestran comparaciones entre los filtros activos serie y en paralelo (Akagi en Grigsby, 2006, sección 24.2.5.1).

Tabla 4.13 Comparación de filtros activos en paralelo y en serie.

	Filtro activo en paralelo	Filtro activo serie
Circuito de potencia del filtro activo	Inversor PWM alimentado por voltaje con lazo menor de corriente	Inversor PWM alimentado por voltaje sin lazo menor de corriente
El filtro activo actúa como:	Fuente de corriente i_{AF}	Fuente de voltaje v_{AF}
Carga productora de armónicas adecuada:	Rectificadores con diodos/tiristores con cargas inductivas, y cicloconvertidores	Rectificadores de diodos de gran capacidad con cargas capacitivas
Función adicional	Compensación de potencia reactiva	Regulación del voltaje de CA
Situación actual	Etapa comercial	Etapa de laboratorio

De la tabla 4.13 se puede ver que las funciones de un filtro activo serie son las duales de un filtro activo en paralelo.

La figura 4.49 muestra dos ejemplos de conexión híbrida de filtros pasivos y de filtros activos. El propósito principal del uso de filtros híbridos es el de reducir los costos iniciales y mejorar la eficiencia.

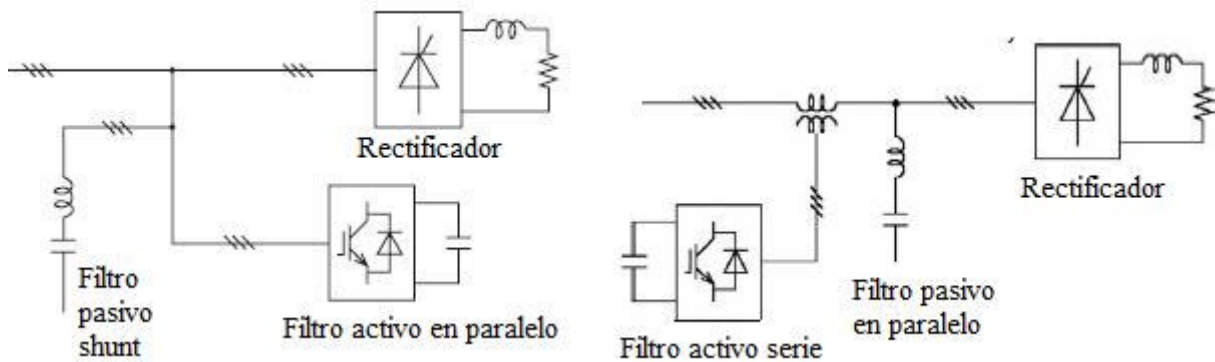


Fig. 4.49 Ejemplos de filtros híbridos pasivos/activos

Existen dos tipos de circuitos de potencia usados para filtros activos: un inversor PWM alimentado por voltaje y un inversor PWM alimentado por corriente. Son similares a los circuitos de potencia usados para alimentar ASDs, pero son diferentes en su comportamiento ya que los filtros activos actúan como fuentes de voltaje o de corriente no sinusoidal. La tendencia es quizá a usar inversores PWM alimentados por corriente debido a que tiene una mayor eficiencia y un menor costo inicial que el inversor alimentado por voltaje.

La estrategia de control de los filtros activos tiene un gran impacto no sólo en el objetivo de compensación y en los kVA requeridos del filtro, sino también en las características de filtrado en estado transitorio y en estado estacionario. Existen principalmente dos clases de estrategias de control para extraer armónicas de voltaje o de corriente de las correspondientes formas de onda distorsionada de voltajes y de corrientes: una está basada en el análisis de Fourier en el dominio de la frecuencia y la otra está basada en la teoría de Akagi-Nabae en el dominio del tiempo.

También se pueden conectar filtros activos en derivación con filtros activos serie, como se muestra en la figura 4.50. Un filtro serie bloquea las corrientes armónicas que fluyen dentro y fuera de los alimentadores de distribución. Detecta la corriente de alimentación y se controla para presentar una impedancia cero a la frecuencia fundamental y una alta resistencia a las armónicas. El filtro en derivación absorbe las armónicas de los alimentadores de alimentación y detecta el voltaje del bus en el punto de conexión. Se controla para presentar impedancia

infinita a la frecuencia fundamental y una baja impedancia a las armónicas. Las corrientes y los voltajes armónicos se extraen del sistema de alimentación en el dominio del tiempo.

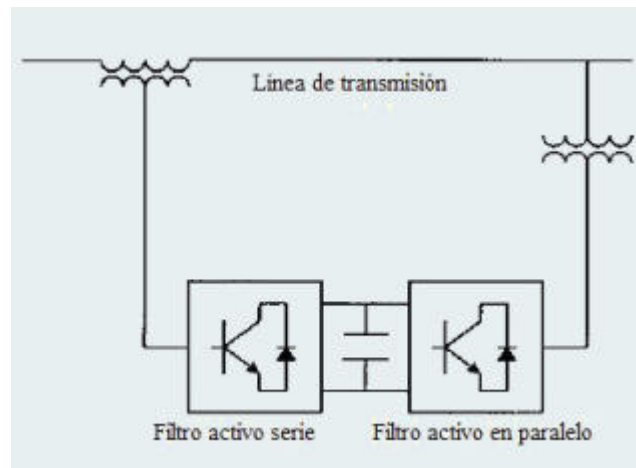


Fig. 4.50 Conexiones de un acondicionador unificado de calidad de la potencia

Tres clases de métodos de detección de armónicas en el dominio del tiempo han sido propuestos para filtros activos en paralelo que actúan como una fuente de corriente i_{AF} :

- Detección de la corriente de la carga: $i_{AF} = -I_{Lh}$
- Detección de la fuente de alimentación: $i_{AF} = K_s i_{Sh}$.
- Detección del voltaje: $i_{AF} = K_V v_h$.

La detección de la corriente de carga y de la corriente de alimentación son adecuadas para filtros activos en paralelo instalados en la vecindad de una o más cargas productoras de armónicas de consumidores individuales. La detección de voltaje es adecuada para filtros activos en paralelo que estarán dispersos en los sistemas de distribución de las compañías suministradoras, porque el filtro activo en derivación basado en la detección del voltaje es controlado de tal manera que presente impedancia infinita al circuito externo para la frecuencia fundamental, y se presente como un resistor de baja resistencia de valor $1/K_V$ (ohms) para las frecuencias armónicas.

La detección de corriente de alimentación es el método de detección de armónicas más básico para filtros activos serie actuando como una fuente de voltaje v_{AF} . El filtro activo serie basado en la detección de corriente de alimentación es controlado de tal manera que presente

impedancia cero al circuito externo para la frecuencia fundamental y se presente como un resistor con alta resistencia para las frecuencias armónicas.

Los filtros activos en paralelo han sido puestos en aplicaciones prácticas principalmente para compensación armónica, con o sin compensación de potencia reactiva. La tabla 4.14 muestra valores nominales y ejemplos de aplicación de filtros activos en derivación clasificados por objetivos de compensación.

Tabla 4.14 filtros activos en base comercial en Japón

Objetivo	Valor nominal	Dispositivos de conmutación	Aplicaciones
Compensación armónica con o sin compensación de corriente reactiva/corriente de secuencia negativa	10 kVA – 2 MVA	IGBTs	Rectificadores de diodos/tiristores y cicloconvertidores para cargas industriales.
Compensación de flicker de voltaje	5 MVA – 50 MVA	Tiristores GTO	Hornos de arco
Regulación de voltaje	40 MVA – 60 MVA	Tiristores GTO	Trenes bala en Japón

Las aplicaciones de los filtros activos en derivación se están expandiendo, no sólo en la industria y en compañías de suministro, sino también en edificios de oficinas, hospitales, compañías suministradoras de agua y de materiales rodantes (Rolling stock). Actualmente los inversores PWM alimentados por voltaje usando módulos IGBT son usualmente empleados como los circuitos de potencia de filtros activos en un rango de 10 kVA a 2 MVA, y se usan capacitores de CD como las componentes de almacenamiento de energía.

Capítulo 5

Estándares sobre calidad de la energía

El creciente interés en la Calidad de la Energía es visible, entre otras cosas, por el gran número de publicaciones sobre el tema. Un buen número de estándares se han desarrollado durante los años pasados y más vienen en camino.

Muchas organizaciones han desarrollado estándares para tratar con aspectos relacionados con la calidad de la energía. Estas organizaciones incluyen, pero no están limitadas a:

- IEC: International Electrotechnical Commission (Normas IEC).
- IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers (Estándares IEEE).
- CENELEC: European Committee for Electrotechnical Standardization (Normas EN).
- ANSI: American National Standards Institute (Normas ANSI).

Actualmente los estándares relacionados con la calidad de la energía más aceptados a nivel internacional vienen de la IEC y del IEEE.

5.1 Estándares IEEE

Algunos de los estándares publicados por el IEEE relacionados con la Calidad de la Potencia son los siguientes:

- IEEE Std 141-1993, *Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plants*, alias [El libro rojo] *the Red Book*. En este estándar se presenta un análisis profundo de las consideraciones básicas en un sistema eléctrico. Se proporcionan guías sobre el diseño, la construcción y la continuidad de un sistema eléctrico para lograr la seguridad de la vida y la preservación de la propiedad; confiabilidad; simplicidad de operación; regulación del voltaje en la utilización de equipo dentro de las tolerancias bajo todas las condiciones de carga; cuidado y mantenimiento; y flexibilidad para permitir el desarrollo y la expansión.

