



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

**ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA
CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA
AGROINDUSTRIA AZUCARERA**

Luis René de la Rosa Itzol
Asesorado por el Ing. Francisco Javier González López

Guatemala, noviembre de 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA
CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA
AGROINDUSTRIA AZUCARERA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR

LUIS RENÉ DE LA ROSA ITZOL

ASESORADO POR EL ING. FRANCISCO JAVIER GONZÁLEZ
LÓPEZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, NOVIEMBRE DE 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
VOCAL I	Inga. Glenda Patricia García Soria
VOCAL II	Inga. Alba Maritza Guerrero de López
VOCAL III	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Kenneth Issur Estrada Ruiz
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivonne Véliz Vargas

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
EXAMINADOR	Ing. José Guillermo Bedoya Barrios
EXAMINADOR	Ing. Armando Alonso Rivera Carrillo
EXAMINADOR	Ing. Armando Gálvez Castillo
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivonne Véliz Vargas

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

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

ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA AGROINDUSTRIA AZUCARERA,

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Mecánica Eléctrica, en marzo de 2007.



Luis René de la Rosa Itzol

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

Guatemala, Octubre de 2007

Ingeniero:
Renato Escobedo
Director de Escuela
Ingeniería Mecánica Eléctrica
Universidad de San Carlos De Guatemala

Ingeniero Escobedo:

Por este medio tengo el gusto de informarle que he revisado el trabajo de graduación del alumno LUIS RENE DE LA ROSA ITZOL, titulado "ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA AGROINDUSTRIA AZUCARERA"; previo a optar al título de Ingeniero Electricista, y habiéndolo encontrado satisfactorio, me hago co-responsable de dicho trabajo.

Sin otro particular, quedo de usted su atento y seguro servidor.

Atentamente:

Ing. Francisco Javier González López
Asesor



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



Guatemala, 08 de octubre 2007.

FACULTAD DE INGENIERÍA

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

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:
ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA AGROINDUSTRIA AZUCARERA, desarrollado por el estudiante; Luis Renè de la Rosa Itzol, por considerar que cumple con los requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS

Ing. Francisco Javier González Lòpez
Coordinador Area de Electrotècnia

FJGL/sro



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Area, al trabajo de Graduación del estudiante; Luis Renè de la Rosa Itzol , titulado: **ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA AGROINDUSTRIA AZUCARERA,** procede a la autorización del mismo.

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez

DIRECTOR



GUATEMALA, 11 DE OCTUBRE 2,007.

Universidad de San Carlos
de Guatemala

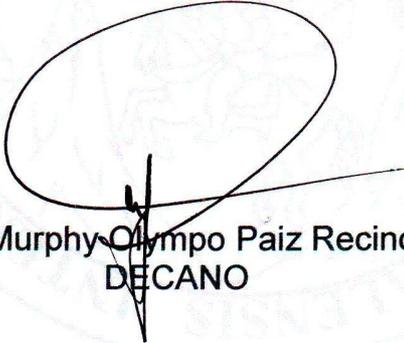


Facultad de Ingeniería
Decanato

Ref. DTG. 437.2007

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **ANÁLISIS Y SOLUCIÓN DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA EN LA AGROINDUSTRIA AZUCARERA**, presentado por el estudiante universitario **Luis René de la Rosa Itzol**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.



Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
DECANO

Guatemala, noviembre de 2007



/gdech

AGRADECIMIENTOS A:

Dios	Por su bendición al otorgarme la vida y este triunfo, ya que sin él nada es posible.
Mis padres	Américo de la Rosa y Yolanda Itzol, por su amor, dedicación, paciencia y esfuerzo.
Mis hermanos	Patricia de la Rosa, Ericka de la Rosa por su apoyo incondicional; Oscar y América, por ser ejemplo en su vida.
Mi asesor	Ing. Francisco González, por su apoyo, colaboración y dirección incondicional en mi trabajo de tesis.
Mis tíos	A todos, en especial a Amanda de la Rosa, por el deseo de que culminara mi carrera.
A todos mis centros de estudio y su personal docente	Gracias por mi formación académica e intelectual.

**Al Personal del Departamento
de Matemática**

En especial al Ing. Arturo Samayoa,
por su amistad, consejos y apoyo.

Un agradecimiento especial a:

Ing. Otto Paau
Ingenio Los Tarros

Ing. Rodolfo García
Otto Rizzo
Pantaleón, Planta Concepción

Ing. Kenneth Estrada
Colegio de Ingenieros de Guatemala

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	IX
LISTA DE SÍMBOLOS	XIII
GLOSARIO	XVII
RESUMEN	XXIII
HIPÓTESIS	XXV
OBJETIVOS	XXVII
INTRODUCCIÓN	XXIX

1. PARÁMETROS DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA

1.1 Voltaje	1
1.1.1 Valores permisibles	1
1.1.2 Pico de voltaje	2
1.1.3 Depresiones de voltaje (sags)	2
1.1.4 Dilatación de voltaje (swell)	2
1.1.5 Sobrevoltaje	2
1.1.6 Flicker	2
1.1.7 Interrupciones de energía	3
1.1.8 Ruido eléctrico	3
1.1.9 Distorsión armónica	3
1.2 Corriente	3
1.2.1 Distorsión armónica	4
1.3 Frecuencia	4
1.3.1 Frecuencia fundamental	4
1.3.2 Subarmónicas	4
1.3.3 Armónicas	5
1.4 Potencia	5
1.4.1 Potencia activa	5
1.4.2 Potencia reactiva	5

1.4.3	Potencia aparente	6
1.4.4	Factor de potencia	6
1.4.5	Corrección del factor de potencia	6
1.4.6	Triángulo de potencias	7
1.4.7	Generadores de potencia reactiva	7
1.4.8	Compensación de la potencia reactiva	8
1.4.9	Sobrecompensación de la potencia reactiva	8
1.4.10	Armónicos y distorsión del factor de potencia	8
1.5	Energía	12
1.5.1	Armónicos y la energía	12
1.6	Valor cuadrático medio	12
1.7	Parámetros para la medición del contenido de armónicos	13
1.7.1	Distorsión armónica individual en voltaje	13
1.7.2	Distorsión armónica total en voltaje	13
1.7.3	Distorsión armónica individual en corriente	13
1.7.4	Distorsión armónica total en corriente	14

2. ELECTRÓNICA DE POTENCIA

2.1	Componentes electrónicos de potencia	15
2.1.1	El diodo	15
2.1.2	Diodo PNP o tiristor de dos hilos	16
2.1.3	Tiristor de tres hilos o rectificador controlado de silicio (SCR)	17
2.1.4	Tiristor de interrupción por compuerta (GTO)	18
2.1.5	Interrupción controlado de silicio (SCS)	18
2.1.6	DIAC	19
2.1.7	TRIAC	20
2.1.8	Transistor de potencia	21
2.1.9	Transistor de puerta aislada (IGBT)	22
2.2	Circuitos básicos de rectificación	24
2.2.1	Rectificador monofásico de media onda	24
2.2.1.1	Para carga resistiva	24

2.2.2	Rectificador monofásico de onda completa	25
2.2.3	Rectificador trifásico de media onda	27
2.2.4	Rectificador trifásico de onda completa	28
2.2.5	Filtro en la salida del rectificador	31
2.3	Inversores	31
2.3.1	Inversor de conmutación externa	34
2.3.2	Inversor de autoconmutación	35
2.3.3	Inversor trifásico de fuente de corriente	35
2.3.4	Inversor trifásico de fuente de voltaje	36
2.3.5	Inversor de modulación de ancho de pulso	36
2.3.5.1	Esquema básico	38
2.4	Cicloconvertidores	47
2.4.1	Cicloconvertidores de corriente no circulante	51
2.4.2	Cicloconvertidores de corriente circulante	51
2.5	La electrónica como fuentes de armónicos	52
3.	RESPUESTA EN FRECUENCIA	
3.1	Filtros pasivos	53
3.1.1	Filtro serie	54
3.1.1.1	Características	54
3.1.1.2	Ventajas	54
3.1.1.3	Desventajas	55
3.1.2	Filtro paralelo o shunt	55
3.1.2.1	Características	55
3.1.2.2	Ventajas	56
3.1.2.3	Desventajas	56
3.1.3	Combinación serie paralelo	56
3.1.3.1	Ventajas	57
3.1.3.2	Desventajas	57
3.2	Resonancia	57
3.2.1	Resonancia serie	57
3.2.2	Resonancia paralelo	59

3.3	Consideraciones de diseño para el filtrado de armónicos	60
3.3.1	Compensación del factor de potencia	60
3.3.2	Resonancia paralelo con el sistema	61
3.3.3	Resonancia serie en el filtro	65
3.3.4	Frecuencia de sintonía	66
3.3.5	Frecuencia antiresonante	66
3.3.6	Factor de calidad	68
3.3.7	Potencia reactiva del filtro	68
3.4	Filtros activos	69
3.4.1	Principio del filtro activo	69
3.4.2	El filtro activo shunt capacitivo monofásico	70
3.4.2.1	Análisis teórico	70
3.4.2.2	Esquema de control	73
3.4.3	Filtros activos trifásicos	77
4.	FLUCTUACIONES DE VOLTAJE O FLICKERS	
4.1	Nociones	81
4.1.1	Variación de la intensidad luminosa	81
4.1.2	Sensibilidad de la visión humana	83
4.2	Métodos de evaluación del flicker	83
4.2.1	Método británico	83
4.2.2	Método francés	85
4.2.3	Método estándar (UIE, IEC 868)	87
4.2.3.1	PST	88
4.2.3.2	PLT	88
4.2.3.3	Flicker con varias fuentes de distorsión	89
4.2.3.4	Medición normalizada de flicker (IEC 868)	90
4.3	Reducción del flicker	92
5.	EL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS EN UNA INSTALACIÓN INDUSTRIAL TÍPICA	
5.1	El problema de las armónicas triples	95

5.1.1	Sistemas eléctricos balanceados	95
5.1.1.1	Generador de armónicos en estrella y carga en estrella	95
5.1.1.2	Generador de armónicos en estrella y carga en delta	99
5.1.1.3	Generador de armónicos en delta y carga en delta	99
5.1.2	Solución a las armónicas triples	101
5.2	El problema de las armónicas pares	101
5.2.1	Potencia DC en sistemas eléctricos	101
5.2.2	Solución a las armónicas pares	102
5.3	El problema de las armónicas características	102
5.3.1	Armónicas características en sistemas eléctricos	102
5.3.2	Solución a las armónicas características	102
6.	EQUIPO DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS Y FLICKER	
6.1	Características del equipo analizador de redes	105
6.1.1	Voltaje	105
6.1.2	Corriente	105
6.1.3	Armónicos	106
6.1.4	Características importantes adicionales	106
6.2	Capacidad del registro	107
6.3	Calibración y clase de precisión	107
7.	NORMAS SOBRE LÍMITES TOLERABLES EN EL CONTENIDO DE ARMÓNICOS	
7.1	Alemania Federal	109
7.2	Suecia	113
7.3	Estados Unidos (IEEE 519-1992)	114
7.3.1	Recomendaciones dadas por IEEE	114
7.3.2	Límites de distorsión en corriente	115
7.3.3	Límites de distorsión de voltaje para distribuidor	117

7.4	Finlandia	117
7.5	La norma IEC 555-2	119
7.6	La norma chilena	121
7.6.1	Armónicas de voltaje	121
7.6.2	Armónicas de corriente	123

8. DIAGRAMA UNIFILAR DE LA INSTALACIÓN Y NIVEL DE CONTENIDO DE ARMÓNICOS

8.1	Mediciones realizadas de contenido de armónicos	127
8.2	Salida de los transformadores	127
8.2.1	Molinos	127
8.2.1.1	Molino 1	128
8.2.1.2	Molino 2	129
8.2.1.3	Molino 3	130
8.2.1.4	Molino 4	131
8.2.1.5	Molino 5	132
8.2.1.6	Molino 6	133
8.2.2	Molienda y preparación molienda	134
8.2.3	Fábrica 1	135
8.2.4	Fábrica 2	137
8.2.5	Centrífugas	138
8.2.6	Refinería	139
8.2.7	Caldera 1 y 2	140
8.2.8	Caldera 3 y 4	141
8.2.9	Servicios calderas	142
8.2.10	Servicios de fábrica	144
8.2.11	Torre de enfriamiento	145
8.2.12	Caldera 6	146
8.2.13	Caldera 6 + torre de enfriamiento	147
8.3	Banco de capacitores	148

9. SOLUCIÓN TÉCNICO – ECONÓMICO DEL FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA	
9.1 Salida de los transformadores	152
9.1.1 Molinos	152
9.1.1.1 Molino 1	152
9.1.1.2 Molino 2	153
9.1.1.3 Molino 3	154
9.1.1.4 Molino 4	154
9.1.1.5 Molino 5	155
9.1.1.6 Molino 6	155
9.1.2 Molienda y preparación molienda	156
9.1.3 Fábrica 1	157
9.1.4 Fábrica 2	157
9.1.5 Centrífugas	158
9.1.6 Refinería	158
9.1.7 Caldera 1 y 2	159
9.1.8 Caldera 3 y 4	159
9.1.9 Auxiliares calderas	160
9.1.10 Servicios de fábrica	160
9.1.11 Caldera 6 + torre de enfriamiento	161
9.2 Bancos de capacitores (fenómeno de resonancia bajo nivel de amplificación)	161
9.3 Tipo de compensación según análisis del contenido de armónicos	163
9.4 Variación del voltaje en cada transformador respecto del voltaje nominal	164
9.5 Flicker de voltaje en cada transformador	165
CONCLUSIONES	167
RECOMENDACIONES	171
BIBLIOGRAFÍA	175
ANEXOS	177

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1. Triángulo de potencias	7
2. Triángulo de potencias en un sistema con armónicos	11
3. Corrientes en un sistema con armónicos	11
4. Símbolo y curva característica del diodo	15
5. Símbolo y curva característica del diodo PNP o tiristor de dos hilos	16
6. Símbolo y curva característica del SCR	17
7. Símbolo del GTO	18
8. Símbolo del SCS	19
9. Símbolo y curva característica del DIAC	20
10. Símbolo y curva característica del TRIAC	20
11. Símbolo y curva característica del transistor de potencia	21
12. Curva característica del IGBT	22
13. Símbolo del IGBT como a) BJT b) MOSFET	23
14. Rectificador de media onda monofásico y forma de onda de salida	25
15. Rectificador de onda completa monofásico	26
16. Formas de onda del rectificador puente monofásico con corriente de carga perfectamente filtrada	26
17. Armónicas inyectadas por el rectificador puente monofásico	27
18. Rectificador trifásico de media onda y forma de onda de salida	28
19. Rectificador trifásico de onda completa	29
20. Forma de onda de corriente de entrada perfectamente filtrada	29
21. Forma de onda de corriente en un variador práctico	30
22. Inversor básico	31
23. Secuencia de disparo de los tiristores SCR1 y SCR5	32

24. Secuencia de disparo de los tiristores SCR1 y SCR6	33
25. Secuencia de disparo de los tiristores SCR2 y SCR6	33
26. Forma de onda de salida del inversor básico	34
27. Inversor de autoconmutación	35
28. Diagrama de bloques del inversor trifásico de fuente de corriente	36
29. Diagrama de bloques del inversor trifásico de fuente de voltaje	36
30. Forma de onda deseada y forma de onda obtenida con un inversor de modulación de ancho de pulso	37
31. Inversor básico de modulación de ancho de pulso	38
32. Secuencia de disparo de T1 y T4	39
33. Secuencia de disparo de T2 y T3	39
34. Diagrama de bloques del sistema de disparo de T1, T2, T3 Y T4	40
35. Voltajes en los terminales de carga en un inversor de modulación ancho de pulso	41
36. Señales de entrada a los comparadores del sistema de control del inversor	41
37. Forma de onda del inversor PWM con señal de referencia de cero volts	42
38. Forma de onda del inversor PWM con señal de DC positiva media	43
39. Forma de onda del inversor PWM con señal DC positiva alta	43
40. Forma de onda del inversor PWM con señal DC negativa media	44
41. Forma de onda del inversor PWM con señal senoidal	45
42. Diferentes forma de onda senoidales obtenidas a través de PWM	46
43. Forma de onda de un cicloconvertidor	47
44. Cicloconvertidor básico	49

45. Formas de onda de un cicloconvertidor a) ideal b) 6 pulsos c) 12 pulsos	50
46. Diagrama de bloques de un cicloconvertidor de corriente circulante	51
47. Filtro serie	54
48. Filtro paralelo	55
49. Combinación serie paralelo	56
50. Resonancia serie	58
51. Resonancia paralelo	59
52. Resonancia paralelo en un sistema	61
53. Respuesta en frecuencia del sistema	64
54. Respuesta en frecuencia del sistema con filtro instalado	66
55. Principio de funcionamiento del filtro activo	69
56. Circuito de un filtro activo capacitivo monofásico	71
57. Sistema de control del filtro activo monofásico	73
58. Compensación de un rectificador monofásico con carga RL a) Corriente de la carga no lineal b) Corriente de la red c) Corriente de compensación	74
59. Formas de onda de un filtro activo compensando a un rectificador monofásico con carga capacitiva a) i_C ; b) i_L ; c) i_S ; d) v_S ; e) v_C	75
60. Espectro de i_L	76
61. Espectro de i_S	76
62. Filtro activo trifásico capacitivo	77
63. Esquema de control del filtro activo trifásico	78
64. Comportamiento del filtro activo trifásico	79
65. Diagrama de bloques de un medidor de flicker normalizado	92
66. Generador de armónicos en estrella y carga en estrella	95
67. Generador de armónicos en estrella y carga en delta	99
68. Generador de armónicos en delta y carga en delta	99

69. Nivel aceptable para las armónicas de tensión, según el estándar alemán	110
70. Forma de onda especial definida para los equipos clase D	120
71. Armónicas de un rectificador puente convencional con filtrado capacitivo, comparado con el límite de la norma IEC 555-2 para equipos clase D	121
72. Diagrama unifilar de la planta industrial	126

TABLAS

I. Variación permitida del voltaje respecto del nominal	1
II. Método británico	85
III. Método francés	87
IV. Factor de nivel de tensión	112
V. Capacidad de convertidores que pueden ser conectados	113
VI. Distorsión armónica total (THD)	114
VII. Límite de distorsión de corriente para sistemas de distribución general (de 120 V a 69 kV)	115
VIII. Límite de distorsión de corriente para sistemas de subtransmisión general (de 69.001 kV a 161 kV)	116
IX. Límite de distorsión de corriente para sistemas de transmisión general (> 161kV)	116
X. Límites de distorsión de voltajes IEEE Std. 519 – 1992	117
XI. Límites de armónicas para tensión	118
XII. Límites de armónicas de corrientes	118
XIII. Potencia del convertidor como porcentaje de la potencia de cortocircuito	119
XIV. Límites de corrientes armónicas para equipos clase D	120
XV. Armónicas de voltaje permitidas por la norma chilena	122
XVI. Corrientes armónicas permitidas por la norma chilena	123

LISTA DE SÍMBOLOS

fp	Factor de potencia
g	Factor de distorsión
V_{ZK}	Voltaje de diodo Zener
V_R	Voltaje de ruptura inverso
i_d	Corriente del diodo
v_d	Voltaje del diodo
MOS	Metal óxido semiconductor
BJT	Transistor de unión bipolar
I_D	Corriente del dren
V_{GS}	Voltaje entre compuerta y fuente
V_{DS}	Voltaje entre dren y fuente
$I_{D\max}$	Corriente del dren máxima
$V_{GS\max}$	Voltaje máximo entre compuerta y fuente
V_{\max}	Voltaje máximo
ω	Frecuencia angular
V_{AK}	Voltaje de ánodo a cátodo
PWM	Modulación de ancho de pulso
V_{GE}	Voltaje entre compuerta y emisor
V_{CE}	Voltaje entre colector y emisor
i_C	Corriente de colector
DC	Corriente directa
ca	Corriente alterna
h	Orden armónico
h_f	Orden armónico del filtro
RCC	Relación de corto circuito

LPF	Filtro pasabajos
Hz	Hertz
W	Watt
RMS	Valor cuadrático medio
kV	Kilovoltio
min	Minuto
v_A, v_B, v_C	Voltajes de fases
i_A, i_B, i_C	Corrientes de fases
ω_1	Frecuencia fundamental
$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots$	Ángulo de la fundamental, 2ª. armónica, 3ª. armónica, sucesivamente
$I_{A1}, I_{A2}, I_{A3}, \dots$	Corriente pico de la fase a: fundamental, 2ª. armónica, 3ª. armónica, sucesivamente.
$V_{A1}, V_{A2}, V_{A3}, \dots$	Voltajes pico de la fase a: fundamental, 2ª. armónica, 3ª. armónica, sucesivamente.
i_1, i_2, i_3, \dots	Corriente fundamental, 2ª. armónica, 3ª. armónica, sucesivamente
v_1, v_2, v_3, \dots	Voltaje fundamental, 2ª. armónica, 3ª. armónica, sucesivamente
True RMS	Verdadero valor cuadrático medio
pt's	Transformadores de potencial
ct's	Transformadores de corriente
THD	Distorsión armónica total
PCC	Punto de acoplamiento común
fc	Factor de cresta
SCR	Relación de corto circuito si es tema de calidad de la energía Rectificador controlado de silicio si es electrónica de potencia
V	Volts
CC	Corriente continua
A	Amperios
KVA	Kilovoltamperio

KW	Kilowat
KVAR	Kilovoltamperio reactivo
SCC, P_{sc}	Potencia de corto circuito
<u>ICC</u>, I_{sc}, I_{cc}	Corriente de corto circuito
KVAcc	KVA de corto circuito
Icc	Corriente de corto circuito
Iload	Corriente de carga lineal activa
S_{cc}	Potencia de corto circuito
$V_{prefalla}$	Voltaje antes de la falla
$I_{postfalla}$	Corriente después de la falla
$V_{nominal}$	Voltaje nominal
$I_{nominal}$	Corriente nominal
$S_{nominal}$	Potencia nominal
$Z_{nominal}$	Impedancia nominal de trabajo
Z_T	Impedancia del transformador
Z_c	Impedancia de corto circuito
kVAR	Kilovoltamperio reactivo
Ω	Ohms
$X_{c\Delta}$	Impedancia capacitiva en delta
X_{cY}	Impedancia capacitiva en estrella
X_L	Impedancia inductiva
L	Inductancia
f	frecuencia
μH	Microhenry
π	Constante equivalente aproximadamente a 3.1416
Q_f	Potencia reactiva capacitiva del filtro
Q_c	Potencia del capacitor
V_f	Voltaje del filtro

V_c	Voltaje del capacitor
I_c	Corriente del capacitor
V_{pico}	Voltaje pico

GLOSARIO

IEC

Comisión Electrotécnica Internacional

IEC-555-3

Normativo de la IEC sobre flicker

NTSD

Normas Técnicas del Servicio de Distribución

CNEE

Comisión Nacional de Energía Eléctrica

Transmisión

Envío de señal de un punto a otro

Equipo lineal

Equipos que tienen señal de entrada lineal y proveen de la misma forma una salida lineal

Equipo no lineal

Equipos que tienen señal de entrada lineal y proveen salida no lineal

Distorsión

Señal no deseable en señales fundamentales

Arco eléctrico

Descarga de alta energía que puede visualizarse

Rectificador

Dispositivo convertidor de voltaje alterno a continuo

Análisis de Fourier

Estudio matemático por medio del cual se puede representar cualquier función periódica en términos de senos y cosenos

Carga inductiva

Representación de un motor eléctrico en teoría de circuitos

Síncrono

Produce una salida de acuerdo al instante en que se encuentre

Valor efectivo

Valor equivalente en parámetros DC de parámetros AC que producen la misma potencia DC

Semiconductor

Material que posee una conductividad media entre la conductividad de los aislantes y conductores

Inversor

Dispositivo convertidor de voltaje directo a alterno

Secuencia

Orden de las operaciones en un sistema dinámico

Autoconmutación

Efecto de cambiar el estado de un SCR por medios eléctricos y electrónicos internos y no dependientes de fuentes externas

Tren de pulsos

Voltaje directo enviado a través de pulsos sincronizados

Cicloconvertidor

Dispositivo convertidor directo de voltaje alterno a alterno sin necesidad de pasar por valores dc

Antiparalelo

Se refiere a dispositivos en paralelo, pero con el sentido invertido

Ángulo de cebado

Ángulo de disparo de los tiristores, medido desde el cruce por cero de la forma de onda

Índice de pulsación

Se refiere a la cantidad de dispositivos no lineales que posee un circuito

Filtro eléctrico

Circuito diseñado especialmente para permitir o negar el paso a corrientes o voltajes a determinada frecuencia o frecuencias

Frecuencia sintonizada

Frecuencia de la corriente o voltaje a la cual le permitirá o negará el paso un filtro eléctrico

Factor de desintonía

Diferencia que debe mantenerse entre la frecuencia que se desea filtrar y la frecuencia de sintonización de un filtro de armónicos

Potencia de corto circuito

Potencia que puede obtenerse a voltaje nominal y corriente de corto circuito

Shunt

Es equivalente a paralelo

Histéresis

Efecto que permite un margen de variación respecto del valor esperado

Voltaje de fluctuación

Voltaje que aparece o varía en forma espontánea

Función de probabilidad acumulada

Función que muestra los niveles de una variable ordenados de menor a mayor o viceversa y el porcentaje de ocurrencias

Función de probabilidad acumulada complementaria

Función que muestra los niveles de una variable ordenados de menor a mayor o viceversa y el porcentaje de no ocurrencias

Parpadeo

Fenómeno observado por el ojo humano cuando una lámpara de tungsteno se somete al fenómeno del flicker

Demodulador

Circuito que recobra la señal original

Saturación

Región de operación de un dispositivo durante la cual presenta una respuesta no lineal

Corriente de magnetización

Corriente necesaria para magnetizar el núcleo magnético de un dispositivo eléctrico

Armónicas características

Armónicas que aparecen comúnmente en sistemas ac perfectamente balanceados, éstas armónicas son los órdenes armónicos primos, ej: 5,7,11,13,19, etc.

Armónicas no características

Armónicas que no aparecen comúnmente en sistemas ac perfectamente balanceados

Armónicas triples

Representan todos los órdenes armónicos múltiplos de tres

Distorsión armónica total

Distorsión representativa de todas las armónicas, es el valor efectivo de las armónicas individuales, ya sea en voltaje o corriente

IEEE

“Electrical and Electronics Engineer Institute” Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos

IEEE 519-1992

Prácticas y requerimientos para Control de armónicos en
Sistemas de Potencia Eléctrica del IEEE

Índice de contaminación

Relación entre la carga no lineal y la carga total en el punto de
acoplamiento común

RESUMEN

La necesidad de mantener un buen índice de la calidad de la energía frente al acelerado uso de variadores de velocidad para la automatización y el control de procesos, juegan un papel importante debido a que si no se toman las precauciones necesarias, pueden aparecer serios problemas por malos manejos de la energía eléctrica, esto debido a la distorsión que inyectan tales cargas electrónicas, por lo tanto, debe realizarse una planificación adecuada para evitar las pérdidas de producción por disparos.

Ésta planificación es posible después de un estudio cuantitativo y cualitativo sobre la calidad de la energía en la red eléctrica, para controlar el crecimiento de la red industrial, obviamente no se puede dejar de utilizar un variador de velocidad, pero si se pueden reacomodar determinado tipo de cargas, así como proveer de soluciones técnicas como lo son los filtros, ya sean pasivos o activos para realizar las correcciones necesarias.

Desde el punto de vista económico es factible realizar una corrección de armónicos, con un banco de capacitores más un reactor en serie, por lo tanto podemos solucionar dos problemas en uno solo, el cual incluye la corrección del factor de potencia debido a los capacitores, y la corrección de armónicos.

Desde un punto de vista técnico muy optimista ésta solución incluye mejoría en la regulación del voltaje, disminución de la carga de los transformadores y por lo tanto mayor potencia disponible, evitar pérdidas en los cables debido a la reactiva así como la disminución del voltaje flicker.

Aunque existan varias ventajas para la instalación de filtros de armónicos, la variable que puede determinar la ejecución del proyecto, es la producción que puede llegar a perderse debido a problemas de armónicos.

HIPÓTESIS

Todo ingeniero electricista tiene conocimiento que los capacitores mejoran el factor de potencia, y regulan el voltaje entre varias características, si agregamos a éste dispositivo eléctrico un reactor en serie formamos lo que se le denomina filtro sintonizado simple, tal filtro puede sintonizarse a determinada frecuencia, colocarse en serie o paralelo, lo cual le da muchas ventajas para la corrección de armónicos, tal solución para la corrección de armónicos tendrá un costo por supuesto, pero si a éste costo le restamos las pérdidas por paro de producción debido a posibles de armónicos se obtendrá una ganancia por medio de la implementación de tal solución.

OBJETIVOS

General

Determinar la solución técnico económico del problema del mal uso de la calidad de la potencia eléctrica debido a los variadores de velocidad en un ingenio azucarero.

Específicos

1. Describir los diversos factores que intervienen en los problemas de las corrientes y voltajes armónicos.
2. Determinar las soluciones para los voltajes y corrientes armónicos por medio de filtros, o bien conexiones trifásicas adecuadas, agrupación de cargas, aumento de la potencia de corto circuito, etc.
3. Dar recomendaciones globales para la reducción del problema del mal uso de la potencia eléctrica, esto incluye distorsión armónica, bajo factor de potencia, voltaje flicker, pobre regulación del voltaje.

INTRODUCCIÓN

Las cargas no lineales como lo son variadores de velocidad inyectan distorsión en la corriente de la red de energía eléctrica, éstas corrientes de distorsión provocan una caída de voltaje en la reactancia de corto circuito de la línea de alimentación distorsionando el voltaje de la red de energía, apareciendo de ésta forma problemas de malos manejos de la calidad de la energía, en éste último se encuentra el voltaje flicker y la variación de voltaje por mencionar algunos, sin embargo el presente documento se centra en lo que es la distorsión armónica que inyectan los variadores de velocidad, para esto se desarrollan desde el primer capítulo los parámetros concernientes a calidad de la energía, se comienza desde las principales definiciones, así como los conceptos que se utilizan para medir los índices de la calidad.

En el capítulo dos encontrará una breve descripción de los componentes de la electrónica de potencia, así como la mención de la carga electrónica que aparece en la industria inyectando armónicos, la cual es el rectificador trifásico y el inversor.

En el capítulo tres se incluyen los filtros típicos para la corrección de armónicos, así como las consideraciones para la realización de éstos.

En el capítulo cuatro se trata el problema del flicker, su definición, así como su tratamiento.

En el capítulo cinco se describen los diferentes tipos de armónicas.

En el capítulo seis se describe el analizador de redes práctico, obviamente se necesitan de normas para la medición del contenido de armónicos, éstas aparecen en el capítulo siete.

En el capítulo ocho se presentan las diferentes mediciones realizadas en un ingenio azucarero, así como la comparación con los valores normados por las reglas.

Por último, en el capítulo nueve se presenta la solución técnico económico para la corrección del factor de potencia más la corrección de armónicos y una comparación del voltaje flicker y la variación del voltaje para cada transformador de la planta industrial en mención.

1. PARÁMETROS DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA

1.1 Voltaje

Es la cantidad de trabajo realizada por unidad de carga, para moverla desde el infinito hasta el punto en cuestión dentro de un campo eléctrico, la unidad de medida del voltaje es el Voltio.

1.1.1 Valores permisibles

Se considera permisible las siguientes variaciones porcentuales en el voltaje nominal, considerando que el servicio es urbano (Véase NTSD de la CNEE).

Tabla I. Variación permitida del voltaje respecto del nominal

Tensión	Variación
Baja	8%
Media	6%
Alta	5%

Siempre y cuando el porcentaje de mediciones excedidas de ese valor no sobrepase el 5% del período de medición que es de 7 días continuos. No obstante la variación máxima tolerable por los equipos es del 5%, lo que debe tomarse en cuenta.

1.1.2 Pico de voltaje

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

1.1.3 Depresiones de voltaje (*sags*)

Es un decremento momentáneo de varios ciclos de duración, en el nivel de voltaje. Es debido a la conexión de grandes cargas, descargas atmosféricas y fallas en la red eléctrica.

1.1.4 Dilatación de voltaje (*swell*)

Es un incremento del voltaje de varios ciclos de duración, es provocado por la desconexión de grandes cargas y no llega a ser un sobrevoltaje.

1.1.5 Sobrevoltaje

Es una condición de voltaje elevado, arriba del valor nominal que a diferencia del *swell* de voltaje, dura un período mayor, causado por pobre regulación de voltaje.

1.1.6 Flicker

Son fluctuaciones en el nivel de voltaje, son debidas a la conexión de cargas cíclicas como hornos eléctricos o por oscilaciones subarmónicas (señales de frecuencia menor a la fundamental), la forma fácil de observar éste fenómeno

sucede en el cambio de intensidad de bajo a alto de lámparas y ruido acelerado y desacelerado de motores.

1.1.7 Interrupciones de energía

Es la pérdida total de potencia, también se considera interrupción cuando el voltaje ha decrecido a un 15% del valor nominal o menos. Éste tipo de falla es debido a apertura de líneas, daños de transformadores, operación de fusibles o equipos de protección de la red, entre otros. Son consideradas también como interrupciones de energía las que duran unos cuantos milisegundos.

1.1.8 Ruido eléctrico

Es la distorsión no necesariamente periódica de la forma senoidal de voltaje, se debe a *switcheo*, transmisiones de radio y equipo industrial de arco eléctrico.

1.1.9 Distorsión armónica

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

1.2 Corriente

Se define como la cantidad de carga eléctrica que pasa por un punto durante un segundo, se mide en amperios.

1.2.1 Distorsión armónica

Es la distorsión periódica de la forma de onda senoidal de la corriente. Esta es causada por la operación de equipos no lineales como lo son rectificadores y hornos de arco eléctrico, es un fenómeno en estado estable, la distorsión armónica se debe principalmente a éste parámetro, debido a que los elementos no lineales distorsionan su nivel de corriente, provocando caídas de voltaje distorsionado, y éstos terminan distorsionando el voltaje nominal del sistema.

1.3 Frecuencia

Es la cantidad de ciclos por segundo, o bien la cantidad de veces que se repite la onda de voltaje en un segundo, la unidad de medida de la frecuencia son los hertz.

1.3.1 Frecuencia fundamental

Es la frecuencia del voltaje nominal del sistema, el nombre se deriva del análisis de Fourier, puede ser 60 hertz ó 50 hertz en Europa, en nuestro caso es 60 hertz.

1.3.2 Subarmónicas

Son frecuencias menores a la frecuencia fundamental, cuando éstas aparecen provocan el fenómeno del flicker.

1.3.3 Armónicas

Son frecuencias mayores a la frecuencia fundamental, aparecen principalmente debido a la forma de onda periódica distorsionada de la corriente, provocando también armónicos en el voltaje, esto puede ser demostrado por medio del análisis de Fourier.

1.4 Potencia

En términos generales se define como la cantidad de trabajo que se realiza por unidad de tiempo, la unidad de medida de la potencia se denominan watts.

1.4.1 Potencia activa

Es la potencia eléctrica que es convertida en potencia de salida ésta puede ser mecánica, calórica, etc., se puede decir que es el producto del voltaje y la corriente que se encuentra en fase con éste.

Ecuación 1:

$$P = VI \cos \phi$$

1.4.2 Potencia reactiva

Es la potencia eléctrica que se utiliza en la magnetización de los núcleos de las máquinas eléctricas, se puede decir que es el producto del voltaje y la corriente que se encuentra en desfase con éste.

Ecuación 2:

$$Q = VI \sin \phi$$

1.4.3 Potencia aparente

Es la suma en cuadratura de la potencia activa y reactiva, se puede decir que es el producto del voltaje efectivo por la corriente efectiva.

Ecuación 3:

$$S = V_{ef} I_{ef} = V_{ef} I_{ef} \cos \phi + j V_{ef} I_{ef} \operatorname{sen} \phi = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

1.4.4 Factor de potencia

Es el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente, éste es un valor adimensional que oscila entre -1 y 1.

Ecuación 4:

$$fp = \cos \phi = \frac{P}{S}$$

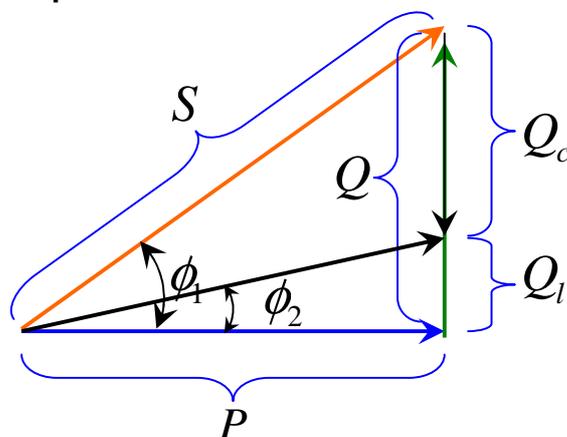
1.4.5 Corrección del factor de potencia

Las cargas inductivas tienden a disminuir el factor de potencia, por lo que es necesario corregirlo a un valor cercano de la unidad, en condiciones óptimas se corrige con capacitores cerca de las cargas inductivas para evitarse la sobrecargas de los transformadores, líneas de transmisión, generadores entre otros, para la corrección del factor de potencia se puede utilizar el triángulo de potencias.

1.4.6 Triángulo de potencias

Es definido en el eje horizontal por la potencia activa, y en el eje vertical la potencia reactiva, por lo general la potencia reactiva inductiva se traza arriba de la horizontal y la reactiva capacitiva hacia debajo de la horizontal.

Figura 1. Triángulo de potencias



Del triángulo vemos que la potencia reactiva necesaria de los capacitores para corregir el factor de potencia viene dado por:

Ecuación 5:

$$Q_c = P(\tan(\arccos(\cos \phi_1)) - \tan(\arccos(\cos \phi_2)))$$

Donde:

$\cos \phi_1$ = Factor de potencia existente real o (fp de desplazamiento)

$\cos \phi_2$ = Factor de potencia deseado

1.4.7 Generadores de potencia reactiva

El generador síncrono puede proveer la potencia reactiva necesaria, sin embargo esto demandará que se le inyecte corriente de campo, lo cual

aumentará la temperatura de los devanados, por lo tanto disminuirá la vida útil de la máquina, en éste punto la máquina síncrona funciona como capacitor.