- IEEE Std 142-2007, *Recommended Practice for Grounding of Industrial and Commercial Power Systems*, alias [El libro verde] *the Green Book*. Presenta una investigación profunda de los problemas de puesta a tierra y los métodos para resolver estos problemas. Existe un capítulo separado para la puesta a tierra de equipo sensitivo.
- IEEE Std 241-1990, *IEEE Recommended Practice for Electric Power Systems in Commercial Buildings* alias [El libro gris] *the Gray Book*. Este libro suministra información extensa de cada uno de los diversos temas involucrados al planear el sistema de potencia de una estructura comercial modernizada. Este estándar alerta al ingeniero electricista o al diseñador de los muchos problemas encontrados al diseñar sistemas eléctricos para edificios comerciales. Se presenta información sobre los requerimientos de la carga, fuentes de potencia y sistemas de distribución, sistemas supervisorios, sistemas programados, y sistemas de seguridad, y edificios de ocupación especializada.
- IEEE Std 242-2001, *Recommended Practice for Protection and Coordination of Industrial and Commercial Power Systems*, alias [El libro beige] *the Buff Book*. Trata con la selección, aplicación y coordinación adecuadas de los componentes que constituyen la protección del sistema para plantas industriales y edificios comerciales.
- IEEE Std 399-1997. *IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power Systems Analysis* alias [el libro café] *Brown Book*.
- IEEE Std 446-1995, *Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications*, alias [El libro naranja] *the Orange Book*. Prácticas de ingeniería recomendadas para la selección y aplicación de sistemas de potencia de emergencia y de reserva. Provee a los diseñadores, operadores y propietarios de instalaciones con guías para asegurar potencia ininterrumpida, virtualmente libre de desviaciones de frecuencia y de depresiones del voltaje, impulsos y transitorios.
- IEEE Std 487-2007. *IEEE Recommended Practice for the Protection of Wire Line Communications Facilities Serving Electric Power Stations*. Este documento cubre: el ambiente del lugar de alimentación eléctrica, aparatos de protección, tipos de servicio, confiabilidad, clasificaciones de objetivo de funcionamiento de servicio,

consideraciones de transmisión, teoría y filosofía de la protección, configuraciones de protección, instalación e inspección, y seguridad.

- IEEE Std 493-2007, *Recommended Practice for Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems*, alias [El libro dorado] *the Gold Book*. Se presentan los fundamentos del análisis de confiabilidad de la manera en que se aplican a la planeación y diseño de sistemas de distribución industrial y comercial. Se incluyen conceptos básicos de análisis de confiabilidad por medio de métodos probabilísticos, fundamentos de la evaluación de la confiabilidad de un sistema de potencia, evaluación económica de la confiabilidad, datos de confiabilidad del equipo, ejemplos de análisis de confiabilidad. También se tocan temas como potencia de emergencia y de reserva, mantenimiento eléctrico preventivo, y evaluación y mejora de la confiabilidad de las plantas existentes.
- IEEE Std 518-1982. *IEEE Guide for the Installation of Electrical Equipment to Minimize Noise Inputs to Controllers from External Sources* (Reafirmado en 1996).
- IEEE Std 519-1992, *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. Esta guía se aplica a todos los tipos de convertidores estáticos de potencia usados en sistemas industriales y comerciales. Los problemas involucrados en el control de armónicas y en la compensación reactiva de tales convertidores también se tocan y se proporciona una guía de aplicación. Se recomiendan límites para los disturbios al sistema de distribución que afectan a otros equipos y a las comunicaciones. Esta guía no pretende cubrir el efecto de la interferencia a frecuencias de radio.
- IEEE P519A, *Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems*.
- IEEE Std 602-2007 / *IEEE Recommended Practice for Electric Systems in Health Care Facilities* alias [El libro blanco] *the White Book*. Proporciona recomendaciones para el diseño y operación de sistemas eléctricos en instalaciones para el cuidado de la salud, comprendiendo edificios o parte de edificios que contienen hospitales, clínicas, oficinas dentales e instalaciones de cuidado residencial.
- IEEE Std 739-1995. *IEEE Recommended Practice For Energy Management In Industrial And Commercial Facilities* alias [el libro de bronce] *The Bronze Book*. Esta práctica recomendada sirve como una guía de ingeniería para usarse en diseño eléctrico

para conservación de la energía. Suministra una práctica de diseño estándar para ayudar a los ingenieros a evaluar opciones eléctricas desde un punto de vista de la energía. Establece técnicas y procedimientos para permitir la optimización de la eficiencia en el diseño y operación de un sistema eléctrico considerando todos los aspectos: seguridad, costos, ambiente, necesidades de la administración, etc.

- IEEE Std 929-2000, *Recommended Practice for Utility Interface of Residential and Intermediate Photovoltaic (PV) Systems*. Esta práctica recomendada contiene guías relacionadas con el equipo y las funciones necesarias para lograr operación compatible de los sistemas fotovoltaicos (PV) que se conectan en paralelo con la compañía eléctrica. Incluye factores relacionados con la seguridad del personal, protección del equipo, calidad de la potencia, y operación del sistema de suministro.
- IEEE Std 1001-1988. *IEEE guide for interfacing dispersed storage and generation facilities with electric utility systems*. El propósito de esta guía es alertar a las compañías eléctricas, a los fabricantes de equipo de generación y almacenamiento disperso (DSG), consultores, contratistas y propietarios y operadores DSG de la preocupación ingenieril inherente al operar generadores dispersos en paralelo con sistemas de suministro, para describir las técnicas de construcción de interfase adecuadas y los procedimientos de operación para esos generadores, enfatizando los aspectos de seguridad involucrados, llamando la atención sobre los posibles impactos de la DSG sobre los consumidores de la compañía.
- IEEE Std 1035-1989. *IEEE recommended practice: test procedure for utility-interconnected static power converters*. Este procedimiento de prueba es una práctica recomendada para probar convertidores estáticos de potencia interconectados a compañías de suministro eléctrico. El procedimiento de prueba se aplica a unidades monofásicas y trifásicas nominadas desde 1 kW hasta 500 kW y puede ser aplicado también, en principio, a unidades mayores. El objetivo de este procedimiento de prueba es la medición de los parámetros eléctricos en las terminales de CA del convertidor de potencia.
- IEEE Std 1050-2004. *IEEE Guide for Instrumentation and Control Equipment Grounding in Generating Stations*. Se identifican métodos de puesta a tierra de equipo de instrumentación y de control para lograr a la vez un nivel adecuado de protección

para el personal y para el equipo, e inmunidad contra el ruido eléctrico para referencias de señal a tierra en estaciones generadoras.

- IEEE Std 1100-2005, *Recommended Practice for Powering and Grounding Sensitive Electronic Equipment*, alias [El libro Esmeralda] *the Emerald Book*. Prácticas recomendadas de diseño, instalación y prácticas de mantenimiento para alimentación y puesta a tierra de equipo electrónico sensitivo usado en instalaciones industriales y comerciales. Se incluye tanto el control del ruido relacionado con la potencia como el control del ruido relacionado con señales.
- IEEE Std 1159-1995, *Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. Se cubre el monitoreo de la calidad de la potencia eléctrica de sistemas de potencia de CA, definiciones de terminología de calidad de potencia, impacto de la calidad deficiente de la potencia sobre el equipo de la compañía suministradora y del consumidor y la medición del fenómeno electromagnético. Capítulos clave son: Objetivos del monitoreo, instrumentos de medición, técnicas de aplicación del monitoreo, interpretación de los resultados del monitoreo.
 - IEEE Std 1159.1-2003. *Guide For Recorder and Data Acquisition Requirements for Characterization of Power Quality Events*. (En preparación)
 - IEEE Std 1159.2-2003. *Power Quality Event Characterization*. (En preparación).
 - IEEE Std 1159.3-2003. *Recommended Practice for the Transfer of Power Quality Data*. Esta práctica recomendada define un formato de archive adecuado para intercambiar mediciones y datos de simulación relacionados con calidad de la potencia de una manera independiente del vendedor. El formato está diseñado para representar todos los fenómenos de calidad de la potencia identificados en el estándar IEEE std 1159-1995, otros datos de medición relacionados con potencia y se puede extender a otros tipos de datos.
- IEEE Std 1250-1995. *Guide for Service to Equipment Sensitive to Momentary Voltage Disturbances*. Se describen los disturbios momentáneos del voltaje que ocurren en los sistemas de distribución y de utilización de CA, sus efectos potenciales sobre el equipo

sensitivo del usuario, y se proporcionan guías para la mitigación de estos efectos. También se discuten los límites de distorsión armónica.

- IEEE Std 1346-1998. *Recommended Practice for Evaluating Electric Power System Compatibility with Electronic Process Equipment*. Se recomienda una metodología estándar para el análisis técnico y financiero de la compatibilidad de las depresiones del voltaje entre equipo de proceso y el sistema de potencia. La metodología presentada se pretende que sea usada como una herramienta de planeación para cuantificar el ambiente de las depresiones del voltaje y la sensibilidad del proceso. Muestra cómo pueden ser evaluadas alternativas técnicas y financieras. No se incuyen límites de funcionamiento para sistemas de suministro, sistemas de distribución o para equipo de proceso.
- IEEE Std 1459-2000, *IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. Es un estándar para definiciones usadas para la medición de cantidades de potencia eléctrica bajo condiciones sinusoidales, no sinusoidales, balanceadas y desbalanceadas. Lista las expresiones matemáticas que se usaron en el pasado así como nuevas expresiones, y explica las características de las nuevas definiciones.
- IEEE Std 1547-2003. *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*. Este estándar establece criterios y requerimientos para la interconexión de recursos distribuidos (DR) con sistemas eléctricos de potencia.
 - IEEE Std 1547.1-2005. *Standard for Conformance Tests Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*.
 - IEEE P1547.2. *Draft Application Guide for IEEE 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*.
 - IEEE 1547.3-2007. *Guide For Monitoring, Information Exchange, and Control of Distributed Resources Interconnected with Electric Power Systems*.
 - IEEE P1547.4. *Draft Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems*.
 - IEEE P1547.5. *Draft Technical Guidelines for Interconnection of Electric Power Sources Greater than 10 MVA to the Power Transmission Grid*.