1.4.8 Compensación de la potencia reactiva

Los capacitores pueden provocar que la fuente de potencia vea una menor necesidad de potencia aparente es decir los capacitores pueden proveer la corriente en adelanto necesaria para cargas inductivas, a esto se le denomina compensación de la potencia reactiva, los capacitores son como generadores de potencia reactiva.

1.4.9 Sobrecompensación de la potencia reactiva

Si la potencia de los capacitores proveen de una potencia mayor que la necesaria para los circuitos inductivos se incurre en lo que es la sobrecompensación de la potencia reactiva, lo cual provoca un aumento del voltaje, que puede llegar a ser perjudicial para algunos equipos, por lo que debe observarse estos posibles aumentos de voltaje, sin embargo el voltaje aumentará si mucho en 3% sobre el voltaje nominal, esto debido a los capacitores.

1.4.10 Armónicos y distorsión del factor de potencia

El nivel de distorsión armónica modifica el factor de potencia, debido a las corrientes armónicas, según la definición de potencia tenemos:

$$S = V_{ef} I_{ef} = V_{ef} \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2}$$

Del triángulo de potencias podemos ver

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{V_{ef}^2 (I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2) - V_{ef}^2 I_{1ef}^2 \cos^2 \phi_1}$$

Ecuación 6:

$$Q = \sqrt{V_{ef}^2 (I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2) + V_{ef}^2 I_{1ef}^2 \sin^2 \phi_1} = \sqrt{D^2 + Q_1^2}$$

Ahora vemos la nueva potencia reactiva considerando los armónicos

Potencia reactiva a frecuencia fundamental

Ecuación 7:

$$Q_1 = V_{ef} I_{1ef} \sin \phi_1$$

Potencia reactiva debida a la distorsión armónica

Ecuación 8:

$$D = V_{ef} \sqrt{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2}$$

Con lo que tenemos un nuevo factor de potencia, por lo que conviene describir

Ecuación 9:

$$g = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2}} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}}$$

a éste factor le llamaremos factor de contenido de señal fundamental también llamado factor de potencia de distorsión; de la ecuación anterior y de la ecuación 4 se puede obtener

Ecuación 10:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} I_{1ef} \cos \phi}{S} = g \cos \phi * \frac{V_{ef} I_{ef}}{S} = g \cos \phi$$

Con lo que observamos que el factor de potencia ahora está influenciado por la distorsión de corrientes dada por el factor de potencia de distorsión g y el factor de desplazamiento (factor de potencia debido al desfase entre la corriente y el voltaje).

El factor g también puede expresarse en términos de la distorsión armónica si se hace

Ecuación 11:

$$g = \frac{I_{1ef} / I_{1ef}}{\left(\sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2} \right) / I_{1ef}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2}{I_{1ef}^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{i=2}^{50} IHD_i^2}}$$

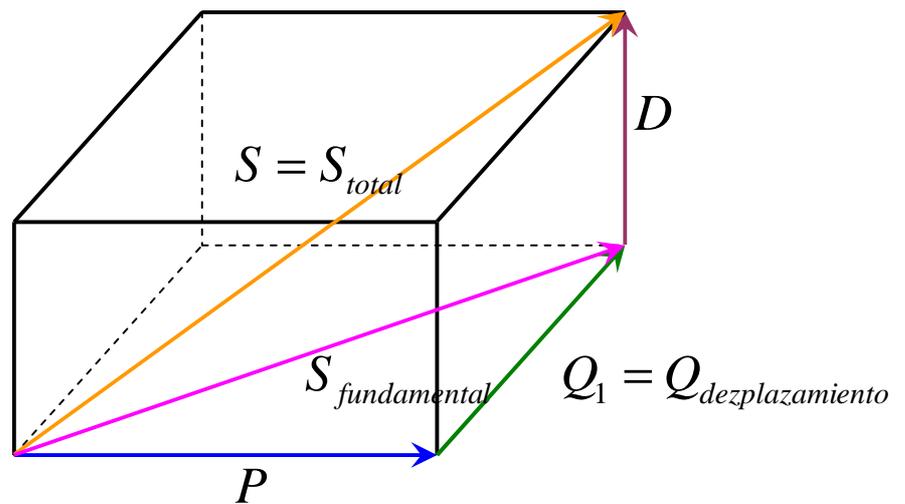
Por lo tanto, tenemos ahora una potencia aparente dada por

Ecuación 12:

$$S = \sqrt{P^2 + Q_1^2 + D^2}$$

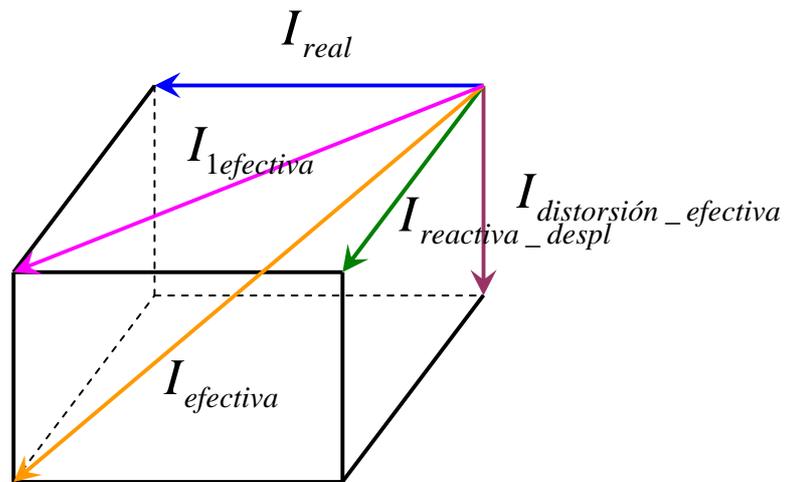
Con lo que vemos que los armónicos aumentan las pérdidas, y el triángulo de potencias nos queda de la siguiente forma

Figura 2. Triángulo de potencias en un sistema con armónicos



Esto se debe a que ahora tenemos una corriente adicional que aumenta la corriente nominal.

Figura 3. Corrientes en un sistema con armónicos



1.5 Energía

Se define como la potencia integrada en el tiempo es equivalente al trabajo, y su unidad de medida es el joule ó watts hora.

1.5.1 Armónicos y la energía

Como vimos anteriormente los armónicos aumentan las pérdidas, por lo que se necesita más energía para realizar el mismo trabajo.

1.6 Valor cuadrático medio

El valor cuadrático medio ó valor eficaz para una onda periódica es la raíz cuadrada del promedio de los cuadrados sobre un periodo.

Ecuación 13:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

Para una forma de onda con armónicos, el valor efectivo viene dado por la suma en cuadratura de los valores efectivos de cada orden armónico.

Ecuación 14:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{1ef}^2 + I_{2ef}^2 + I_{3ef}^2 + \dots + I_{50ef}^2}$$

1.7 Parámetros para la medición del contenido de armónicos

Al igual que los voltajes y corrientes de frecuencia fundamental, los voltajes y corrientes armónicos tendrán valores eficaces expresados en voltios y amperios, los cuales pueden llegar a ser o no ser significativos según sea el caso, por lo que la distorsión se expresa en las siguientes relaciones.

1.7.1 Distorsión armónica individual en voltaje

Es la relación entre el valor eficaz del voltaje de la armónica individual y el valor eficaz del voltaje a frecuencia fundamental.

Ecuación 15:

$$IHD_V = \frac{V_i}{V} * 100\%$$

1.7.2 Distorsión armónica total en voltaje

Es el valor de la suma en cuadratura de las distorsiones individuales del voltaje.

Ecuación 16:

$$THD_V = \frac{1}{V} \sqrt{\sum_{i=2}^{50} V_i^2} * 100\%$$

1.7.3 Distorsión armónica individual en corriente

Es la relación entre el valor eficaz de la corriente de la armónica individual y el valor eficaz de la corriente a frecuencia fundamental.

Ecuación 17:

$$IHD_i = \frac{I_i}{I} * 100\%$$

1.7.4 Distorsión armónica total en corriente

Es el valor de la suma en cuadratura de las distorsiones individuales de la corriente.

Ecuación 18:

$$THD_i = \frac{1}{I} \sqrt{\sum_{i=2}^{50} I_i^2} * 100\%$$

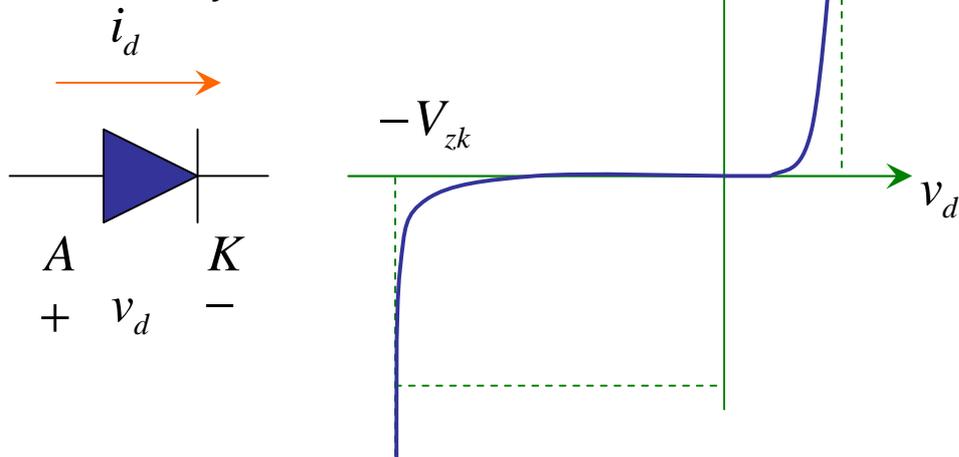
2. ELECTRÓNICA DE POTENCIA

2.1 Componentes electrónicos de potencia

2.1.1 El diodo

Un diodo es un dispositivo diseñado para conducir corrientes en un solo sentido, en la dirección de ánodo a cátodo, la forma de conducción viene dada por su característica tensión – corriente de cada diodo en específico, cuando se le aplica al diodo una tensión positiva, un voltaje mayor al ánodo respecto del voltaje en el cátodo (se dice polarizado directamente), el diodo conduce cualquier cantidad de corriente con pocas pérdidas, sin embargo cuando se le aplica un voltaje mayor al cátodo respecto del ánodo (se dice polarizado inversamente), el diodo se comporta como un circuito abierto, conduciendo una corriente inversa muy pequeña siendo casi cero, si el voltaje inverso se hace demasiado grande llegando hasta el voltaje de ruptura V_{zk} el diodo conduce en sentido inverso grandes cantidades de corriente.

Figura 4. Símbolo y curva característica del diodo



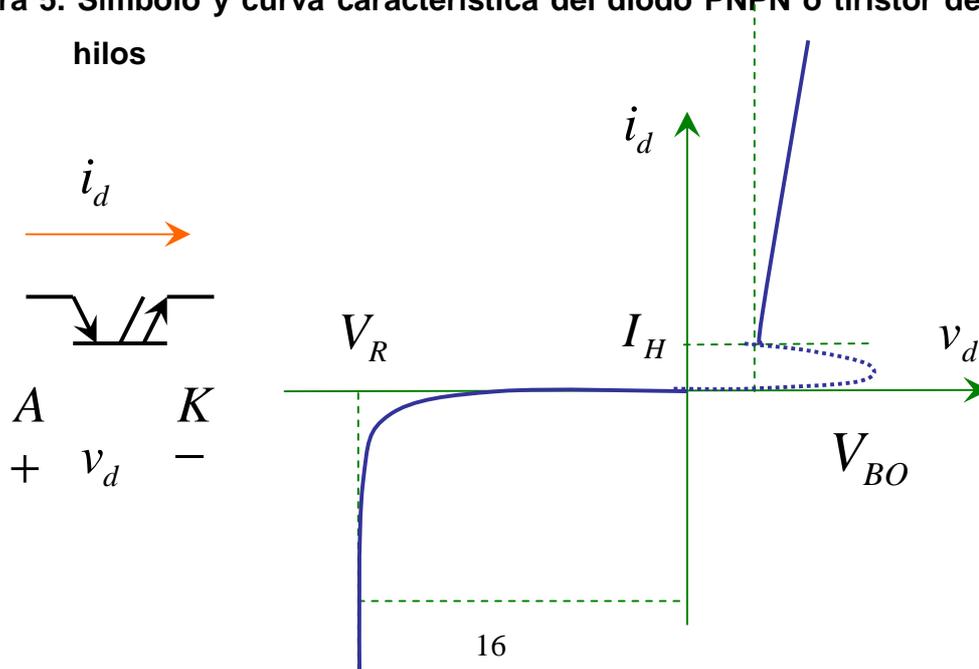
Los diodos vienen especificados por la corriente máxima que pueden conducir en directa y el voltaje inverso que pueden soportar sin llegar al proceso de ruptura.

2.1.2 Diodo PNPN o tiristor de dos hilos

Tiristor es un nombre genérico que se da a una familia entera de semiconductores construidos con cuatro capas de material semiconductor. El más sencillo de ellos es el diodo PNPN o diodo de reverso bloqueado. La característica de este elemento, un tanto peculiar, se muestra a continuación.

En la región de tensión inversa el comportamiento es igual al de un diodo normal, también en sentido directo cuando conduce se comporta como un diodo, pero para conducir el diodo PNPN debe someterse a una tensión superior a un límite, la llamada tensión de ruptura directa V_{BO} . Una vez activado el diodo, éste sigue conduciendo mientras la corriente no sea inferior a una corriente límite I_H , llamada corriente retenedora.

Figura 5. Símbolo y curva característica del diodo PNPN o tiristor de dos hilos



2.1.3 Tiristor de tres hilos o rectificador controlado de silicio (SCR)

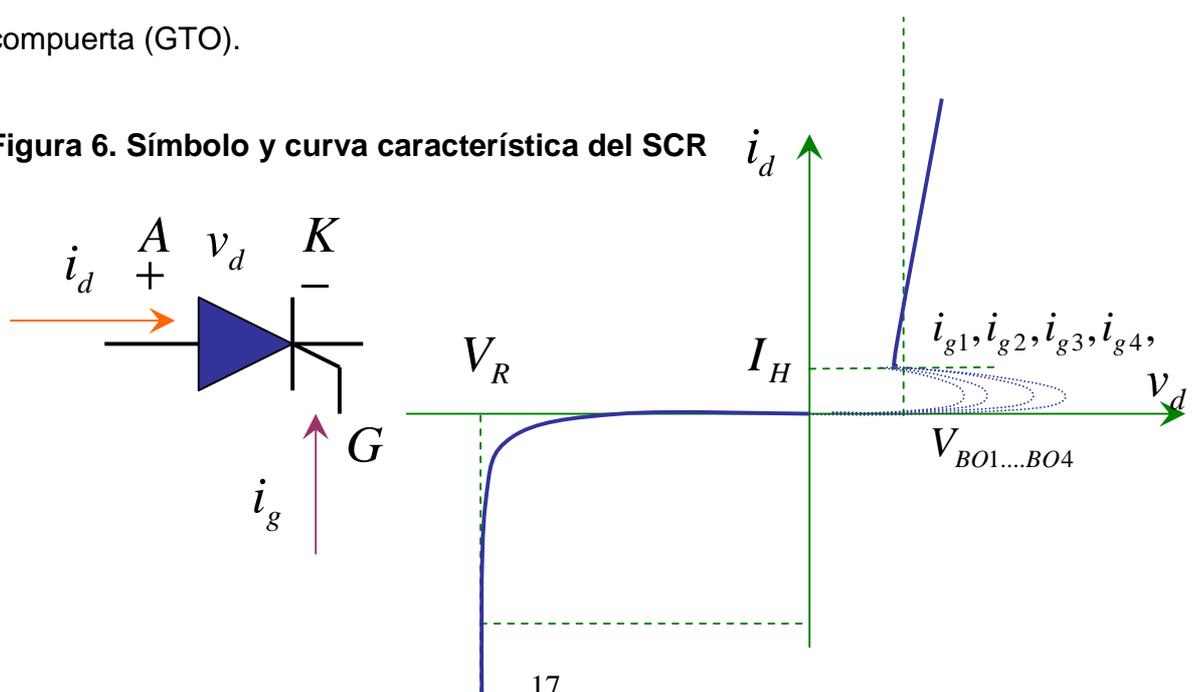
Aunque a toda la familia de semiconductores de cuatro capas se les llama tiristor, es al SCR al que normalmente se le aplica el nombre de tiristor. Siendo también el más usado y desarrollado.

El funcionamiento de este elemento es similar al diodo PNP, excepto que la tensión de ruptura directa es controlada modificando la corriente que entra al elemento por el terminal adicional llamado compuerta, de modo que a mayor corriente entrante menor es la tensión de ruptura directa. Esta posibilidad de conducción controlada es la que ha permitido al SCR constituirse en elemento básico de la alimentación de motores eléctricos.

Para desactivar el SCR, la forma de hacerlo es bajar la corriente de conducción por debajo de I_H .

Hay tiristores SCR que permiten el apagado de los mismos inyectando una corriente negativa por la compuerta aun cuando la corriente directa sea superior a I_H , a estos elementos se les conoce como tiristores de apagado por compuerta (GTO).

Figura 6. Símbolo y curva característica del SCR

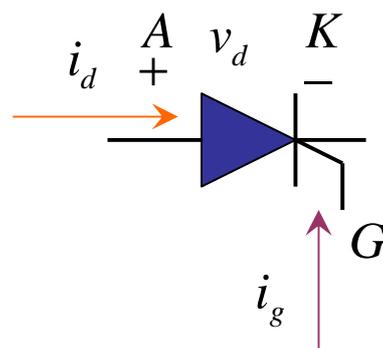


2.1.4 Tiristor de interrupción por compuerta (GTO)

Este dispositivo es similar al SCR, con la diferencia de que el GTO puede interrumpir el paso de corriente con una señal en el terminal de compuerta.

Igual que el SCR, no permitirá el paso de corriente hasta que un pulso positivo se reciba en el terminal de compuerta. La diferencia se encuentra en que el GTO puede pasar al estado de corte mediante un pulso negativo 10 ó 20 veces mayor que el pulso positivo aplicado para entrar en conducción.

Figura 7. Símbolo del GTO

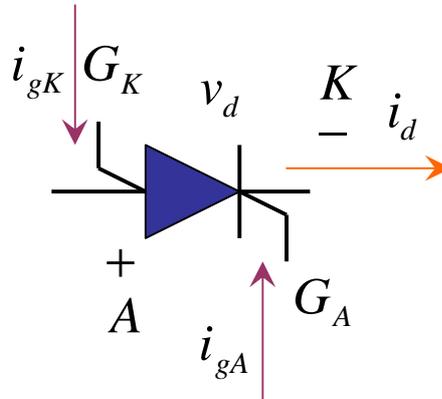


Los GTO están diseñados para cargas relativamente pequeñas y pueden soportar sólo unas pocas decenas de amperios.

2.1.5 Interruptor controlado de silicio (SCS)

Es similar en cuanto a construcción al SCR. La diferencia está en que posee dos terminales de puerta, uno para entrar en conducción y otro para corte. El SCS se suele utilizar en rangos de potencia menores que el SCR.

Figura 8. Símbolo del SCS

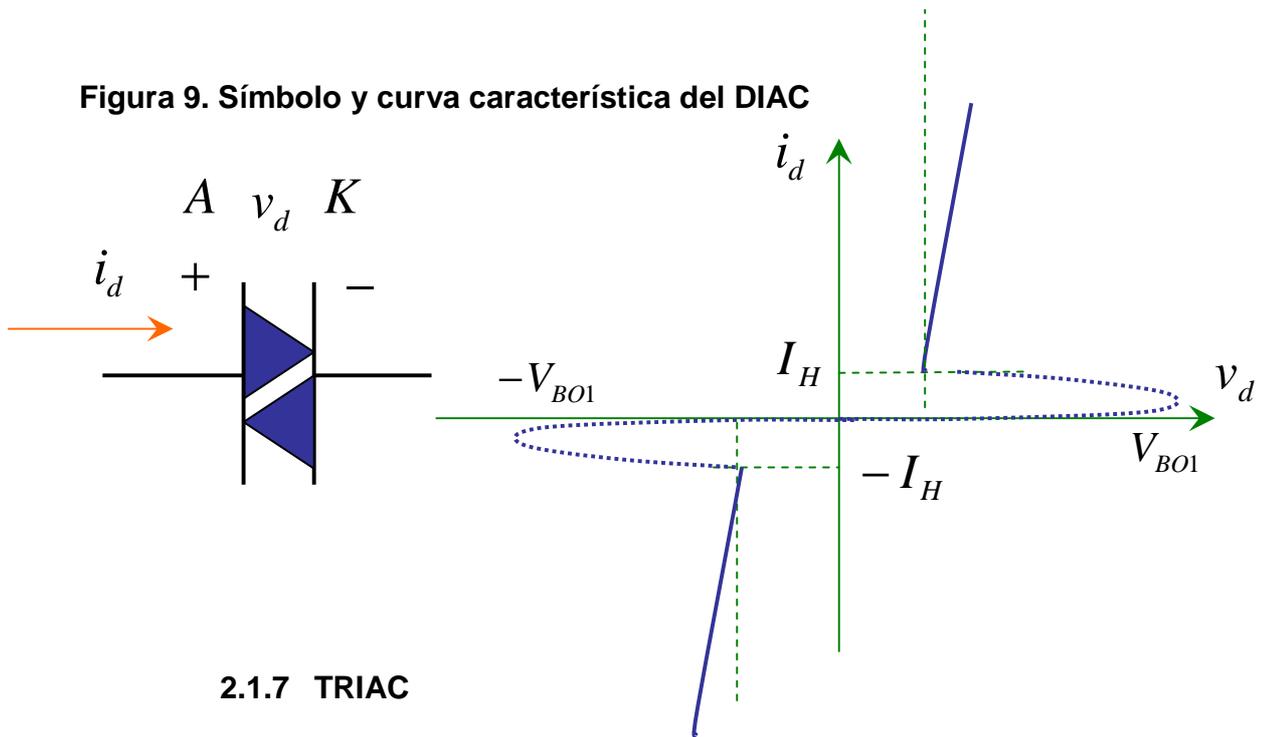


El SCS tiene aplicaciones muy similares a las de SCR. Este último tiene la ventaja de poder abrirse más rápido mediante pulsos en cada uno de los terminales de compuerta, pero el inconveniente que presenta respecto al SCR es que se encuentra más limitado en cuanto a valores de tensión y corriente. También se utiliza en aplicaciones digitales como contadores y circuitos temporizadores.

2.1.6 DIAC

Este dispositivo está formado por dos diodos PNPN contrapuestos, de forma que ofrece la característica de uno de estos diodos pero en las dos direcciones de conducción, según se indica en el diagrama de la figura adjunta. Es decir, para conducir en cualquiera de las dos direcciones se debe superar una tensión de ruptura (una positiva y otra negativa), y para dejar de conducir, la corriente debe bajar por debajo de un valor I_H .

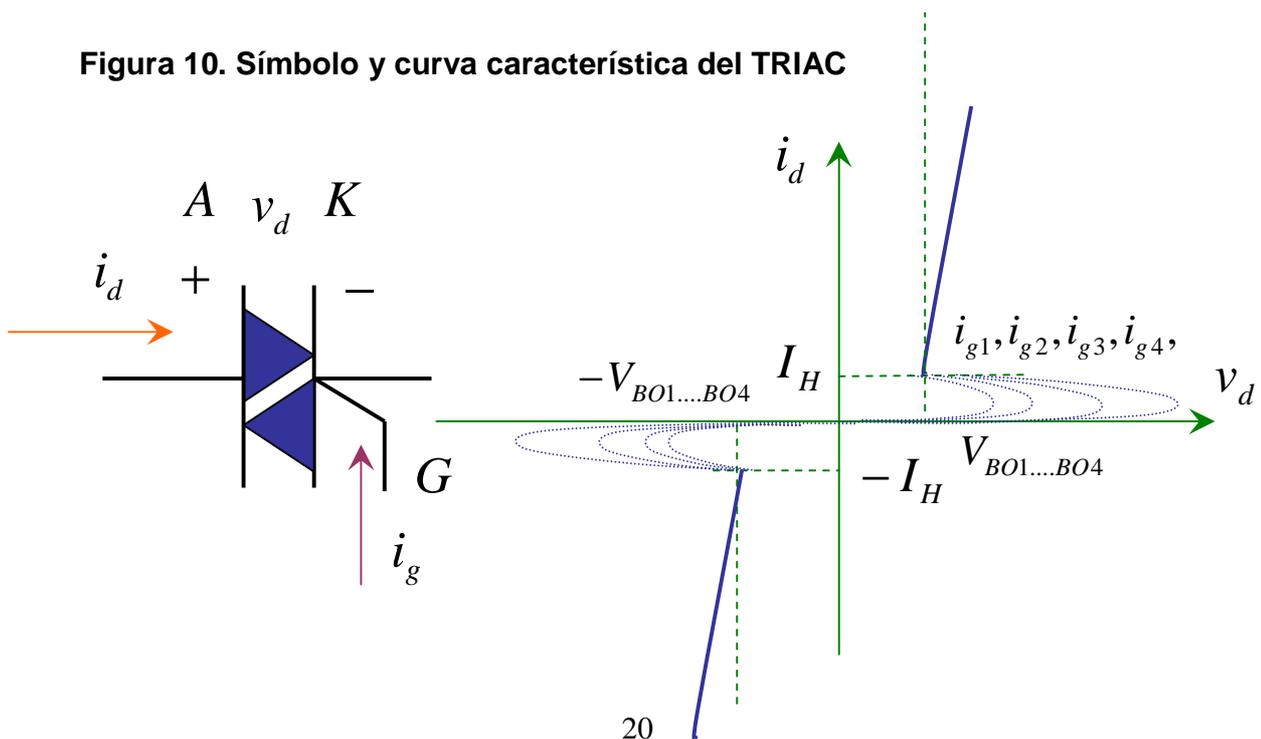
Figura 9. Símbolo y curva característica del DIAC



2.1.7 TRIAC

El TRIAC se comporta como si se tuviese dos SCR conectados en contraposición, de modo que se podría conducir en las dos direcciones una vez que se supere una tensión de ruptura ajustable mediante la inyección de corriente por la compuerta G .

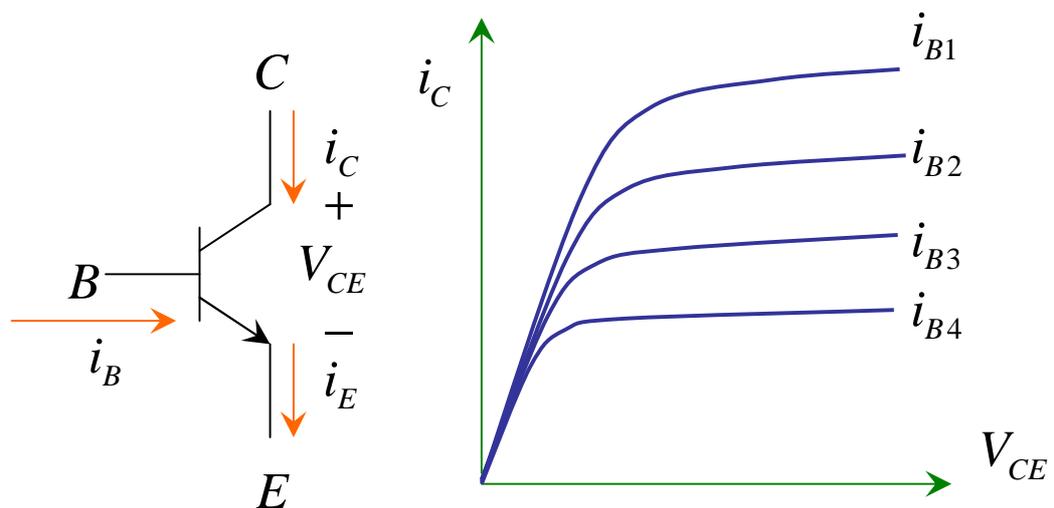
Figura 10. Símbolo y curva característica del TRIAC



2.1.8 Transistor de potencia

En la figura se muestra la conocida característica de un transistor y su símbolo. Lo característico de este elemento es que la corriente que entra por el colector es directamente proporcional a la corriente que entra por la base, manteniéndose esta relación para una amplia gama de tensiones entre colector y emisor.

Figura 11. Símbolo y curva característica del transistor de potencia



Para control de máquinas, los transistores de potencia se usan para activar y desactivar las corrientes que han de pasar por otros elementos operando a modo de interruptores, lo que se consigue haciendo que el transistor esté cortado, o saturado.

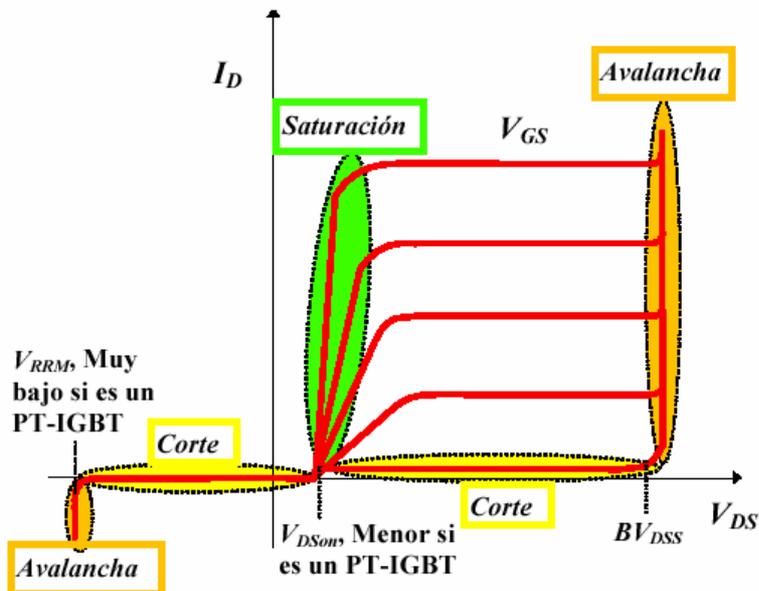
2.1.9 Transistor de puerta aislada (IGBT)

Algunas características de los IGBT's son las siguientes:

- ✓ Entrada como MOS, salida como BJT
- ✓ Velocidad intermedia (MOS-BJT)
- ✓ Tensiones y corrientes mucho mayores que MOS (1700V-400Amp)
- ✓ Geometría y dopados análogos a MOS (con una capa n mas ancha y menos dopada)
- ✓ Soporta tensiones inversas (no diodo en antiparalelo)
- ✓ Tiristor parásito no deseado
- ✓ Existen versiones canal n y canal p

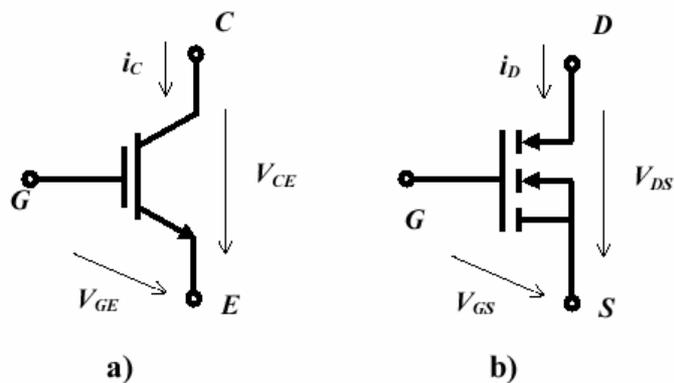
La curva característica de los IGBT's es la siguiente:

Figura 12. Curva característica del IGBT



Como vemos existen las mismas regiones que para un transistor de potencia, sin embargo ahora podemos diferenciar los puntos límites llamados de avalancha, donde el transistor IGBT se comporta como un diodo Zener en regulación.

Figura 13. Símbolo del IGBT como a) BJT b) MOSFET



CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT

- 1) $I_{D\max}$ Limitada por efecto Latch-up.
- 2) $V_{GS\max}$ Limitada por el espesor del óxido de silicio.
- 3) Se diseña para que cuando $V_{GS} = V_{GS\max}$ la corriente de cortocircuito sea entre 4 a 10 veces la nominal (zona activa con $V_{DS} = V_{\max}$) y pueda soportarla durante unos 5 a 10 μs y pueda actuar una protección electrónica cortando desde puerta.
- 4) $V_{DS\max}$ es la tensión de ruptura del transistor pnp. Como á es muy baja, será $V_{DS\max} = BVCBO$. Existen en el mercado IGBT's con valores de 600, 1200, 1700, 2100 y 3300 voltios. (anunciados de 6.5 kV).

- 5) La temperatura máxima de la unión suele ser de 150°C (con SiC se esperan valores mayores) Existen en el mercado IGBTs encapsulados que soportan hasta 400 o 600 Amp.
- 6) La tensión V_{DS} apenas varía con la temperatura .Se pueden conectar en paralelo fácilmente .Se pueden conseguir grandes corrientes con facilidad, p.ej. 1200 o 1600 Amperios.
- 7) En la actualidad es el dispositivo mas usado para potencias entre varios kW y un par de MW, trabajando a frecuencias desde 5 kHz a 40kHz.

2.2 Circuitos básicos de rectificación

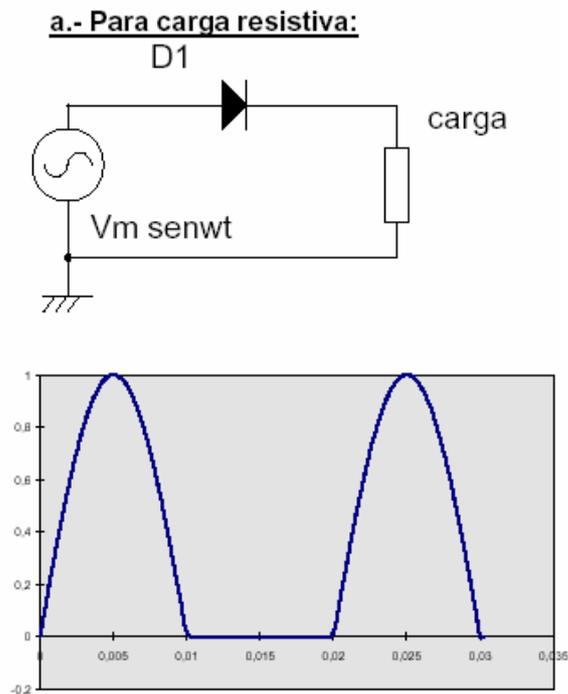
2.2.1 Rectificador monofásico de media onda

Es el montaje más simple y únicamente utilizable para pequeñas potencias. El circuito básico y las formas de onda de su funcionamiento se muestran en la continuación. El funcionamiento de dicho rectificador vendrá condicionado por el tipo de carga a la que este conectado.

2.2.1.1 Para carga resistiva

La conducción del diodo se produce durante el intervalo $0 < \omega t < p$, durante el cual el voltaje $V_{AK} > 0$. Si el diodo es ideal, durante el semiciclo positivo el voltaje de la entrada se aplicará directamente a la carga. No habiendo conducción durante el semiciclo negativo de $p < \omega t < 2p$, donde p es el periodo de la onda aplicada, en la figura vemos la configuración y la forma de onda de salida, si se le aplica una señal senoidal a la entrada.

Figura 14. Rectificador de media onda monofásico y forma de onda de salida



2.2.2 Rectificador monofásico de onda completa

La figura muestra el circuito de potencia del rectificador monofásico en conexión puente. Este rectificador emplea cuatro diodos y por esa razón no tiene la capacidad de controlar el flujo de energía desde la red hacia la carga. La figura muestra las formas de onda de voltaje y de las diferentes corrientes, asumiendo que la corriente de la carga i_D está perfectamente filtrada.

Figura 15. Rectificador de onda completa monofásico

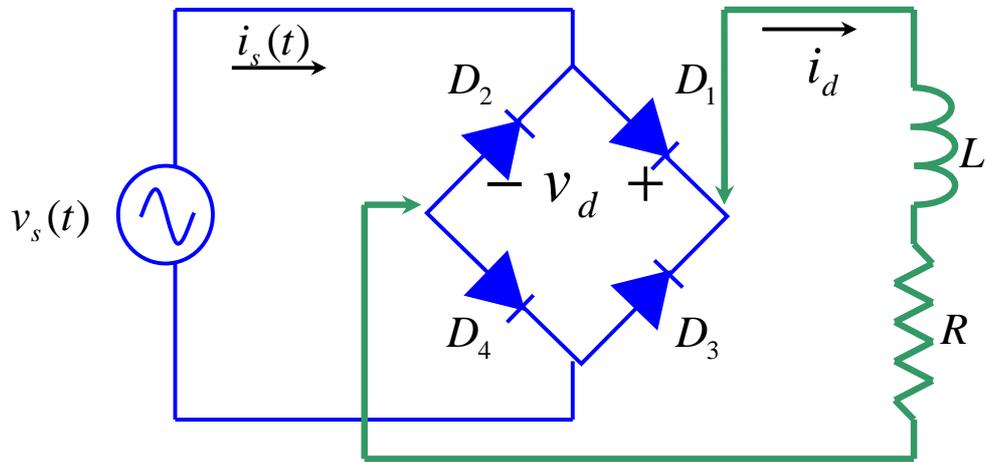
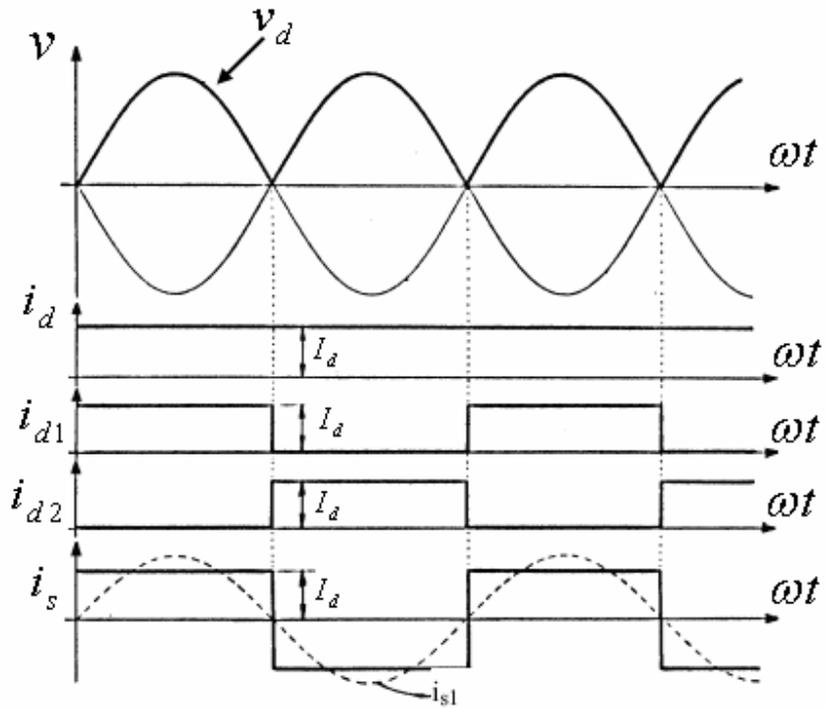


Figura 16. Formas de onda del rectificador puente monofásico con corriente de carga perfectamente filtrada

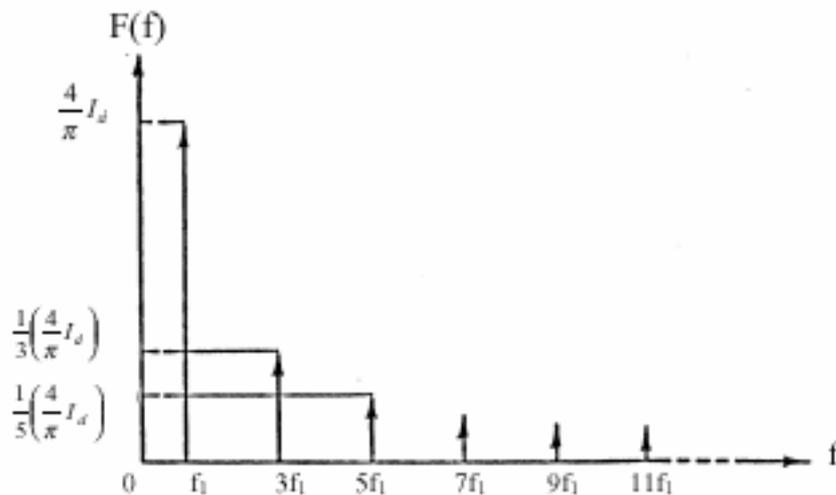


Las corrientes armónicas inyectadas por el rectificador puente monofásico con corriente perfectamente filtrada en la carga son:

$$i_s(t) = I_d \left(\frac{4}{\pi} \right) \left(\text{sen}(\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen}(3\omega t) + \frac{1}{5} \text{sen}(5\omega t) + \frac{1}{7} \text{sen}(7\omega t) + \dots + \right)$$

El espectro de frecuencias para este rectificador en escala lineal aparece en la figura.

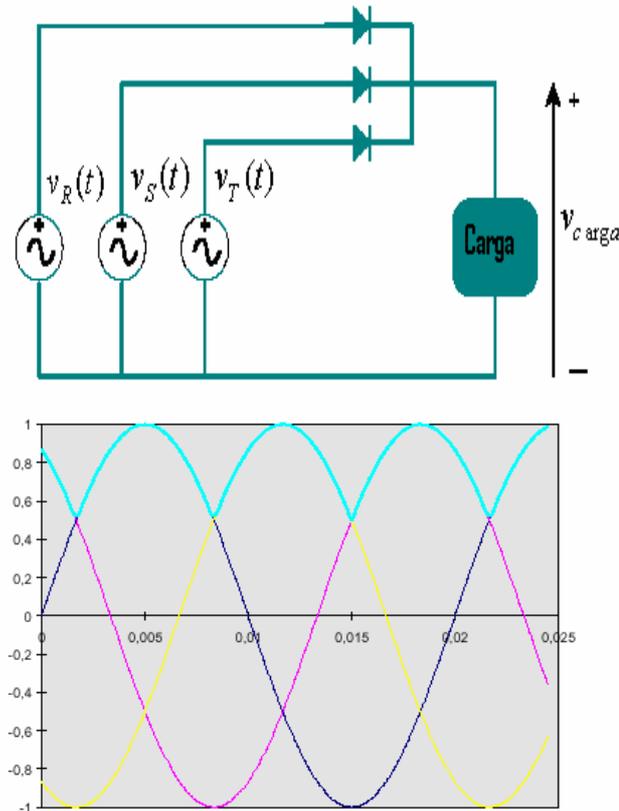
Figura 17. Armónicas inyectadas por el rectificador puente monofásico



2.2.3 Rectificador trifásico de media onda

Este tipo de rectificador no es precisamente eficiente, el rizado es 121% (tiene más alterna que continua), teniendo componentes de frecuencia a 60Hz y de todos sus armónicos superiores.

Figura 18. Rectificador trifásico de media onda y forma de onda de salida



2.2.4 Rectificador trifásico de onda completa

La figura muestra el circuito de potencia del rectificador puente trifásico totalmente controlado, el que emplea 6 tiristores. Este convertidor es conocido también bajo el nombre de rectificador de 6 pulsos, porque el voltaje que genera en la carga contiene 6 pulsos en un período de la tensión de la red.

Figura 19. Rectificador trifásico de onda completa

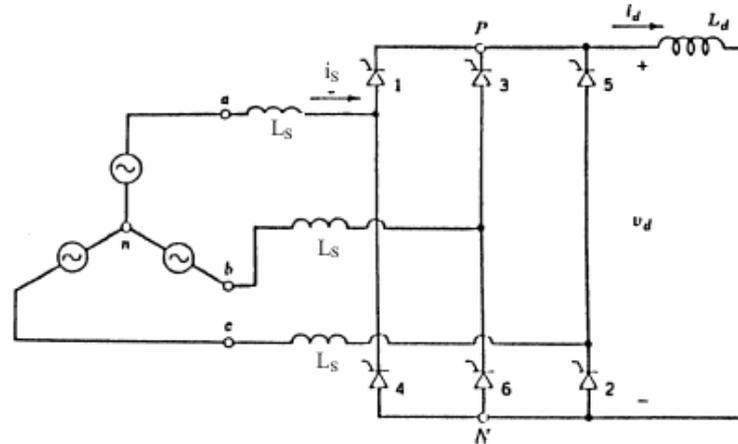
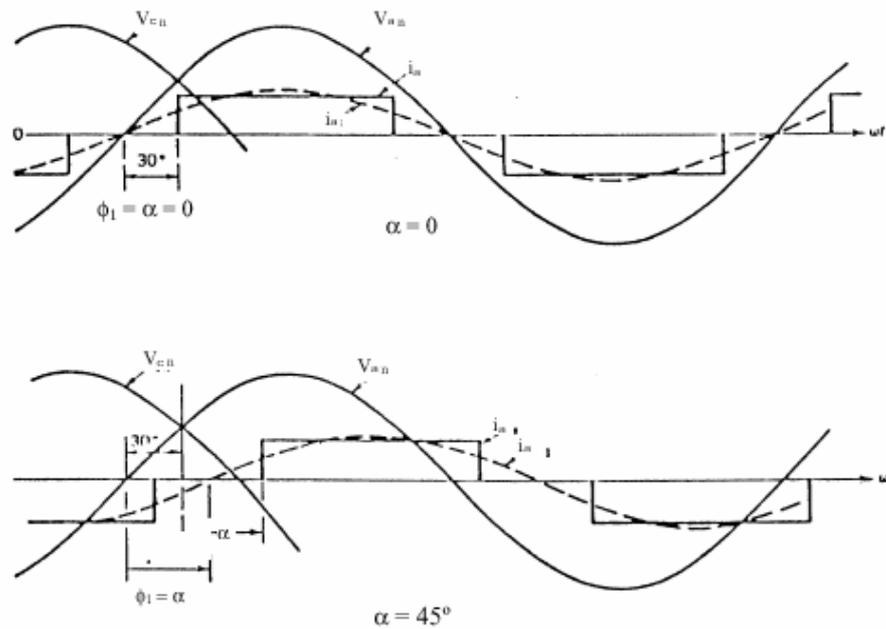


Figura 20. Forma de onda de corriente de entrada perfectamente filtrada



Cuando el transformador del rectificador trifásico tiene conexión estrella-estrella, la corriente por la red tiene la misma forma mostrada en la figura 20. Esta corriente tiene las siguientes armónicas:

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

Lo que significa:

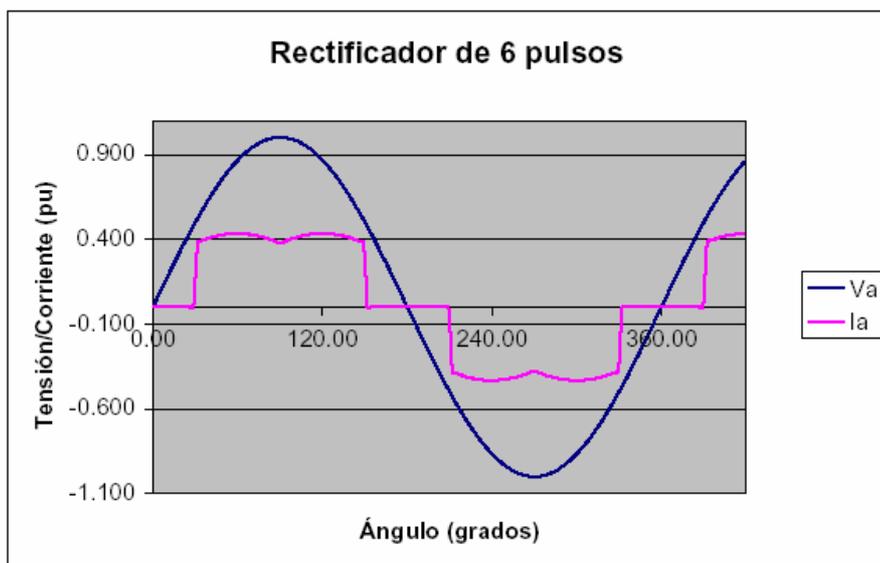
20% de 5ª armónica (250 Hz)

14,3% de 7ª armónica (350 Hz)

9,1% de 11ª armónica (550 Hz), etc.

Lo anterior se cumple cuando el variador trabaja con corriente perfectamente filtrada, sin embargo en la práctica esto es imposible, por lo que los porcentajes de armónicos aumentarán dependiendo del tipo de carga que tengamos, así como de la corriente, en un variador real, es más aceptable que la forma de onda de salida de la corriente sea semejante a la de la figura 21.

Figura 21. Forma de onda de corriente en un variador práctico



2.2.5 Filtro en la salida del rectificador

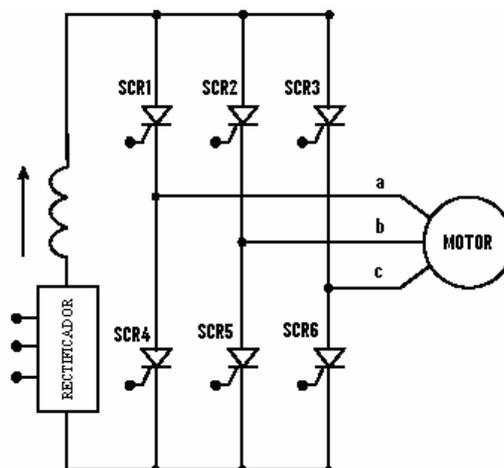
En prácticamente todos los rectificadores, la potencia suministrada por estos es filtrada con un filtro paso bajo (se pretende dejar pasar la baja frecuencia). Dos son los tipo de filtros usados: condensadores conectados en paralelo a la salida para amortiguar los cambios de la tensión, o bien bobinas conectadas en serie con la carga para suavizar los cambios de la corriente. En las aplicaciones de control de máquinas, lo normal es usar una única bobina en serie con la carga a la que se le suele denominar bobina de choque.

2.3 Inversores

Se conoce como inversor al sistema capaz de generar corriente alterna a partir de corriente continua. Anteponiendo al ondulator un rectificador se tiene el sistema más comúnmente utilizado para cambiar la frecuencia de un sistema de potencia en corriente alterna.

Para explicar el funcionamiento de estos sistemas consideremos el esquema del figura adjunta:

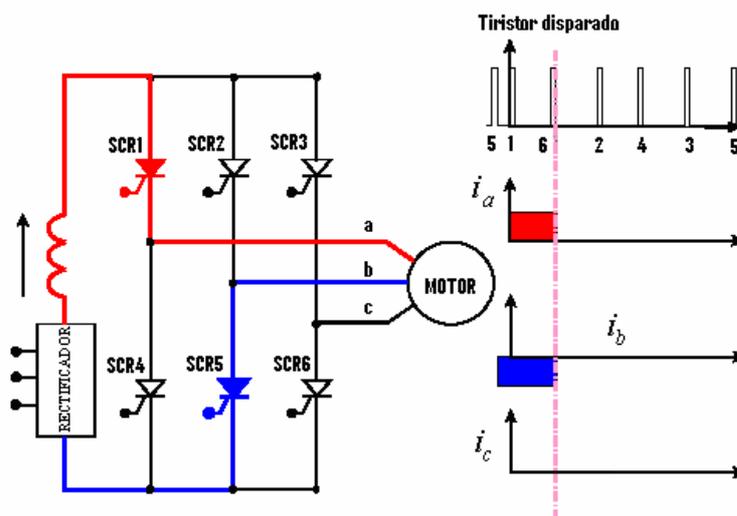
Figura 22. Inversor básico



Si se sincroniza la apertura y el cierre de los seis tiristores de la figura, se puede conseguir que por el motor trifásico pase corriente “alterna” por cada una de las fases.

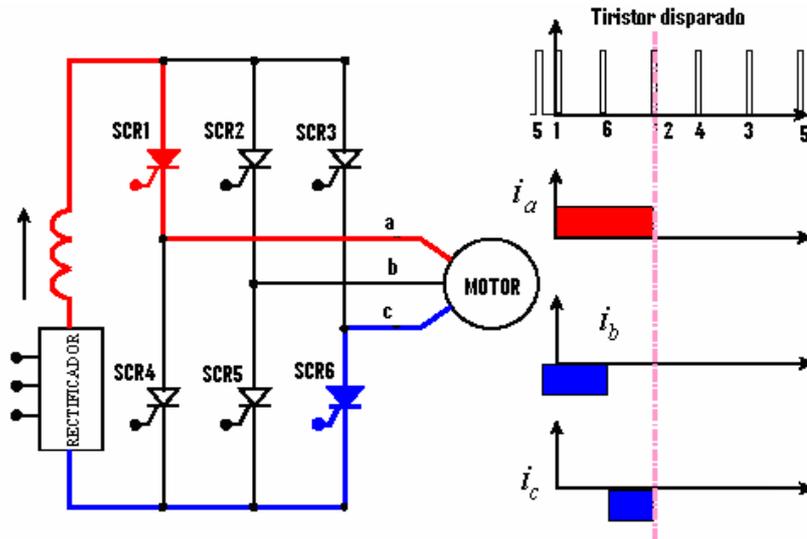
Consideremos por ejemplo, que la secuencia de encendido y apagado es la siguiente: Supuesto 1 y 5 encendidos, la corriente saldrá del rectificador y entrará (tomamos positiva entrante) en el motor por la fase “a” a través del tiristor 1; saliendo (tomamos negativa saliente) del motor por la fase b.

Figura 23. Secuencia de disparo de los tiristores SCR1 y SCR5



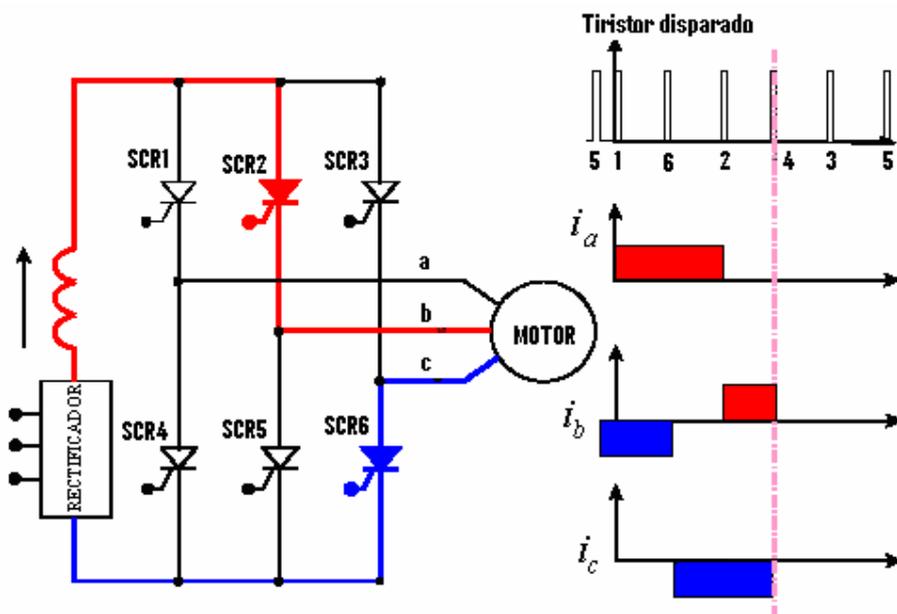
En un segundo instante, si se cierra 5 y al tiempo se abre 6, la corriente seguirá entrando por la fase a, pero ahora sale por la fase c.

Figura 24. Secuencia de disparo de los tiristores SCR1 y SCR6



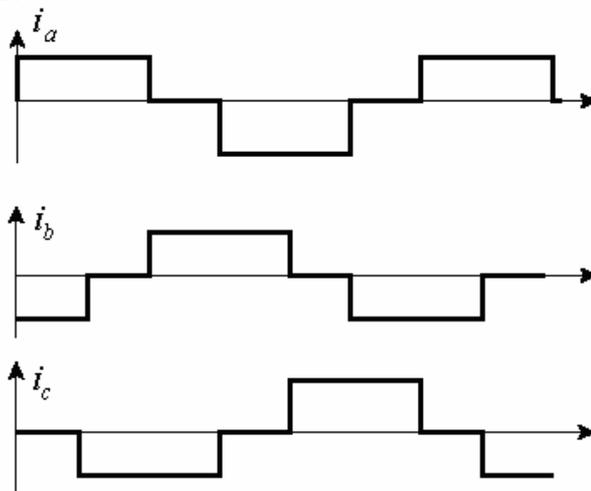
Si ahora se cierra 1 y se abre 2, la corriente deja de entrar por la fase a para hacerlo por la b:

Figura 25. Secuencia de disparo de los tiristores SCR2 y SCR6



Continuando así, se puede lograr que las corrientes en las tres fases sigan la siguiente secuencia:

Figura 26. Forma de onda de salida del inversor básico



No se puede decir que las tres formas de onda sean senoidales, pero sí que son alternas. Para el accionamiento de motores con estas formas de onda tan poco senoidales es, no obstante, suficiente.

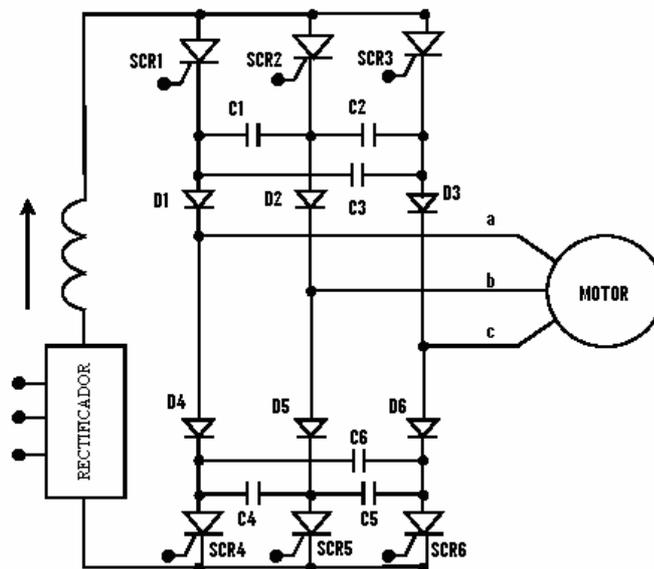
2.3.1 Inversor de conmutación externa

Para apagar un tiristor a su debido tiempo, no basta con encender el tiristor que le va a hacer el relevo, sino que es necesario suministrarle una tensión inversa que reduzca la corriente por debajo del mínimo de conducción. Esta tensión inversa se puede suministrar desde el exterior del inversor. Un caso de conmutación externa es la que se tendría si el motor que se alimenta es un motor síncrono. En ese caso, a medida que va girando el motor va suministrando la fuerza contra electromotriz suficiente para ir apagando los tiristores adecuados.

2.3.2 Inversor de autoconmutación

La conmutación por elementos internos, se denomina autoconmutación. Para conseguir la conmutación, una posibilidad es completar el circuito del inversor con condensadores y diodos en la forma que se indica:

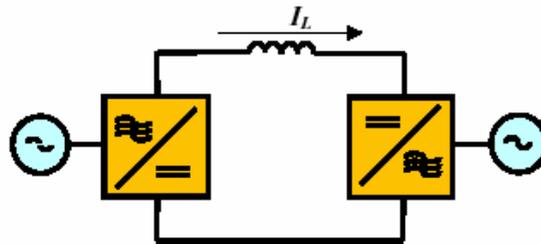
Figura 27. Inversor de autoconmutación



2.3.3 Inversor trifásico de fuente de corriente

Tal como su nombre lo indica el inversor alimentado por una fuente de corriente consta de una bobina entre el rectificador y el inversor, para mantener constante la corriente ante los cambios de carga, veamos la figura 28:

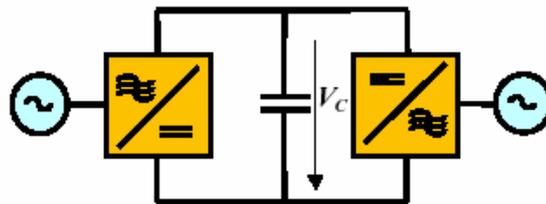
Figura 28. Diagrama de bloques del inversor trifásico de fuente de corriente



2.3.4 Inversor trifásico de fuente de voltaje

En éste caso el filtro entre el rectificador y el inversor es un capacitor que mantiene constante el voltaje a través del inversor, ante los cambios de voltaje de la fuente.

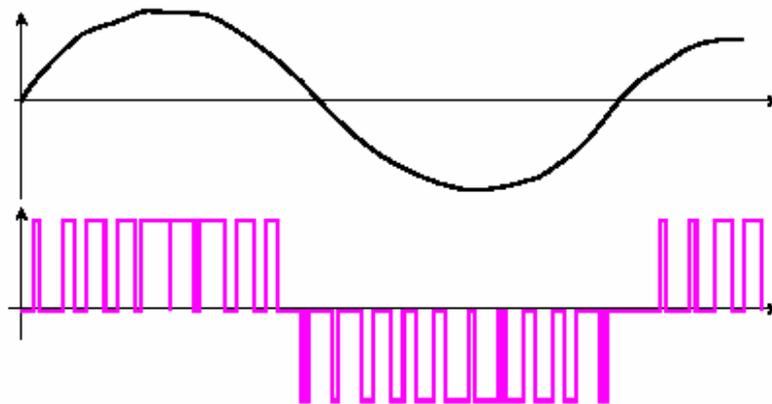
Figura 29. Diagrama de bloques del inversor trifásico de fuente de voltaje



2.3.5 Inversor de modulación de ancho de pulso

Este tipo de inversores tienen una forma de generar señales senoidales partiendo de señales continuas verdaderamente original y a primera vista descabellada. En la figura 30 se muestra en primer lugar el tipo de onda que se pretende obtener (una senoide convencional) y en segundo término, lo que verdaderamente se obtiene. No se puede decir que ambas cosas se parezcan mucho.

Figura 30. Forma de onda deseada y forma de onda obtenida con un inversor de modulación de ancho de pulso



Si la segunda onda correspondiese con la tensión aplicada a un motor, de ninguna manera se podría afirmar que ese motor se está alimentando con una tensión senoidal; quizás la corriente que tomase el motor, al hacer los bobinados de filtro, sí pudiera parecer más senoidal, pero desde luego la tensión que la origina de ninguna forma es senoidal.

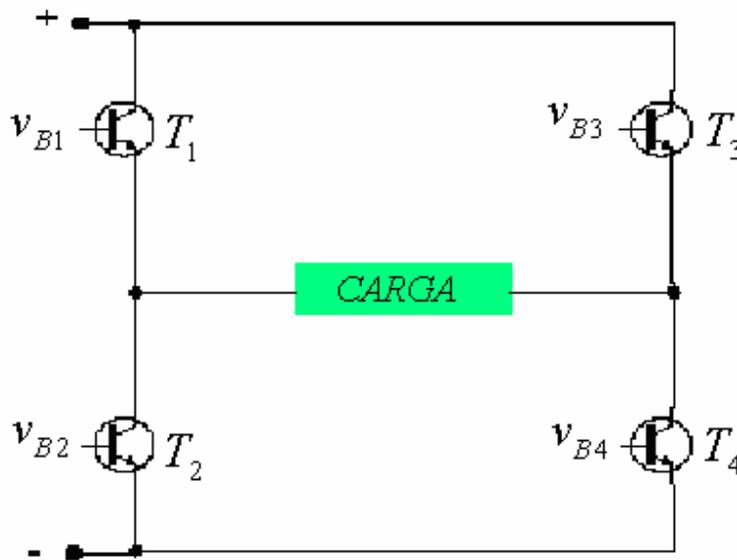
A pesar de esta primera contrariedad, el método PWM es extremadamente popular en la generación de sistemas de alimentación de frecuencia variable, pues tiene una ventaja que lo destaca del resto: con él es extremadamente fácil controlar la frecuencia de la tensión de salida.

Como se aprecia en la figura anterior, la esencia del método consiste en generar un tren de pulsos de altura fija, pero de ancho “más o menos” proporcional a la amplitud de la onda.

2.3.5.1 Esquema básico

El esquema básico de funcionamiento de este inversor es este:

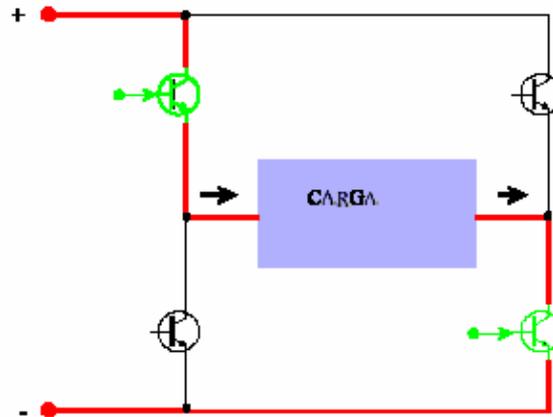
Figura 31. Inversor básico de modulación de ancho de pulso



Hay una carga en medio de cuatro transistores de potencia, los cuales se alimentan con tensión continua según se muestra.

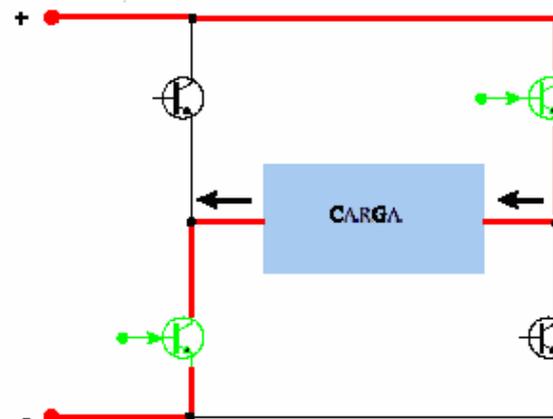
Dependiendo de cómo se encuentren los transistores (cortados o saturados) se podrá hacer que con una única alimentación, la corriente que pase por la carga tenga una dirección u otro. Es decir, si se activan T1 y T4:

Figura 32. Secuencia de disparo de T1 y T4



la corriente circula de izquierda a derecha. Mientras que si los transistores activados son los otros dos, la corriente circula de derecha a izquierda.

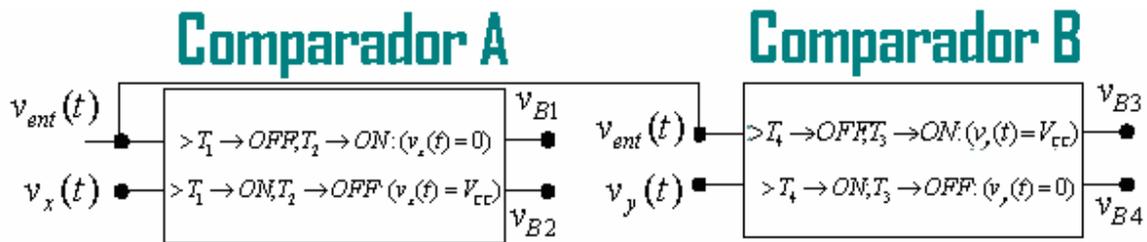
Figura 33. Secuencia de disparo de T2 y T3



Para conseguir que se alternen los transistores en la conducción, un procedimiento consiste en disponer como tensión de alimentación de las bases de los transistores las salidas de dos comparadores. El comparador A controla T1 y T2 y el B controla T3 y T4, de forma que nunca los dos transistores estén conduciendo simultáneamente (en ese caso tendríamos un cortocircuito). Hay

tres señales que gobiernan el funcionamiento de los comparadores: $v_{ent}(t)$ (común para los dos), $v_x(t)$ y $v_y(t)$ (específicas de cada uno de los comparadores).

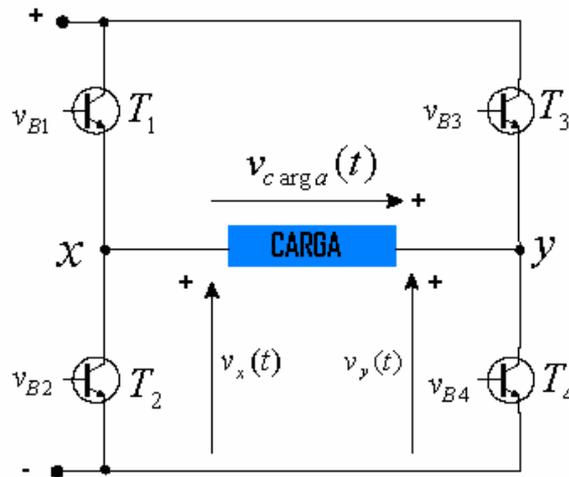
Figura 34. Diagrama de bloques del sistema de disparo de T1, T2, T3 Y T4



El funcionamiento de los comparadores se indica en la figura 34 y es el siguiente:

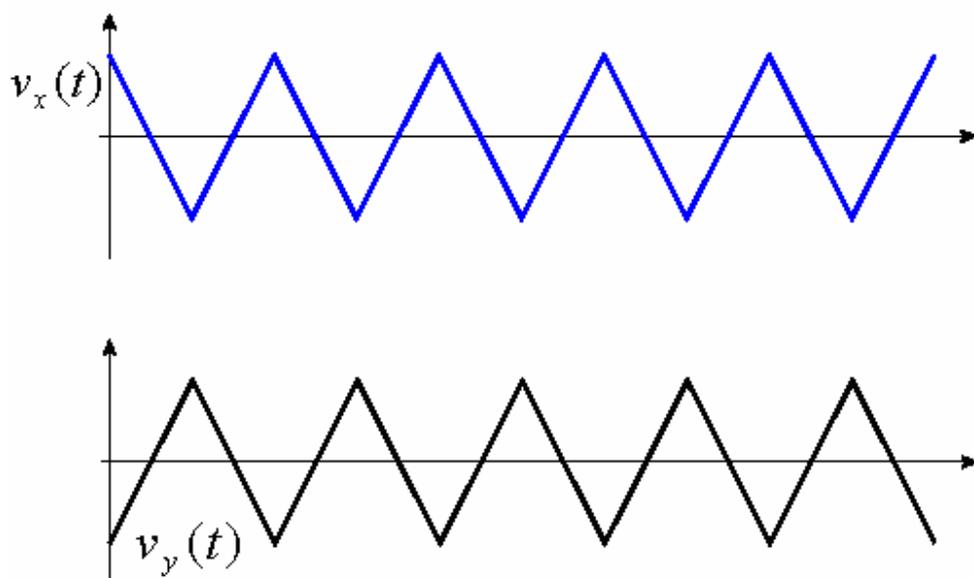
Para el comparador A, si la señal mayor (se trata de un comparador que determina qué señal de las dos entradas es la mayor) es la tensión $v_{ent}(t)$, entonces se activa T2 y se corta T1, con lo que se consigue que la tensión en el nudo u sea cero voltios; mientras que si la tensión mayor es $v_x(t)$, entonces que hace conducir a T1 y se desconecta T2, con lo que la tensión en el nudo u es ahora la máxima es decir V_{cc} . Para el comparador B las señales de entrada son $v_{ent}(t)$ y $v_y(t)$, y el funcionamiento es tal que si la tensión mayor es $v_{ent}(t)$ entonces se hace conducir a T3 con lo que se consigue que en el nudo v la tensión sea la máxima, y si la mayor es la tensión $v_y(t)$ entonces se hace conducir a T4.

Figura 35. Voltajes en los terminales de carga en un inversor de modulación ancho de pulso



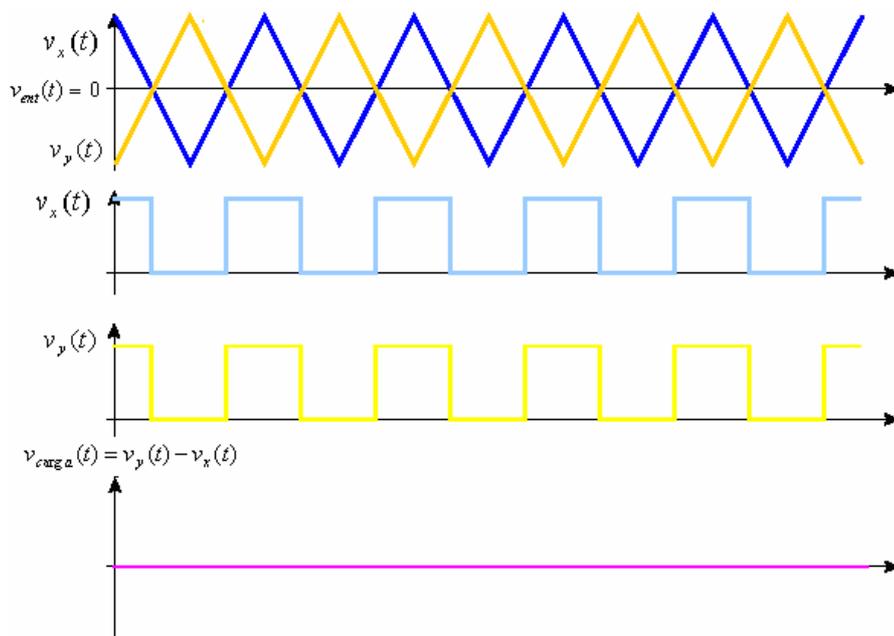
Las tensiones $v_x(t)$ y $v_y(t)$ corresponden con formas de onda triangulares con un desfase de 180° (en todo momento $v_x(t) = -v_y(t)$); las dos ondas son fijas en cuanto a frecuencia y amplitud.