- IEEE P1547.6. *Draft Recommended Practice For Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems Distribution Secondary Networks.*
- IEEE Std C57.110-1998. *IEEE recommended practice for establishing transformer capability when supplying nonsinusoidal load currents.* Se desarrollan métodos para evaluar conservativamente la factibilidad de alimentar Corrientes de carga no sinusoidales adicionales para un transformador instalado existente tipo seco o lleno de líquido, como una porción de la carga total. Se clarifica la información de aplicación necesaria para ayudar a especificar adecuadamente un transformador nuevo que se espera lleve una carga, una porción de la cual está compuesta de corrientes no sinusoidales. Se presentan algunos ejemplos ilustrando estos métodos y cálculos.
- IEEE Std C62.34-1996 (R2001). *Standard for Performance of Low-Voltage Surge-Protective Devices (Secondary Arresters).*
- IEEE Std C62.62-2000. *IEEE Standard Test Specifications for Surge Protective Devices for Low-Voltage AC Power Circuits.*
- IEEE Std C62.41-1991 (R1995). *IEEE Recommended Practice on Surge Voltages in Low-Voltage AC Power Circuits.* El estándar C62.41 es reemplazado por los estándares C62.41.1-2002 y C62.41.2-2002. Se suministra una base práctica para la selección de las pruebas de voltaje y corriente a ser aplicadas al evaluar la capacidad para soportar transitorios del equipo conectado a los circuitos de potencia de la compañía suministradora, principalmente en aplicaciones residenciales, comerciales y de la industria ligera. La práctica recomendada cubre el origen de los voltajes transitorios, la razón de ocurrencia y los niveles de voltaje en circuitos no protegidos, formas de onda de voltajes transitorios representativos, energía y fuente, e impedancia. Se definen tres categorías de lugar, de acuerdo a su posición relativa desde la entrada de servicio del edificio. Para cada categoría se describen formas de onda representativas de voltaje y corriente transitorios, organizados en dos formas de onda estándar recomendadas y tres formas de onda adicionales.
 - IEEE Std C62.41.1-2002. *Guide on the Surge Environment in Low-Voltage (1000 V and Less) AC Power Circuits.*
 - IEEE Std C62.41.2-2002. *Recommended Practice on Characterization of Surges in Low-Voltage (1000 V and Less) AC Power Circuits.*

- IEEE Std C62.48-1995. *IEEE Guide on Interactions Between Power System Disturbances and Surge-Protective Devices.*
- IEEE Std C62.45-2002. *IEEE Recommended Practice on Surge Testing for Equipment Connected to Low-Voltage (1000 V and Less) AC Power Circuits.*
- IEEE Std C62.72-2007. *IEEE Guide for the Application of Surge-Protective Devices for Low-Voltage (1000 V or Less) AC Power Circuits.*
- IEEE Std C62.64-1997. *IEEE Standard Specifications for Surge Protectors Used in Low-Voltage Data, Communications, and Signaling.*
- IEEE Std C62.43-1999. *IEEE Guide for the Application of Surge Protectors Used in Low-Voltage (Equal to or less than 1000 V rms or 1200 Vdc) Data, Communications, and Signaling Circuits.*
- IEEE Std C62.36-2000. *Standard Test Methods for Surge Protectors Used in Low-Voltage Data, Communications, and Signaling Circuits.*
- IEEE Std C62.38-1994. *IEEE Guide on Electrostatic Discharge (ESD): ESD Withstand Capability Evaluation Methods (for Electronic Equipment Subassemblies).*
- IEEE Std C62.31-1987 (R1998). *Standard Test Specifications for Gas-Tube Surge-Protective Devices.*
- IEEE Std C62.32-1981 (R2004). *Standard Test Specifications for Low-Voltage Air Gap Surge-Protective Devices (Excluding Valve and Expulsion Type Devices).*
- IEEE Std C62.33-1982 (R1994). *Standard Test Specifications for Varistor Surge-Protective Devices.*
- IEEE Std C62.35-1987 (R1993). *Standard Test Specifications for Avalanche Junction Semiconductor Surge Protective Devices.*
- IEEE Std C62.37-1996 (R2002). *IEEE Standard Test Specification for Thyristor Diode Surge Protective Devices.*
 - IEEE Std C62.37.1-2000. *IEEE Guide for the Application of Thyristor Surge Protective Devices.*
- IEEE Std C62.42-1992 (R1999). *IEEE Guide for the Application. of Gas Tube and Air Gap Arrester Low-Voltage (Equal to or Less than 1000 Vrms or 1200 Vdc) Surge-Protective Devices.*

- IEEE Std. C62.42-2005. *IEEE Guide for the Application of Component Surge-Protective Devices for Use in Low-Voltage [Equal to Or Less Than 1000 V (ac) Or 1200 V (dc)] Circuits.*
- IEEE P1346 (D3-1996). *Electric Power System Compatibility with Electronic Process Equipment.* El propósito de este documento es recomendar una metodología estándar para el análisis técnico y económico de la compatibilidad del equipo de proceso con el sistema eléctrico de potencia. El documento no intenta establecer límites de funcionamiento para sistemas de suministro, sistemas de distribución de potencia o equipo electrónico de proceso. El documento muestra cómo los datos de funcionamiento para cada una de estas entidades pueden ser analizados para evaluar su compatibilidad en términos económicos.
- IEEE P1409(D11.1-2004). *Guide for Application of Power Electronics for Power Quality Improvement on Distribution Systems Rated 1 kV through 38 kV.* Guías y funcionamiento esperado para la aplicación de equipo basado en electrónica de potencia en sistemas de distribución de compañías suministradoras para mejorar la calidad y el control de la potencia en los sistemas de distribución.
- IEEE P1433/D5A. *A Draft Standard Glossary of Power Quality Terminology.* (En preparación).
- IEEE P1453, *Voltage Flicker.* (En preparación). Práctica recomendada para establecer límites y un protocolo de medición para las fluctuaciones del voltaje (flicker). Se ha solicitado al grupo de trabajo P1453 cambiar el título a *Voltage fluctuations* para coordinar mejor con otras definiciones.
- IEEE P1564. *Voltage Sag Indices.* El propósito es desarrollar una guía para identificar índices útiles de depresiones de voltaje para consumidores. La guía identificará el método para calcular tales índices. Los índices se pretende sean aplicados a subestaciones de distribución, circuitos y regiones definidas.

La tabla 5.1 muestra los estándares más relevantes del IEEE relacionados con los principales eventos de la calidad de la potencia, mientras que la tabla 5.2 muestra los estándares IEC.

Tabla 5.1 Estándares IEEE relevantes para la calidad de la energía por campo de cobertura.

Campo de cobertura	Estándares relevantes
Armónicas	IEEE Std C57.110, IEEE Std 519, IEEE Std 929
Disturbios	ANSI C62.41, IEEE Std 1100, IEEE Std 1250
Equipo de mitigación	IEEE Std 446, IEEE Std 1035, IEEE Std 1250
Interfase con la compañía	IEEE Std 446, IEEE Std 1001, IEEE Std 1035
Monitoreo	IEEE Std 1100, IEEE Std 1159
Inmunidad de la carga	IEEE Std 141, IEEE Std 446, IEEE Std 1100

Tabla 5.2 Estándares IEC relevantes para la calidad de la energía por campo de cobertura

Campo de cobertura	Estándares relevantes
Definiciones y metodología	61000-1-X
Ambiente	61000-2-X
Límites	61000-3-X
Pruebas y mediciones	61000-4-X
Instalación y mitigación	61000-5-X
Inmunidad genérica y emisiones	61000-6-X

5.2 Estándares IEC

Como se comentó en los capítulos anteriores, la IEC más que hablar de calidad de la potencia o de la energía, ha desarrollado normas sobre compatibilidad electromagnética.

Algunos estándares IEC relacionados con la calidad de la energía eléctrica incluyen:

- IEC 60038. Edición 6.2, 2002. *IEC standard voltages*.
- IEC 60050. *Vocabulario electrotécnico internacional*.
 - IEC 60050-161. Edición 1, 1990. *International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility*.
 - IEC 60050-161-am1. Edición 1, 1997. *Amendment 1 - International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility*.

- IEC 60050-161-am2. Edición 1, 1998. *Amendment 2 - International Electrotechnical Vocabulary. Chapter 161: Electromagnetic compatibility.*
- IEC 60050-195. Edición 1, 1998. *International Electrotechnical Vocabulary - Part 195: Earthing and protection against electric shock.*
- IEC 60050-195-am1. Edición 1, 2001. *Amendment 1 - International Electrotechnical Vocabulary - Part 195: Earthing and protection against electric shock.*
- IEC 60050-300. Edición 1, 2001. *International Electrotechnical Vocabulary - Electrical and electronic measurements and measuring instruments - Part 311: General terms relating to measurements - Part 312: General terms relating to electrical measurements - Part 313: Types of electrical measuring instruments - Part 314: Specific terms according to the type of instrument.*
- IEC 60050-551-20. Edición 1, 2001. *International Electrotechnical Vocabulary - Part 551-20: Power electronics - Harmonic analysis.*
- IEC 60050-826. Edición 2, 2004. *International Electrotechnical Vocabulary - Part 826: Electrical installations.*
- IEC 60099. *Surge arresters.* Surge arrester: Dispositivo diseñado para proteger los aparatos eléctricos contra sobrevoltajes transitorios grandes y para limitar la duración y frecuentemente la amplitud de la corriente residual (follow-on current).
 - IEC 60099-1. Consolidated Edition 3.1, 1999. *Surge arresters - Part 1: Non-linear resistor type gapped surge arresters for a.c. systems.*
 - IEC 60099-1-am1. Edición 3, 1999. *Amendment 1 - Surge arresters - Part 1: Non-linear resistor type gapped arresters for a.c. systems.*
 - IEC 60099-4. Consolidated Edition 2.1 (incluye modificación 1), 2006. *Surge arresters - Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for a.c. systems.*
 - IEC 60099-5. Consolidated Edition 1.1 (incluye modificación 1), 2000. *Surge arresters - Part 5: Selection and application recommendations.*
 - IEC 60099-6. Edición 1, 2002. *Surge arresters - Part 6: Surge arresters containing both series and parallel gapped structures - Rated 52 kV and less.*