Figura 36. Señales de entrada a los comparadores del sistema de control del inversor



Dependiendo de la tensión de entrada a los comparadores, las tensiones en los nudos u y v variará y en consecuencia la tensión en la carga (resta de las tensiones en esos nudos) también lo hará. Así por ejemplo, si la tensión de entrada es nula, la tensión en la carga también lo es:

Figura 37. Forma de onda del inversor PWM con señal de cero volts



Para diferentes valores de la tensión de entrada las tensiones resultantes en la carga tendrían el siguiente aspecto:

Figura 38. Forma de onda del inversor PWM con señal de DC positiva media

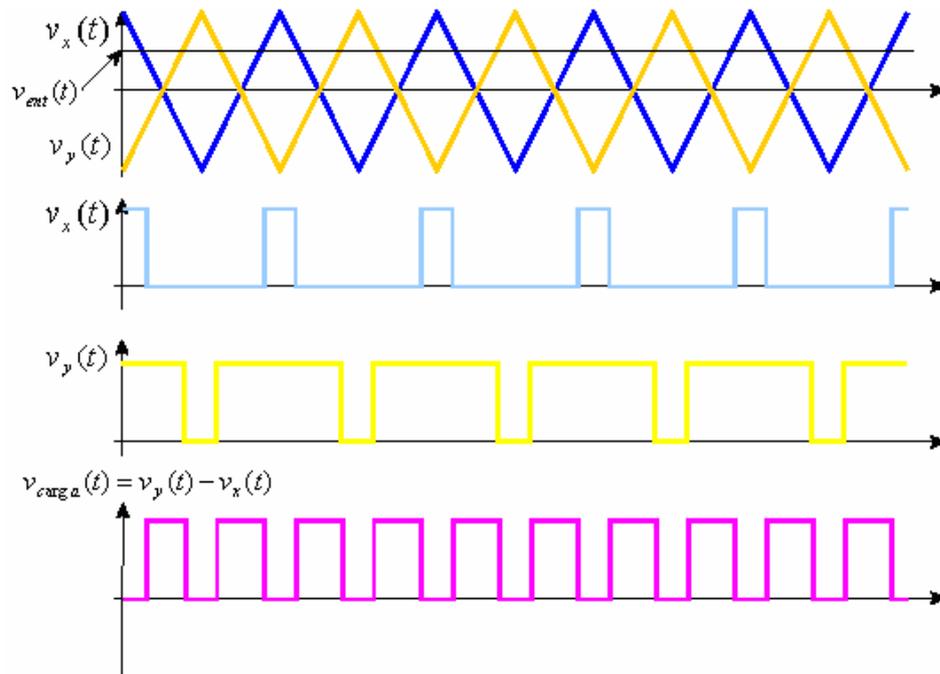


Figura 39. Forma de onda del inversor PWM con señal DC positiva alta

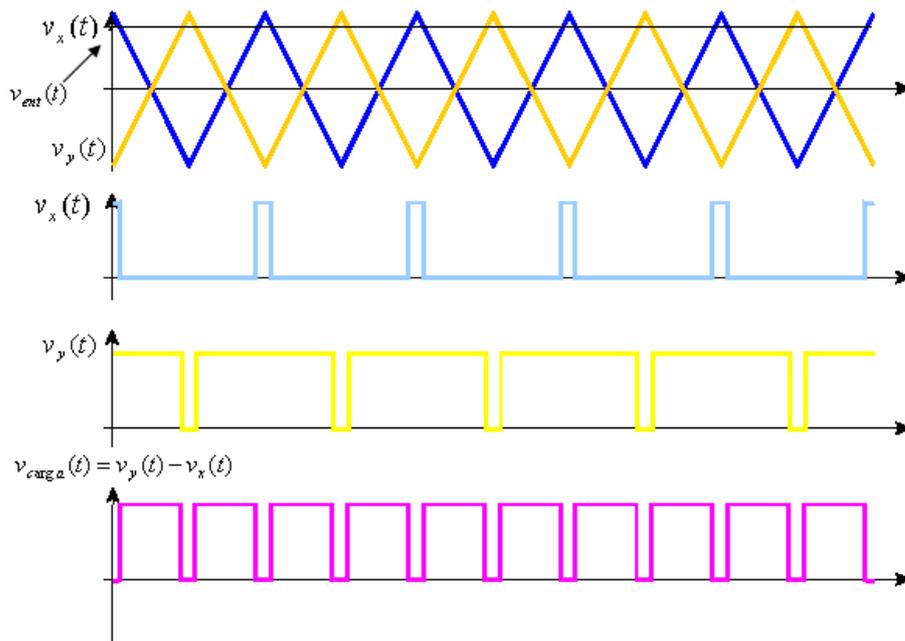
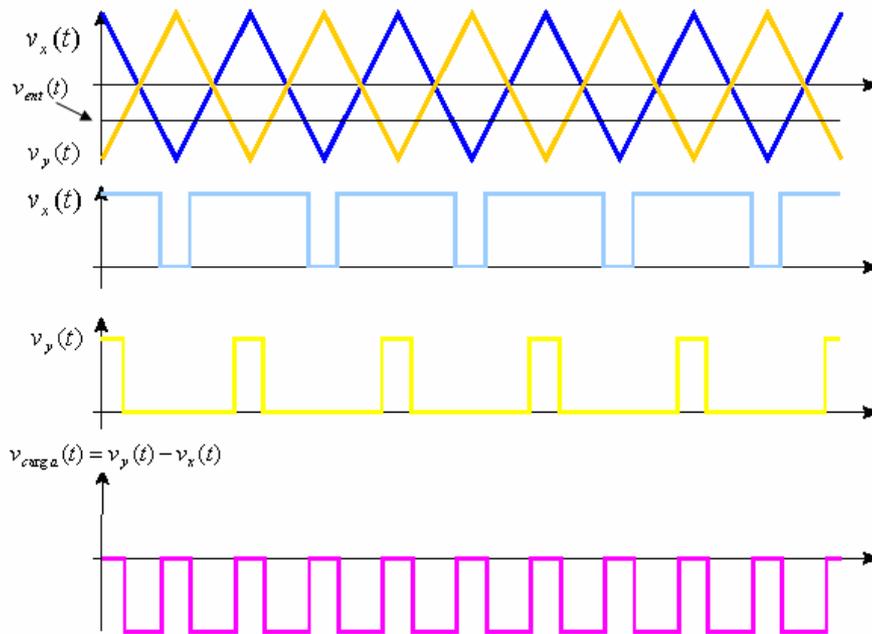
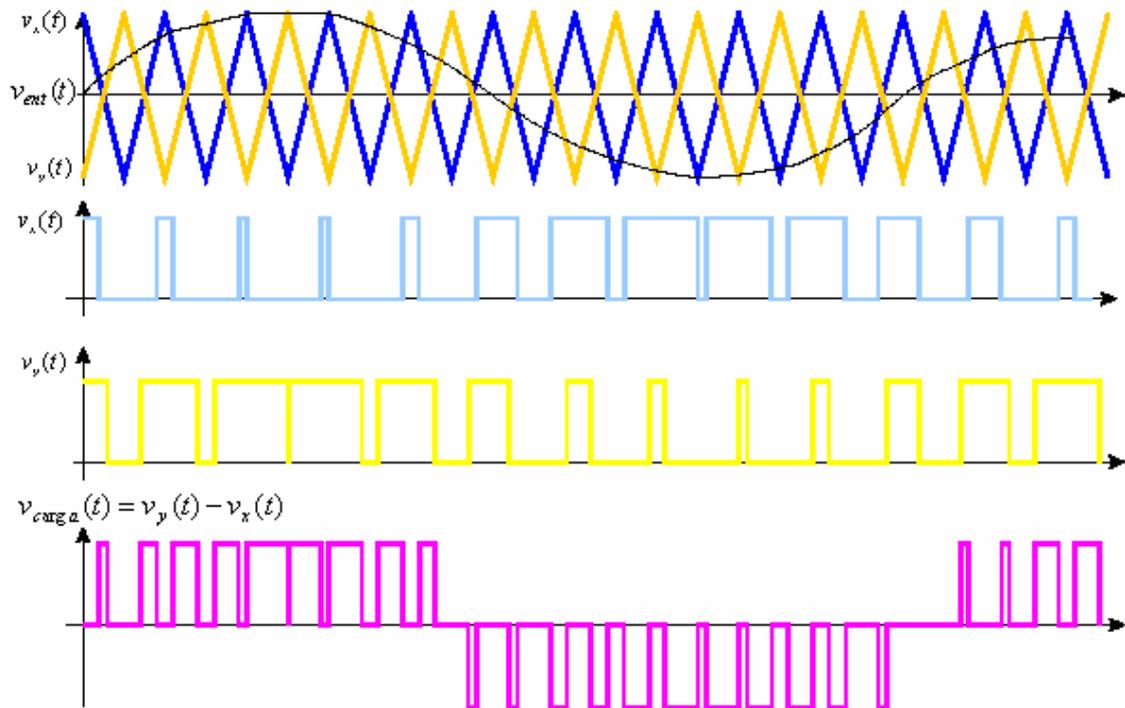


Figura 40. Forma de onda del inversor PWM con señal DC negativa media



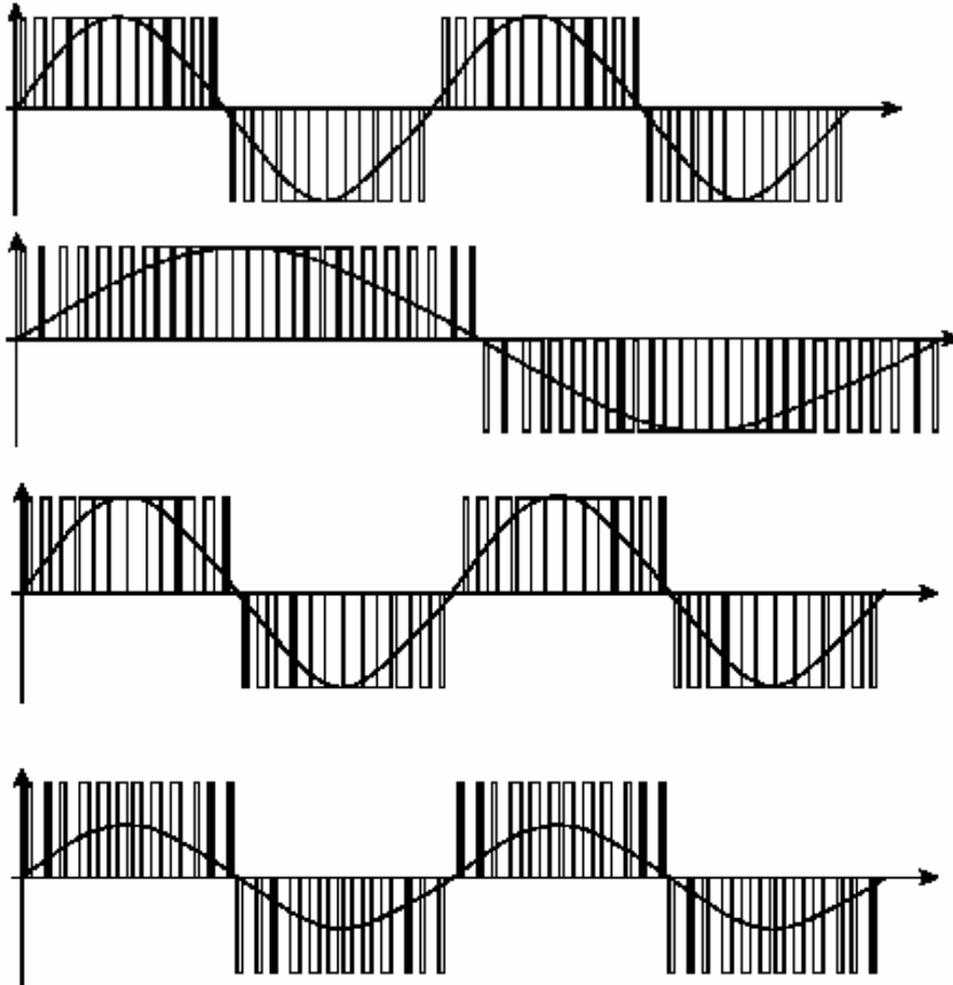
Y si finalmente, la tensión de entrada se hace variar senoidalmente, la tensión en la carga tendrá un aspecto como el deseado en un principio:

Figura 41. Forma de onda del inversor PWM con señal senoidal



De modo que al final, dependiendo de la frecuencia y amplitud de la señal de entrada, se consiguen señales de frecuencia y amplitud “equivalentes”, pero moduladas según su ancho de pulso.

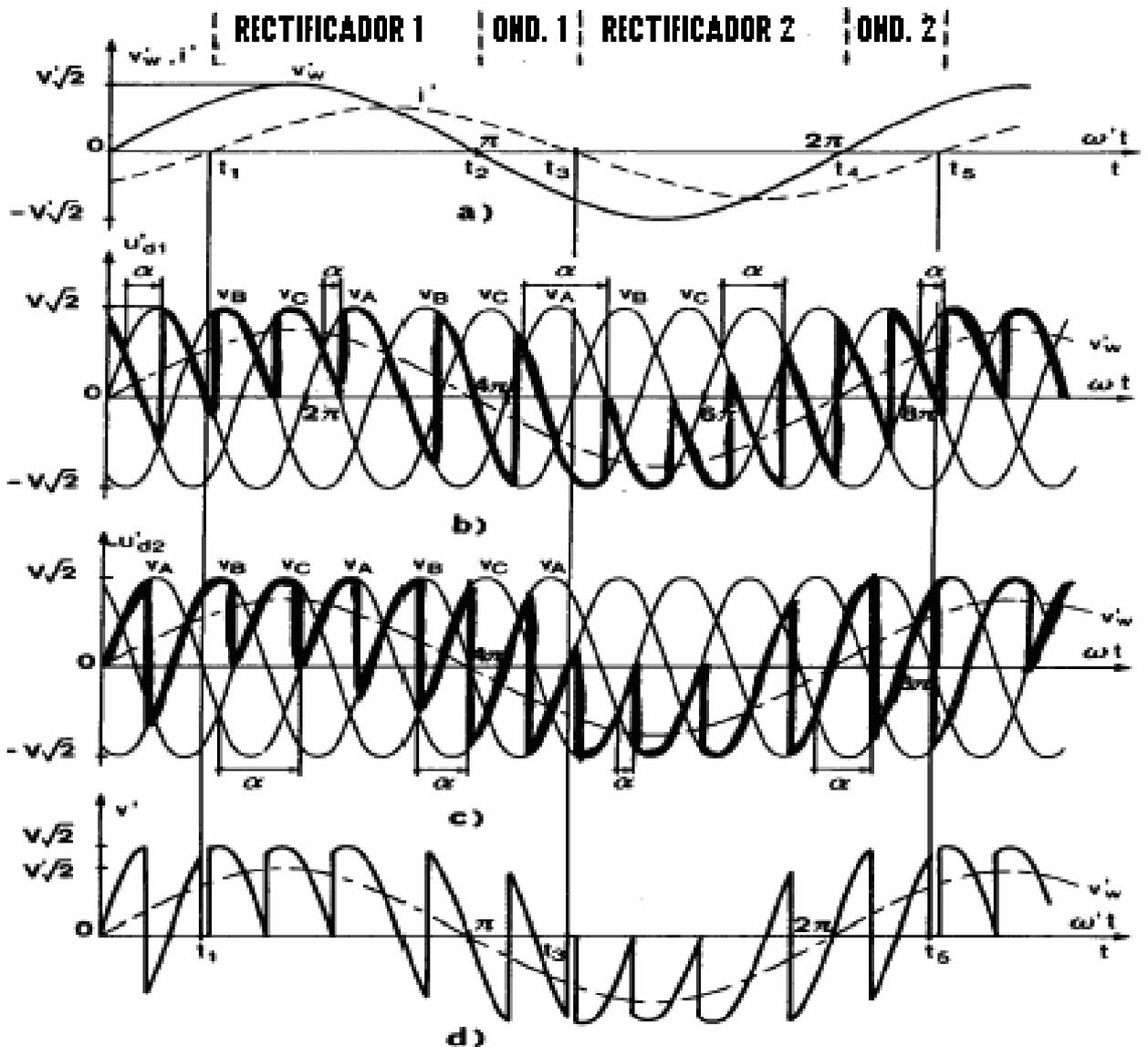
Figura 42. Diferentes forma de onda senoidales obtenidas a través de PWM



2.4 Cicloconvertidores

Para entender este principio de funcionamiento veamos las figuras 43 y 44, la tensión $v'w$ deseada y la corriente i' que correspondería a una carga inductiva.

Figura 43. Forma de onda de un cicloconvertidor



Durante el intervalo $t_1 - t_3$ la corriente i' por la carga es positiva, por tanto conduce el rectificador positivo (cátodos unidos) y la tensión de salida v' corresponde a U'_{d1} . Dentro de este intervalo se pueden distinguir dos modos de funcionamiento:

- ✓ Desde t_1 a t_2 : v' es positiva, lo cual indica que el rectificador 1 funciona en modo rectificador.
- ✓ Desde t_2 a t_3 : v' es negativo y por tanto el rectificador 1 funcionará como ondulator.

Durante el intervalo $t_3 - t_5$ la corriente en la carga es negativa, siendo esta suministrada por el rectificador negativo (ánodos unidos). Por tanto durante este intervalo la tensión de salida v' será igual a $-U'_{d2}$.

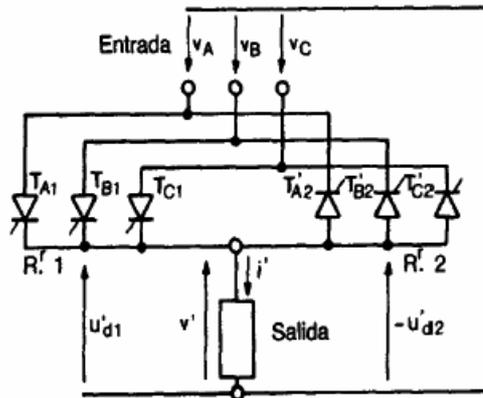
Al igual que con el intervalo anterior se pueden distinguir dos modos de funcionamiento:

- ✓ Desde t_3 a t_4 : U'_{d2} es positiva, lo cual indica el funcionamiento del rectificador 2 en modo rectificador.
- ✓ Desde t_4 a t_5 : U'_{d2} es negativa, funcionando el rectificador 2 como ondulator.

En realidad, la tensión v'_{w} es la componente fundamental de la tensión de salida real. En la figura anterior se muestran las formas de onda correspondientes a un montaje de dos rectificadores trifásicos de media onda en antiparalelo, constituyendo un ejemplo sencillo de un cicloconvertor trifásico-monofásico.

Dicho montaje se corresponde con el esquema de la siguiente figura.

Figura 44. Cicloconvertidor básico



En las formas de onda mostradas en la figura 43, en la parte (b), se indica cómo la tensión de salida $v'w$ se aproxima a la tensión del primer rectificador U'_{d1} . Si α fuera nulo, U'_{d1a} estaría formado por las cúspides de las senoides de V_A, V_B y V_C .

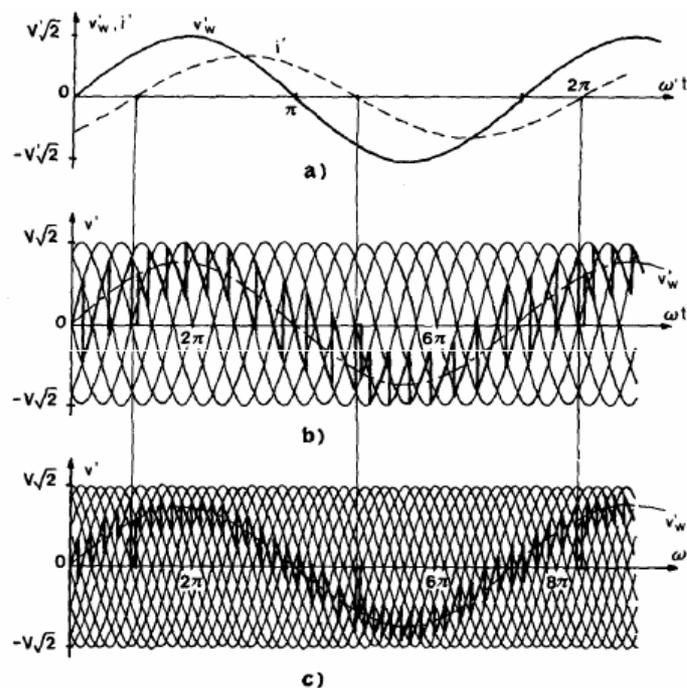
Ahora modulando los ángulos de cebado α de los tres tiristores, se obtienen arcos de senoides cuya valor medio dan como resultante el valor de $v'w$. De igual manera en la parte (c) se muestra la evolución de la tensión del rectificador 2 frente a la tensión de salida deseada $v'w$. Por último en la parte (d) de la ilustración aparece realmente la tensión en bornes de la carga, donde su componente fundamental si que coincide con la tensión deseada de frecuencia angular w' , menor que w y amplitud $V'\sqrt{2}$ menor que $V\sqrt{2}$. De igual forma es evidente que el inconveniente de este ejemplo sencillo, reside en el elevado nivel de armónicos de la tensión en bornes de la carga.

Recordando las características de los rectificadores, se obtenía que la tensión de salida era tanto más próxima a la tensión continua sin ondulación, cuanto

mayor es el índice p de pulsación del rectificador. Ahora con el cicloconvertor, cuanto mayor sea el índice de pulsación p de los rectificadores que lo componen, mejor será la aproximación de la tensión de salida a la tensión senoidal pura deseada.

Este hecho queda reflejado en la siguiente ilustración donde se muestra la tensión de salida teórica (caso a) y las tensiones para el caso de un índice de pulsación de 6 (caso b) y para un índice igual a 12 (caso c).

Figura 45. Formas de onda de un cicloconvertidor a) ideal b) 6 pulsos c) 12 pulsos



Un cicloconvertor, está formado por un rectificador de tipo P y otro rectificador de tipo N conectados en paralelo con la carga. Dada su disposición en paralelo obliga a que los valores medios de ambos rectificadores sean iguales, lo cual no quiere decir que los valores instantáneos también lo sean. Esta diferencia de tensiones instantáneas provocará corrientes de circulación internas.

Para evitar eliminar o conseguir reducir estas corrientes de circulación, se emplean dos modos de funcionamiento, las cuales consisten en cicloconvertidores de corriente circulante y no circulante.

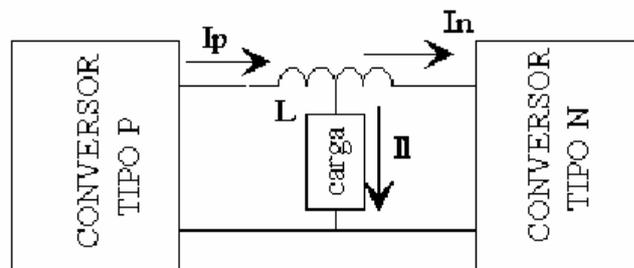
2.4.1 Cicloconvertidores de corriente no circulante

Consiste en que todo momento haya un convertidor conduciendo y el otro bloqueado, conduciendo cada uno de ellos de forma alternativa un semiciclo de la intensidad de la carga. Por tanto si la corriente en la carga es positiva funciona el rectificador P, mientras el rectificador N queda bloqueado, lo cual hace que no pueda circular por sus tiristores ninguna corriente. A este tipo de cicloconvertor se le conoce como cicloconvertor con impulsos de bloqueo.

2.4.2 Cicloconvertidores de corriente circulante

En este caso los convertidores individuales conducen a la vez y entre ellos se establece una intensidad de circulación que es limitada por una bobina colocada a tal efecto. La disposición de dicha bobina se muestra en el siguiente diagrama de bloques.

Figura 46. Diagrama de bloques de un cicloconvertidor de corriente circulante



2.5 La electrónica como fuentes de armónicos

Como hemos visto los dispositivos electrónicos distorsionan la corriente que toman de la red, si las corrientes que toman son perfectamente filtradas sus corrientes son señales cuadradas, sin embargo no sucede esto, debido a la carga y al filtro, aún así según el análisis de Fourier éstas corrientes podrán representarse en términos de senoides en donde la corriente fundamental es de 60 hertz, donde aparecen los famosos armónicos.

3. RESPUESTA EN FRECUENCIA

3.1 Filtros pasivos

Todo circuito presenta diferente respuesta a voltajes y corrientes de diversa frecuencia, asimismo un capacitor, reactor o resistencia modifican la respuesta en frecuencia de los circuitos, dando como consecuencia lugar a los estudios de éstas configuraciones de elementos denominados filtros, teniendo una amplia gama de aplicaciones, desde los circuitos de filtros pasivos , hasta las comunicaciones.

Según la impedancia que presente ante la frecuencia los filtros se dividen en:

- ✓ Filtro pasabajo
- ✓ Filtro pasaalto
- ✓ Filtro pasabanda
- ✓ Filtro pasatodo

Según la forma en que se conecte con lo que desee filtrar, los filtros se clasifican en:

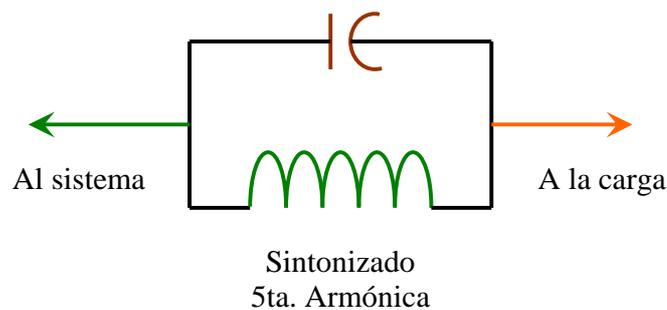
- ✓ Filtro serie
- ✓ Filtro paralelo
- ✓ Filtro serie paralelo

En el presente documento interesa estudiar éstos últimos.

3.1.1 Filtro serie

El filtro serie impiden el paso de una frecuencia particular (armónica), desde la fuente generadora hacia el resto de la planta, sea esta aguas arriba o abajo, incluido el sistema de potencia, mediante la presencia de una gran impedancia serie a la frecuencia especificada. Este filtro consta de un inductor y un condensador en paralelo que se posicionan en serie a la parte de la red que se desea proteger.

Figura 47. Filtro serie



3.1.1.1 Características

Frecuencias específicas sintonizadas ejemplo; 3era armónica, 5ta armónica.

3.1.1.2 Ventajas

- ✓ Alta impedancia para frecuencias sintonizadas
- ✓ Popular para aplicaciones monofásicas, minimiza las 3era armónicas
- ✓ No introduce cualquier sistema de resonancia
- ✓ No importa armónicas de otras fuentes
- ✓ No requiere de la existencia de un análisis del sistema
- ✓ Mejora el desplazamiento del factor de potencia
- ✓ Mejora el fp verdadero

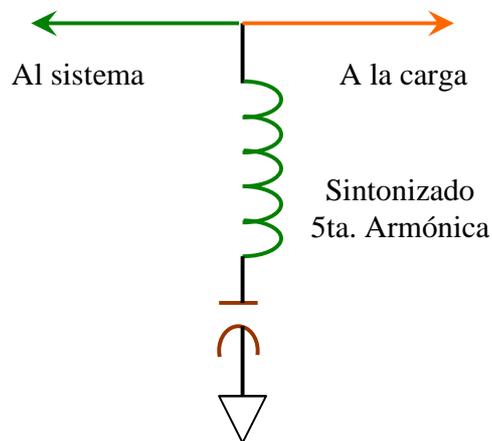
3.1.1.3 Desventajas

- ✓ Debe soportar toda la corriente de la carga, lo cual aumenta su potencia, justificando de ésta forma su alto costo
- ✓ Solo para cargas no lineales
- ✓ Mínimamente efectivo a sintonizar otras frecuencias armónicas

3.1.2 Filtro paralelo o shunt

Los filtros paralelo por su parte proveen un paso alternativo de muy baja impedancia para las frecuencias armónicas, y consisten en una rama resonante serie compuesta por elementos RLC en conexión paralela con el sistema de alimentación.

Figura 48. Filtro paralelo



3.1.2.1 Características

Frecuencias específicas sintonizadas ejemplo; 3era armónica, 5ta armónica.

3.1.2.2 Ventajas

- ✓ Baja impedancia para la frecuencia sintonizada.
- ✓ Suministra componentes armónicas específicas a la carga mas bien que desde la fuente de ac.
- ✓ Completamente efectiva para la frecuencia de sintonía
- ✓ Solo requerida para llevar corrientes armónicas, no la carga completa
- ✓ Mejora el desplazamiento del factor de potencia
- ✓ Mejora el fp verdadero
- ✓ Resulta económicamente más barato que el filtro serie, debido a que únicamente circula por éste la corriente capacitiva fundamental más la corriente armónica a la cual fue sintonizado.

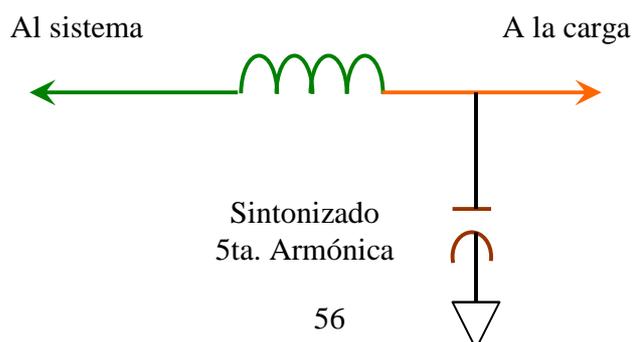
3.1.2.3 Desventajas

- ✓ Puede crear sistemas resonantes
- ✓ Sólo filtra (sintoniza) una frecuencia armónica
- ✓ Puede importar armónicas desde otras cargas no lineales
- ✓ Requiere de un análisis de armónicas previo para añadir filtros

3.1.3 Combinación serie paralelo

Como su nombre lo indica, es una combinación de los dos anteriores.

Figura 49. Combinación serie paralelo



3.1.3.1 Ventajas

- ✓ Todas las frecuencias sobre la frecuencia de resonancia
- ✓ Minimiza todas las frecuencias armónicas
- ✓ Suministra componentes armónicas específicas a la carga mas bien desde la fuente ca
- ✓ No permite la importación de armónicas desde otras fuentes
- ✓ No introduce cualquier sistema de resonancia
- ✓ No requiere de la existencia de un análisis del sistema
- ✓ Mejora el desplazamiento del factor de potencia
- ✓ Mejora el fp verdadero

3.1.3.2 Desventajas

- ✓ Solo para cargas no lineales

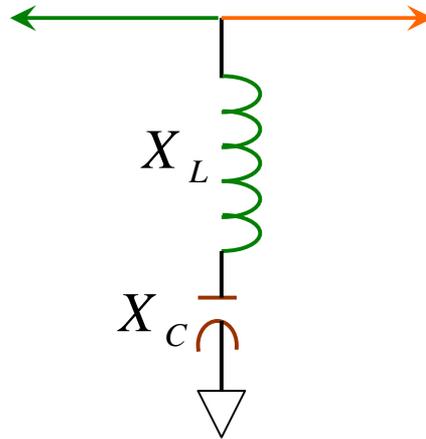
3.2 Resonancia

El fenómeno de la resonancia se asocia a un cambio de energía entre el capacitor y la inductancia equivalente en un circuito.

3.2.1 Resonancia serie

Para observar el fenómeno de resonancia serie se requiere que la inductancia en serie con el capacitor presente una impedancia equivalente a cero, veamos la figura:

Figura 50. Resonancia serie



Según esto tenemos que hacer

$$X_L + X_C = 0$$

Lo que equivale a

$$j\omega L + \frac{-j}{\omega C} = 0$$

O bien

Ecuación 19:

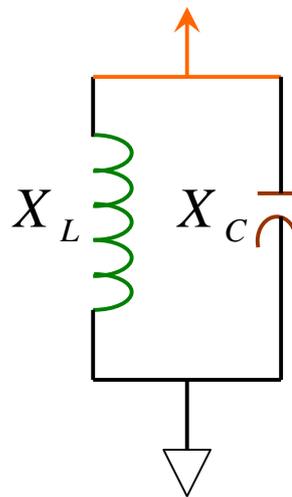
$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \Rightarrow \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Ésta es la frecuencia de resonancia del circuito, para ésta frecuencia el circuito se presenta como un filtro denominado filtro sintonizado simple, debido a que filtrará la frecuencia a la cual sea sintonizado.

3.2.2 Resonancia paralelo

Tendremos resonancia paralelo cuando inductor y capacitor se encuentren en paralelo y a la vez su admitancia equivalente sea cero. Observemos lo que sucede en el siguiente circuito:

Figura 51. Resonancia paralelo



Para que suceda la resonancia paralela debe darse:

$$Y_L + Y_C = 0$$

Lo que equivale a decir:

$$\frac{1}{X_L} + \frac{1}{X_C} = 0$$

Que es lo mismo

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C = 0 \Rightarrow j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = 0$$

Con lo que obtenemos la frecuencia de resonancia paralela

Ecuación 20:

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

3.3 Consideraciones de diseño para el filtrado de armónicos

3.3.1 Compensación del factor de potencia

Para obtener el máximo funcionamiento de un filtro es necesario compensar la mayor cantidad de reactiva necesaria, a la vez que proporcione un camino de baja impedancia para la armónica a filtrar, tal función la cumple el filtro paralelo simple sintonizado, entonces vamos a determinar en primer lugar el tamaño de los capacitores de acuerdo a los valores de nuestra carga de armónicos, la cantidad de reactiva de los capacitores viene dado por la ecuación 5:

$$KVAR = P(\tan(\arccos(\cos \phi_1)) - \tan(\arccos(\cos \phi_2)))$$

Donde:

$\cos \phi_1$ = Factor de potencia de desplazamiento existente

$\cos \phi_2$ = Factor de potencia deseado

P = Potencia Activa

Como hemos visto los armónicos distorsionan el factor de potencia, por lo que los dispositivos a utilizar deben de medir independientemente el factor de potencia real y el factor de potencia de distorsión.

Esta cantidad de reactiva será proporcionada a valores nominales de los capacitores, por lo que debido a la variación del voltaje debe de aplicarse la siguiente fórmula para obtener la potencia de los capacitores en el campo de trabajo:

Ecuación 21:

$$kVAR 's = kVAR * \left(\frac{V_{no\ min\ al}}{V_{trabajo}} \right)^2$$

Entonces el valor de los capacitores vendrá dado por la siguiente expresión:

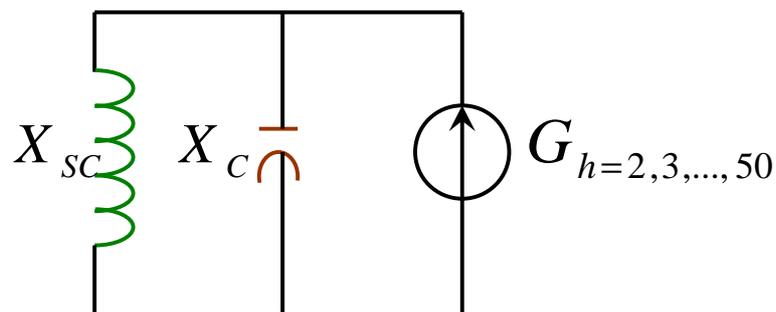
Ecuación 22:

$$kVAR 's = \frac{V^2}{X_c} \Rightarrow X_c = \frac{V^2}{kVAR 's}$$

3.3.2 Resonancia paralelo con el sistema

Como sucede que las armónicas se comportan como fuentes de corriente, entonces éstas corrientes buscarán el camino de menor impedancia por lo que fluirán hacia los capacitores y reactancia de la fuente de potencia los cuales son más susceptibles a éste tipo de situaciones comparadas con las reactancias de los motores, que son mayores, por lo que observamos lo siguiente:

Figura 52. Resonancia paralelo en un sistema



Donde

$$\begin{aligned} X_{SC} &= \text{Reactancia equivalente del sistema} \\ X_C &= \text{Reactancia equivalente de los capacitores instalados} \\ G_{h=2,3,\dots,50} &= \text{Cargas no lineales (variadores, hornos, etc)} \end{aligned}$$

Por lo que existirá un posible problema de resonancia paralelo que vendrá dado a la frecuencia equivalente según la ecuación 20:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{SC}C}}$$

Si sustituimos por los equivalentes en impedancia capacitiva e inductiva a frecuencia fundamental podemos obtener

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{X_{SC}}{\omega} \frac{1}{\omega X_C}}} = \frac{1}{\frac{2\pi}{\omega}\sqrt{\frac{X_{SC}}{X_C}}} = \frac{\omega}{2\pi}\sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}}$$

Si sustituimos la frecuencia angular por su equivalente en hertz

$$f_{res} = \frac{2\pi f}{2\pi}\sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}} = f\sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}}$$

Si dividimos el resultado anterior por la frecuencia fundamental:

$$\frac{f_{res}}{f} = \sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}}$$

Y tomando en cuenta que

Ecuación 23:

$$h = \frac{f_{armónico}}{f_{fundamental}}$$

Podemos obtener la expresión para obtener el orden armónico de la frecuencia de resonancia:

$$h_{res} = \sqrt{\frac{X_C}{X_{SC}}}$$

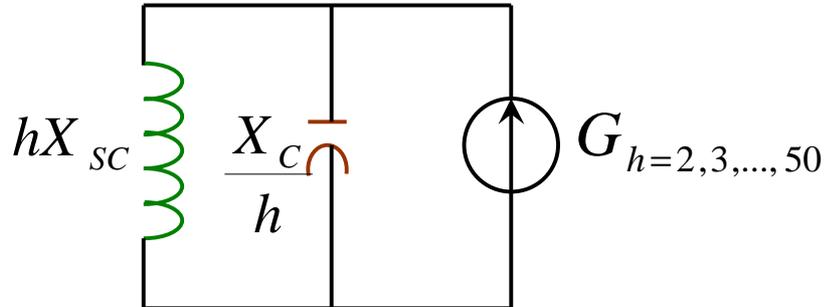
Si sustituimos las impedancias por el equivalente en términos de la potencia de corto circuito y la potencia de los capacitores podemos obtener la siguiente forma práctica:

Ecuación 24:

$$h_{res} = \sqrt{\frac{V^2 / kVAR's}{V^2 / kVA_{SC}}} = \sqrt{\frac{kVA_{SC}}{kVAR's}}$$

Si mejoramos el circuito anterior por el circuito equivalente en respuesta en frecuencia podremos ver que la respuesta en frecuencia del sistema viene dada por:

Figura 53. Respuesta en frecuencia del sistema



Ecuación 25:

$$Z(h) = \frac{jhX_{sc} * - jX_c/h}{jhX_{sc} - jX_c/h} = \frac{X_{sc} X_c}{jh \left(X_{sc} - X_c/h^2 \right)}$$

Existen tres puntos que podemos observar en la ecuación 25:

a) Tendremos la frecuencia de resonancia en el polo que viene dado por:

$$X_{sc} - X_c/h^2 = 0 \Rightarrow h = \sqrt{\frac{X_c}{X_{sc}}} = \sqrt{\frac{kVA_{sc}}{kVAR's}}$$

Que concuerda con la que obtuvimos anteriormente, en este punto la corriente armónica oscila entre el inductor y capacitor, por lo que permanece en el sistema, y dependiendo del factor de amplificación puede llegar a causar serios problemas como la destrucción del banco de capacitores, el transformador de la subestación o bien equipos instalados en el transformador.

- b) Si el orden armónico h es pequeño menor que h_{res} el sistema se comporta como un capacitor y atenúa las corrientes armónicas bajas.
- c) Si el orden armónico h es grande mayor que h_{res} el sistema se comporta como un inductor y atenúa las corrientes armónicas altas.

3.3.3 Resonancia serie en el filtro

Si colocamos un filtro paralelo a la carga generadora de armónicos tendremos que éste debe de presentar el camino de menor impedancia para la armónica a filtrar en términos de impedancia a frecuencia fundamental tenemos:

$$\frac{X_C}{h} = hX_L$$

Que equivale de igual forma a que exista resonancia serie en el filtro, anteriormente determinamos el valor de la capacitancia en base a los requerimientos de potencia reactiva, podemos obtener el valor del reactor en términos de la reactancia capacitiva de la siguiente forma:

Ecuación 26:

$$X_L = \frac{X_C}{h_f^2}$$

Con lo que hemos sintonizado el filtro a la frecuencia armónica a filtrar.

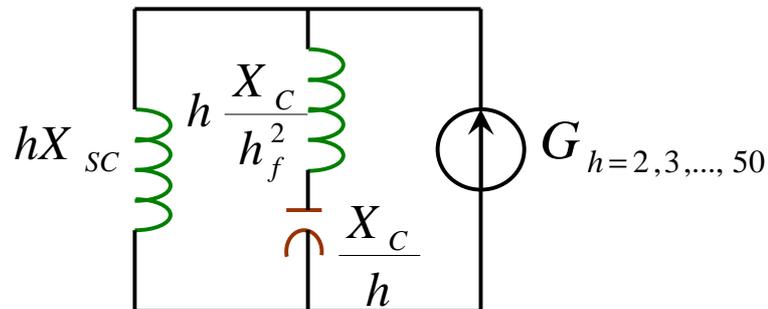
3.3.4 Frecuencia de sintonía

En el guión anterior obtuvimos los valores para la frecuencia de sintonización del filtro, sin embargo debido a probables pérdidas en inductancia o capacitancia, es necesario no sintonizar el filtro exactamente a la frecuencia armónica a filtrar, debido a que el filtro puede entrar en resonancia, con el sistema, típicamente el factor de desintonía del filtro es de 0.3 ó 0.7, esto quiere decir si se desea sintonizar el filtro para filtrar la 5^a. Armónica, se debe diseñar un filtro para la 4.7^a. ó 4.3^a. armónica.

3.3.5 Frecuencia antiresonante

Veamos lo que sucede en el siguiente circuito, si se coloca un filtro en paralelo con la carga generadora de armónicos:

Figura 54. Respuesta en frecuencia del sistema con filtro instalado



Ahora tenemos una nueva respuesta en frecuencia que viene dada por:

$$Z(h) = \frac{j h X_{sc} * \left(j \frac{h X_c}{h_f^2} - j \frac{X_c}{h} \right)}{j h X_{sc} + \left(j \frac{h X_c}{h_f^2} - j \frac{X_c}{h} \right)}$$

Factorizándola podemos obtener la forma

$$Z(h) = \frac{-h^2 X_c X_{sc} * \left(\frac{1}{h_f^2} - \frac{1}{h^2} \right)}{jh \left(X_{sc} + X_c \left(\frac{1}{h_f^2} - \frac{1}{h^2} \right) \right)}$$

El cero del numerador $h = h_f$ nos da la frecuencia de sintonización del filtro, mientras que el cero del denominador

$$X_{sc} + X_c \left(\frac{1}{h_f^2} - \frac{1}{h^2} \right) = 0 \Rightarrow \frac{X_{sc}}{X_c} = \frac{1}{h^2} - \frac{1}{h_f^2} \Rightarrow \frac{1}{h^2} = \frac{X_{sc}}{X_c} + \frac{1}{h_f^2}$$

$$h_{ar} = \frac{1}{\sqrt{\frac{X_{sc}}{X_c} + \frac{1}{h_f^2}}}$$

Si expresamos en términos de la potencia de corto circuito y de la potencia de los capacitores podemos obtener:

Ecuación 27:

$$h_{ar} = \frac{1}{\sqrt{\frac{kVAR's}{kVA} + \frac{1}{h_f^2}}}$$

Ésta es la nueva frecuencia de resonancia paralelo del filtro con el sistema, comúnmente se le llama por frecuencia antiarmónica ó frecuencia antiresonante, debido a que no puede ser cercana a alguna frecuencia armónica existente, puesto que entrará en resonancia paralelo con el sistema.

Existen dos situaciones para esta frecuencia:

- a) Si la potencia de los capacitores es baja en comparación con la potencia de corto circuito la frecuencia antiresonante y de sintonía son cercanas, por lo que el sistema puede entrar en resonancia paralelo, y lo peor entrará en resonancia a una frecuencia armónica existente, la cual es de magnitud apreciable, por lo que debe tenerse cuidado especial.
- b) Si se aumenta la potencia de los capacitores en comparación con la potencia de corto circuito, la frecuencia antiresonante y de sintonía se alejan cada vez más por lo que debería de instalarse la mayor cantidad de reactiva posible para obtener mejores resultados.

3.3.6 Factor de calidad

El factor de calidad de un filtro de armónicos viene determinado por la resistencia de la bobina, por lo regular no se acostumbra a colocarle resistencia para obtener determinado factor de calidad, simplemente la resistencia de los bobinados es suficiente.

3.3.7 Potencia reactiva del filtro

Luego de haber sintonizado el filtro nos queda que la nueva potencia reactiva de éste vendrá dada por:

$$kVAR'_{sf} = \frac{V^2}{X_C - X_L} = \frac{V^2}{X_C - X_C/h_f^2} = \frac{V^2}{X_C} \left(\frac{h_f^2}{h_f^2 - 1} \right)$$

De donde vemos que la nueva potencia reactiva compensada queda en términos del orden de sintonización del filtro

Ecuación 28:

$$kVAR'_{sf} = kVAR'_s \left(\frac{h_f^2}{h_f^2 - 1} \right)$$

3.4 Filtros activos

3.4.1 Principio del filtro activo

La figura 55 muestra el mecanismo de acción del filtro activo *shunt*. Este filtro también va conectado en paralelo con la carga contaminante i_L . El filtro activo mide la corriente no lineal de la carga y calcula su grado de distorsión para inyectar al circuito de potencia una corriente de compensación i_C tal que la corriente de la red i_S sea sinusoidal.

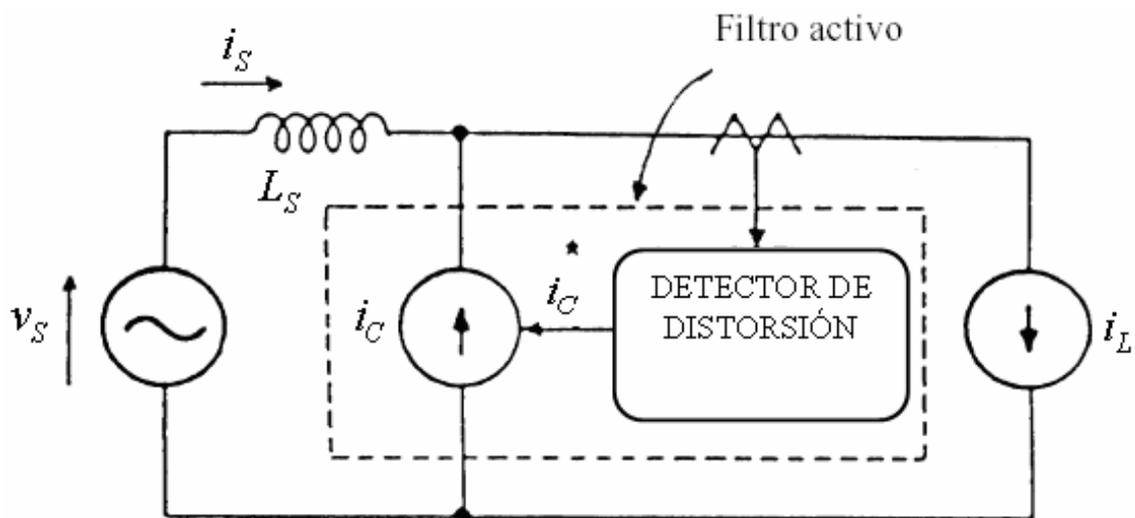


Figura 55. Principio de funcionamiento del filtro activo

Existen diversos tipos de filtros activos: shunt, serie, con almacenamiento capacitivo de energía, con almacenamiento inductivo de energía y mixtos. Para comprender los aspectos esenciales de esta tecnología, en este trabajo se analizará el filtro activo shunt con almacenamiento capacitivo.

3.4.2 El filtro activo shunt capacitivo monofásico

Este filtro, mostrado en la figura 56, está compuesto por los transistores T_1 a T_4 , el condensador C_f y la inductancia L_s , que es usada para filtrar la corriente de compensación i_c . Este filtro debe su nombre a que usa un condensador C_f para almacenar energía. Existe, además, un circuito de control que mide las tensiones del condensador V_C , la tensión de referencia V_C^* , la corriente de la carga i_L y la corriente de compensación i_c inyectada por el filtro. El circuito de control entrega los pulsos de disparo para los transistores de potencia.

3.4.2.1 Análisis teórico

La potencia instantánea entregada por la fuente:

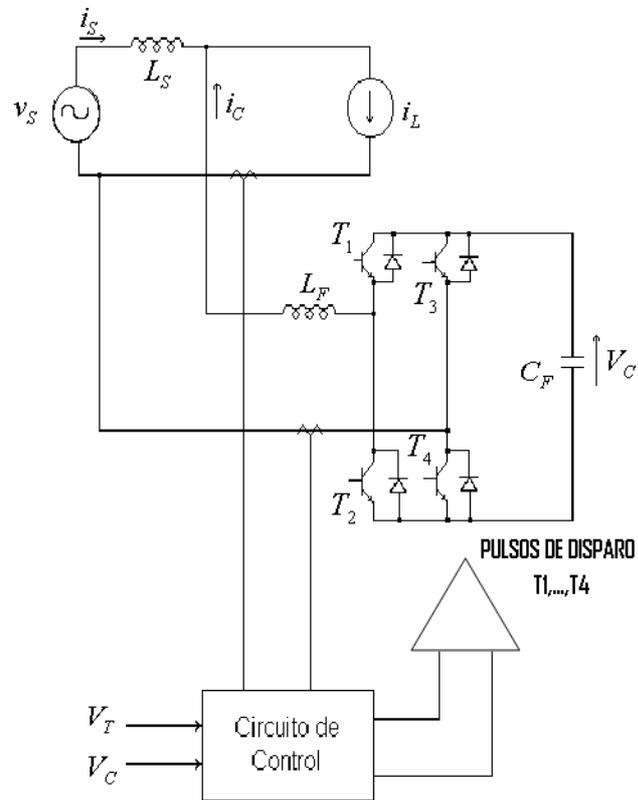
$$p(t) = v_s(t) * i_L(t)$$

La potencia activa media consumida por la carga es:

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) * i_L(t) dt$$

Esta potencia activa es entregada por la fuente, ya que en la inductancia no se disipa potencia activa.

Figura 56. Circuito de un filtro activo capacitivo monofásico



La fuente de alimentación monofásica es:

$$V_s(t) = V \text{sen} \omega t$$

La corriente en la carga puede dividirse en 2 componentes:

$$i_L(t) = i_a(t) + i_d(t)$$

donde:

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

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

$$i_a(t) = \sqrt{2}I_{aef} \text{sen } \omega t$$

Por otra parte, $i_d(t)$ es la corriente de distorsión y representa a toda aquella componente de la corriente que no contribuye a la transferencia de energía neta hacia la carga.

La corriente activa se calcula en base a la potencia activa de la carga:

$$I_{aef} = \frac{P}{V_{sef}}$$

La situación más favorable para la red es cuando se cumple que:

$$i_S(t) = i_a(t)$$

ya que en este caso la red entrega solamente potencia activa, lo que significa operación con factor de potencia unitario.

De la figura 56 se obtiene:

$$i_L(t) = i_S(t) + i_C(t)$$

Relaciones que entregan finalmente:

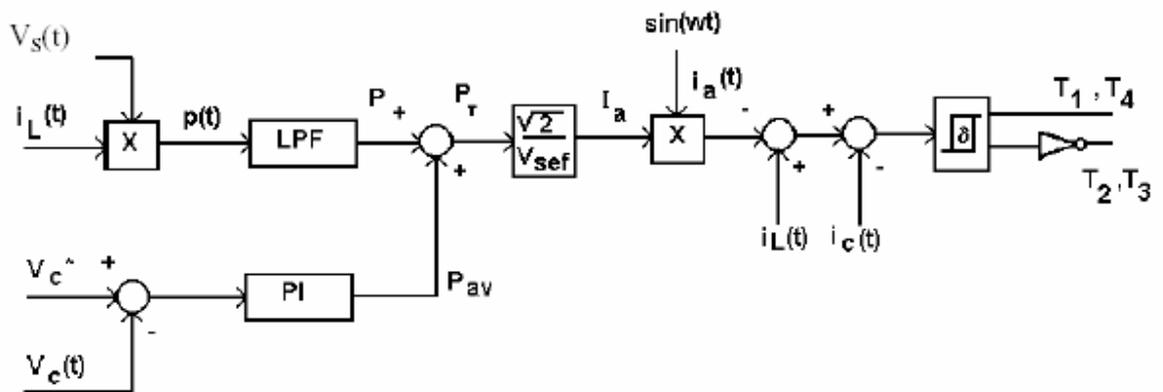
$$i_C(t) = i_d(t)$$

Cuando se cumple la relación, el filtro activo inyecta la componente de distorsión de la corriente por la carga y la fuente de alimentación entrega solamente la componente activa.

3.4.2.2 Esquema de control

La figura 57 presenta el diagrama de bloques del sistema de control para el filtro activo de la figura 56. Ahí se observa que la potencia instantánea $p(t)$ se obtiene al multiplicar la tensión de la red $v_s(t)$ con la corriente de la carga $i_L(t)$. La potencia activa P se obtiene filtrando la potencia instantánea, para lo que se emplea un filtro pasa bajos (LPF). El valor efectivo de la corriente activa se obtiene de la ecuación y el valor instantáneo se obtiene al multiplicar la amplitud con $\sin(\omega t)$. Restando la corriente de la carga y la corriente activa se obtiene la corriente de compensación de referencia. Finalmente, un controlador no lineal con histéresis realiza el control de la corriente de compensación. El comparador entrega los pulsos de disparo para los transistores de potencia.

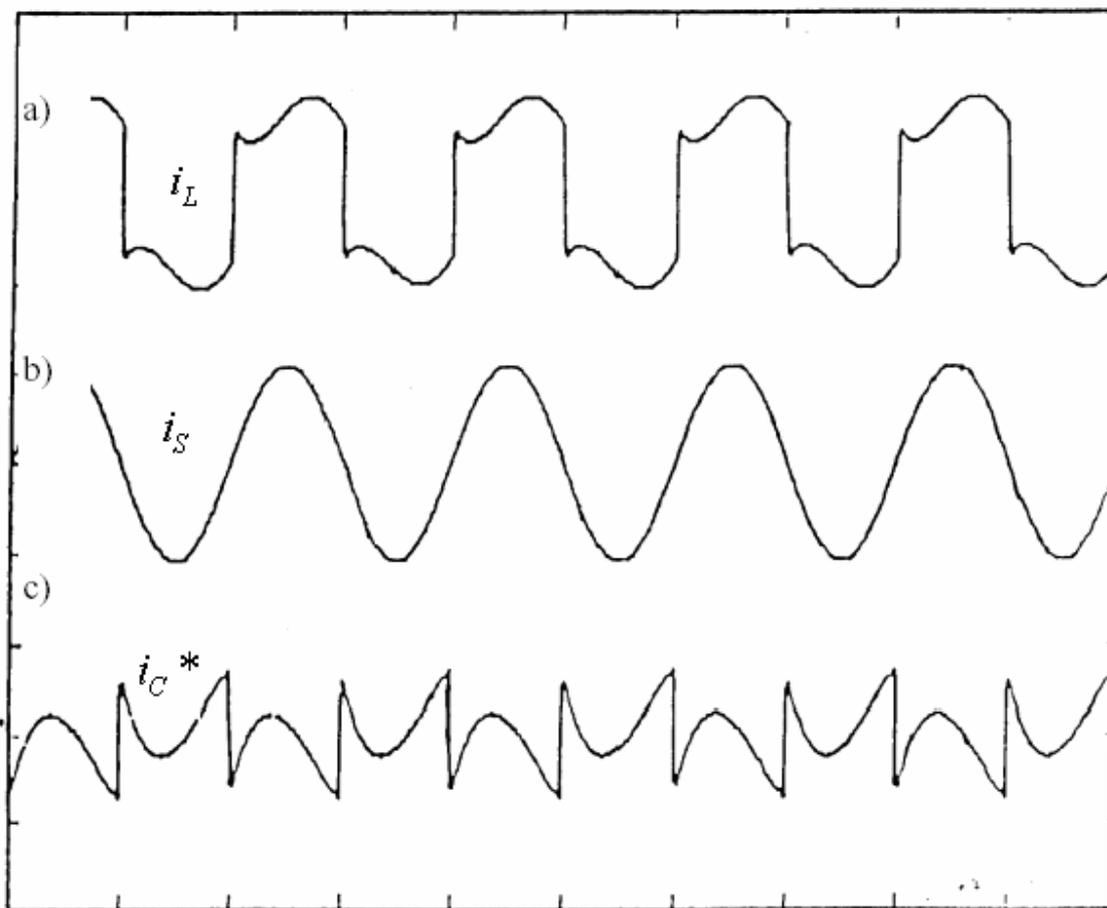
Figura 57. Sistema de control del filtro activo monofásico



Además, existe un muy interesante lazo para ajustar el voltaje del condensador $V_c(t)$, para lo cual se emplea un controlador proporcional integral. Este controlador entrega un valor adicional al cálculo de potencia activa. La figura 58

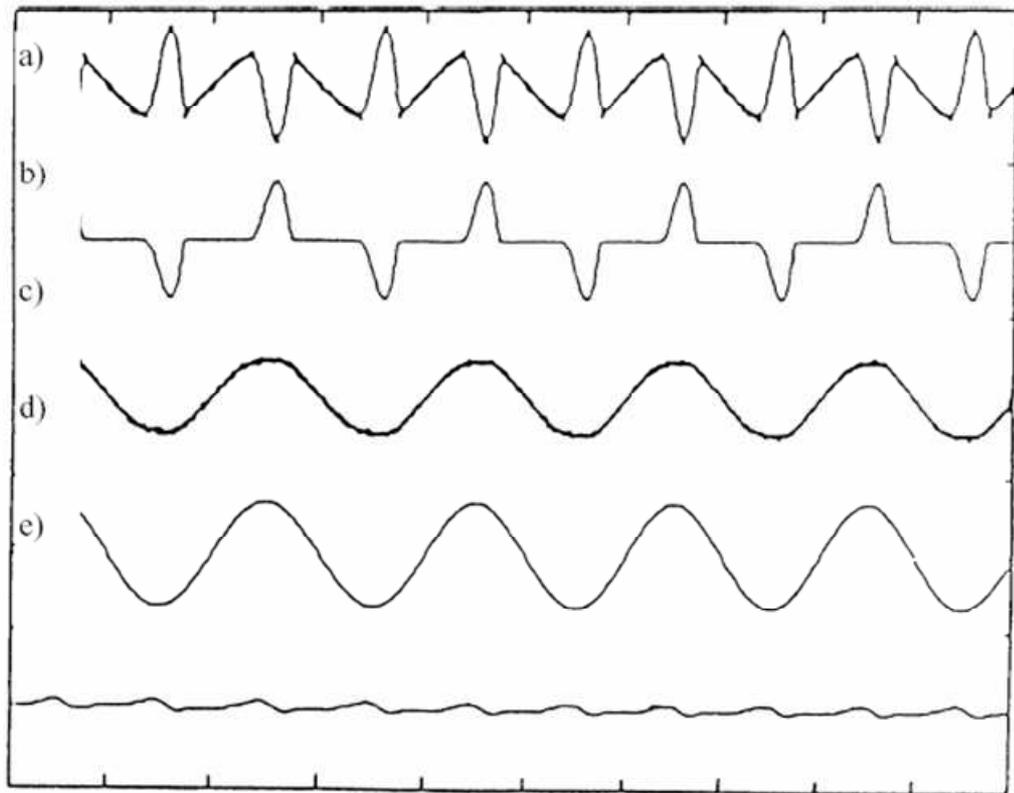
muestra la acción del filtro activo de la figura 56, cuando la carga no lineal es un rectificador puente monofásico con carga resistiva-inductiva (R-L).

Figura 58. Compensación de un rectificador monofásico con carga RL a) Corriente de la carga no lineal b) Corriente de la red c) Corriente de compensación



La figura 59 muestra las formas de onda cuando el filtro activo compensa la corriente no lineal generada por un rectificador monofásico con carga capacitiva.

Figura 59. Formas de onda de un filtro activo compensando a un rectificador monofásico con carga capacitiva a) i_C ; b) i_L ; c) i_S ; d) v_S ; e) v_C



En las figuras 60 y 61 se muestra el espectro de frecuencias de las corrientes por la carga i_L y entregada por la red i_S . Se aprecia claramente que el filtro activo permite eliminar en forma importante las armónicas de corriente presentes en la corriente de la red.

Figura 60. Espectro de frecuencias de i_L

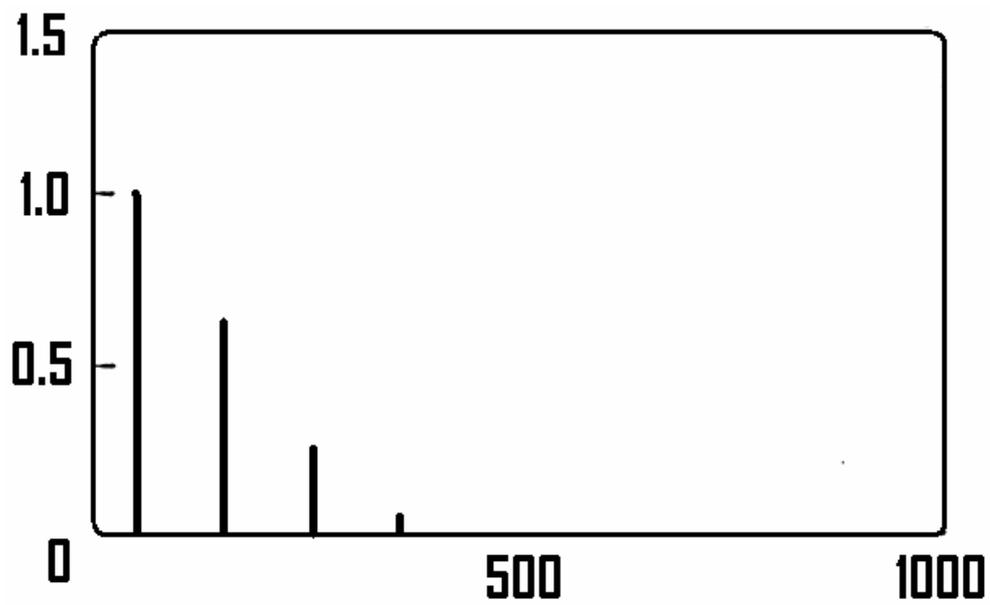
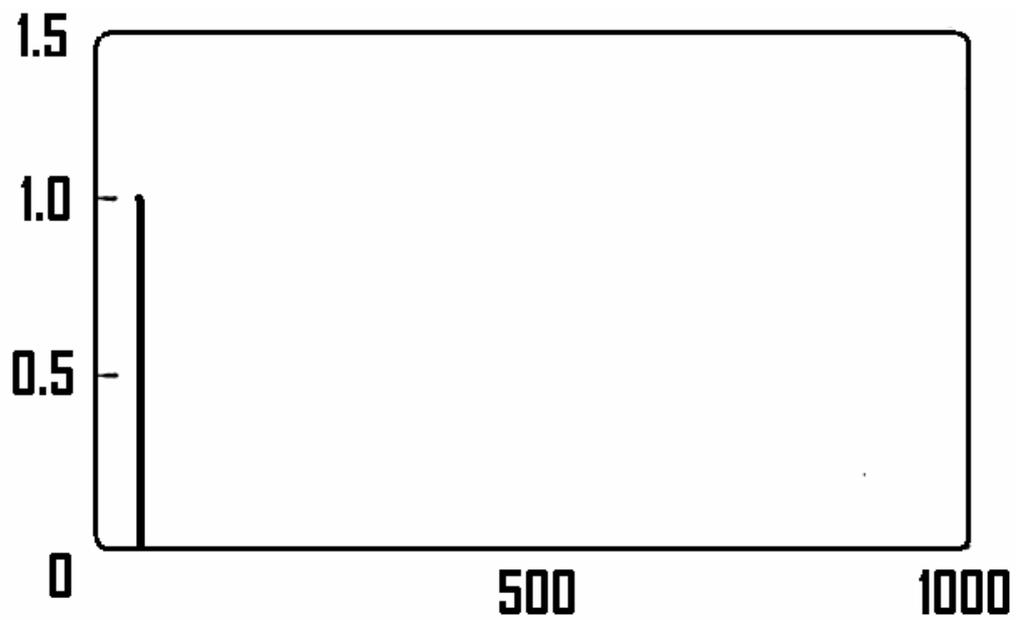


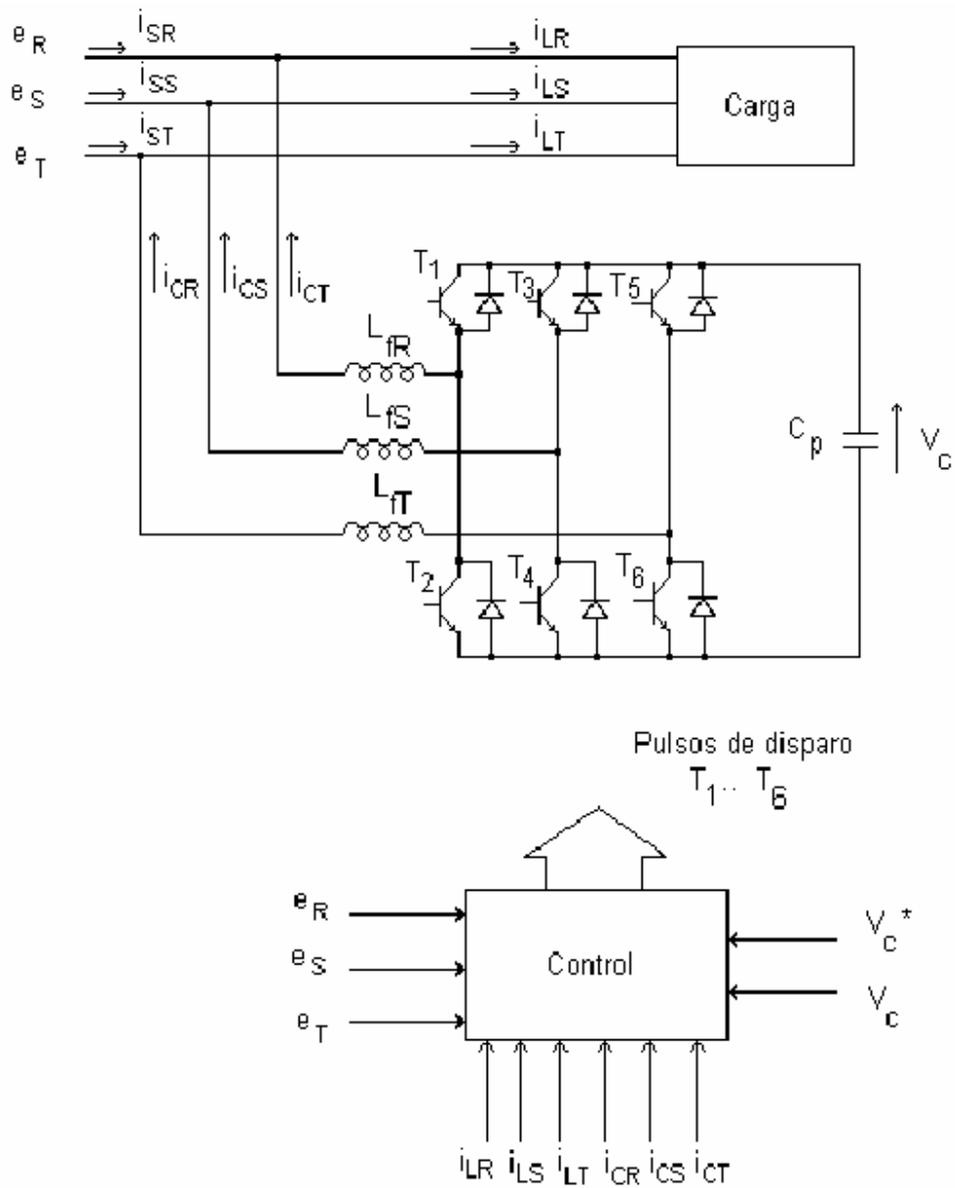
Figura 61. Espectro de frecuencias de i_S



3.4.3 Filtros activos trifásicos

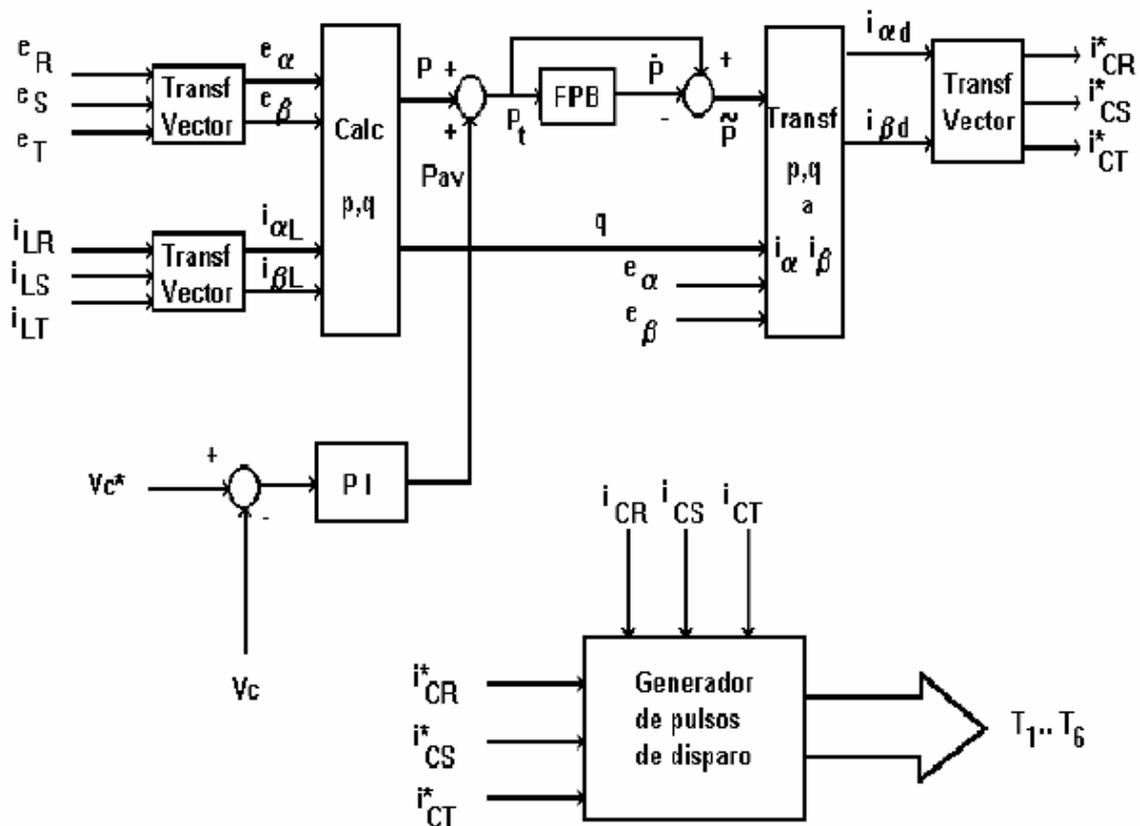
También resulta interesante aplicar los filtros activos en sistemas trifásicos. La figura 62 presenta el circuito de potencia de un filtro activo trifásico capacitivo, el que es una extensión directa del filtro monofásico visto en el punto anterior.

Figura 62. Filtro activo trifásico capacitivo



En la figura 63 se observa que el sistema de control de este filtro tiene la misma estructura que el empleado para el filtro monofásico y que se mostró en la figura 57. En el caso trifásico es necesario procesar más variables para calcular la potencia activa p y la potencia reactiva q . El bloque generador de pulsos de disparo contiene 3 controladores de corriente con histéresis, uno para cada fase.

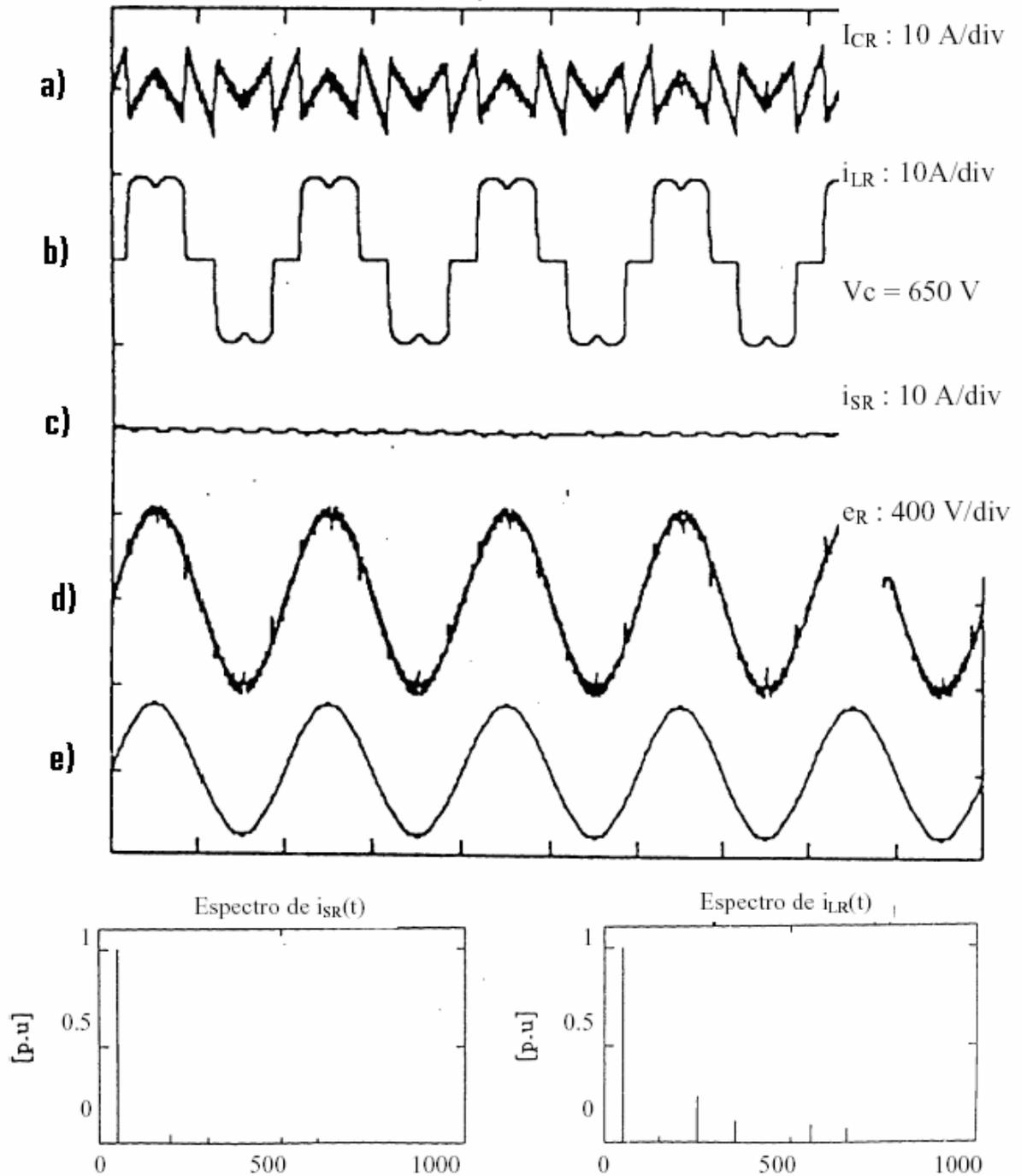
Figura 63. Esquema de control del filtro activo trifásico



La figura 64 muestra el comportamiento del filtro cuando compensa la corriente distorsionada generada por un rectificador trifásico alimentado a una carga resistiva.

Los espectros de frecuencias de la figura están en escala lineal.

Figura 64. Comportamiento del filtro activo trifásico



En relación a los filtros activos es conveniente señalar:

- ✓ Tienen un principio de funcionamiento diferente a los filtros pasivos.
- ✓ Compensan muy eficazmente las armónicas y la potencia reactiva.
- ✓ Son más caros que los filtros pasivos.
- ✓ Se pueden usar también en conjunto con filtros pasivos (filtros mixtos).
- ✓ Actualmente han sido ya empleados industrialmente hasta el rango de los megawatts.
- ✓ Han tenido el mayor desarrollo en El Japón.

4 FLUCTUACIONES DE VOLTAJE O FLICKERS

El “*flicker*” o parpadeo es el fenómeno de variación de la intensidad luminosa que afecta la visión humana, principalmente en el rango de fracciones de Hz a 25 Hz. Este fenómeno depende de los niveles de percepción de los individuos. Sin embargo, se ha comprobado estadísticamente que la visión humana responde a una curva de respuesta de frecuencia cuya sensibilidad máxima está en 8.8 Hz, en que variaciones de 0.25% de voltaje ya producen fluctuaciones luminosas en lámparas que son perceptibles como “parpadeo”. Se produce por consumos de naturaleza esencialmente variable como hornos de arco, soldadoras de arco, laminadores siderúrgicos, partidas y paradas de grandes motores, sistemas de tracción eléctrica de ca, compresores, bombas, grupos elevadores, etc. También la generación de interarmónicas puede provocar una mezcla de frecuencias que contribuyen a variaciones lentas en el rango de 0-25 Hz.

Este tema cobra vigencia pues estos efectos se superponen a las perturbaciones armónicas y se hacen mayores en la medida que crece la relación de consumo no lineal sobre la potencia de cortocircuito en el punto de acoplamiento común.

4.1 Nociones

4.1.1 Variación de la intensidad luminosa

Los instrumentos medidores de *flicker* procuran cuantificar la relación entre las fluctuaciones de voltaje y la perceptibilidad del ojo humano frente a la observación de una lámpara de filamento de (tungsteno) de 60 W.

La intensidad de luz de una lámpara de este tipo es una función exponencial del valor efectivo del voltaje y:

Ecuación 29:

$$\frac{J}{J_N} = \frac{V_{RMS}^\gamma}{V_{NRMS}^\gamma}$$

Donde:

J = Intensidad de la luz emitida por la lámpara

J_N = Intensidad de la luz emitida a voltaje V_{NRMS}

V_{RMS} = Valor efectivo de voltaje

V_{NRMS} = Valor nominal efectivo de voltaje

γ = Coeficiente del orden de 3.4 a 3.8

Para cambios pequeños del valor efectivo del voltaje, se producirán cambios en la intensidad luminosa que se regirán por:

Ecuación 30:

$$\frac{\Delta J}{J_N} = \gamma \frac{\Delta V}{V_{NRMS}}$$

Donde:

ΔJ = Variación de la intensidad luminosa

ΔV = Variación del valor efectivo del voltaje

Una variación de voltaje no produce una variación instantánea de intensidad luminosa; para considerar la respuesta dinámica de la lámpara, se puede emplear:

Ecuación 31:

$$\frac{\Delta J}{J_N} = \gamma \frac{\Delta V}{V_{NRMS}} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_s^2 \tau^2}}$$

Donde:

ω = Frecuencia de la red

τ = Constante de tiempo de la lámpara

4.1.2 Sensibilidad de la visión humana

El ojo humano tiene una respuesta de frecuencia característica, es decir, si la variabilidad del voltaje corresponde a una cierta frecuencia será más fácilmente perceptible. Se ha comprobado que una variación de voltaje superior al 0.25% produce un parpadeo visible de los sistemas de iluminación en la frecuencia de 8.8 Hz.