- IEC 60146. *Semiconductor Convertors*. Convertor: Un conjunto de equipo, estático o giratorio, para convertir un tipo de corriente eléctrica a otro tipo diferente en naturaleza, voltaje y/o frecuencia.
 - IEC 60146-1-1. Edición 3, 1991. *Semiconductor convertors - General requirements and line commutated convertors - Part 1-1: Specifications of basic requirements*.
 - IEC 60146-1-1-am1. Edición 3, 1991. *Amendment 1 - Semiconductor convertors - General requirements and line commutated convertors - Part 1-1: Specifications of basic requirements*.
 - IEC 60146-1-2. Edición 3, 1991. *Semiconductor convertors - General requirements and line commutated convertors - Part 1-2: Application guide*.
 - IEC 60146-1-3. Edición 3, 1991. *Semiconductor convertors - General requirements and line commutated convertors - Part 1-3: Transformers and reactors*.
 - IEC 60146-2. Edición 2, 2005. *Semiconductor converters - Part 2: Self-commutated semiconductor converters including direct d.c. converters*.
- IEC 60364. *Instalaciones eléctricas*.
 - IEC 60364-1. Edición 5, 2005. *Low-voltage electrical installations - Part 1: Fundamental principles, assessment of general characteristics, definitions*.
 - IEC 60364-4-41. Edición 5, 2005. *Low-voltage electrical installations - Part 4-41: Protection for safety - Protection against electric shock*.
 - IEC 60364-4-42. Edición 2, 2001. *Electrical installations of buildings - Part 4-42: Protection for safety - Protection against thermal effects*.
 - IEC 60364-4-43. Edición 3, 2008. *Low-voltage electrical installations - Part 4-43: Protection for safety - Protection against overcurrent*.
 - IEC 60364-4-44. Edición 2, 2007. *Low-voltage electrical installations - Part 4-44: Protection for safety - Protection against voltage disturbances and electromagnetic disturbances*.
 - IEC 60364-5-51. Edición 5, 2005. *Electrical installations of buildings - Part 5-51: Selection and erection of electrical equipment - Common rules*.

- IEC 60364-5-52. Edición 5, 2005. *Electrical installations of buildings - Part 5-52: Selection and erection of electrical equipment - Wiring systems.*
- IEC 60364-5-53 (incluye la modificación 1). Consolidated Edition 3.1, Edición 3.1, 2002. *Electrical installations of buildings - Part 5-53: Selection and erection of electrical equipment - Isolation, switching and control.*
- IEC 60364-5-54. Edición 2, 2002. *Electrical installations of buildings - Part 5-54: Selection and erection of electrical equipment - Earthing arrangements, protective conductors and protective bonding conductors.*
- IEC 60364-5-55. Consolidated Edition 1.2 (incluye modificaciones 1 y 2), 2008. *Electrical installations of buildings - Part 5-55: Selection and erection of electrical equipment - Other equipment.*
- IEC 60364-7-712. Edición 1, 2002. *Electrical installations of buildings - Part 7-712: Requirements for special installations or locations - Solar photovoltaic (PV) power supply systems.*
- IEC 61000. *Compatibilidad electromagnética.*
 - IEC/TS 61000-1-2. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1-2: General - Methodology for the achievement of functional safety of electrical and electronic systems including equipment with regard to electromagnetic phenomena.*
 - IEC/TR 61000-1-4. Edición 1, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1-4: General - Historical rationale for the limitation of power-frequency conducted harmonic current emissions from equipment, in the frequency range up to 2 kHz.*
 - IEC/TR 61000-1-5. Edición 1, 2004. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 1-5: General - High power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems.*
 - IEC 61000-2-1. Edición 1, 1990. *Electromagnetic compatibility (EMC) Part 2: Environment Section 1: Description of the environment - electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems.*

- IEC 61000-2-2. Edición 2, 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems.*
- IEC 61000-2-4. Edición 2, 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances.*
- IEC 61000-2-7. Edición 1, 1998. *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 7: Low Frequency Magnetic Fields in Various Environments.*
- IEC/TR 61000-2-8. Edición 1, 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-8: Environment - Voltage dips and short interruptions on public electric power supply systems with statistical measurement results.*
- IEC 61000-2-9. Edición 1, 1996. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 9: Description of HEMP environment - Radiated disturbance. Basic EMC publication.*
- IEC 61000-2-10. Edición 1, 1998. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-10: Environment - Description of HEMP environment - Conducted disturbance.*
- IEC 61000-2-11. Edición 1, 1999. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-11: Environment - Classification of HEMP environments.*
- IEC 61000-2-12. Edición 1, 2003. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-12: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public medium-voltage power supply systems.*
- IEC 61000-2-13. Edición 1, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-13: Environment - High-power electromagnetic (HPEM) environments - Radiated and conducted.*
- IEC 61000-2-14. Edición 1, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-14: Environment - Overvoltages on public electricity distribution networks.*
- IEC 61000-3-2. Edición 3, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase).*

- IEC 61000-3-3. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-3: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current ≤ 16 A per phase and not subject to conditional connection.*
- IEC 61000-3-4. Edición 1, 1998. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.*
- IEC/TR 61000-3-6. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) — Part 3-6: Limits — Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems.*
- IEC 61000-3-7. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-7: Limits - Assessment of emission limits for the connection of fluctuating installations to MV, HV and EHV power systems.*
- IEC 61000-3-8. Edición 1, 1997. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 8: Signalling on low-voltage electrical installations - Emission levels, frequency bands and electromagnetic disturbance levels.*
- IEC 61000-3-11. Edición 1, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-11: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems - Equipment with rated current ≤ 75 A and subject to conditional connection.*
- IEC 61000-3-12. Edición 1, 2004. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current > 16 A and ≤ 75 A per phase.*
- IEC 61000-3-13. Edición 1, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-13: Limits - Assessment of emission limits for the connection of unbalanced installations to MV, HV and EHV power Systems.*
- IEC 61000-4-1. Edición 3, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-1: Testing and measurement techniques - Overview of IEC 61000-4 series.*
- IEC 61000-4-2. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test.*

- IEC 61000-4-3. Consolidated Edison 3.1 (incluye modificación 1). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-3: Testing and measurement techniques - Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test.*
- IEC 61000-4-4. Edición 2, 2004. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test.*
- IEC 61000-4-5. Edición 2, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test.*
- IEC 61000-4-6. Edición 3, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-6: Testing and measurement techniques - Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields.*
- IEC 61000-4-7. Edición 2, 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.*
- IEC 61000-4-8. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2001. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-8: Testing and measurement techniques - Power frequency magnetic field immunity test.*
- IEC 61000-4-9. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2001. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-9: Testing and measurement techniques - Pulse magnetic field immunity test.*
- IEC 61000-4-10. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2001. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-10: Testing and measurement techniques - Damped oscillatory magnetic field immunity test.*
- IEC 61000-4-11. Edición 2, 2004. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-11: Testing and measurement techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests.*
- IEC 61000-4-12. Edición 2, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-12: Testing and measurement techniques - Ring wave immunity test.*

- IEC 61000-4-13. Edición 1, 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-13: Testing and measurement techniques - Harmonics and interharmonics including mains signalling at a.c. power port, low frequency immunity tests.*
- IEC 61000-4-14. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-14: Testing and measurement techniques - Voltage fluctuation immunity test.*
- IEC 61000-4-15. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2003. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 15: Flickermeter - Functional and design specifications.*
- IEC 61000-4-16. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-16: Testing and measurement techniques - Test for immunity to conducted, common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz.*
- IEC 61000-4-17. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1), 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-17: Testing and measurement techniques - Ripple on d.c. input power port immunity test.*
- IEC 61000-4-18. Edición 1, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-18: Testing and measurement techniques - Damped oscillatory wave immunity test.*
- IEC 61000-4-20. Consolidated Edison 1.1 (incluye modificación 1). 2007. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-20: Testing and measurement techniques - Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides.*
- IEC 61000-4-21. Edición 1, 2003. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-21: Testing and measurement techniques - Reverberation chamber test methods.*
- IEC 61000-4-23. Edición 1, 2000. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-23: Testing and measurement techniques - Test methods for protective devices for HEMP and other radiated disturbances.*

- IEC 61000-4-24. Edición 1, 1997. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 24: Test methods for protective devices for HEMP conducted disturbance - Basic EMC Publication.*
- IEC 61000-4-25. Edición 1, 2001. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-25: Testing and measurement techniques - HEMP immunity test methods for equipment and Systems.*
- IEC 61000-4-27. Edición 1, 2000. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-27: Testing and measurement techniques - Unbalance, immunity test.*
- IEC 61000-4-28. Consolidated Edition 1.1 (incluye modificación 1). 2002. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-28: Testing and measurement techniques - Variation of power frequency, immunity test.*
- IEC 61000-4-29. Edición 1, 2000. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-29: Testing and measurement techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations on d.c. input power port immunity tests.*
- IEC 61000-4-30. Edición 2, 2008. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods.*
- IEC 61000-4-33. Edición 1, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-33: Testing and measurement techniques - Measurement methods for high-power transient parameters.*
- IEC 61000-4-34. Edición 1, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-34: Testing and measurement techniques - Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests for equipment with input current more than 16 A per phase.*
- IEC/TR 61000-5-1. Edición 1, 1996. *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 5: Installation and Mitigation Guidelines - Section 1: General Considerations Basic EMC Publication.*
- IEC 61000-5-2. Edición 1, 1997. *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 5: Installation and Mitigation Guidelines - Section 2: Earthing and Cabling.*