4.2 Métodos de evaluación del flicker

4.2.1 Método británico

Este método se basa en la modulación de voltaje de una fuente de 60 Hz, "V60", de manera que el valor instantáneo es modulado por una señal aleatoria llamada voltaje de fluctuación, "Vf". El valor RMS del voltaje de fluctuación es representado por una variable llamada Vf y está expresado como un porcentaje del voltaje de la fuente de 60 Hz.

Ecuación 32:

$$V_f = \frac{V_{RMSf}}{V_{RMS}} = \frac{\text{Valor}_{\text{efectivo}}_{\text{de}}_{\text{la}}_{\text{fluctuación}}}{V_{RMS}_{\text{de}}_{\text{la}}_{\text{red}}}$$

Después de varios experimentos se ha verificado que para porcentajes de V_f entre 0.2 y 0.25% se produce una perturbación perceptible por el ojo y aún tolerable. Para porcentajes mayores que 0.30% la perturbación visual es molesta. Estos límites no son suficientes para evaluar los efectos del *flicker* por su comportamiento de naturaleza aleatoria. Una descripción más real del fenómeno se logra con un modelo estadístico. Una combinación de los valores grabados de la fluctuación de voltaje y un adecuado modelo estadístico del fenómeno, proveen de medios para obtener la Función de Probabilidad Acumulada FPC y la correspondiente Función de Probabilidad Acumulada Complementaria. FPCC.

Para esto es necesario realizar una clasificación de los datos en clases de acuerdo al valor de V_f . Para cada clase se propone un rango de valores porcentuales entre los que puede estar ubicado el valor de V_f y se anota la cantidad de veces que dicho valor de V_f está en dicha clase. Finalmente a partir de esta tabla se obtiene la Función de Probabilidad Acumulada y su correspondiente Función de Probabilidad Complementaria.

Hay que agregar que para obtener resultados cercanos a la realidad se debe medir por un lapso de tiempo prolongado, que permita establecer los ciclos de las variaciones de la carga. Con base a este tratamiento estadístico se obtiene el valor de V_{fg} , que corresponde al valor de V_f no superado más del 1% del tiempo de observación. El nivel de parpadeo se considera aceptable si V_{fg} cumple con los límites de la siguiente tabla:

Tabla II. Método británico

Rango de Voltaje	≤ 138 kV	> 138 kV
V_{fg} (Gauge-Point-Voltaje)	≤ 0.25 %	≤ 0.20 %

4.2.2 Método francés

Este método usa una estrategia basada en la ponderación de los valores de fluctuación de voltaje. La idea es transformar cualquier oscilación de voltaje con una frecuencia en el rango de 1 a 25 Hz, a una oscilación equivalente con una frecuencia de 10 Hz.

Para esto el método propone una Curva de Ponderación de Frecuencia. Esta curva de ponderación se puede entender como un filtro centrado en los 10 Hz. De la curva de ponderación, el voltaje equivalente es obtenido de acuerdo a la siguiente ecuación:

Ecuación 33:

$$a_{10} = \sqrt{\frac{\sum_{j=0.5}^{25} a_j^2 g f_j^2}{n}}$$

donde :

a_{10} = La magnitud de voltaje equivalente para la frecuencia de 10 Hz

a_j = Magnitud de la fluctuación de voltaje en la frecuencia f_j

$g f_j$ = Coeficiente de ponderación correspondiente a f_j

Y se establece un límite de perceptibilidad del parpadeo en :

$$a_{10} = 0.3\%$$

Este criterio surge de experiencias recogidas en la evaluación de la tolerabilidad de observadores expuestos a iluminación incandescente alimentada por una red sometida a los disturbios provocados por hornos de arco.

Al cuantificar la variación luminosa, el método francés usa lo que se llama la Dosis Unitaria de Parpadeo. Este concepto se expresa por la ecuación :

Ecuación 34:

$$Du_j = \int_{t=0}^{1\text{min}} (a_{10}(t))^2 dt \quad (\%)^2 \times \text{min}$$

donde:

Du_j = Dosis Unitaria de Parpadeo

$a_{10}(t)$ = Nivel Instantáneo de Parpadeo

Se aprecia que si se evalúa la expresión con $a_{10}(t) = 0.3\%$ y se integra durante 1 minuto, se obtiene que $Du_j = 0.3\%$.

El tiempo total de muestreo es de 25 minutos y corresponde a 15 minutos de medición más 10 minutos de descanso o de recuperación. Se recomienda que el análisis se realice durante 15 minutos consecutivos.

Se define otra variable la cual se llama Dosis Acumulada de Flicker, $G(t)$, como la siguiente ecuación :

Ecuación 35:

$$G(t) = \sum_{j=1}^{15} Du_j$$

donde:

$G(t)$ = Dosis Acumulada de Flicker;

Du_j = Dosis Unitaria.

$j = 15$ equivale a los 15 minutos de medición.

Esta expresión evaluada para un parpadeo instantáneo $a_{10}(t) = 0.3\%$ durante 15 minutos, arroja un valor de “Dosis Acumulado de Parpadeo o Flicker Perceptible de $1,35 (\%)^2 \times \text{min}$.

En la siguiente tabla se entregan los límites que se usan en este método:

Tabla III. Método francés

Límite de tolerancia	Dosis unitaria (1 min)	Dosis acumulada G(t) (15 min)
	$\leq 0.09 (\%)^2 \times \text{min}$	$\leq 1.35 (\%)^2 \times \text{min}$

4.2.3 Método estándar (UIE, IEC 868)

Este método propuesto por UIE (International Electrothermy Union), busca internacionalizar un criterio de medición, flexible y amplio, este método incluye las principales características de los métodos francés e inglés.

El método estándar utiliza la función FPC, “Curva de Probabilidad Acumulada”, que ya apreciamos en la definición del método Inglés, como una manera de

representar la severidad del nivel de *flicker*. Para esto, es necesario definir dos nuevas variables:

Pst = Severidad de Parpadeo a Corto Plazo

Plt = Severidad de Parpadeo a Largo Plazo

4.2.3.1 PST

El PST o término corto de probabilidad, es adecuado cuando se analizan perturbaciones de una fuente. Se define por la ecuación:

Ecuación 36:

$$Pst = \sqrt{0.0314P_{0.1} + 0.0525P_1 + 0.0657P_3 + 0.28P_{10} + 0.08P_{50}}$$

Donde:

P_j = Nivel excedido para $i\%$ del tiempo registrado tomado de la curva de función de probabilidad acumulada acumulativa FPCC.

Equivalen a los percentiles de la curva de Probabilidad Acumulada. Los coeficientes de ponderación indicados corresponden a un $Pst = 1$ con la curva de perceptibilidad del parpadeo especificada en la norma IEC-555-3.

4.2.3.2 PLT

Para aparatos generadores de perturbaciones que poseen ciclos de trabajo superiores al período de observación de 10 minutos, fijado para evaluar la severidad de parpadeo a corto Plazo (Pst), por ejemplo hornos de arco, se debe establecer una metodología de cálculo apropiada. Se busca una

metodología equivalente a la ya establecida y se define el término de Severidad a Largo Plazo, PLT, y que se plantea en función de la PST, y se define por:

Ecuación 37:

$$Plt = \frac{\sqrt[3]{\sum_{j=1}^N Pst_j^3}}{N}$$

donde :

Pst_j = Es el PST del j-ésimo período de 10 minutos.

N = Cantidad de intervalos de 10 minutos considerados.

4.2.3.3 Flicker con varias fuentes de distorsión

Para evaluar el nivel de severidad de parpadeo en un nodo cualquiera de la red de distribución, conocidos los valores de severidad del parpadeo que produce cada carga perturbadora en el nodo estudiado, puede usarse la siguiente expresión aproximada propuesta:

Ecuación 38:

$$Pst = \sqrt[m]{\sum_{j=1}^N Pst_j^m}$$

donde:

Pst = Es el nivel de severidad del parpadeo producido en el nodo por el total de las j cargas perturbadoras.

Pst_j = Es el Pst de la j-ésima carga perturbadora.

m = Coeficiente que varía entre 1 y 4 dependiendo de las características de los principales generadores de perturbaciones *flicker*.

Para algunos casos se tiene:

$m = 1$, para fluctuaciones de tensión de la misma forma y sincrónicas.

$m = 2$ ó 3 , para fluctuaciones de tensión separadas temporalmente entre 1 y 300 segundos.

$m = 2$, para fluctuaciones de tensión complejas con probabilidad de superposición temporal.

$m = 3$, para fluctuaciones de tensión complejas con baja probabilidad de superposición temporal.

4.2.3.4 Medición normalizada de flicker (IEC 868)

Un medidor de *flicker* normalizado se detalla en el diagrama de bloques de la figura 65.

Bloque 1: Sensor de Voltaje.

Bloque 2: En primer lugar el valor sensado de voltaje se eleva al cuadrado, ya que la luminosidad depende del cuadrado de la tensión.

Bloque 3: Un filtro demodulador elimina la componente continua (se hace cero el valor RMS de referencia) y las señales de frecuencia superior a 35 Hz. Separa las fluctuaciones de la portadora.

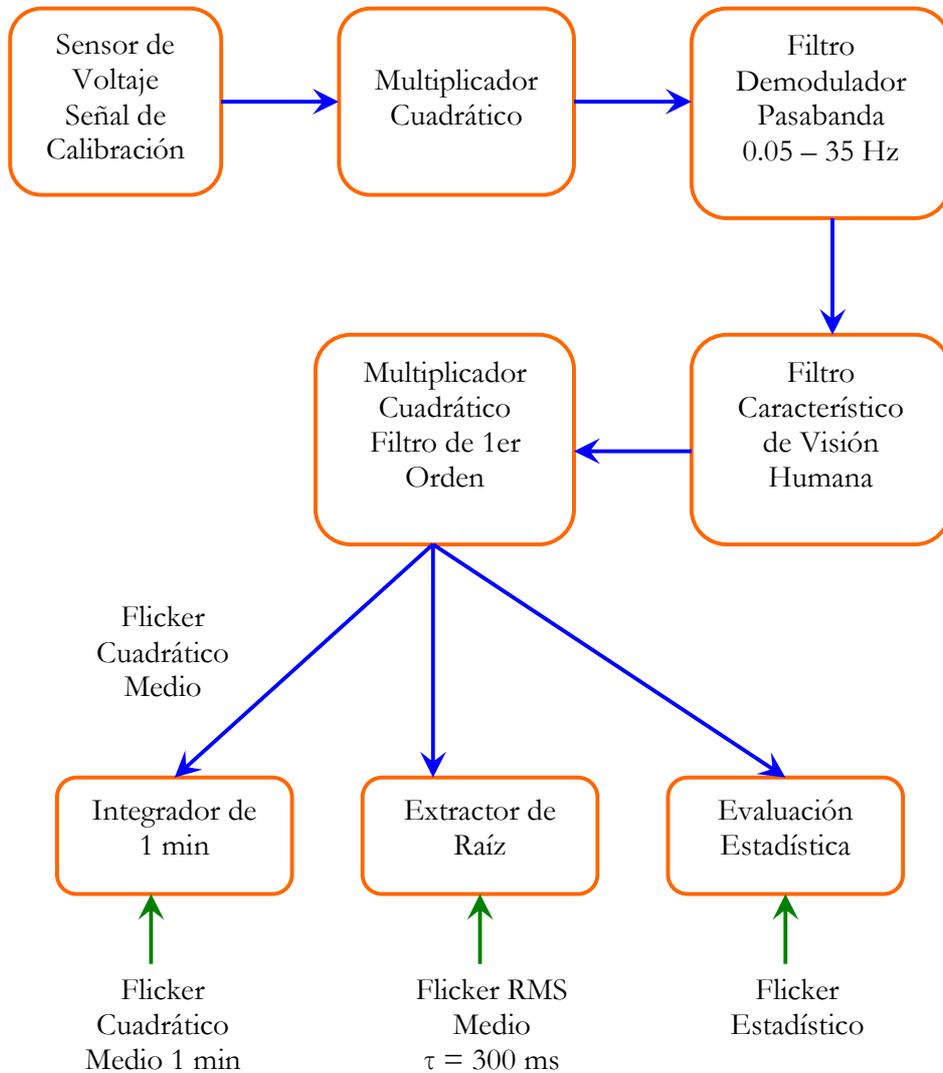
Bloque 4: Un filtro adicional considera la característica de la visión humana, de modo que a la salida de este filtro se tiene la fluctuación de voltaje ponderada asociada al voltaje de la red. Simula la respuesta del sistema ojo-lámpara. Alcanza su máxima respuesta en los 8.8 Hz.

Bloques 5 y 6: Un multiplicador cuadrático y un filtro de primer orden de una constante de tiempo de 300 mseg permite simular la respuesta no lineal del sistema humano ojo-cerebro y almacenaje cerebral de la información.

Un extractor de raíz permite calcular el valor efectivo del *flicker*. Con varios de estos valores es posible realizar estudios estadísticos de *flicker*. De aquí es posible analizar la información a través de gráficos y otros bloques adicionales.

El diagrama de bloques de un medidor normalizado de *flicker* se muestra en la siguiente figura:

Figura 65. Diagrama de bloques de un medidor de flicker normalizado



4.3 Reducción del flicker

En general cada situación debe estudiarse específicamente. Entre las medidas más comunes están:

- ✓ Planificar la incorporación de consumos no lineales e intermitentes con una configuración de red eléctrica con una división de las cargas no

lineales que permita una superposición favorable, con una alta relación de la potencia de cortocircuito sobre la potencia no lineal en el punto de acoplamiento común.

- ✓ En lo posible, se trata de reducir las exigencias simultáneas al sistema de compensación tratando de compatibilizar la necesidad de compensar potencia reactiva, reducción de distorsión armónica y flicker.
- ✓ Proveer una baja impedancia para las corrientes fluctuantes, ya sea vía filtros pasivos, filtros activos o compensadores estáticos de potencia reactiva. Dentro de los compensadores estáticos el más común es el tipo TCR (Reactor con control de corriente vía tiristores), que da una buena característica dinámica frente a fluctuaciones rápidas.
- ✓ Reducir los impactos de corriente instantánea, en especial de la componente reactiva instantánea de la carga a través del control electrónico de los accionamientos y convertidores estáticos involucrados.

5 EL PROBLEMA DE LAS ARMÓNICAS EN UNA INSTALACIÓN INDUSTRIAL TÍPICA

5.1 El problema de las armónicas triples

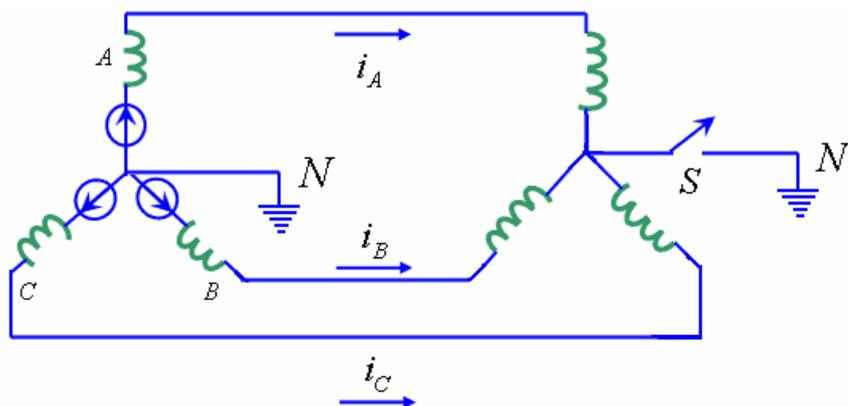
Problema de armónicas triples aparecerán cuando se operen transformadores, motores, en el punto de saturación, es decir cuando transformadores y motores se operen arriba del valor nominal; debido a la corriente de magnetización del núcleo deberá suministrarse la corriente de 3era armónica para lograr un voltaje senoidal en el secundario (caso transformador).

5.1.1 Sistemas eléctricos balanceados

5.1.1.1 Generador de armónicos en estrella y carga en estrella

Consideremos que tenemos generador de armónicos conectado en estrella y carga conectada en estrella, véase la figura 66

Figura 66. Generador de armónicos en estrella y carga en estrella



Como la función seno es impar, y tiene simetría de media onda, del análisis de Fourier se deduce que tendrá únicamente términos en seno para valores de armónicos impares, y valor de cero para armónicos pares, o lo que es equivalente a decir.

Ecuación 39:

$$i_A = I_{A1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1) + I_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{A5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5) + \dots +$$

Ecuación 40:

$$i_B = I_{B1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 120) + I_{B3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{B5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 120) + \dots +$$

Ecuación 41:

$$i_C = I_{C1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 240) + I_{C3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{C5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 240) + \dots +$$

Para los voltajes de fase a neutro tenemos

Ecuación 42:

$$v_A = V_{A1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1) + V_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + V_{A5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5) + \dots +$$

Ecuación 43:

$$v_B = V_{B1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 120) + V_{B3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + V_{B5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 120) + \dots +$$

Ecuación 44:

$$v_C = V_{C1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 240) + V_{C3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + V_{C5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 240) + \dots +$$

Si calculamos los voltajes entre fases tenemos, entre fase a y b

Ecuación 45:

$$v_{AB} = v_A - v_B = \{V_{A1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1) - V_{B1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 120)\} + \\ \{V_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) - V_{B3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)\} + \{V_{A5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5) - V_{B5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 120) + \dots + \}$$

Eliminando la tercera armónica nos queda:

Ecuación 46:

$$v_{AB} = v_A - v_B = \{V_{A1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1) - V_{B1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 120)\} + \\ \{V_{A5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5) - V_{B5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 120) + \dots + \}$$

Si expandimos la ecuación veremos que todas las terceras armónicas quedan eliminadas, por lo que se puede concluir en sistemas trifásicos balanceados:

Las armónicas características presentan voltaje distinto de cero.

Los voltajes entre fases de las armónicas triples son de cero voltios.

La relación del voltaje de línea al voltaje de fase en la conexión estrella es menor que $\sqrt{3}$.

Para el caso de las corrientes tenemos que la corriente que entra al neutro de la estrella de la carga viene dada por:

Ecuación 47:

$$i_{N'} = i_A + i_B + i_C = \{I_{A1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1) + I_{B1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 120) + I_{C1} \text{sen}(\omega_1 t + \varphi_1 - 240)\} + \\ \{I_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{B3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{C3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)\} + \\ \{I_{A5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5) + I_{B5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 120) + I_{C5} \text{sen}(5\omega_1 t + \varphi_5 + 240)\} +$$

La ecuación anterior la podemos escribir de la siguiente forma:

Ecuación 48:

$$i_{N'} = i_1 + i_3 + i_5 + \dots +$$

Ahora bien la suma de las corrientes de las tres fases de i_1 é i_5 se hace cero en un sistema trifásico balanceado y así sucesivamente, pero las armónicas triples por tener la misma polaridad, nos da lo siguiente, ejemplo veamos la tercera armónica:

Ecuación 49:

$$i_3 = I_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{B3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) + I_{C3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)$$

Pero como $I_{A3} = I_{B3} = I_{C3}$, podemos obtener

Ecuación 50:

$$i_3 = 3I_{A3} \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3) = i_{N'}$$

Éstas armónicas como vemos no pueden fluir por las líneas, por lo que deben de tener un camino adicional para poder circular, en todo caso éste camino adicional lo constituye el neutro que une N y N', por lo que para medir las terceras armónicas necesitamos medir la corriente del neutro.

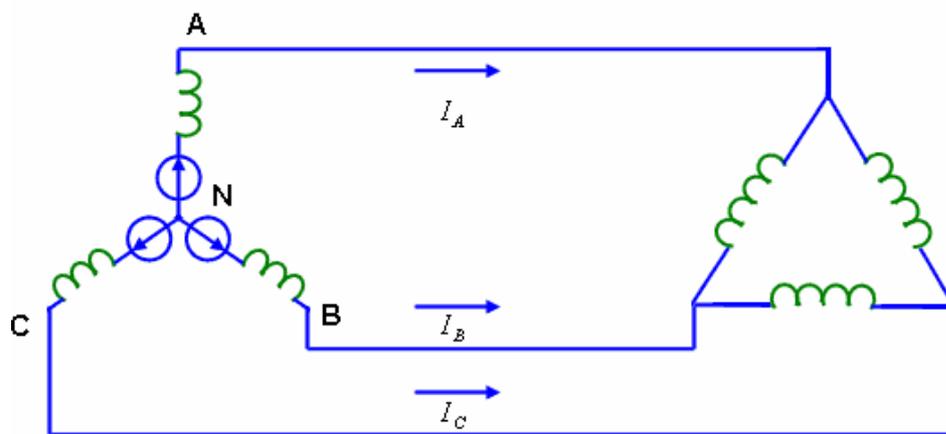
De la misma forma si la sumatoria de las terceras armónicas nos da cero, esto quiere decir $I_{A3} = I_{B3} = I_{C3} = 0$, con lo que podemos eliminar el neutro del circuito, por lo que vemos que en circuitos balanceados de 3 conductores las armónicas triples no pueden fluir por las líneas. Se puede observar de la misma forma que el voltaje de las terceras armónicas aparecerá entre los neutros N y N'

Ecuación 51:

$$v_{N'} = V_{AN3} = V_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)$$

5.1.1.2 Generador de armónicos en estrella y carga en delta

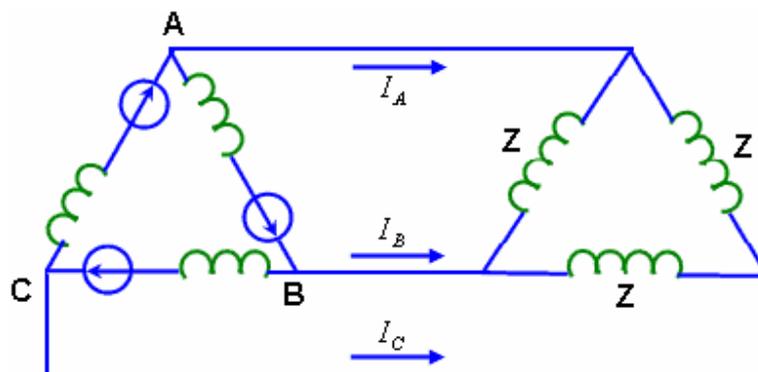
Figura 67. Generador de armónicos en estrella y carga en delta



Como hemos visto en la conexión anterior, los voltajes armónicos triples entre fases se hacen iguales a cero, por lo que la carga conectada en delta estará exenta de los voltajes triples, debido a que no tenemos un neutro las corrientes armónicas triples deben de circular sobre la delta.

5.1.1.3 Generador de armónicos en delta y carga en delta

Figura 68. Generador de armónicos en delta y carga en delta



Si vemos la figura 68 veremos que en cada fase se genera un voltaje de armónica triple, como ejemplo tomamos la tercera armónica $V_3 = V_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)$, y las corrientes de armónicas triples no pueden fluir por las líneas, por lo que deben circular dentro de la delta, con lo que el voltaje armónico alrededor de la delta es:

Ecuación 52:

$$V_T = 3V_3 = 3V_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)$$

V_T origina una corriente I_3 que fluye alrededor de la delta, que viene dada por la impedancia de lazo a frecuencia de tercera armónica, $3Z$, de la siguiente forma:

Ecuación 53:

$$I_3 = 3V_3 / 3Z = (V_3 \text{sen}(3\omega_1 t + \varphi_3)) / Z$$

Entonces el voltaje de tercera armónica a través de cualquier fase es:

Ecuación 54:

$$V_{3, fase} = V_3 - I_3 Z = V_3 - V_3 = 0$$

Lo cual nuevamente afirma que los voltajes armónicos triples de línea no estarán presentes, demostrando que las corrientes armónicas triples al no tener un camino de retorno en un sistema trifásico balanceado de tres conductores fluirán dentro de la delta. Por lo que la relación de la corriente de línea a la corriente de fase en la conexión delta es menor que $\sqrt{3}$.

5.1.2 Solución a las armónicas triples

Hemos visto las diferentes tipos de conexiones, por lo que después de revisar éstos acontecimientos podemos ver que una conexión en estrella multiaterrizada de la carga, que es común en una zona industrial, combinada con una conexión estrella en el devanado de baja tensión del transformador con el neutro aterrizado, puede permitir el flujo de las armónicas triples para que no circulen en la carga, en caso de que el sistema se desbalancee, al mismo tiempo se necesita de una conexión delta en el devanado de media tensión, para que los armónicos triples reflejados al lado primario circulen dentro de la delta, pero debe de tenerse en cuenta ésta corriente de armónicas triples, debido a que ésta corriente adicional dentro de la delta disminuirá la vida útil del transformador.

Transformadores con las características anteriores ya existen disponibles en el mercado, por lo podemos consultar las diferentes opciones y evaluar la que se ajusta a nuestras necesidades.

5.2 El problema de las armónicas pares

5.2.1 Potencia DC en sistemas eléctricos

La potencia DC aunque en la actualidad casi totalmente sustituida por la AC en diversos lugares, tiene sus ventajas que la hacen conveniente en algunos casos, como ejemplo la transmisión de potencias extremadamente grandes y a grandes distancias, por lo que su estudio se hace indispensable; en éste documento respecto a DC en armónicas podemos mencionar lo siguiente:

- ✓ Una función de potencia DC es una función par por lo que según el análisis de Fourier contendrá únicamente armónicos pares más el valor

medio o término constante, que puede ser igual o distinto de cero, en nuestro caso es un término constante.

5.2.2 Solución a las armónicas pares

Debido a lo complejo que puede ser la aparición de armónicas pares en sistemas de potencia DC, la solución que ha tenido éxito en éste tipo de armónicas es la que se ha diseñado en base a filtros activos.

5.3 El problema de las armónicas características

5.3.1 Armónicas características en sistemas eléctricos

Como hemos visto y demostrado las armónicas triples pueden controlarse manteniendo balanceado el sistema, y también por medio del neutro que debemos sobredimensionar para la circulación de éstas, luego las armónicas pares no pueden aparecer en sistemas trifásicos de corriente alterna, por lo que esto es imperdonable, esto quiere decir que nos quedan únicamente las armónicas características que son las armónicas primas, como veremos éstas a medida que aumenta el orden armónico disminuye su magnitud en los sistemas, para un sistema industrial común (cargas no lineales únicamente como variadores) éstas armónicas características vendrán a ser la 5^a, 7^a, 11^a, y 13^a, por lo que deben ser objeto de estudio.

5.3.2 Solución a las armónicas características

Debido a que a las armónicas características aún no se le conocen configuración alguna para poder controlarlas, una solución que comúnmente se le ha dado al problema es la utilización de filtros sintonizados a alguna

frecuencia específica, ejemplo 5ª armónica, éstos filtros al mismo tiempo proporcionan la potencia reactiva necesaria para la corrección del factor de potencia, sin embargo debe tenerse el cuidado de no introducir la resonancia en el sistema.

6 EQUIPO DE MEDICIÓN DE ARMÓNICOS Y FLICKER

6.1 Características del equipo analizador de redes

En general deben ser instrumentos electrónicos microprocesados que toman la señal de voltaje o corriente y realizan directamente el análisis de Fourier, entregando el espectro de magnitud y el espectro de fase en función de la frecuencia (Análisis online). Tienen un buen grado de confort en su uso. En general, son equipos de alto costo.

6.1.1 Voltaje

Un analizador de redes debe de medir como mínimo los siguientes parámetros de voltaje:

- ✓ Valores cuadráticos medios de voltaje verdaderos (*True RMS*)
- ✓ Valores de voltajes de fase a tierra
- ✓ Valores de voltajes entre fases
- ✓ Flicker

6.1.2 Corriente

Un analizador de redes debe de medir como mínimo los siguientes parámetros de corriente:

- ✓ Valores cuadráticos medios de corrientes verdaderos (*True RMS*)
- ✓ Valores de corriente de fases
- ✓ Valor de corriente de neutro

6.1.3 Armónicos

Un analizador de redes debe de medir como mínimo los siguientes parámetros en armónicos:

- ✓ Armónicas no menor a la 25^a
- ✓ Distorsión armónica individual de voltajes de fase
- ✓ Distorsión armónica individual de voltajes de fase a fase
- ✓ Distorsión armónica individual de corrientes de fase
- ✓ Distorsión armónica total de voltajes de fase
- ✓ Distorsión armónica total de voltajes de fase a fase
- ✓ Distorsión armónica total de corrientes de fase
- ✓ Distorsión armónica individual y distorsión armónica total de corrientes de neutro (si existe neutro)

6.1.4 Características importantes adicionales

- ✓ Potencia, factor de potencia de desplazamiento, factor de potencia de distorsión y energía a frecuencia fundamental
- ✓ Equipo e interfase para media tensión pt's y ct's
- ✓ Identificación del punto, fecha y hora, autor, laboratorio de mediciones
- ✓ Condiciones de carga
- ✓ Número de registro y archivo
- ✓ Observaciones

6.2 Capacidad del registro

La capacidad del registro debe ser lo suficientemente grande como para almacenar períodos que sean considerados como suficientes para la observación de la demanda de reactiva, así como de armónicos, sin embargo si se posee a la mano una computadora personal es suficiente con descargar continuamente el registro grabado en el instrumento, y luego borrando el instrumento se coloca para que continúe realizando mediciones, esto nos lleva a necesitar de un software para el posterior análisis en la computadora, aunque el tiempo que logre grabar el registro depende de la cantidad de parámetros medidos, es importante que por lo menos logre medir cada 5 minutos durante una semana todos los parámetros anteriormente mencionados.

6.3 Calibración y clase de precisión

Siendo éste un importante instrumento al igual que todo en la instrumentación, es necesario la calibración anual de éste, ya que si no se calibra, puede suceder que se estén realizando mediciones erróneas, del mismo modo la clase de precisión es importante, sin embargo ésta queda a criterio del ingeniero, puesto que dependerá del caso, así como del tipo de industria o punto de conexión que se esté tratando, de la misma forma la clase de precisión de las comercializadoras de energía debería ser mejor que la de un industrial típico.

7 NORMAS SOBRE LÍMITES TOLERABLES EN EL CONTENIDO DE ARMÓNICOS

7.1 Alemania Federal

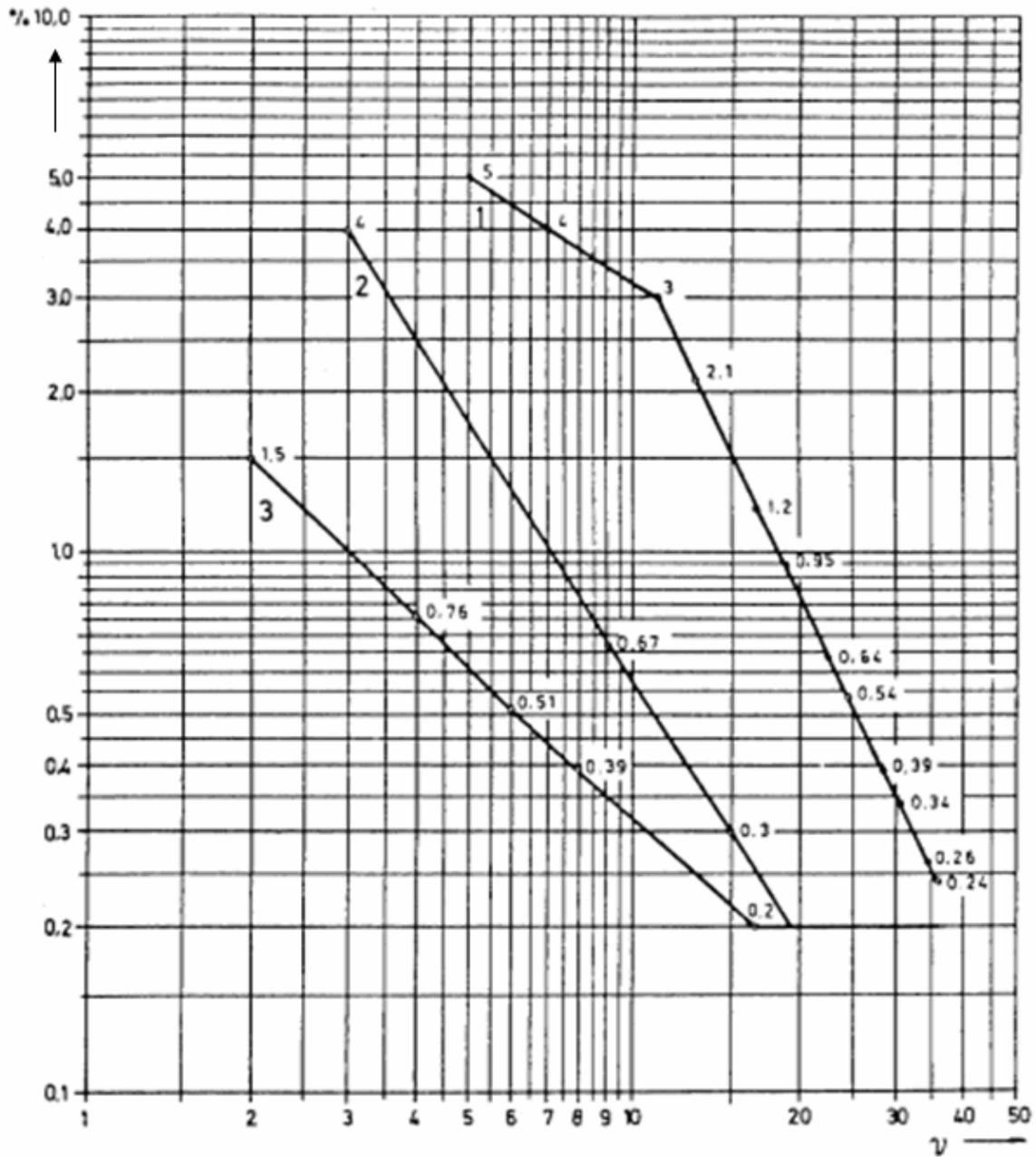
Aspectos básicos de las recomendaciones alemanas:

- i) Una carga no puede generar más armónicas que las estrictamente necesarias para el cumplimiento de sus propósitos técnicos. Esto significa que debe buscarse, considerando adecuadamente los costos, aquella solución que genere la menor cantidad de armónicas.
- ii) Cada cliente puede inyectar corrientes armónicas a la red en proporción a su potencia. Esto significa que un consumidor de mayor potencia puede inyectar más armónicas.
- iii) No son admisibles aparatos que inyecten corriente continua a la red, como por ejemplo rectificadores trifásicos estrella catódica sin transformador de entrada.

El "nivel aceptable" para las armónicas de tensión U_v (U: tensión, v: orden de la armónica) está definido por las curvas de la figura 69.

En esta figura 69 se establecen distintos niveles para las armónicas impares no divisibles por 3 (curva 1), para las armónicas impares divisibles por 3 (curva 2) y para las armónicas pares (curva 3).

Figura 69. Nivel aceptable para las armónicas de tensión, según el estándar alemán



- Curva 1: Armónicas impares no divisibles por 3.
- Curva 2: Armónicas impares divisibles por 3.
- Curva 3: Armónicas pares.

La suma ponderada de las armónicas debe cumplir

Ecuación 55:

$$\sum_{v=2}^{40} v^2 u_v^2 < 0.5$$

Tensión armónica admisible que puede ser generada por un cliente individual:

Ecuación 56:

$$u_{vzul} = \frac{u_v k_N k_A}{k_{\Gamma esv}}$$

donde:

u_v = Tensión de la armónica v-ésima referida a la fundamental

u_{vzul} = Tensión armónica admisible para un cliente individual

k_N = Factor de nivel de tensión

k_A = Factor de desconexión (o de potencias)

$k_{\Gamma esv}$ = Factor de resonancia

Tabla IV. Factor de nivel de tensión k_N

Nivel de tensión	$v = 3n \pm 1$ = 2,4,5,7,8	$v = 3n$ = 3,6,9...
Alta Tensión	0,1....0,3	-
Media Tensión	0,4....0,7	-
Baja Tensión	0,2....0,3	1,0

El factor de conexión k_A se obtiene de la relación:

Ecuación 57:

$$u_{vzul} = \frac{u_v k_N k_A}{k_{\Gamma esv}}$$

Ecuación 58:

$$k_A = \frac{S_{consumida}}{S_N}$$

donde:

$S_{consumida}$ = Potencia demandada por el cliente

S_N = Esta potencia puede ser igual a la potencia del transformador que alimenta a la barra.

Una desventaja de la tensión armónica admisible, definida por la ecuación 56 , es que ésta no puede ser medida directamente. Para superar este inconveniente es posible calcular a partir de la ecuación 56, la potencia de un convertidor equivalente para el cual se pueden determinar las corrientes armónicas. Éstas corrientes armónicas pueden ser medidas experimentalmente.

7.2 Suecia

En el documento "*SEF Thyristor Committee Report*" se limita la capacidad de convertidores en sistemas de tensiones de hasta 24 kV como sigue...

Tabla V. Capacidad de convertidores que pueden ser conectados

NÚMERO DE PULSOS	PORCENTAJE DE LA CAPACIDAD DE CORTOCIRCUITO DEL SISTEMA (%)
< 6	0.5
6	1.0
12	2.0
> 12	3.0

Las restricciones para la distorsión armónica total (THD) dependen de la tensión del sistema de acuerdo a la siguiente tabla:

Tabla VI. Distorsión armónica total (THD)

TENSIÓN DEL SISTEMA	PORCENTAJE THD (%)
430 /250 V	4.0
3.3 kv a 24 kV	3.0
Hasta 84 kV	1.0

7.3 Estados Unidos (IEEE 519-1992)

En Estados Unidos, los límites de armónicas están establecidos por el estándar IEEE Std 519 del año 1992 (revisión de IEEE Std 519 del año 1981), titulado *Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System*".