- IEC 61000-5-5. Edición 1, 1996. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 5: Installation and mitigation guidelines - Section 5: Specification of protective devices for HEMP conducted disturbance. Basic EMC Publication.*
- IEC 61000-5-7. Edición 1, 2001. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 5-7: Installation and mitigation guidelines - Degrees of protection provided by enclosures against electromagnetic disturbances (EM code).*
- IEC 61000-6-1. Edición 2, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-1: Generic standards - Immunity for residential, commercial and light-industrial environments.*
- IEC 61000-6-2. Edición 2, 2005. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-2: Generic standards - Immunity for industrial environments.*
- IEC 61000-6-3. Edición 2, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-3: Generic standards - Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments.*
- IEC 61000-6-4. Edición 2, 2006. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-4: Generic standards - Emission standard for industrial environments.*
- IEC 61000-6-6. Edición 1, 2003. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 6-6: Generic standards - HEMP immunity for indoor equipment.*
- IEC 61400-21. Edición 2, 2008. *Wind turbines - Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines.*
- IEC 61643. *Dispositivos de protección contra sobrevoltaje transitorio (SPD: surge protective device) para bajo voltaje.*
 - IEC 61643-1. Edición 2, 2005. *Low-voltage surge protective devices - Part 1: Surge protective devices connected to low-voltage power distribution systems - Requirements and tests.*
 - IEC 61643-12. Edición 2, 2008. *Low-voltage surge protective devices - Part 12: Surge protective devices connected to low-voltage power distribution systems - Selection and application principles.*
 - IEC 61643-21. Edición 1, 2000. *Low voltage surge protective devices - Part 21: Surge protective devices connected to telecommunications and signalling networks - Performance requirements and testing methods.*

- IEC 61643-22. Edición 1, 2004. *Low-voltage surge protective devices - Part 22: Surge protective devices connected to telecommunications and signalling networks - Selection and application principles.*
- IEC 61643-311. Edición 1, 2001. *Components for low-voltage surge protective devices - Part 311: Specification for gas discharge tubes (GDT).*
- IEC 61643-321. Edición 1, 2001. *Components for low-voltage surge protective devices - Part 321: Specifications for avalanche breakdown diode (ABD).*
- IEC 61643-331. Edición 1, 2003. *Components for low-voltage surge protective devices - Part 331: Specification for metal oxide varistors (MOV).*
- IEC 61643-341. Edición 1, 2001. *Components for low-voltage surge protective devices - Part 341: Specification for thyristor surge suppressors (TSS).*
- IEC/TRF 61643-21. Edición 1, 2005. Esta forma de reporte de prueba aplica a IEC 61643-21:2000.
- IECEN/TRF 61643-1. Edición 3, 2007. Esta forma de reporte de prueba aplica a IEC 61643-1:2005 (Segunda Edición) y/o EN 61643-11:2002 + A11:2007.
- IECEN/TRF 61643-1. Edición 1, 2002. Este formato de reporte de prueba aplica a IEC 61643-1:1998 + A1:2001 y EN 61643-11:2001.
- IECEN/TRF 61643-1. Edición 2, 2005. Esta forma de reporte aplica a IEC 61643-1:2005 (Segunda Edición) / EN 61643-11:2002 + prA11:2005.
- IEC 62040. *Fuentes de potencia ininterrumpible.*
 - IEC 62040-1. Edición 1, 2008. *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 1: General and safety requirements for UPS.*
 - IEC 62040-2. Edición 2, 2005. *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements.*
 - IEC 62040-3. Edición 1, 1999. *Uninterruptible power systems (UPS) - Part 3: Method of specifying the performance and test requirements.*
- IEC 62305. *Protección contra rayos.*
 - IEC 62305-SER. Edición 1, 2007. *Protection against lightning - ALL PARTS.*
 - IEC 62305-1. Edición 1, 2006. *Protection against lightning - Part 1: General principles.*

- IEC 62305-2. Edición 1, 2006. *Protection against lightning - Part 2: Risk management.*
- IEC 62305-3. Edición 1, 2006. *Protection against lightning - Part 3: Physical damage to structures and life hazard.*
- IEC 62305-4. Edición 1, 2006. *Protection against lightning - Part 4: Electrical and electronic systems within structures.*

5.3 Otros estándares

Algunos otros estándares relacionados con la calidad de la energía eléctrica son:

- EN50160. Estándar europeo 50160. Este estándar proporciona las características principales del voltaje en las terminales de alimentación del consumidor en sistemas de distribución públicos de voltaje bajo y medio bajo condiciones de operación normal.
- ANSI C84.1-2006. *American National Standard For Electric Power Systems and Equipment-Voltage Ratings (60 Hz).*
- ANSI C141-1995. *Flicker.*
- ANSI/NFPA 70-2008. *National Electric Code.*
- ANSI 368. *Telephone Influence Factor.*
- ANSI 377. *Spurious radio frequency emission from mobile communication equipment.*
- FIPS PUB 94. *Guideline on Electrical Power for ADP Installations.* Este estándar del Departamento de Comercio de Los Estados Unidos para las Agencias federales identifica y describe el ambiente eléctrico para la operación confiable y segura de los sistemas automáticos de procesamiento de datos (ADP). El ambiente eléctrico dentro e inmediatamente afuera del cuarto de computadoras es considerado. La guía describe los fundamentos en los que se soportan los requerimientos de potencia, puesta a tierra y seguridad de la vida, y suministra una lista de verificación para especificar y preparar sitios ADP y evaluar su idoneidad.
- NFPA 75-2009. *Standard for the Protection of Information Technology Equipment.* Este estándar cubre los requerimientos para la protección de equipo de tecnología de la información y de las áreas de equipo de tecnología de la información.

- NFPA-780-2008. *Lighting Protection Code: Standard for the Installation of Lightning Protection Systems*. Estándar para la instalación de sistemas de protección contra rayos.
- SEMI E6. *Power consumption reporting standard*. Es un estándar de la industria de los semiconductores que le dice exactamente cómo describir los requerimientos de potencia eléctrica (entre otras cosas) para una pieza de equipo. SEMI E6 requiere que el fabricante especifique claramente los watts, volt-amperes, amperes pico, THD de la corriente y la energía del ciclo de proceso reales.
- SEMI E10-0304, *Specification for Definition and Measurement of Equipment Reliability, Availability, and Maintainability*. Define la capacidad ride through ante depresiones del voltaje.
- SEMI F47-0706. *Specification For Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*. Es un estándar industrial para inmunidad ante depresiones del voltaje en la entrada principal de CA, para especificar profundidades y duraciones. Es un estándar tan bueno y tan útil que muchas otras industrias lo usan ya sea formal o informalmente. El equipo que cumple con el estándar F47 es más confiable y más productivo.
- SEMI F49-02000. *Guide For Semiconductor Factory Systems Voltage Sag Immunity*.
- SEMI F50-0200. *Guide For Electric Utility Voltage Sag Performance For Semiconductor Factories*.
- UL 1449-1998, 2a edición. *UL Standard for Safety for Transient Voltage Surge Suppressors*. Es un estándar de seguridad, construcción y funcionamiento para supresores de sobrevoltaje transitorio.
- UL 1449-2008, 3a edición. *UL Standard for Safety for Surge Protective Devices*. Dispositivos de protección contra sobrevoltajes transitorios (Surge protective devices) es una descripción más general y cubre dispositivos más allá de lo que llamamos actualmente TVSS. El término SPD también cubre los dispositivos conocidos como supresores secundarios (secondary surge arrestors). La tercera edición se aplica a dispositivos usados para limitar de forma repetitiva voltajes transitorios en circuitos de 50 Hz o de 60 Hz de 1000 V y menores.
- NEMA-PE1 (2003). *Uninterruptible Power Systems (UPS) - Specification and Performance Verification*.

- NEMA MG 1- 1998, *Motors and Generators*. Este estándar da especificaciones técnicas usadas por los fabricantes. Los temas de calidad de la potencia que pueden ser referidos incluyen tolerancias para desbalance del voltaje y de la corriente, características del arranque y valores del aislamiento.
- NEMA Standards Publication No. LS1-1992, *Low Voltage Surge Protective Devices*. Éste es un buen estándar para calidad en la construcción del dispositivo.
- UIE-DWG-2-92-D. *UIE Guide to Measurements of Voltage Dips and Short Interruptions Occurring in Industrial Installations*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 1: General Introduction to Electromagnetic Compatibility EMC. Types of Disturbances and Relevant Standards*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 2: Voltage Dips and Short Interruptions*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 3: Harmonics (to be published)*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 4: Voltage Unbalance*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 5: Flicker*.
- UIE-DWG-3-92-G. *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations, Part 6: Transients and Temporary Overvoltages and Currents*.
- MIL-STD-1399. *Interface Standard for Shipboard Systems*.
- MIL-STD-704E. *Interface Standard: Aircraft Electric Power Characteristics*.
- MIL-E-917E(NAVY). *Electric Power Equipment: Basic Requirements*.
- MIL-HDBK-454A. *General Guidelines: Electronic Equipment*.
- MIL-PRF-28800F(SH). *Test Equipment for use with Electrical and Electronic Equipment*.
- MIL-HDBK-411B. *Power and the Environment for Sensitive Department of Defense Electronic Equipment*.
- MIL-M-24116B(SH). *Monitors, Voltage and Frequency, 400 Hz Electric Power*.
- MIL-PRF-24021K. *Electric Power Monitors, External, Aircraft*.

- MIL-M-24350B(SH). *Monitors, Reverse Power and Power Sensing.*

DWG significa “Grupo de trabajo sobre distribución (Distribution Working Group)” de la “Unión Internacional para aplicaciones de la electricidad (UIE)”. Los estándares militares sobre calidad de la potencia (MIL) de los Estados Unidos se aplican mayormente a buques y aeronaves.

Obras citadas

- ABB. (s/f). [Supresores de transitorios. OVR Range]. *TVSS Surge Suppressors. OVR Range*. Easy Product Selector. Low voltage Products and Systems. ABB Inc. Wichita Falls, Texas. USA.
- Akagi, Hirofumi; Watanabe, Edson Hirokasu y Aredes, Mauricio. (2007). [Teoría de la potencia instantánea y aplicaciones al acondicionamiento de la potencia]. *Instantaneous Power Theory and applications to Power Conditioning*. Wiley Interscience. USA.
- Alexander, Charles K. y Sadiku, Matthew N. O. (2001). [Fundamentos de Circuitos Eléctricos]. *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill. USA.
- Arrillaga, Jos y Watson, Neville R. (2003). [Armónicos en Sistemas de Potencia]. *Power Systems Harmonics*, 2ª Ed. John Wiley and Sons, Ltd. Inglaterra.
- Arrillaga, J; Watson, N R; Chen S. (2000). *Power System Quality Assessment*, Wiley.
- Baggini, Angelo (Editor). (2008). [Manual de calidad de la potencia]. *Handbook of Power Quality*. John Wiley and Sons, Ltd. Inglaterra.
- Barbaro, Pietro Vincenzo; Catalioti, Antonio; Consentino, Valentina y Nuccio, Salvatore. (2006, septiembre). [Una técnica nueva para detectar Fuentes armónicas en sistemas de potencia contaminados]. *A New Technique To Detect Harmonic Sources In Polluted Power Systems*. XVIII IMEKO WORLD CONGRESS. Metrology for a Sustainable Development. Rio de Janeiro, Brasil. Consultado el 05 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.imeko.org/publications/wc-2006/PWC-2006-TC4-043u.pdf>.
- BC Hydro. (2005, marzo). [Impacto financiero en el consumidor de la calidad de la potencia / Herramienta de evaluación del riesgo]. *Power Quality Customer Financial Impact/Risk Assessment Tool*. BC Hydro Power Smart. Folleto A04-587b. Canadá.
- BC Hydro. (2005a, marzo). [Supresión de voltajes transitorios (TVSS) para aplicaciones Comercial/Residencial]. *Transient Voltage Surge Supression (TVSS) for Comercial/Residential Applications*. BC Hydro Power Smart. Folleto A04-587a. Canadá.
- BC Hydro. (2007, enero 31). [Impulsores de velocidad ajustable]. *Adjustable-Speed Drives*. BC Hydro Power Smart. Investigación 780. Consultado el 22 de junio de 2008. Disponible en línea: <http://www.bchydro.com/business/investigate/investigate780.html>.

- Bingham, Richard P. (s/f). [La calidad de la potencia comienza en la carga]. *PowerQuality Starts At the Load*. Dranetz-BMI. Edison, NJ, USA.
- Bingham, Richard P. (s/f.b). [Armónicas. Entendiendo los hechos - Parte 2]. *Harmonics. Understanding the Facts - Part 2*. Dranetz-BMI. Edison, NJ, USA.
- Bingham, Richard P. (1998, febrero 16). [Depresiones y elevaciones de voltaje]. *Sags and Swells*. Dranetz-BMI. Edison, NJ, USA.
- Bingham, Richard P. (1999, junio). [Hay oro en esas formas de onda]. *There's Gold in Those Waveforms*. Electrical Contractor Magazine. Consultado el 07 de julio de 2008. Disponible en línea: <http://www.ecmag.com>.
- Bingham, Richard P. (2000, marzo). [El gran evento]. *The big event*. Electrical Contractor Magazine. Consultado el 07 de julio de 2008. Disponible en línea: <http://www.ecmag.com>.
- Bollen, Math H. J. (1999). [Entendiendo los problemas de calidad de la potencia: Depresiones del voltaje e interrupciones]. *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. Wiley Interscience. USA.
- Bollen, Math H. J. y Gu, Irene Yu-Hua. (2006, agosto). [Procesamiento de señal de disturbios de calidad de la potencia]. *Signal Processing of Power Quality Disturbances*. Wiley-IEEE Press. USA.
- Brugnoni, Mario S. F. y Soibelzon, Héctor L. (2007, mayo). [Discrepancia en la medición de energía reactiva en sistemas monofásicos]. "Discrepancy In The Reactive Energy Measurement In Single Phase Systems". 19th International Conference on Electricity Distribution. CIRED. Viena, Austria.
- Budeanu, C. I. (1927). [Potencias reactiva y ficticia]. *Puissances Reactive et Fictive*. Inst. Romain de l'Energie, Bucharest. Rumania.
- CEC (2000, agosto). [Soluciones de calidad de la potencia para consumidores industriales]. *Power Quality Solutions for Industrial Customers*. A Guidebook by the California Energy Commission. California Energy Commission. USA.
- Chapman, David. (2001, marzo). [3.1 Armónicos. Causas y Efectos]. "3.1 Harmonics. Causes and Effects". En *Power Quality Application Guide*. Iniciativa Leonardo para la Calidad de la Potencia. Copper Development Association. European Copper Institute.

- Clayton, R. Paul. (2006). [Introducción a la compatibilidad electromagnética]. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. 2ª Edición. Wiley. Hoboken, New Jersey. USA.
- COES. (2005, septiembre). *Borrador del informe final del estudio actualización del esquema de rechazo automático de carga/generación del SEIN-año 2006*. Comité de Operación Económica del Sistema Interconectado Nacional. Lima, Perú. Consultado el 19 de enero de 2009. Disponible en línea:
http://www.coes.org.pe/coes/EstudioR2006/Informe_Final.pdf.
- CPC. (1998). [Introducción al Ultra-K]. Introduction to the Ultra-K. Controlled Power Company. Consultado el 12 de enero de 2009. Disponible en línea:
<http://www.controlledpwr.com/whitepapers/ukintra1.pdf>.
- CPC. (1999). [Armónicas]. *Harmonics*. Controlled Power Company. Consultado el 12 de enero de 2009. Disponible en línea:
<http://www.controlledpwr.com/whitepapers/ukharma2.pdf>.
- CPC. (2000). [¿Qué es un transformador K-nominado?]. *What is a K-rated transformer?*. Controlled Power Company. Consultado el 12 de enero de 2009. Disponible en línea:
<http://www.centralyacht.com/library/electrics/kratedtransformer.pdf>.
- CVEL. (s/f). [Representación de señales en el dominio del tiempo/frecuencia]. Time/Frequency Domain Representation of Signals. En página web *Electromagnetic Compatibility*. The Clemson University Vehicular Electronics Laboratory. Clemson University. Consultado el 14 de diciembre de 2008. Disponible en línea:
http://www.cvel.clemson.edu/emc/tutorials/Time-Frequency/Time_Frequency_Notes.html.
- Cobas Pereira, Manuel F. (s/f). *La calidad del suministro de la energía eléctrica*. Presentación para Power Point. Facultad de Energía Eléctrica ISPJAE.
- Coz, Federico y Sánchez, Teodoro. (2004). *Vocabulario técnico de energías renovables. Solar, Eólica e Hidráulica. Inglés-Español, Español-Inglés. Una guía práctica para promotores de desarrollo*. ITDG. Programa de Energía, Infraestructura y Servicios Básicos. Lima, Perú.
- Daniel Arcila, José. (s/f). *Armónicos en sistemas eléctricos*. IEB S. A. Colombia. Consultado el 19 de noviembre de 2008. Disponible en línea: <http://www.ieb.com.co>.

- DeDad, John. (2006, marzo 1). [Simulando y analizando transitorios en sistemas de potencia]. “Simulating and Analyzing Transients in Power Systems” en sitio web EC&M. Consultado el 03 de Agosto de 2008. Disponible en línea: http://www.ecmweb.com/powerquality/electric_simulating_analyzing_transients/index.html.
- De León, Francisco y Cohen, José. (2002, julio). “Inconsistencias de las Definiciones de Potencia y Factor de Potencia en Circuitos No Lineales y/o Desbalanceados ¿Es la Nueva Norma IEEE-1459-2000 la Solución?” *RVP-AI/02-SIS-23 Reunión de Verano Capítulo de Potencia de IEEE (Sección Mexico)*, pp. 001-007. Acapulco, Gro. México. Consultado el 01 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://gavilan.uis.edu.co/~gaby/docencia/23350/pdfs/Inconsistencias de las Definiciones de Potencia y Factor.pdf>.
- Delta. (2004). [Información de capacitor de supresión]. *Surge Capacitor Information*. Delta Lightning Arrestors. Consultado el 28 de octubre de 2008. Disponible en línea en: <http://www.deltala.com/surge.htm>.
- Desmet, Jan y Baggini, Angelo. (2003, junio). [Armónicos. Dimensionamiento del neutro en Instalaciones ricas en Armónicos]. “Harmonics. Neutral Sizing in Harmonic Rich Installations”. En *Power Quality Application Guide*. Iniciativa Leonardo para la Calidad de la Potencia. Copper Development Association. European Copper Institute. Consultado el 12 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.elenke.org/files/GKUK.3.5.1-en.pdf>.
- Desmet, Jan. (2005, noviembre). [Armónicas. Selección y nominación de transformadores]. “Harmonics. Selection and Rating of Transformers”. En *Power Quality Application Guide*. Iniciativa Leonardo para la Calidad de la Potencia. Copper Development Association. European Copper Institute. Consultado el 12 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.elenke.org/files/GKUK.3.5.2-en.pdf>. También disponible en: http://www.lpqi.org/lpqi_archive_contribute//3_5_2_lo.pdf?6068/1132663090_819_819_CONTRIBUTE_PATH_3_5_2_lo.pdf.
- Dranetz-BMI. (s/f). [La media docena sucia]. *The Dirty Half Dozen*. Consultado el 08 de julio de 2008. Disponible en línea: www.dranetz-bmi.com/pdf/Dirty-Dozen.PDF.