7.3.1 Recomendaciones dadas por IEEE

El estricto apego a estas recomendaciones no siempre evitará problemas, particularmente cuando son valores cercanos a los límites, es razonable que el sistema cambia a menudo, justificando una nueva evaluación de armónicos. Mediciones deben ser ejecutadas de vez en cuando, para determinar el comportamiento del sistema y el rendimiento de los equipos. El cliente debe confirmar:

- ✓ Que condensadores para corregir el factor de potencia o filtros de armónicas no sean sobrecargados por un exceso de armónicas.
- ✓ Que las perjudiciales resonancias series o paralelas, no están presentes.
- ✓ Que el nivel de armónicas en PCC y en los puntos de utilización no sea excesivo.

Los límites mostrados en las tablas de distorsión de corriente deben ser usados como valores de “peor caso” para operaciones normales (condiciones válidas por más de 1 hora). Para períodos cortos, durante partidas o condiciones inusuales, los límites pueden ser excedidos en un 50 %.

7.3.2 Límites de distorsión en corriente

Las tablas son aplicables para rectificadores de 6 pulsos y situaciones generales de distorsión. Sin embargo, cuando se usan convertidores con número de pulsos (q) de más de 6, los límites para las armónicas características son incrementados por un factor equivalente a: $\sqrt{\frac{q}{6}}$ con tal que las amplitudes de las armónicas no características sean menores que el 25 % de los límites especificados en las tablas.

Tabla VII. Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución General (de 120 V a 69 kV)

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
$SCR = I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>THD</i>
$SCR < 20$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 \leq SCR < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 \leq SCR < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 \leq SCR < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$1000 \leq SCR$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla VIII. Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Subtransmisión General (de 69.001 kV a 161 kV)

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
$SCR = I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>THD</i>
$SCR < 20$	2.0	3.5	0.75	0.3	0.15	2.5
$20 \leq SCR < 50$	3.5	2.75	1.25	0.5	0.25	4.0
$50 \leq SCR < 100$	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
$100 \leq SCR < 1000$	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
$1000 \leq SCR$	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Tabla IX. Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Transmisión General (> 161kV)

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
$SCR = I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>THD</i>
$SCR < 50$	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$50 \leq SCR$	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Las siguientes observaciones rigen para las tablas VII, VIII y IX:

- ✓ Las armónicas pares están limitadas al 25% de los valores para armónicas impares mostrados en las tablas.
- ✓ No son admisibles distorsiones de corriente que generen corriente continua.

- ✓ I_{SC} : Máxima corriente de cortocircuito en el PCC. El PCC es el punto de acoplamiento común (*Point of Common Coupling*) y corresponde al lugar en que se interconectan el convertidor (carga no lineal) con los otros consumidores, en el caso de una planta industrial es el punto donde se conectan otras cargas.
- ✓ I_L : Máxima corriente demandada por la carga en el PCC (componente de frecuencia fundamental).

7.3.3 Límites de distorsión de voltaje para distribuidor

Tabla X. Límites de distorsión de voltajes IEEE Std. 519 – 1992

<i>Voltaje Bus a PCC</i>	<i>Distorsión individual de voltaje</i>	<i>Distorsión total de voltaje</i>
69 kV y menos	3.0	5.0
69.001 kV a 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV y más	1.0	1.5

7.4 Finlandia

A través del documento "*Restriction of harmonics in Electrical Networks*" se coloca límites a la distorsión armónica total permitida y a niveles de armónicas individuales en el punto de conexión.

Tabla XI. Límites de armónicas para tensión

Tensión del Sistema	%THD de tensión	Nivel de Armónicas Individuales %
1 kV	5	4
3 kV – 20 kV	4	3
30 kV – 45 kV	3	2
110 kV	1.5	1

En este documento también se imponen límites al nivel de armónicas de corriente que pueden circular en alguna conexión a algún consumidor. Los límites no están expresados como niveles de corriente absolutos, sino que como un porcentaje de una corriente de referencia del consumidor. Esta corriente de referencia se calcula de la potencia media horaria del consumidor P_C y la tensión nominal del sistema U_n como:

Ecuación 59:

$$I_{REF} = \frac{P_C}{\sqrt{3}U_n}$$

Los límites obtenidos son los siguientes:

Tabla XII. Límites de armónicas de corrientes

Tensión del Sistema	%THD de corriente	Corriente Armónica Individual %
3 kV – 20 kV	10	8
30 kV – 45 kV	7	6
110 kV	5	4

Para la capacidad de los equipos convertidores que es posible conectar en un sistema, este estándar también emplea como un valor de referencia la capacidad de cortocircuito del sistema en el punto de conexión, siendo los valores expresados en porcentaje, según aparece en tabla XIII.

Tabla XIII. Potencia del convertidor como porcentaje de la potencia de cortocircuito

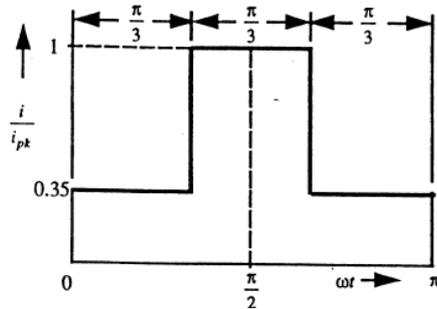
Número de pulsos	Tensión del sistema 20kV	Tensión del sistema 30kV
< 6	0.5	-
6	1	0.5
12	2	1
> 12	3	2

7.5 La norma IEC 555-2

En el pasado los equipos de baja potencia no encontraban prácticamente ninguna limitación para conectarse a la red. Esto permitió que equipos como televisores se conectaran indiscriminadamente a la red, generando una importante cantidad de armónicas. Para corregir esta situación, la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por su nombre en inglés) puso en vigencia a partir de 1995 la norma IEC 555- 2, destinada precisamente a los equipos de baja potencia.

Esta norma define la categoría de equipos clase D, que son todos aquellos equipos que tienen una corriente de entrada contenida dentro de la “forma de onda especial” mostrada en la figura 70.

Figura 70. Forma de onda especial definida para los equipos clase D



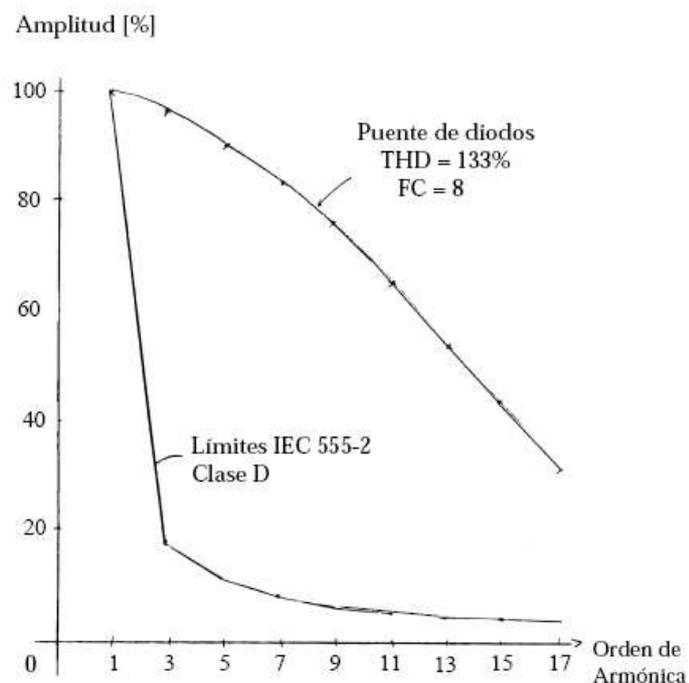
Esta definición está claramente dirigida a los equipos que tienen un rectificador con filtrado capacitivo. Los equipos clase D pueden inyectar las corrientes armónicas mostradas en la tabla XIV.

Tabla XIV. Límites de corrientes armónicas para equipos clase D

Orden de la armónica (h)	Intensidad armónica máxima admisible (A)
Armónicas impares	
3	2,3
5	0,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$
Armónicas pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot 8/n$

La aplicación de estos límites trae como consecuencia que un rectificador puente monofásico de diodos, con un factor de cresta $fc=8$ ($fc=$ corriente máxima/corriente efectiva), $THD = 133\%$ y factor de potencia $fp = 0,6$ pueda quedar claramente fuera de norma, tal como se aprecia en la figura 71.

Figura 71. Armónicas de un rectificador puente convencional con filtrado capacitivo, comparado con el límite de la norma IEC 555-2 para equipos clase D



7.6 La norma chilena

7.6.1 Armónicas de voltaje

En condiciones normales de operación, se deberá cumplir para un período de registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos que: el 95% de los valores estadísticos de los voltajes armónicos y

de su índice de distorsión total, cumplen con lo indicado en la tabla XV. El valor estadístico de los voltajes armónicos y de su índice de distorsión es obtenido para cada intervalo de diez minutos, como resultado de evaluar estadísticamente un conjunto de mediciones efectuadas en dicho intervalo, de acuerdo a lo establecido en la norma correspondiente.

Tabla XV. Armónicas de voltaje permitidas por la norma chilena

Armónicas impares no múltiplo de 3			Armónicas impares Múltiplo de 3			Pares		
Orden	Voltaje(%)		Orden	Voltaje(%)		Orden	Voltaje(%)	
	≤110kV	>110kV		≤110kV	>110kV		≤110kV	>110kV
	V							
5	6	2	3	5	2	2	2	1.5
7	5	2	9	1.5	1	4	1	1
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.2
17	2	1	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.2
19	1.5	1				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	0.2+1. 3*25/h	0.2+0.5 *25/h						

Al aplicar la estadística del 95% a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones iguales o inferiores a 110 kV, que este índice deberá ser inferior a 8% (THDv < 8%).

Al aplicar la estadística del 95% a los valores registrados del índice de distorsión total armónica, se debe cumplir, para un registro de mediciones de una semana cualquiera del año o de siete días consecutivos y para tensiones superiores a 110 KV, que este índice deberá ser inferior a 3% (THDv < 3%). y se calculará de acuerdo a la siguiente expresión:

Ecuación 60:

$$\text{Índice_de_distorsión_total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{50} V_k^2}}{V_1}$$

7.6.2 Armónicas de corriente

Tabla XVI. Corrientes armónicas permitidas por la norma chilena

MÁXIMA DISTORSIÓN DE ARMÓNICA DE CORRIENTE EXPRESADA COMO % DE LA FUNDAMENTAL						
ORDEN DE LA ARMÓNICA (ARMÓNICAS IMPARES)						
$SCR = I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Índice <i>DI</i>
$SCR < 20$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 \leq SCR < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 \leq SCR < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 \leq SCR < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$1000 \leq SCR$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Todos los equipos de generación de potencia están limitados a los valores indicados de distorsión armónica de corriente, independiente de la razón I_{sc}/I_L .

Donde:

I_{sc} = Máxima corriente de cortocircuito en el Punto Común de Conexión (PCC).

I_L = Corriente nominal de carga (a frecuencia fundamental) en el PCC.

Para el caso de clientes en puntos comunes de conexión comprendidos entre 69 kV y 154 kV, los límites son el 50% de los límites establecidos en la tabla XVI. Para el caso de clientes en PCC superiores a 154 kV se aplicarán los límites de 110 kV en tanto el Ministerio a proposición de la Comisión no fije la norma respectiva.

Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares. El índice de distorsión de corriente se calculará según la expresión:

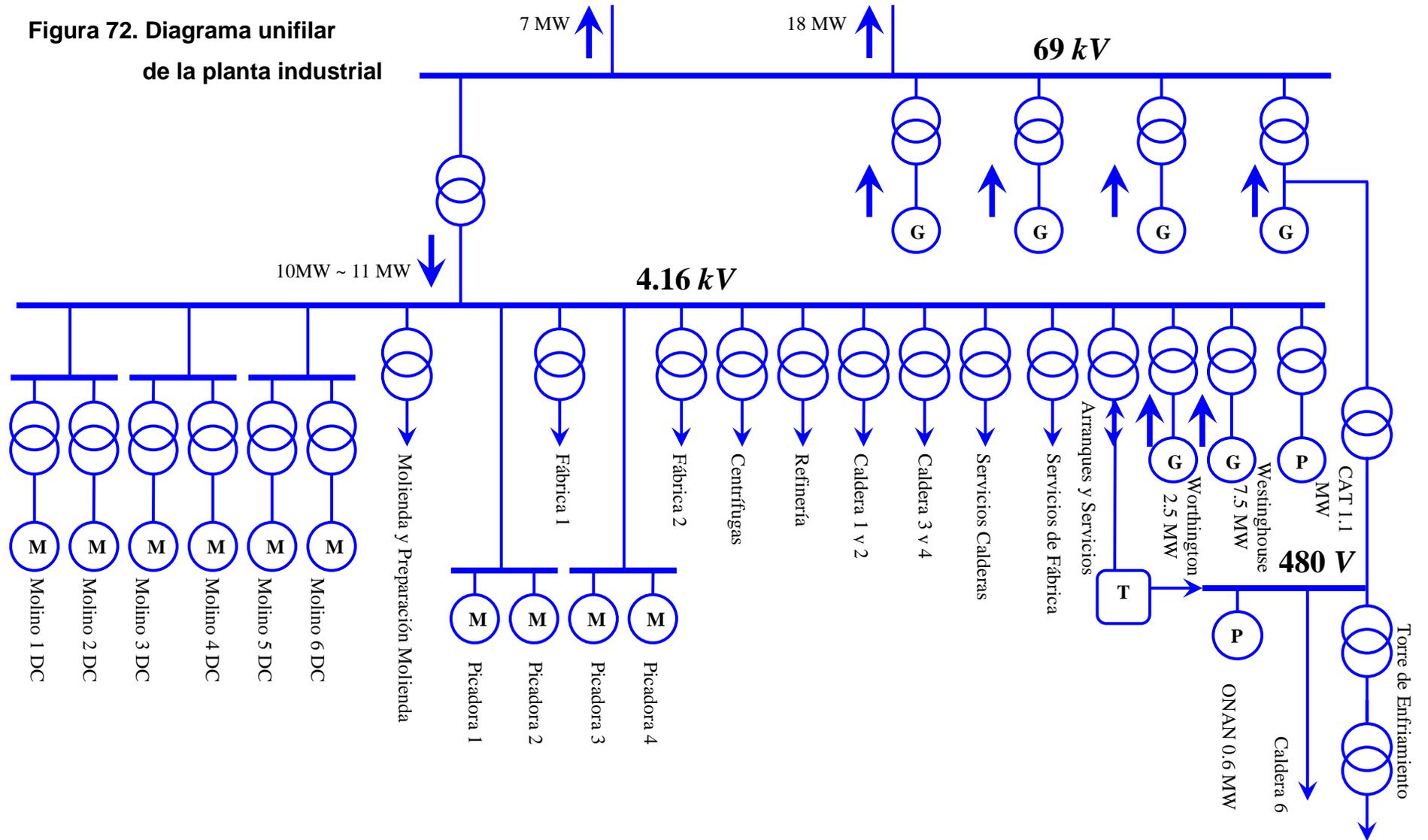
Ecuación 61:

$$\text{Índice de distorsión total} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{50} I_k^2}}{I_1}$$

8 DIAGRAMA UNIFILAR DE LA INSTALACIÓN Y NIVEL DE CONTENIDO DE ARMÓNICOS

El diagrama eléctrico de la fábrica consta de una parte de entrada con la comercializadora en 69 kV, la distribución se realiza en media tensión en 4.16 kV para alimentar cargas trifásicas en 480 V entre fases, también existen derivaciones del nivel de 69kV alimentado desde los turbogeneradores por medio de transformadores elevadores; las mediciones de armónicos se realizaron en salidas de baja tensión de transformadores, capacitores y de variadores de velocidad, a continuación detallamos el diagrama unifilar:

Figura 72. Diagrama unifilar de la planta industrial



8.1 Mediciones realizadas de contenido de armónicos

La norma utilizada para medir determinar el nivel permisible de armónicos es el estándar IEEE 519-1992.

8.2 Salida de los transformadores

Los siguientes son datos de mediciones realizadas a la salida de los transformadores veamos con especial cuidado cómo se relacionan los niveles armónicos con el porcentaje de carga no lineal que posee cada transformador, de otra forma veamos los niveles armónicos contra el índice de contaminación, además observemos que sucede cuando agregamos más motores a un transformador y mantenemos la carga no lineal constante, observaremos una disminución aparente del nivel armónico en voltaje.

8.2.1 Molinos

En el caso de los molinos se encuentran alimentados desde la tensión nominal de 480V entre fases por medio de un variador CC, éstos motores son CC debido a que poseen un alto par de arranque, y pueden proporcionar alto torque el cual es necesario para poder realizar la molienda de la caña de azúcar, como veremos el índice de contaminación en éstos transformadores es bastante alto, lo cual se manifiesta en una alta corriente de armónicos del 30% al 40% en distorsión armónica total y distorsión del voltaje arriba del 10%, sin embargo veremos adelante que puede suceder que exista una alta distorsión en corriente y no así una alta distorsión en voltaje, esto se debe particularmente a la existencia de motores paralelos a los variadores, éstos se comportarán como sumideros de armónicos.

8.2.1.1 Molino 1

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1505	1250	5.25%	456.8	1159	915	570.1	715.5	0.608

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
23809.52381	28672.36	456.8	26	25	42	41

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	32.24%
5	7.00%	30.55%
7	7.00%	1.20%
11	3.50%	8.02%
13	3.50%	2.07%
17	2.50%	4.08%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	1.75%
23	1.00%	2.41%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	1.45%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	1.65%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	1.10%
35	0.50%	1.13%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.86%
41	0.50%	0.77%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.67%
47	0.50%	0.52%
49	0.50%	0.50%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	12.68%
5	3.00%	8.88%
7	3.00%	0.77%
11	3.00%	5.18%
13	3.00%	1.33%
17	3.00%	4.43%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	2.65%
23	3.00%	2.53%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	1.35%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	2.01%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	1.35%
35	3.00%	1.66%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	1.30%
41	3.00%	1.33%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	1.19%
47	3.00%	1.03%
49	3.00%	1.05%

Variador	Potencia Aparente
Molino 1	965.2
Total de Variadores (KVA)	965.2

Índice de contaminación

77

8.2.1.2 Molino 2

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1505	1250	5.19%	464.1	620.6	497.8	341.5	362.2	0.672

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
24084.77842	29003.83	464.1	48	47	71	70

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	38.76%
5	7.00%	36.85%
7	7.00%	7.61%
11	3.50%	7.53%
13	3.50%	0.88%
17	2.50%	3.64%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	0.63%
23	1.00%	2.72%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.14%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	1.68%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.15%
35	0.50%	1.22%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.19%
41	0.50%	0.92%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.20%
47	0.50%	0.69%
49	0.50%	0.20%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	8.10%
5	3.00%	6.64%
7	3.00%	0.99%
11	3.00%	3.61%
13	3.00%	0.18%
17	3.00%	1.61%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	1.23%
23	3.00%	0.89%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.00%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.89%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.10%
35	3.00%	0.83%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.14%
41	3.00%	0.75%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.19%
47	3.00%	0.68%
49	3.00%	0.23%

Variador	Potencia Aparente
Molino 2	545.2
Total de Variadores (KVA)	545.2

Índice de contaminación

43.6

8.2.1.3 Molino 3

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	1505	1250	5.11%	461.5	820	657.2	481.7	447.1	0.713

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
24461.83953	29457.9	461.5	37	36	51	50

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	32.77%
5	7.00%	31.06%
7	7.00%	1.61%
11	3.50%	8.00%
13	3.50%	1.68%
17	2.50%	4.47%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	1.48%
23	1.00%	2.71%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	1.09%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	1.81%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.96%
35	0.50%	1.29%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.81%
41	0.50%	0.93%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.66%
47	0.50%	0.69%
49	0.50%	0.56%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	8.86%
5	3.00%	7.05%
7	3.00%	0.66%
11	3.00%	3.66%
13	3.00%	0.67%
17	3.00%	1.11%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.96%
23	3.00%	1.58%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.83%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	1.42%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.80%
35	3.00%	1.22%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.78%
41	3.00%	1.02%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.77%
47	3.00%	0.88%
49	3.00%	0.72%

Variador	Potencia Aparente
Molino 3	747.4
Total de Variadores (KVA)	747.4

Índice de contaminación

60

8.2.1.4 Molino 4

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1505	1250	5.15%	453	680.7	533.5	361.5	392.3	0.645

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
24271.84466	29229.1	453	45	43	67	67

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	38.69%
5	7.00%	36.79%
7	7.00%	7.33%
11	3.50%	7.53%
13	3.50%	0.82%
17	2.50%	3.62%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	0.70%
23	1.00%	2.72%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.35%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	1.72%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.34%
35	0.50%	1.23%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.33%
41	0.50%	0.94%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.31%
47	0.50%	0.74%
49	0.50%	0.29%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	8.72%
5	3.00%	6.90%
7	3.00%	1.28%
11	3.00%	3.87%
13	3.00%	0.23%
17	3.00%	2.05%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	1.04%
23	3.00%	1.18%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.18%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	1.10%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.27%
35	3.00%	1.01%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.30%
41	3.00%	0.90%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.32%
47	3.00%	0.81%
49	3.00%	0.33%

Variador	Potencia Aparente
Molino 4	604.4
Total de Variadores (KVA)	604.4

Índice de contaminación

48.4

8.2.1.5 Molino 5

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	1505	1250	5.01%	452.6	731	574.1	376.5	433.2	0.641

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
24950.0998	30045.88	452.6	43	41	66	64

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	38.55%
5	7.00%	36.45%
7	7.00%	7.22%
11	3.50%	7.19%
13	3.50%	1.25%
17	2.50%	3.29%
18	2.50%	0.13%
19	2.50%	0.83%
23	1.00%	2.48%
24	1.00%	0.50%
25	1.00%	0.46%
28	1.00%	0.08%
29	1.00%	1.46%
30	1.00%	0.30%
31	1.00%	0.39%
35	0.50%	0.95%
36	0.50%	0.20%
37	0.50%	0.30%
41	0.50%	0.67%
42	0.50%	0.10%
43	0.50%	0.25%
47	0.50%	0.45%
49	0.50%	0.17%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	8.67%
5	3.00%	7.07%
7	3.00%	1.06%
11	3.00%	3.96%
13	3.00%	0.32%
17	3.00%	1.89%
18	3.00%	0.20%
19	3.00%	1.17%
23	3.00%	1.00%
24	3.00%	0.10%
25	3.00%	0.32%
28	3.00%	0.10%
29	3.00%	0.89%
30	3.00%	0.10%
31	3.00%	0.31%
35	3.00%	0.75%
36	3.00%	0.10%
37	3.00%	0.28%
41	3.00%	0.61%
42	3.00%	0.10%
43	3.00%	0.27%
47	3.00%	0.48%
49	3.00%	0.26%

Variador	Potencia Aparente
Molino 5	600.5
Total de Variadores (KVA)	600.5

Índice de contaminación

48

8.2.1.6 Molino 6

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1505	1250	5.03%	450.6	971.7	785.8	503.4	603	0.616

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
24850.89463	29926.41	450.6	32	31	49	50

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	33.66%
5	7.00%	32.08%
7	7.00%	1.69%
11	3.50%	7.90%
13	3.50%	1.53%
17	2.50%	3.86%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	1.80%
23	1.00%	2.76%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	1.28%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	1.89%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	1.05%
35	0.50%	1.35%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.88%
41	0.50%	0.98%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.73%
47	0.50%	0.74%
49	0.50%	0.59%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	11.23%
5	3.00%	8.09%
7	3.00%	0.78%
11	3.00%	5.11%
13	3.00%	0.99%
17	3.00%	3.71%
18	3.00%	0.68%
19	3.00%	1.56%
23	3.00%	2.05%
24	3.00%	0.52%
25	3.00%	0.93%
28	3.00%	0.10%
29	3.00%	1.76%
30	3.00%	0.36%
31	3.00%	1.03%
35	3.00%	1.53%
36	3.00%	0.23%
37	3.00%	1.04%
41	3.00%	1.31%
42	3.00%	0.20%
43	3.00%	1.02%
47	3.00%	1.13%
49	3.00%	0.96%

Variador	Potencia Aparente
Molino 6	895.3
Total de Variadores (KVA)	895.3

Índice de contaminación

72

Como vemos el índice de contaminación es alto en todos los molinos, asimismo el contenido de armónicos en corriente, y de la misma manera el voltaje es distorsionado en un alto porcentaje, sin embargo también se da el caso que exista alto contenido de armónicas en corriente, pero bajo contenido en voltaje, esto se puede dar donde existen cargas lineales (motores en este caso), paralelo a las cargas contaminantes, como ejemplo tenemos al transformador de la caldera 6 donde existe alto porcentaje de contaminación en corriente y baja contaminación en voltaje relativamente, esto debido a que existen instalados motores paralelo a éstos variadores, con diferencia de lo que son los molinos, donde existen únicamente variadores.

8.2.2 Molienda y preparación molienda

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1204	1000	5.72%	456.7	871.1	677.3	532.7	417	0.740

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
17482.51748	21053.13	456.7	26	24	33	33

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	7.93%
5	7.00%	7.68%
7	7.00%	1.42%
11	3.50%	0.35%
13	3.50%	0.50%
17	2.50%	1.07%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	0.89%
23	1.00%	0.27%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.00%
28	1.00%	0.00%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	2.88%
5	3.00%	1.37%
7	3.00%	0.80%
11	3.00%	1.87%
13	3.00%	0.53%
17	3.00%	1.12%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.84%
23	3.00%	0.20%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.20%
28	3.00%	0.00%

Continuación					
29	1.00%	0.00%	29	3.00%	0.10%
30	1.00%	0.00%	30	3.00%	0.00%
31	1.00%	0.00%	31	3.00%	0.00%
35	0.50%	0.00%	35	3.00%	0.00%
36	0.50%	0.00%	36	3.00%	0.00%
37	0.50%	0.00%	37	3.00%	0.00%
41	0.50%	0.00%	41	3.00%	0.00%
42	0.50%	0.00%	42	3.00%	0.00%
43	0.50%	0.00%	43	3.00%	0.00%
47	0.50%	0.00%	47	3.00%	0.00%
49	0.50%	0.00%	49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Conductor Intermedio Molino 1	8.82
Bomba de Maceración 1	20.58
Bomba de Maceración 2	19.03
Bomba de Maceración 3	15.71
Bomba de Maceración 4	8.572
Mesa de Caña 1	39.71
Mesa de Caña 2	31.33
Conductor de Caña 1	24.44
Conductor de Caña 2	23.53
Conductor de Caña 3	23.77
Total de Variadores (KVA)	215.492

Índice de contaminación

22

8.2.3 Fábrica 1

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
V	A	KVA	%	V	A	KVA			
480	2408	2000	3.80%	450.2	1204.04	965.44	816.79	512.48	0.846

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) lcc/l	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) lcc/lload
52631.57895	63381	450.2	55	53	64	62

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Total
THD	12.00%	11.39999
5	10.00%	10.94
7	10.00%	2.37
11	4.50%	0.50
13	4.50%	0.95
17	4.00%	1.37
18	4.00%	0.00
19	4.00%	1.15
23	1.50%	0.37
24	1.50%	0.00
25	1.50%	0.19
28	1.50%	0.00
29	1.50%	0.11
30	1.50%	0.00
31	1.50%	0.16
35	0.70%	0.10
36	0.70%	0.00
37	0.70%	0.11
41	0.70%	0.00
42	0.70%	0.00
43	0.70%	0.00
47	0.70%	0.00
49	0.70%	0.00

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	3.04%
5	3.00%	1.68%
7	3.00%	0.69%
11	3.00%	1.84%
13	3.00%	0.49%
17	3.00%	1.15%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.90%
23	3.00%	0.20%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.00%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.20%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.00%
35	3.00%	0.00%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.00%
41	3.00%	0.00%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.00%
47	3.00%	0.00%
49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Bomba de turno Alcalizado Estación 2	189.2
Bomba de turno Alcalizado Estación 1	103
Bomba de turno Producto Químico Tachos	10
Dosificador de turno de Azufre	10
Movimiento filtros de cachaza 1,3 y 4	10
Movimiento filtro de cachaza 2	8.5
Bomba de floculante de turno	9
Dosificador de cal	24.44
Total de Variadores (KVA)	364.14

Índice de contaminación

18

8.2.4 Fábrica 2

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	2408	2000	3.80%	464.4	658	524.7	384.23	350.5	0.732

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
52631.57895	63381	464.4	100	96	137	132

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	%Total
THD	12.00%	5.60430
5	10.00%	5.16
7	10.00%	0.63
11	4.50%	1.80
13	4.50%	0.29
17	4.00%	0.72
18	4.00%	0.00
19	4.00%	0.71
23	1.50%	0.02
24	1.50%	0.00
25	1.50%	0.02
28	1.50%	0.00
29	1.50%	0.02
30	1.50%	0.00
31	1.50%	0.00
35	0.70%	0.00
36	0.70%	0.00
37	0.70%	0.00
41	0.70%	0.00
42	0.70%	0.00
43	0.70%	0.00
47	0.70%	0.00
49	0.70%	0.00

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	3.26%
5	3.00%	2.20%
7	3.00%	0.46%
11	3.00%	1.67%
13	3.00%	0.48%
17	3.00%	1.08%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	1.13%
23	3.00%	0.27%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.00%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.00%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.00%
35	3.00%	0.00%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.00%
41	3.00%	0.00%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.00%
47	3.00%	0.00%
49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Ventilador Enfriadora de Azúcar	12.04
Dosificador de Vitamina	5
Dosificador de Vitamina Azúcar a granel	5

Continuación	
Bomba de Magma Tacho Continuo	9
Total de Variadores (KVA)	31.04

Índice de contaminación

2

8.2.5 Centrífugas

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
V	A	KVA	%	V	A	KVA			
480	3011	2500	5.75%	441.8	774.1	992	799.4	757.9	0.760

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
43478.26087	52358.21	441.8	44	68	54	89

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	12.00%	15.29%
5	10.00%	11.63%
7	10.00%	6.43%
11	4.50%	4.52%
13	4.50%	1.85%
17	4.00%	1.78%
18	4.00%	0.30%
19	4.00%	1.84%
23	1.50%	0.84%
24	1.50%	0.20%
25	1.50%	0.67%
28	1.50%	0.20%
29	1.50%	0.52%
30	1.50%	0.20%
31	1.50%	0.47%
35	0.70%	0.38%
36	0.70%	0.10%
37	0.70%	0.32%
41	0.70%	0.26%
42	0.70%	0.10%
43	0.70%	0.23%
47	0.70%	0.18%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	4.48%
5	3.00%	2.55%
7	3.00%	1.75%
11	3.00%	2.43%
13	3.00%	1.34%
17	3.00%	1.16%
18	3.00%	0.10%
19	3.00%	0.16%
23	3.00%	0.22%
24	3.00%	0.10%
25	3.00%	0.14%
28	3.00%	0.10%
29	3.00%	0.27%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.15%
35	3.00%	0.14%
36	3.00%	0.10%
37	3.00%	0.18%
41	3.00%	0.20%
42	3.00%	0.10%
43	3.00%	0.13%
47	3.00%	0.11%

Continuación		
49	0.70%	0.00%

49	3.00%	0.12%
----	-------	-------

Variador	Potencia Aparente
Centrífuga de Primera No 1	407
Centrífuga de Primera No 2	212
Centrífuga de Primera No 8	212.5
Total de Variadores (KVA)	831.5

Índice de contaminación

33

8.2.6 Refinería

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1204	1000	5.00%	445.5	812.6	626.9	404.1	473.2	0.638

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
20000	24084.78	445.5	32	30	49	46

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	3.68%
5	7.00%	3.31%
7	7.00%	0.18%
11	3.50%	1.21%
13	3.50%	0.00%
17	2.50%	0.77%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	0.64%
23	1.00%	0.00%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.00%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	0.00%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.00%
35	0.50%	0.00%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	2.81%
5	3.00%	1.68%
7	3.00%	0.49%
11	3.00%	1.32%
13	3.00%	0.42%
17	3.00%	1.31%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	1.07%
23	3.00%	0.15%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.00%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.00%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.00%
35	3.00%	0.00%

Continuación					
36	0.50%	0.00%	36	3.00%	0.00%
37	0.50%	0.00%	37	3.00%	0.00%
41	0.50%	0.00%	41	3.00%	0.00%
42	0.50%	0.00%	42	3.00%	0.00%
43	0.50%	0.00%	43	3.00%	0.00%
47	0.50%	0.00%	47	3.00%	0.00%
49	0.50%	0.00%	49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Centrífuga de Refinería No 5	207.7
Bomba No 2 de Jarabe	10
Dosificador de Tierra Infusorios	10
Dosificador de Vitamina	10
Sinfín Cuarta Tolva	10
Dosificador de carbón	10
Total de Variadores (KVA)	257.7

Índice de contaminación

26

8.2.7 Caldera 1 y 2

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	1204	1000	5.00%	468.55	596.3	485.1	384	295.5	0.792

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
20000	24084.78	468.55	41	40	52	51

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	%Total
THD	8.00%	13.75982
5	7.00%	11.74
7	7.00%	6.50
11	3.50%	2.28
13	3.50%	0.82
17	2.50%	1.24
18	2.50%	0.00

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	2.83%
5	3.00%	1.16%
7	3.00%	1.26%
11	3.00%	1.52%
13	3.00%	0.33%
17	3.00%	1.20%
18	3.00%	0.10%

Continuación					
19	2.50%	1.20	19	3.00%	0.94%
23	1.00%	0.45	23	3.00%	0.29%
24	1.00%	0.00	24	3.00%	0.00%
25	1.00%	0.22	25	3.00%	0.20%
28	1.00%	0.00	28	3.00%	0.00%
29	1.00%	0.28	29	3.00%	0.20%
30	1.00%	0.00	30	3.00%	0.00%
31	1.00%	0.15	31	3.00%	0.20%
35	0.50%	0.09	35	3.00%	0.00%
36	0.50%	0.00	36	3.00%	0.00%
37	0.50%	0.11	37	3.00%	0.10%
41	0.50%	0.00	41	3.00%	0.00%
42	0.50%	0.00	42	3.00%	0.00%
43	0.50%	0.07	43	3.00%	0.00%
47	0.50%	0.00	47	3.00%	0.00%
49	0.50%	0.00	49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Tiro Inducido Caldera 2	145.7
Total de Variadores (KVA)	145.7

Índice de contaminación

15

8.2.8 Caldera 3 y 4

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
V	A	KVA	%	V	A	KVA			
480	1204	1000	4.00%	450.5	892.5	693.5	625	300.5	0.901

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) lcc/l	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) lcc/lload
25000	30105.97	450.5	36	34	40	37

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	%Total
THD	8.00%	16.08565
5	7.00%	15.37
7	7.00%	2.74

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	5.34%
5	3.00%	3.79%
7	3.00%	0.82%

Continuación					
11	3.50%	2.45	11	3.00%	2.76%
13	3.50%	1.84	13	3.00%	1.80%
17	2.50%	1.98	17	3.00%	0.46%
18	2.50%	0.00	18	3.00%	0.00%
19	2.50%	0.71	19	3.00%	1.29%
23	1.00%	0.74	23	3.00%	0.39%
24	1.00%	0.00	24	3.00%	0.00%
25	1.00%	0.63	25	3.00%	0.10%
28	1.00%	0.00	28	3.00%	0.00%
29	1.00%	0.39	29	3.00%	0.21%
30	1.00%	0.00	30	3.00%	0.00%
31	1.00%	0.39	31	3.00%	0.18%
35	0.50%	0.17	35	3.00%	0.20%
36	0.50%	0.00	36	3.00%	0.00%
37	0.50%	0.17	37	3.00%	0.20%
41	0.50%	0.11	41	3.00%	0.16%
42	0.50%	0.00	42	3.00%	0.00%
43	0.50%	0.05	43	3.00%	0.16%
47	0.50%	0.00	47	3.00%	0.20%
49	0.50%	0.00	49	3.00%	0.16%

Variador	Potencia Aparente
Tiro Inducido Caldera 3	300
Tiro Inducido Caldera 4	147.9
Total de Variadores (KVA)	447.9

Índice de contaminación

45

8.2.9 Servicios calderas

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	2408	2000	6.70%	462.375	1153.14	923.03	712.28	567.65	0.772

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
29850.74627	35947.43	462.375	32	31	42	40

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	%Total
THD	8.00%	4.99895
5	7.00%	4.11
7	7.00%	1.86
11	3.50%	1.63
13	3.50%	0.70
17	2.50%	0.81
18	2.50%	0.00
19	2.50%	0.71
23	1.00%	0.40
24	1.00%	0.00
25	1.00%	0.31
28	1.00%	0.00
29	1.00%	0.21
30	1.00%	0.00
31	1.00%	0.17
35	0.50%	0.02
36	0.50%	0.00
37	0.50%	0.02
41	0.50%	0.00
42	0.50%	0.00
43	0.50%	0.00
47	0.50%	0.00
49	0.50%	0.00

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	2.85%
5	3.00%	1.98%
7	3.00%	0.74%
11	3.00%	1.54%
13	3.00%	0.40%
17	3.00%	0.65%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.87%
23	3.00%	0.10%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.15%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.00%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.00%
35	3.00%	0.00%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.00%
41	3.00%	0.00%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.00%
47	3.00%	0.00%
49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Bomba Agua de Inyección No. 2	277.8
Alimentadores de Bagazo Caldera 1	9.087
Alimentadores de Bagazo Caldera 2	8.79
Alimentadores de Bagazo Caldera 3	9.345
Alimentadores de Bagazo Caldera 4	9.072
Total de Variadores (KVA)	314.094

Índice de contaminación

16

8.2.10 Servicios de fábrica

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	1204	1000	5.77%	462.1	523.7	427.1	390.6	171.7	0.895

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload
17331.02253	20870.69	462.1	41	40	44	45