- Dugan, Roger C; McGranaghan, Mark F; Santoso, Surya y Beaty, Wayne H. (2004). [Calidad de los Sistemas Eléctricos de Potencia]. *Electrical Power Systems Quality*, 2ª Ed. McGraw-Hill. USA.
- Eaton. (2007a). [Explicación de los cambios al estándar UL 1449 3ª edición]. Explanation of changes to UL 1449 3rd Edition. Nota técnica. Eaton Corporation. Moon Township, Pa. USA.
- Eaton. (2007b). [Guía de Eaton a la supresión de transitorios. Enfoque en el producto]. *Eaton's Guide to Surge Supression. Product Focus*. Nota técnica. Eaton Corporation. Moon Township, Pa. USA.
- Eguíluz Morán, L. I.; Mañana Canteli, M.; Lavadero González, J. C. y Lara Santillán, P. (1998, julio). "El futuro en la facturación de la energía eléctrica". *Revista Energía*, Madrid, España. Consultado el 03 de enero de 2009. Disponible en línea: [http://www.diee.unican.es/pdf/El futuro en la facturacion de la energia electronica.pdf](http://www.diee.unican.es/pdf/El_futuro_en_la_facturacion_de_la_energia_electronica.pdf).
- Eguíluz, Luis Ignacio. (2000, julio). "Flujo de potencias y calidad de suministro". En memoria del curso *La calidad del suministro eléctrico*. XVI Cursos de Verano de Laredo, Universidad de Cantabria, Ayuntamiento de Laredo, Laredo, ISBN 84-600-9629-7, págs. 251-269. Consultado el 01 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.diee.unican.es/pdf/potencias.pdf>.
- Eguíluz, Luis Ignacio. (2002, agosto). "Criterios para una facturación de la energía eléctrica más equitativa". *Revista Energía*. Madrid, España. Consultado el 01 de enero de 2009. Disponible en línea: [http://www.diee.unican.es/pdf/Criterios para una facturacion de la energia electronica.pdf](http://www.diee.unican.es/pdf/Criterios_para_una_facturacion_de_la_energia_electronica.pdf).
- Emadi, Ali; Nasiri, Abdolhosein y Bekiarov, Stoyan B. (2005). *Uninterruptible Power Supplies and Active Filters*. CRC Press LLC. Boca Raton, Florida. USA.
- Emanuel, Alexander y Arsenau, Rejean. (2005, septiembre 8). [Medición de energía y factor de potencia en América del Norte: Presente y futuro]. "Energy and Power Factor Measurement in North America: Present and Future". En CD-ROM *La qualità della fornitura e del prelievo di energia elettrica nel libero mercato: problematiche di analisi e di misura [Giornata di studio]*. Universidad de Palermo. Italia. En sitio web: *Institute for National Measurement Standards*. National research Council Canada. Consultado el

- 03 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://inms-ienm.nrc-cnrc.gc.ca/pubs/documents/EP-Arseneau-20050908.pdf>.
- Enriquez Harper, Gilberto. (2004). *El ABC de la calidad de la energía eléctrica*. Limusa. Noriega Editores. México.
- Estrada Vidales, Miguel A. (s/f). *Topologías de UPS*.
- Filipski, P. S. y Arsenau, R. (1888). [Definiciones y medición de potencia aparente bajo condiciones de formas de onda distorsionadas]. *Definitions and Measurement of Apparent Power Under Distorted Waveforms Conditions*. Third International Conference on Harmonics in Power Systems, 28 Sep.-1 Oct. 1988, Nashville, Indiana. NRC-29596. USA.
- FP. (s/f). [Qué son las armónicas]. “What are Harmonics”. En página web: *K-Factor*. Federal Pacific. Consultado el 13 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.federalpacific.com/university/kfactor/chapter2.html>
- Fuchs, Ewald F. y Masoum, Mohammad A. S. (2008). [Calidad de la potencia en Sistemas de Potencia y en máquinas Eléctricas]. *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. Elsevier. USA.
- Geduldt, Owen Christopher. (2005). The Impact Of Harmonic Distortion On Power Transformers Operating Near The Thermal Limit. Tesis para obtener el grado de Maestro de Ingeniería en Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Universidad de Johannesburgo. Sudáfrica. Consultado el 13 de enero de 2009. Disponible en línea: http://etd.rau.ac.za/theses/available/etd-10022006-112643/restricted/_Final.pdf.
- Gibilisco, Stan. (2001). [El Diccionario Ilustrado de Electrónica]. *The Illustrated Dictionary of Electronics*. 8ª Ed. McGraw-Hill. USA.
- Goeckeler, Carl. (2001, noviembre 29). [Entendiendo y evitando disturbios de potencia comerciales]. *Understanding and Avoiding Commercial Power Disturbances*. Kansas City Power & Light Company.
- Grady, W. Mack y Gilleski, Robert J. (1993, noviembre). [Armónicos y cómo se relacionan con el factor de potencia]. “Harmonics and how they relate to Power Factor”. Proc. de la EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference (PQA’93). San Diego, California. USA. Consultado el 26 de diciembre de 2008. Disponible en línea: <http://users.ece.utexas.edu/~grady/POWERFAC.pdf>.

- Grady, Mack. (2005, junio). [Entendiendo las armónicas de potencia]. *Understanding Power Harmonics*. Notas para curso. Universidad de Texas en Austin. Texas, USA.
- Grady, Mack. (2006, junio). [Entendiendo las armónicas de potencia]. *Understanding Power Harmonics*. Notas para curso. Universidad de Texas en Austin. Texas, USA. Consultado el 26 de diciembre de 2008. Disponible en línea:
<http://users.ece.utexas.edu/~grady/PNG.html>.
- Grigsby, Leonard L. (2006). [Manual de ingeniería de potencia eléctrica]. *Electric Power Engineering Handbook*. 2a Ed. CRC Press. USA.
- Gutierrez Páucar, Agustín. (2000). *Teoría y análisis de máquinas eléctricas*. UNI-FIEE. Universidad Nacional de Ingeniería. Lima, Perú.
- Hanzelka, Zbigniew y Bień, Andrzej. (2004, julio). [“Armónicas. Interarmónicas” en *Guía de Aplicación de Calidad de la Potencia*]. “*Harmonics. Interharmonics*” en *Power Quality Application Guide*. Iniciativa Leonardo para la Calidad de la Potencia. Copper Development Association. European Copper Institute.
- Herraiz Jaramillo, Sergio. (2002, mayo). *Aportaciones al estudio de flujo armónico de cargas*. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Departamento de Ingeniería Eléctrica. España.
- Heydt, G. T. (2000). [Un tutorial PSerc sobre tópicos contemporáneos en Calidad de la Potencia Eléctrica]. *A PSerc Tutorial on Contemporary Topics in Electric Power Quality*. Universidad Estatal de Arizona. USA
- Hibbard, John F. y Lowenstein, Michael Z. (s/f). [Conociendo los límites de armónicas del estándar IEEE 519-1992. *Meeting IEEE 519-1992 Harmonics Limits*. TCI. Trans-Coil, Inc. Milwaukee, Wi. USA.
- Howe, Bill. (1997, Julio). [Administradores corporativos de energía expresan sus puntos de vista en la segunda encuesta anual de E-Source]. "Corporate Energy Managers Express Their Views in Second Annual E-Source Survey" en *E-Source Strategic Memo*, SM-97-5.
- Hsu, Hwei P. (1973). *Análisis de Fourier*. Fondo Educativo Interamericano. Impreso en USA.
- IEEE. (1973). [Práctica recomendada por la IEEE para sistemas de potencia industrial y comercial (Libro café)]. *IEEE Recommended Practice for Industrial and Commercial Power System (Brown Book)*. IEEE Std. 399-1990. IEEE Press. USA.

- IEEE. (1991). [Práctica recomendada por la IEEE sobre voltajes transitorios en circuitos de potencia de CA de bajo voltaje]. *IEEE Recommended Practice on Surge Voltages in Low-Voltage AC Power Circuits*. ANSI - IEEE Std C62.41-1991. IEEE Press. USA.
- IEEE. (1992). [Práctica y requerimientos recomendados por el IEEE para el control de armónicas en sistemas eléctricos de potencia]. *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. IEEE Std 519-1992. IEEE Press. USA.
- IEEE. (1993). [Práctica recomendada por la IEEE para distribución de potencia eléctrica para planta industrial (Libro rojo)]. “*IEEE Recommended Practice for Electric Power Distribution for Industrial Plant (Red Book)*”. IEEE Std. 141-1993. IEEE Press. USA.
- IEEE. (1995). [Práctica recomendada por la IEEE para sistemas de potencia de emergencia y de reserva para aplicaciones industriales y comerciales (Libro naranja)]. *IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications (Orange book)*. IEEE Std 446-1995. IEEE Press. USA.
- IEEE. (1995a). [Práctica recomendada por la IEEE para monitorear potencia eléctrica]. IEEE Recommended Practice on Monitoring Electric Power. IEEE Std 1159-1995. IEEE Press. USA.
- IEEE. (1996, enero). [Definiciones prácticas para potencias en sistemas con formas de onda no sinusoidales y cargas desbalanceadas: Una discusión]. “Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, No. 1. Institute of Electrical and Electronics Engineers. USA.
- IEEE. (1999). [P1433/D5A. Un borrador de glosario estándar de terminología de calidad de la potencia]. *P1433/D5A. A Draft Standard Glossary of Power Quality Terminology*. Working Group on Power Quality Definitions of SCC22 – Power Quality. Institute of Electrical and Electronics Engineers. New York, USA.
- IEEE. (2000, enero 30). *IEEE Std 1459-2000 - IEEE Trial Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. Institute of Electrical and Electronics Engineers. USA. Nueva York. USA. Consultado el 07 de enero de 2009. Disponible en línea:

http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?tp=&isnumber=21240&arnumber=985671&punumber=7738.

- IEEE. (2001). [Práctica recomendada por la IEEE para la protección y coordinación de sistemas industriales y comerciales]. *IEEE Recommended Practice for Protection and Coordination of Industrial and Commercial Power Systems*. IEEE Std 242-2001. IEEE Press. USA.
- IEEE. (2005). [Práctica recomendada por la IEEE para alimentar y aterrizar equipo electrónico (Libro esmeralda)]. *IEEE Recommended Practice for Powering and Grounding Electronic Equipment (IEEE Emerald Book)*. IEEE Std 1100-2005. Power Systems Engineering Committee. IEEE Industrial Applications Society. USA.
- Irwin, J. David. (1997). (El manual de electrónica industrial]. *The Industrial Electronics Handbook*. 2a edición. CRC Press. USA.
- ITI. (s/f). [Nota de aplicación sobre la curva ITI (CBEMA)]. *ITI (CBEMA) Curve Application Note*. Information Technology Industry Council. Consultado el 12 de Julio de 2008. Disponible en línea: <http://www.itic.org>.
- Khalsa, Harnaak y Zhang, Jingxing. (2003). *Investigation Of A Uni-And Bi-Directional Definition And The Ieee Standard Definition For The Measurement Of Powers*. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2003) Christchurch Nueva Zelanda. Consultado el 05 de enero de 2009. Disponible en línea: http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec03/papers/073_Khalsa_revised_paper.pdf.
- Khalsa, Harnaak y Zhang, Jingxing. (2004). *Performance Of The Ieee Standard Definitions For The Measurement Of Electrical Power Under Nonsinusoidal Conditions*. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004). 26-29 September 2004, Brisbane, Australia. Consultado el 03 de enero de 2009. Disponible en línea: <http://www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec04/papers/PaperID43.pdf>.
- Kennedy, Barry W. (2000). *Power Quality Primer*. Primer Series. McGraw Hill. USA.
- Keulenaer, Hans de. (2002, mayo). “Guía para una autovaloración de la calidad de la energía” en *Guía de calidad de la energía*. Instituto Europeo del Cobre. Iniciativa Leonardo para la Calidad de la Energía Eléctrica.
- Kusko, Alexander y Thompson, Marc T. (2007). [Calidad de la Potencia en Sistemas Eléctricos]. *Power Quality in Electrical Systems*. McGraw-Hill. USA.

- LaCommere, Kristina H. y Eto Joseph H. (2004, septiembre). [Entendiendo el costo de las interrupciones de potencia a los consumidores de electricidad de los EUA].
Understanding the Cost of Power Interruptions to U.S. Electricity Consumers. Reporte LBNL-55718. Ernest Orlando Lawrence Berkeley National Laboratory. Energy Analysis Department. Environmental Energy Technologies Division. University of California Berkley. Berkley, California. USA.
- Laplante, Phillip A. (2000). [Diccionario de Ingeniería Eléctrica]. *Electrical Engineering Dictionary*. Editor en jefe. CRC Press LLC. Boca Ratón, Florida. USA.
- Lee, G. J. y Heydt, G.T. (2003). [Un mecanismo dinámico – interactivo conceptualizando el costo y el beneficio de la calidad de la potencia eléctrica]. “An interactive - dynamic mechanism conceptualizing the cost and benefit of electric power quality,” en *Journal of Electric Power Components and Systems*. USA.
- Liu, Yilu y Wang, Zhenyuan. (s/f). [Modelación de fuentes armónicas. Saturación de núcleo magnético]. *Modeling of Harmonic Sources. Magnetic Core Saturation*. Departamento de Ingeniería Eléctrica. Virginia Tech. USA.
- Mazda, Fraidoon. (1997). [Manual de Electrónica de Potencia]. *Power Electronics Handbook*. 3ª Edición. Newnes. Elsevier Science. Londres, Gran Bretaña.
- McGranaghan, Mark; Mueller, David R. y Samothj, Marek J. (1993). [Depresiones de voltaje en sistemas industriales]. "Voltage Sags in Industrial Systems" en *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 29, No2, Marzo/Abril, Págs 397-403.
- Martzloff, Francoise. (1997). Power Quality Work at the International Electrotechnical Commission. *Proceedings, PQA'97 Europe*, Estocolmo, Suecia. Consultado el 15 de enero de 2009. Disponible en línea: [http://www.eeel.nist.gov/817/pubs/spd-anthology/files/PQ work at IEC.pdf](http://www.eeel.nist.gov/817/pubs/spd-anthology/files/PQ%20work%20at%20IEC.pdf).
- Melhorn, Christopher J. y McGranaghan, Mark F. (1995). [Interpretación y análisis de mediciones de calidad de la potencia]. *Interpretation and Analysis of Power Quality Measurements*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, Págs 1363-1370. USA.
- Motto, John William. (1977). [Introducción a la electrónica de potencia de estado sólido]. *Introduction to Solid State Power Electronics*. Powerex. Semiconductor Division. Youngwood, Pennsylvania. USA.

- Natarajan, Ramasamy. (2002). [Análisis de sistemas de potencia ayudado por computadora]. *Computer-Aided Power System Analysis*. Marcel Dekker Inc. Nueva York, USA:
- NFPA 70. (2008). [Código Eléctrico Nacional]. *National Electrical Code*. Edición 2008. National Fire Protection Association. USA.
- Ortman, Paul. (2008). [Entendiendo la calidad de la potencia] Understanding Power Quality. Notas para el curso de Verano del año 2008. Consultado el 29 de diciembre de 2008. Disponible en línea: <http://www.ece.uidaho.edu/ee/power/ECE528/>
- Parker. (s/f). [Tips técnicos. Bobinas] *Technical Tips. Coils. Catálogo No HY15-3500/US*. Parker Hannifin Corporation. Integrated Hydraulics Division. Lincolnshire, Illinois, USA.
- Peng, Fang Z. y Tolbert, Leon M. (2000). [Compensación de corriente no activa en sistemas de potencia. Definiciones desde la perspectiva de la compensación]. *Compensation of Non-Active Current in Power Systems. Definitions from Compensation Standpoint*. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. Vol 2. Seattle Washington, pp 983-987.
- Peng, Fan Z; Tolbert, Leon M y Quian, Zhaoming. (2002, junio). [Definiciones y compensación de corriente no activa en sistemas de potencia]. *Definitions and Compensation of Non-Active Current in Power Systems. IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, Australia, pp. 1779-1784. Consultado el 31 de diciembre de 2008. Disponible en línea: http://powerelec.ece.utk.edu/pubs/pesc2002_nonactive.pdf.
- Power Down. (s/f). [Glosario de términos de calidad de la potencia]. *Glossary of Power Quality Terms*. Power Down Energy Analysts. Salt Lake City, Utah. USA.
- RAE. (1995). *Diccionario de la Lengua Española*. Edición Electrónica. Versión 21.1.0. Real Academia Española. Espasa Calpe S. A.
- Ramírez Castaño, Samuel y Cano Plata, Eduardo Antonio. (2003, Junio). *Calidad del servicio de energía eléctrica*. 1ª edición. Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales. Colombia.
- Rodríguez Cortés, Pedro. (2005, enero). *Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos*. Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería Eléctrica. Universidad de Cataluña. España. Consultado el

30 de diciembre de 2008. Disponible en línea:

http://www.tdr.cesca.es/TESIS_UPC/AVAILABLE/TDX-0303105-152111//

Sadati, S. B.; Yousefi, H.; Darvishi, B. y Tahani, A. (2008). [Comparación de pérdidas y capacidad en transformadores de distribución bajo cargas lineales y armónicas]. *Comparison of Distribution Transformer Losses and Capacity under Linear and Harmonic Loads*. 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), Diciembre 1-3, 2008, Johor Baharu, Malasia. Consultado el 13 de enero de 2009.

Disponible en línea:

<http://www.tavanir.org.ir/DM/nezarat/Maghalat/Konferans/comparision.pdf>.

Sand, Kjell; Samdal, Knut y Seljeseth, Helge. (2004). "Quality Of Supply Regulation – Status And Trends". *Nordic Distribution and Asset Management Conference 2004*. En sitio web Helsinki University of Technology. Department of Electrical Engineering. Transmission, High Voltage Engineering and power systems. Consultado el 22 de Junio de 2008. Disponible en línea:

http://powersystems.tkk.fi/nordac2004/papers/nordac2004_sand_et_al_paper.pdf

Sankaran, C. (2002). [Calidad de la potencia] *Power Quality*. CRC Press LLC. USA.

Seymour, Joseph y Horsley, Terry. (2005). [Los siete tipos de problemas de potencia]. *The Seven Types of Power Problems*. White Paper # 18. American Power Conversion. USA. SICA. (s/f). *Manual de calidad de la energía*. SICA - Pirelli. Argentina. Consultado el 15 de Julio de 2008. Disponible en línea: http://sn00253ar/portal/Manual_pq/index.htm

Steinmetz, Charles Proteus. (1920). *Theory and Calculation of Transient Electric Phenomena and Oscillations*. 3a edición. McGraw-Hill. USA.

Superior Electric. (s/f). *Serie TVSS Stabiline. Supresores de sobrevoltaje*. Bristol Connecticut. USA. Sitio web: www.superiorelectric.com.

Taberer, M W y Atkinson-Hope G. (2008). [Uso de potencia en redes de 4 hilos teniendo formas de onda distorsionadas]. *Power usage in 4-wire networks having distorted waveforms*. Sexta Conferencia Internacional sobre Uso de la Energía Industrial y Comercial (ICUE). En sitio web: Energy, project and forum web. Cape Peninsula University of Technology. Sudáfrica. Consultado el 31 de diciembre de 2008. Disponible en línea: <http://active.cput.ac.za/energy/web/ICUE/DOCS/352/Paper - Taberer M.pdf>.

- NERC. (2004, abril 5). *Final report on the August, 14, 2003 Blackout in the United States and Canada: Causes and Recommendations*. U.S.-Canada Power System Outage Task Force. Consultado el 19 de enero de 2009. Disponible en línea:
<http://www.nerc.com/filez/blackout.html>. Disponible también en:
<http://www.hks.harvard.edu/hepg/Papers/BlackoutFinal-Web.pdf>.
- UNEX. (s/f). *Calidad de servicio en un Sistema Eléctrico de Potencia*. P&S. Grupo de Investigación, Desarrollo e innovación en Sistemas Eléctricos y Electrónicos de Potencia de la Universidad de Extremadura. España. Consultado el 03 de enero de 2009.
 Disponible en línea: [http://peandes.unex.es/formacion/peandes/calidad de servicio.pdf](http://peandes.unex.es/formacion/peandes/calidad%20de%20servicio.pdf).
- Whitaker, Jerry C. (2007). [Manual de sistemas de potencia de CA]. *AC Power Systems Handbook*. 3a Ed. CRC Press. Taylor & Francis Group, LLC. Boca Ratón. FL. USA.
- Yildirim, D. (1999, febrero 14). *Commissioning of a 30kVA Variable- Speed, Direct-Drive Wind Power Plant*. Tesis Doctoral. Universidad de Colorado en Boulder. USA.
- Zheng, Jian. (2000). *Transformer Ac Winding Resistance And Derating When Supplying Harmonic-Rich Current*. Tesis para obtener el Grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica. Michigan Technological University. USA. Consultado el 13 de enero de 2009. Disponible en línea:
http://www.ece.mtu.edu/faculty/bamork/Theses/MS_Zheng.pdf.