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	6.88%
5	7.00%	1.12%
7	7.00%	1.10%
11	3.50%	6.00%
13	3.50%	2.31%
17	2.50%	0.70%
18	2.50%	0.00%
19	2.50%	0.38%
23	1.00%	0.10%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.00%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	0.00%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.00%
35	0.50%	0.00%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.00%
41	0.50%	0.00%
42	0.50%	0.00%
43	0.50%	0.00%
47	0.50%	0.00%
49	0.50%	0.00%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	2.21%
5	3.00%	0.83%
7	3.00%	0.90%
11	3.00%	1.79%
13	3.00%	0.41%
17	3.00%	0.20%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.00%
23	3.00%	0.00%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.00%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.00%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.00%
35	3.00%	0.00%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.00%
41	3.00%	0.00%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.00%
47	3.00%	0.00%
49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Total de Variadores (KVA)	0

Índice de contaminación 0

8.2.11 Torre de enfriamiento

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	1806	1500	5.89%	453.3	639.41	502.91	458.17	206.85	0.911

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
25466.89304	30668.22	453.3	51	48	56	53

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	%Total
THD	8.00%	24.21021
5	7.00%	21.30
7	7.00%	9.38
11	3.50%	5.07
13	3.50%	3.10
17	2.50%	1.98
18	2.50%	0.00
19	2.50%	1.56
23	1.00%	1.00
24	1.00%	0.00
25	1.00%	0.78
28	1.00%	0.00
29	1.00%	0.66
30	1.00%	0.00
31	1.00%	0.60
35	0.50%	0.36
36	0.50%	0.00
37	0.50%	0.29
41	0.50%	0.27
42	0.50%	0.00
43	0.50%	0.10
47	0.50%	0.28
49	0.50%	0.18

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	10.09%
5	3.00%	8.83%
7	3.00%	3.65%
11	3.00%	0.70%
13	3.00%	0.80%
17	3.00%	1.33%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	1.16%
23	3.00%	0.98%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.95%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.82%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.61%
35	3.00%	0.70%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.71%
41	3.00%	0.83%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.70%
47	3.00%	0.72%
49	3.00%	0.69%

Variador	Potencia Aparente
Bomba Agua de Circulación 1	78.75
Bomba Agua de Circulación 2	59.1
Ventilador 1 Torre de Enfriamiento	188.8
Ventilador 2 Torre de Enfriamiento	183.7

Continuación

Total de Variadores (KVA)

431.6

Índice de contaminación

29

8.2.12 Caldera 6

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Reactancia %	Voltaje V	Corriente A	Potencia KVA	Potencia Activa	Potencia Reactiva	Factor de Potencia
480	2408	2000	5.25%	461.4	1267	1018	944.2	380.2	0.926
VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO						
Potencia SCC(KVA)	Corriente ICC(A)	Voltaje V	SCR(Potencia) KVAcc/KVA	SCR(Corriente) Icc/I	SCR(Potencia) KVAcc/KW	SCR(Corriente) Icc/Iload			
38095.2381	45875.77	461.4	37	36	40	39			

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	22.24%
5	7.00%	20.51%
7	7.00%	6.29%
11	3.50%	4.12%
13	3.50%	2.98%
17	2.50%	1.21%
18	2.50%	0.10%
19	2.50%	1.22%
23	1.00%	0.58%
24	1.00%	0.00%
25	1.00%	0.49%
28	1.00%	0.00%
29	1.00%	0.48%
30	1.00%	0.00%
31	1.00%	0.40%
35	0.50%	0.30%
36	0.50%	0.00%
37	0.50%	0.30%
41	0.50%	0.80%
42	0.50%	0.10%
43	0.50%	0.60%
47	0.50%	0.50%
49	0.50%	0.50%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	5.75%
5	3.00%	4.85%
7	3.00%	1.92%
11	3.00%	1.59%
13	3.00%	1.14%
17	3.00%	0.60%
18	3.00%	0.00%
19	3.00%	0.70%
23	3.00%	0.40%
24	3.00%	0.00%
25	3.00%	0.48%
28	3.00%	0.00%
29	3.00%	0.58%
30	3.00%	0.00%
31	3.00%	0.50%
35	3.00%	0.40%
36	3.00%	0.00%
37	3.00%	0.38%
41	3.00%	0.00%
42	3.00%	0.00%
43	3.00%	0.00%
47	3.00%	0.00%
49	3.00%	0.00%

Variador	Potencia Aparente
Bomba de Turno Agua de Inyección Caldera 6	380.7
Tiro Forzado 1 Caldera 6	124.8
Tiro Forzado 2 Caldera 6	139.3
Tiro Inducido Caldera 6	235.1
Total de Variadores (KVA)	879.9

Índice de contaminación

44

8.2.13 Caldera 6 + torre de enfriamiento

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Factor de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	2408	2000	5.25%	454.92	1906.41	1520.91	1402.37	587.05	0.922

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
38095.2381	45875.77	454.92	25	24	27	26

Distorsión Armónica en Corriente			Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	%Total	No.	Recomendable	Existente
THD	8.00%	22.46188	THD	5.00%	10.04%
5	7.00%	20.44	5	3.00%	8.83%
7	7.00%	7.28	7	3.00%	3.65%
11	3.50%	4.41	11	3.00%	0.70%
13	3.50%	2.97	13	3.00%	0.80%
17	2.50%	1.47	17	3.00%	1.33%
18	2.50%	0.00	18	3.00%	0.00%
19	2.50%	1.31	19	3.00%	1.16%
23	1.00%	0.71	23	3.00%	0.98%
24	1.00%	0.00	24	3.00%	0.00%
25	1.00%	0.52	25	3.00%	0.95%
28	1.00%	0.00	28	3.00%	0.00%
29	1.00%	0.53	29	3.00%	0.82%
30	1.00%	0.00	30	3.00%	0.00%
31	1.00%	0.46	31	3.00%	0.61%
35	0.50%	0.32	35	3.00%	0.70%
36	0.50%	0.00	36	3.00%	0.00%
37	0.50%	0.29	37	3.00%	0.71%

Continuación					
41	0.50%	0.31	41	3.00%	0.83%
42	0.50%	0.00	42	3.00%	0.00%
43	0.50%	0.14	43	3.00%	0.70%
47	0.50%	0.16	47	3.00%	0.72%
49	0.50%	0.06	49	3.00%	0.69%

Variador	Potencia Aparente
Bomba Agua de Circulación 1	78.75
Bomba Agua de Circulación 2	59.1
Ventilador 1 Torre de Enfriamiento	188.8
Ventilador 2 Torre de Enfriamiento	183.7
Bomba de Turno Agua de Inyección Caldera 6	380.7
Tiro Forzado 1 Caldera 6	124.8
Tiro Forzado 2 Caldera 6	139.3
Tiro Inducido Caldera 6	235.1
Total de Variadores (KVA)	1390.25

Índice de contaminación

70

8.3 Banco de capacitores

VALORES NOMINALES				VALORES DE TRABAJO					
Voltaje	Corriente	Potencia	Reactancia	Voltaje	Corriente	Potencia	Potencia	Potencia	Seno de
V	A	KVA	%	V	A	KVA	Activa	Reactiva	Potencia
480	1204	1000	5.77%	462.6	237.2	187.4	2.928	-186.9	-0.997

VALORES DE CORTO CIRCUITO			RELACIONES DE CORTO CIRCUITO			
Potencia	Corriente	Voltaje	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)	SCR(Potencia)	SCR(Corriente)
SCC(KVA)	ICC(A)	V	KVAcc/KVA	Icc/I	KVAcc/KW	Icc/Iload
17331.02253	20870.69	462.6	92	88	5919	-88

Distorsión Armónica en Corriente		
No.	Recomendable	Existente
THD	12.00%	69.30%
5	10.00%	11.54%
7	10.00%	5.48%
11	4.50%	65.41%
13	4.50%	6.84%
17	4.00%	11.23%
18	4.00%	0.00%

Distorsión Armónica en Voltaje		
No.	Recomendable	Existente
THD	5.00%	5.92%
5	3.00%	2.21%
7	3.00%	0.68%
11	3.00%	5.44%
13	3.00%	0.40%
17	3.00%	0.41%
18	3.00%	0.00%

Continuación					
19	4.00%	9.59%	19	3.00%	0.31%
23	1.50%	0.74%	23	3.00%	0.00%
24	1.50%	0.00%	24	3.00%	0.00%
25	1.50%	0.35%	25	3.00%	0.00%
28	1.50%	0.00%	28	3.00%	0.00%
29	1.50%	0.00%	29	3.00%	0.00%
30	1.50%	0.00%	30	3.00%	0.00%
31	1.50%	0.00%	31	3.00%	0.00%
35	0.70%	0.00%	35	3.00%	0.00%
36	0.70%	0.00%	36	3.00%	0.00%
37	0.70%	0.00%	37	3.00%	0.00%
41	0.70%	0.00%	41	3.00%	0.00%
42	0.70%	0.00%	42	3.00%	0.00%
43	0.70%	0.00%	43	3.00%	0.00%
47	0.70%	0.00%	47	3.00%	0.00%
49	0.70%	0.00%	49	3.00%	0.00%

Se pueden observar tres situaciones importantes:

Cómo vimos donde el índice de contaminación es bastante alto arriba del 30% por ejemplo, el nivel de armónicos existente se encuentra arriba de los límites establecidos por las normas IEEE, ejemplos de esto, molinos, centrífugas y caldera 3 y 4 .

Observemos el índice de contaminación en torre de enfriamiento y caldera 6, es mayor en el transformador de caldera 6 que en el de torre de enfriamiento, sin embargo la distorsión de voltajes es mayor en torre de enfriamiento que en caldera 6, esto quiere decir que en efecto los motores actúan como sumideros, ya que la única explicación de esto es que caldera 6 tiene instalados motores, mientras en torre de enfriamiento las cargas son únicamente variadores de velocidad.

Fenómeno de resonancia, puede suceder entre el banco de capacitores y transformador de servicios de fábrica, si observamos el banco de capacitores se comporta como un sumidero para las armónicas de orden bajo, pero en

especial aparece amplificada la 11ª. armónica, armónica que no debería aparecer amplificada más que las otras, si bien observaremos en el siguiente capítulo, que la frecuencia teórica de resonancia de éste transformador se encuentra cerca de la 9ª. armónica, lo cual nos afirma la posible resonancia paralelo.

9 SOLUCIÓN TÉCNICO – ECONÓMICO DEL FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA

Aunque la solución para corrección del factor de potencia en baja tensión no es la más económica debido a que la potencia reactiva de los capacitores varía con el cuadrado del voltaje, sucede que pueda ser la más atractiva, debido a las siguientes ventajas:

- ✓ Disminuye las pérdidas en cables, transformadores, etc.
- ✓ Regula la tensión en bornes de la carga.
- ✓ Disminuye la cargabilidad a los transformadores, por proporcionar la potencia reactiva para las cargas inductivas.
- ✓ Puede proveer de un camino de baja impedancia para los armónicos, de acuerdo a su orden de sintonía.
- ✓ Aísla la carga generadora de armónicos, mientras que en media tensión, los armónicos tendrían que recorrer parte de la instalación hasta llegar al filtro situado en media tensión.

Por las razones mencionadas anteriormente, la solución que hemos elegido es en baja tensión, aunque la posibilidad no se descarta en media tensión.

Observemos a continuación, los valores de reactiva, resonancia (en caso se instalaran únicamente capacitores sin reactor) y antiresonancia (en caso se instalara un filtro de 5ª. Armónica), que podrían aparecer si se instala lo mencionado, los valores fueron calculados con las fórmulas dadas en este documento y por las mediciones realizadas mencionadas en el capítulo 8, el factor de potencia hacia el cual se desea mejorarlo es de 0.95, la conexión de los capacitores se recomienda en delta, para evitar los terceros armónicos en el

neutro, por lo que para calcular el valor del reactor debe de calcularse la capacitancia en la estrella, esto se realiza dividiendo el equivalente de la delta por 3.

9.1 Salida de los transformadores

9.1.1 Molinos

9.1.1.1 Molino 1

Observemos la potencia reactiva de los capacitores, luego la frecuencia de resonancia, donde veremos que la frecuencia de resonancia del sistema se encuentra cerca de una armónica característica, el problema es tal que ocurrirá resonancia paralela si se instalan únicamente capacitores, cercana a la 5^a. ó la 7^a. por lo que debido a que existen estas armónicas tendremos serios problemas, por lo que no es recomendable instalar únicamente capacitores.

Ahora observemos la frecuencia antiarmónica, es decir la nueva frecuencia de resonancia paralelo del sistema, si observamos ésta se encuentra cercana a la frecuencia de sintonización del filtro, lo cual ya lo habíamos dicho, para éste caso (filtro sintonizado a la 5^a. armónica), es cercana a la 5^a. armónica y su valor depende de la cantidad de reactiva que compensen los capacitores.

Reactiva capacitores 615.0850489
Reactancia capacitiva 1.123747035
Frecuencia de resonancia 6.221681422
Frecuencia antiarmónica 3.897411749

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5^a. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5^a. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5^a. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 77%. Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5^a., 7^a. y 11^a. armónica.

9.1.1.2 Molino 2

A lo largo de todo éste proceso observaremos como la frecuencia de resonancia paralelo se encuentra entre la 5^a. y la 11^a. armónica, por lo que no es recomendable instalar bancos de capacitores sin reactor en redes altamente contaminadas, del mismo modo observaremos el valor de la frecuencia antiarmónica, la cual será cercana a la frecuencia de sintonización del filtro 5^a. armónica en éste caso, por esto es necesario el factor de desintonía, para que la solución no resulte más cara que el problema.

Reactiva capacitores 282.4964241
Reactancia capacitiva 2.446756635
Frecuencia de resonancia 9.233468038
Frecuencia antiarmónica 4.39675132

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5^a. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5^a. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5^a. armónica, utilizar

capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 43.6%.
Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5^{a.}, 7^{a.} y 11^{a.} armónica.

9.1.1.3 Molino 3

Reactiva capacitores 341.1681172
Reactancia capacitiva 2.025980639
Frecuencia de resonancia 8.467600054
Frecuencia antiarmónica 4.305430087

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5^{a.} armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5^{a.} armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5^{a.} armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 59.8%.
Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5^{a.}, 7^{a.} y 11^{a.} armónica.

9.1.1.4 Molino 4

Reactiva capacitores 347.4692444
Reactancia capacitiva 1.989240807
Frecuencia de resonancia 8.357823722
Frecuencia antiarmónica 4.290789193

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5ta. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5ª. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 48.4%. Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5ª., 7ª. y 11ª. armónica.

9.1.1.5 Molino 5

Reactiva capacitores 367.8764241
Reactancia capacitiva 1.878891809
Frecuencia de resonancia 8.235408862
Frecuencia antiarmónica 4.273953615

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5ª. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5ª. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 48%. Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5ª., 7ª. y 11ª. armónica.

9.1.1.6 Molino 6

Reactiva capacitores 542.7425442
Reactancia capacitiva 1.273532004

Frecuencia de resonancia 6.766655724
--

Frecuencia antiarmónica 4.021290057

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5ª. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5ª. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 72%. Mejor si se utiliza un filtro completo para la 5ª., 7ª. y 11ª. armónica.

9.1.2 Molienda y preparación molienda

Reactiva capacitores 341.4395918
--

Reactancia capacitiva 2.024369806

Frecuencia de resonancia 7.155583375
--

Frecuencia antiarmónica 4.098555322

Se recomiendan banco de capacitores sobredimensionados debido a la contaminación del 22% existente, y por el nivel armónico existente cerca de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, según predicción teórica ésta sucede cerca de la 7ª. armónica colocar una reactancia de rechazo sintonizada a la 5ª. armónica al banco, tratar de no agregar cargas no lineales al transformador por estar en el límite.

9.1.3 Fábrica 1

Reactiva capacitores 279.9245259
Reactancia capacitiva 2.469237012
Frecuencia de resonancia 13.7120606
Frecuencia antiarmónica 4.697447343

Se recomiendan banco de capacitores sobredimensionados debido a la contaminación del 18% existente, y por el nivel armónico existente cerca de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, tratar de no exceder el 25% del transformador en cargas no lineales.

9.1.4 Fábrica 2

Reactiva capacitores 246.8114998
Reactancia capacitiva 2.800517806
Frecuencia de resonancia 14.60294683
Frecuencia antiarmónica 4.730397628

Se recomiendan banco de capacitores normales debido a que la contaminación existente es baja 2%. No se observa problema de posible resonancia, ya que ésta sucede cerca de la 15ª. armónica la cual no es muy apreciable, siempre tratar de mantener el índice de contaminación menor al 25%.

9.1.5 Centrífugas

Reactiva capacitores 496.792791
Reactancia capacitiva 1.391324537
Frecuencia de resonancia 9.355100113
Frecuencia antiarmónica 4.409685721

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5ª. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5ª. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5ª. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al índice de contaminación de 33%.

9.1.6 Refinería

Reactiva capacitores 412.0061328
Reactancia capacitiva 1.677644931
Frecuencia de resonancia 6.967278288
Frecuencia antiarmónica 4.062212041

Se recomiendan banco de capacitores sobredimensionados debido a la contaminación existente 26%. No se observa problema de posible resonancia, ya que ésta sucede cerca de la 7ª. armónica la cual no es muy apreciable, siempre tratar de mantener el índice de contaminación menor al 25%.

9.1.7 Caldera 1 y 2

Reactiva capacitores 178.627704
Reactancia capacitiva 3.869500555
Frecuencia de resonancia 10.58133806
Frecuencia antiarmónica 4.5207058

Se recomiendan banco de capacitores normales debido a que la contaminación existente es baja 15%. No se observa problema de posible resonancia, ya que ésta sucede cerca de la 11^a. armónica la cual no es muy apreciable, siempre tratar de mantener el índice de contaminación menor al 25%.

9.1.8 Caldera 3 y 4

Reactiva capacitores 107.9634328
Reactancia capacitiva 6.402167677
Frecuencia de resonancia 15.21709184
Frecuencia antiarmónica 4.750149636

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5^a. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, tratar de evitar la resonancia paralela cerca de la 5^a. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5^a. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al alto índice de contaminación 45%.

9.1.9 Auxiliares calderas

Reactiva capacitores 380.3670784
Reactancia capacitiva 1.817191969
Frecuencia de resonancia 8.858825276
Frecuencia antiarmónica 4.354321376

Se recomiendan banco de capacitores sobredimensionados debido a que la contaminación existente 16%. No se observa problema de posible resonancia, ya que ésta sucede cerca de la 9ª. la cual no es muy apreciable, siempre tratar de mantener el índice de contaminación menor al 25%.

9.1.10 Servicios de fábrica

Reactiva capacitores 71.5253469
Reactancia capacitiva 9.663707062
Frecuencia de resonancia 15.56618211
Frecuencia antiarmónica 4.76044703

Según análisis del banco de capacitores existentes se observa problema de resonancia cerca de la 11ª. armónica si se sintonizan los capacitores con reactancias de rechazo a la 5ª. armónica se correrá la resonancia paralela por

debajo de ésta, y la resonancia del filtro estará abajo de la 5^a. armónica lo cual filtrará las armónicas deseadas. Se recomiendan capacitores sobredimensionados y mantener índice de contaminación menor al 25%.

9.1.11 Caldera 6 + torre de enfriamiento

Reactiva capacitores 142.199128
Reactancia capacitiva 4.860789303
Frecuencia de resonancia 16.36767073
Frecuencia antiarmónica 4.781858491

Se recomiendan banco de capacitores con reactancias de rechazo sintonizadas a la 5^a. armónica por el nivel armónico existente arriba de las normas IEEE, evitar la resonancia paralela cerca de la 17^a. armónica, en éste caso es la frecuencia antiarmónica la que debe de alejarse de la 5^a. armónica, utilizar capacitores sobredimensionados debido al índice de contaminación 70%. Mejor si se utilizan filtros completos para la 5^a., 7^a. y 11^a. armónica.

9.2 Bancos de capacitores (fenómeno de resonancia bajo nivel de amplificación)

Reactiva capacitores 186.9
Reactancia capacitiva 3.69823435

Frecuencia de resonancia

9.629582156

Frecuencia antiarmónica

4.437475738

Se observa problema de resonancia cerca de la 11^a. armónica según mediciones realizadas y según predicción teórica ésta sucede cerca de la 9^a., por lo que una situación alternativa sería colocarle una inductancia de rechazo sintonizada a la 5^a. armónica al banco de capacitares, aunque por el momento el problema parece no ser perjudicial.

9.3 Tipo de compensación según análisis del contenido de armónicos

No.	Transformador	Índice de Conta_ minación	Reactiva Necesaria $f_p = 0.95$ Capacitores	Tipo de Compensación				Fija*	Auto
				Normal	Sobre dimensionado	Con Reactor 5ta. Armónica	Filtro Completo 5ta, 7ma, 11ava		
1	Molienda y Preparación Molienda	22	341						
2	Molino 1	77	615						
3	Molino 2	44	282						
4	Molino 3	60	341						
5	Molino 4	48	347						
6	Molino 5	48	368						
7	Molino 6	72	543						
8	Fábrica 1	18	280						
9	Fábrica 2	2	247						
10	Centrífugas	33	497						
11	Refinería	26	412						
12	Caldera 1 y 2	15	179						
13	Caldera 3 y 4	45	108						
14	Auxiliares Calderas	16	380						
15	Servicios Preferencial	0	71						
16	Caldera 6 y Torre de Enfriamiento	70	142						
17	Tablero Capacitores								
KVAR totales			5153						

Reactiva Total de Molinos

2496

% del total de reactiva necesaria en Molinos

48

*La compensación no debe de ser necesariamente automática, por lo que debe de observarse bien tomando un lapso de tiempo prudencial, probablemente algunos bancos queden bien con reactiva fija

9.4 Variación del voltaje en cada transformador respecto del voltaje nominal

No.	Transformador	Voltaje	Variación %
1	Molienda y Preparación Molienda	456.7	4.85
2	Molino 1	456.8	4.83
3	Molino 2	464.1	3.31
4	Molino 3	461.5	3.85
5	Molino 4	453.0	5.63
6	Molino 5	452.6	5.71
7	Molino 6	450.6	6.12
8	Fábrica 1	450.2	6.21
9	Fábrica 2	464.4	3.25
10	Centrífugas	441.8	7.96
11	Refinería	445.5	7.19
12	Caldera 1 y 2	468.6	2.39
13	Caldera 3 y 4	450.5	6.15
14	Auxiliares Calderas	462.4	3.67
15	Servicios Preferencial	462.1	3.73
16	Caldera 6	461.4	3.88
17	Torre de Enfriamiento	453.3	5.56
18	Tablero Capacitores	462.6	3.63

Como podemos observar en los datos anteriores la variación del voltaje no excede el máximo permitido por la NTSD que es del 8% para baja tensión.

9.5 Flicker de voltaje en cada transformador

No.	Transformador	Voltaje Flickers	Flickers %
1	Molienda y Preparación Molienda	0.618	0.2227
2	Molino 1	1.844	0.6646
3	Molino 2	0.555	0.2000
4	Molino 3	0.541	0.1950
5	Molino 4	0.676	0.2436
6	Molino 5	5.076	1.8295
7	Molino 6	0.667	0.2404
8	Fábrica 1	0.624	0.2249
9	Fábrica 2	0.626	0.2256
10	Centrífugas	0.873	0.3146
11	Refinería	1.057	0.3810
12	Caldera 1 y 2	0.639	0.2303
13	Caldera 3 y 4	0.789	0.2844
14	Auxiliares Calderas	0.565	0.2036
15	Servicios Preferencial	1.209	0.4357
16	Caldera 6	0.367	0.1323
17	Torre de Enfriamiento	0.685	0.2469
18	Tablero Capacitores	0.507	0.1827

Como vemos según el método británico de medición de flicker los valores en cada transformador son menores a tal límite que es del 0.25%, con excepción de algunos transformadores que tienen alto el índice de flicker, pero en promedio es bastante bajo.

CONCLUSIONES

1. El problema de los armónicos aparece por la forma de onda distorsionada que cargas no lineales consumen de la red, provocando a la vez una inyección por medio de la impedancia de corto circuito de la línea de alimentación.
2. Cada armónica en particular posee diferente naturaleza, es provocada por diferente causa, así como la reducción o control de cada una es diferente.
3. El término capacitor sobredimensionado algunos fabricantes lo usan para describir al capacitor que han diseñado para áreas de trabajo con contaminación armónica, de otra forma son capacitores diseñados para trabajar con armónicos y valores fundamentales, éstos capacitores no reducen las armónicas, pero son útiles en redes contaminadas.
4. En determinadas derivaciones donde el índice de contaminación es bastante alto, y debido a la ausencia de motores u otro tipo de carga lineal conectados al mismo punto común, existirá alta distorsión en corriente debido al índice de contaminación y alta distorsión en voltaje debido a que no existen sumideros de armónicos, los cuales lo constituyen los motores.
5. Si a un transformador con alto índice de contaminación armónica le instalamos motores aunque siempre existirá alta distorsión en corriente, habrá reducción en la distorsión en el voltaje, como hemos visto, debido a que los motores se comportan como sumideros de armónicos.

6. Un sistema perfectamente balanceado sería lo ideal en un sistema industrial típico, para el tratamiento de las terceras armónicas la instalación de un conductor sobredimensionado y una conexión delta estrella en el transformador puede ayudar en gran manera para el control de éstas, debido a que por el neutro circularán las terceras armónicas, y sobre la delta del lado primario del transformador circularán quedando encerradas las terceras armónicas.
7. Los problemas de armónicas pares se limitan a la potencia dc, por lo que no es justificada la inyección de armónicas pares en la red de energía eléctrica.
8. Las terceras armónicas como hemos visto pueden controlarse por medio de un neutro y una adecuada conexión, si a ésto le restamos las armónicas pares, únicamente nos quedan las conocidas armónicas características que son las que se observarán en un sistema industrial típico (variadores de velocidad únicamente como cargas no lineales), éstas vienen dadas por los órdenes armónicos primos 5^o , 7^o , 11^o , 13^o , 17^o , la magnitud de éstas disminuirán conforme aumente su orden armónico a excepción de lo que sucede en un variador de cicloconvertidor, que los armónicos tienen comportamiento complejo.
9. Las armónicas características pueden ser reducidas, mediante el empleo de filtros, que son una solución para corrección de factor de potencia y corrección de armónicos.
10. Flicker son fluctuaciones de voltaje en el rango de fracciones de hertz a 25 hertz que provoca variación en la intensidad luminosa y afecta la visión humana.

11. Se puede disminuir la contaminación armónica si se aumenta el número de pulsos de un variador, sin embargo económicamente no es factible conseguir un variador mayor de 6 pulsos, a excepción de que se requiera de potencia mayor de 10 MW.
12. A excepción de que el sistema fuera sumamente delicado, la corrección de armónicas características puede efectuarse por medio de filtros pasivos.
13. Aunque todas las normas sobre armónicos en éste documento tratan de reducir la contaminación, en especial la IEEE 519-1992, la cual usamos en nuestro análisis, pueden ser tomadas como situaciones de peor caso, puede suceder que valores inferiores a los límites den problemas de armónicos, por lo que debe observarse ésta situación.
14. En derivaciones donde se instalen capacitores para corrección de factor de potencia debe tenerse especial cuidado con la frecuencia de resonancia del sistema, la cual viene dada por la fórmula del capítulo tres.
15. En derivaciones donde se instalen filtros para la corrección de factor de potencia y corrección de armónicos debe tenerse cuidado con la(s) frecuencia(s) antiresonante(s), la cual viene dada por la fórmula del capítulo tres.

RECOMENDACIONES

1. Una opción para mantener bajo el nivel de armónicos puede considerarse aumentar la potencia nominal del transformador respecto de la potencia nominal de todos los variadores, de otro modo, utilizar el 25% de la potencia aparente de un transformador en potencia aparente para cargas no lineales (variadores en éste caso).
2. Debe de observarse en un período de por los menos siete días la demanda de reactiva muestreada en un intervalo no mayor de 10 minutos, debido al posible aumento del voltaje que involucra la sobrecompensación de ésta, así como una baja compensación puede provocar en un filtro que la frecuencia de sintonía y la frecuencia antiresonante sean casi iguales, aumentando el daño potencial de los armónicos.
3. Pueden controlarse las terceras armónicas por medio de la conexión delta estrella del transformador, simultáneamente sobredimensionando el neutro de la estrella, por lo que es recomendable tomar tales medidas.
4. El uso de filtros pasivos sintonizado simple puede correr la frecuencia de resonancia a la vez que consume la armónica a la cual fue sintonizado, por lo que pueden utilizarse para la reducción de armónicas características.
5. Si colocamos en paralelo varios filtros sintonizados cada uno a diferente frecuencia podemos mejorar el filtrado de los armónicos, para redes altamente contaminadas debe considerarse tal alternativa.

6. Según lo observado en cada transformador del capítulo ocho y nueve, la distorsión en corriente depende del nivel de contaminación y la distorsión en voltaje depende del nivel de contaminación así como de la cantidad de motores que se encuentren en paralelo; en conclusión se puede utilizar la regla práctica según anexo II para la instalación de filtros, aunque es una regla práctica obtenida a partir de la norma IEEE no garantiza que esté exactamente en concordancia con mencionada norma.
7. En casos donde la demanda de reactiva sea muy variable, puede ser útil instalar filtros activos, debido a la rápida respuesta que éstos tienen ante los cambios en la demanda de reactiva.
8. Debe instalarse la mayor capacidad de reactiva posible en un filtro, debido a que si la cantidad de reactiva es pequeña, la frecuencia antiresonante y de sintonía pueden ser demasiado cercanas.
9. Soluciones al problema de armónicos y corrección de factor de potencia deben ser combinadas para reducción de flicker y regulación de voltaje, con el objetivo de mejorar la calidad en el manejo de la energía.
10. Aunque instalar bancos automáticos es lo ideal en cualquier situación de corrección de factor de potencia, se puede ahorrar si se instalan bancos fijos, siempre y cuando no exista sobrecompensación de la potencia reactiva.
11. Los capacitores sobredimensionados no eliminan la posibilidad de resonancia, solo se diseñan para trabajo en redes contaminadas, éstos capacitores se diseñan porque un capacitor normal no duraría mucho en una red contaminada, éstos son recomendables.

12. El control de las armónicas características puede hacerse por medio del aislamiento es decir en un transformador variadores y en otros motores, esto con el fin de ahorrarse el costo de las reactancias de rechazo.
13. De las opciones se tiene para el control de armónicos los filtros suelen ser recomendables, ya que son fácilmente adaptables, no requieren de reubicación de cargas, el único cuidado que debe tenerse es el problema de resonancia paralela.
14. Aunque una opción óptima sería resolver el problema de los armónicos en baja tensión, no se descarta la posibilidad de reducir el problema en media tensión, soluciones que también se encuentran en todos los tipos de compensación.

BIBLIOGRAFÍA

1. González L. Francisco J., **Análisis armónico en un sistema de distribución de potencia eléctrica**, Universidad de San Carlos, Guatemala, julio 1984.
2. Stephen J. Chapman, **Máquinas Eléctricas**, Tercera edición, Editorial Mc Graw Hill, Colombia 2000.
3. Grainger John J., Stevenson Jr. William D., **Análisis de sistemas de potencia**, Primera edición, Editorial Mc Graw Hill, México 2004.
4. Graus John D., Fleisch Daniel A., **Electromagnetismo con aplicaciones**, Quinta edición, Editorial Mc Graw Hill, México 1999.
5. Hwei P. Hsu, **Análisis de Fourier**, Primera edición, Editorial Prentice Hall, México 1998.
6. Maloney Timothy J., **Electrónica Industrial Moderna**, Tercera Edición, Editorial Prentice Hall, México 1997.
7. Boylestad L. Robert, **Introducción al análisis de circuitos**, Décima Edición, Editorial Prentice Hall, México 2004.
8. “Recomendaciones Prácticas y Requerimientos de la IEEE para el Control de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia”, **IEEE 519 – 1992**, Estados Unidos 1992.

9. Comisión Nacional de Energía Eléctrica -CNEE- **“Normas técnicas del servicio de distribución” RESOLUCIÓN CNEE No. 09-99**, Guatemala, Abril 1999.
10. Catálogo de Capacitores de Merlin Gerin
11. Catálogo de Capacitores de Square D

ANEXOS

ANEXO I

CAPACIDAD DE CORTO CIRCUITO

La capacidad de corto circuito en cualquier nodo de una red eléctrica mide la rigidez de la red en el nodo en cuestión de la potencia máxima que ésta puede proporcionar manteniendo el voltaje constante, algunos libros la definen como la potencia que viene dada por el producto del voltaje prefalla (antes de la falla) por la corriente postfalla (después de la falla), para un sistema trifásico tenemos

$$S_{cc} = 3V_{prefalla}I_{postfalla}$$

Para conocer por ejemplo la potencia de corto circuito en la derivación de un transformador podemos hacer, despejando el voltaje de la ecuación anterior tenemos

$$\frac{S_{cc}}{3I_{postfalla}} = V_{prefalla}$$

Considerando que los voltajes prefalla y postfalla deben ser iguales se obtiene

$$V_{postfalla} = V_{nominal}$$

Ahora si vemos del lado derecho de la ecuación anterior podemos hacer

$$\frac{S_{cc}}{3I_{cc}} = \frac{S_{nominal}}{3I_{nominal}}$$

Despejando la potencia de corto circuito se obtiene

$$S_{cc} = S_{nominal} \left(\frac{I_{cc}}{I_{nominal}} \right)$$

Si sustituimos los equivalentes en impedancia

$$S_{cc} = S_{nominal} \left(\frac{V_{nominal} / Z_{cc}}{V_{nominal} / Z_{nominal}} \right) = S_{nominal} \left(Z_{nominal} / Z_{cc} \right) = \frac{S_{nominal}}{Z_{cc} / Z_{nominal}}$$

El término del denominador es la impedancia del transformador expresada en pu, con lo que se obtiene finalmente la potencia de corto circuito

$$S_{cc} = \frac{S_{nominal}}{Z_T}$$

Fuente: Análisis armónico en un sistema de distribución de potencia Eléctrica, González L. Francisco J.

ANEXO II CRITERIO DE SELECCIÓN DE TIPO DE FILTRO

Nivel de Contaminación	Tipo de Filtro
Menor al 15%	Capacitores normales
Entre el 15% y el 25%	Capacitores sobredimensionados
Entre el 25% y el 60%	Filtros con reactor 5to. armónico
Mayor al 60%	Filtros para la 5ta, 7ma y 11ava armónica

Fuente: Catálogo de capacitores de Merlin Gerin

APÉNDICE

CÁLCULO DE UN FILTRO PARA QUINTA ARMÓNICA

Cálculo de la potencia de los capacitores

En base a los datos de molino 1 de la tesis, y con la formula del triángulo de potencias, se obtiene

$$Q_c = 915 * (\tan(\arccos(0.608)) - \tan(\arccos(0.95))) = 557.06kVAR$$

Si tomamos en cuenta que el voltaje es muy alejado del nominal se obtiene la reactiva capacitiva en el campo de trabajo

$$Q_c = 557.06 * \left(\frac{480}{456.8} \right)^2 = 615.08kVAR$$

Cálculo de la potencia reactiva capacitiva del filtro

$$Q_f = 557.06 * \left(\frac{5^2}{5^2 - 1} \right) = 640.71kVAR$$

Cálculo de la reactancia capacitiva entre fases del filtro

$$X_{c\Delta} = \left(\frac{480^2}{(615.08 * 10^3) / 3} \right) = 1.1237\Omega$$

Como la conexión de los capacitores se realizará en configuración delta, pero los cálculos para el reactor deben de ser en conexión estrella, por lo tanto debemos calcular la reactancia capacitiva en conexión estrella, si hacemos las conversiones equivalentes se puede obtener el siguiente valor

$$X_{cY} = \frac{X_{c\Delta}}{3} = \frac{1.1237}{3} = 0.3745\Omega$$

Cálculo de la reactancia inductiva del filtro

Considerando un factor de desintonía de 0.7 podemos obtener

$$X_L = \frac{X_{cY}}{h_f^2} = \frac{0.3745\Omega}{4.3^2} = 0.0202\Omega$$

Cálculo de la inductancia del filtro

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{0.0202\Omega}{2\pi * 60} = 53.738\mu H$$

Cálculo de la corriente en el filtro

Tomando en cuenta la corriente de la reactiva del capacitor y la corriente de 5ª. armónica que es de 336.7A se obtiene

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_5^2} = \sqrt{\left(\frac{(640.71 * 1000) / 3}{480 / 1.73}\right)^2 + 336.7^2} = 840.16A$$

Calibre de conductores de la bobina

Para el valor de corriente que se obtuvo anteriormente el grupo de cables a utilizar debe ser de 3 hilos calibre 4/0 por fase.

Cálculo de voltaje en el capacitor

Debido al reactor se tendrá un sobrevoltaje en los terminales del capacitor que puede calcularse de acuerdo a la capacitancia que proporciona el filtro, ya que el único que puede proveer de reactiva capacitiva es el capacitor se obtiene

$$Q_f = Q_c * \left(\frac{h_f^2}{h_f^2 - 1}\right)$$

Si sustituimos por los equivalentes en voltaje y corriente obtenemos

$$V_c I_c = V_f I_c * \left(\frac{h_f^2}{h_f^2 - 1}\right)$$

Despejando el voltaje para el capacitor y tomando el voltaje entre fases se hace

$$V_c = V_f * \left(\frac{h_f^2}{h_f^2 - 1} \right) = 456.8 * \frac{25}{24} = 475.33V$$

Tomando en cuenta el voltaje a 5^a. armónica de 23.39 V

$$V_c = \sqrt{475.33^2 + 23.39^2} = 475.9V$$

El valor pico del voltaje en el capacitor viene dado por

$$V_{pico} = 475.33 + 23.39 = 498.72V$$

Cálculo de la potencia total en el capacitor

$$Q_c = 1.73 * 475.33 * 769.74 = 633.24kVAR$$

En cuanto al capacitor los valores límites son:

Parámetro	Límite	Calculado	%
I_{rms}	180%	840.16A	109%
V_{rms}	110%	475.9V	100%
V_{pico}	120%	498.72V	105%
$kVAR$	135%	633.24kVAR	103%

Con lo que no hemos sobrecargado el capacitor y podemos realizar el filtro.