



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

**MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED DE
BAJA TENSIÓN CON CONTAMINACIÓN ARMÓNICA
FLUCTUANTE Y VARIABILIDAD DE CARGA**

Gustavo Adolfo Cuevas Porta

Asesorado por el Ing. Francisco Javier González López

Guatemala, abril de 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED DE
BAJA TENSIÓN CON CONTAMINACIÓN ARMÓNICA
FLUCTUANTE Y VARIABILIDAD DE CARGA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA
POR

GUSTAVO ADOLFO CUEVAS PORTA

ASESORADO POR EL ING. FRANCISCO JAVIER GONZALEZ LÓPEZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, ABRIL 2007

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

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

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Sydney Alexander Samuels Milson
EXAMINADOR	Ing. Gustavo Benigno Orozco Godinez
EXAMINADOR	Ing. Marvin Marino Hernández Fernández
EXAMINADOR	Ing. Julio César Solares Peñate
SECRETARIO	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

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

MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED DE BAJA TENSIÓN CON CONTAMINACIÓN ARMÓNICA FLUCTUANTE Y VARIABILIDAD DE CARGA,

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha nueve de agosto de 2006.

A handwritten signature in black ink, consisting of several overlapping loops and a long horizontal stroke at the bottom.

Gustavo Adolfo Cuevas Porta

Guatemala 16 de Marzo del 2007

Señor Coordinador
Del Area de Ciencias Básicas y Electrotecnia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Universidad de San Carlos de Guatemala

Señor Coordinador:

De manera atenta envío a usted, el trabajo de graduación elaborado por el estudiante **Gustavo Adolfo Cuevas Porta**, titulado:

Mejoramiento del factor de potencia en una red de baja tensión con contaminación armónica fluctuante y variabilidad de carga

En mi calidad de asesor le informo que he revisado el mencionado trabajo, por lo que me permito sugerir el mismo para su aprobación e impresión, ya que considero que reúne los requisitos establecidos para tal fin.

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

Atentamente


Ing. Francisco Javier González López
Asesor



FACULTAD DE INGENIERIA

Guatemala, 20 de marzo 2007.

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: **Mejoramiento del factor de potencia en una red de baja tensión con contaminación armónica fluctuante y variabilidad de carga,** desarrollado por el estudiante; Gustavo Adolfo Cuevas Porta, 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 López
Coordinador Área de Electrotécnica

FJGL/sro



FACULTAD DE INGENIERIA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Área, al trabajo de Graduación del estudiante; **GUSTAVO ADOLFO CUEVAS PORTA** titulado: **Mejoramiento del factor de potencia en una red de baja tensión con contaminación armónica fluctuante y variabilidad de carga**, procede a la autorización del mismo.

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez

DIRECTOR



GUATEMALA, 21 DE MARZO

2,007.



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: **MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED DE BAJA TENSIÓN CON CONTAMINACIÓN ARMÓNICA FLUCTUANTE Y VARIABILIDAD DE CARGA**, presentado por el estudiante universitario **Gustavo Adolfo Cuevas Porta**, procede a la autorización para la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.



Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
DECANO



Guatemala, abril de 2007

AGRADECIMIENTOS A:

La escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, por haber sido mi casa de estudios.

PROVELEC, por haberme facilitado el analizador de redes eléctricas para el desarrollo de este trabajo, especialmente al Ing. Renato Escobedo y al Ing. Edwin Ochoa.

SIEMENS de Guatemala, especialmente al Ing. Vidal Ramos, del departamento de diseño, por el tiempo que le dedicó a la discusión de los resultados del presente trabajo.

A mi asesor y amigo, el Ing. Francisco Javier González López, PACO, por el gran apoyo que me brindó para la selección y culminación del presente trabajo.

Lucky, por su amor incondicional y por ser el complemento exacto de mi vida.

ACTO QUE DEDICO A:

La memoria de mi madre Marta Berenice Porta Magaña (QEPD), indudable merecedora de este momento.

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	V
GLOSARIO	XI
RESUMEN	XV
OBJETIVOS	XVII
INTRODUCCIÓN	XIX
1. BASES TEÓRICAS	1
1.1. Ondas senoidales puras y distorsionadas (componentes armónicas)	1
1.2. Descomposición de una onda periódica en sus componentes fundamental y armónicas	2
1.3. Fasores	4
1.4. Fuentes senoidales	5
1.5. Circuitos en estado senoidal	6
1.6. Potencia entregada a una red pasiva de dos terminales	7
1.7. Valores eficaces (rms)	9
1.8. Potencia activa y reactiva, instantáneas	11
1.9. Potencia activa y reactiva, integradas en un ciclo	12
1.10. Funciones periódicas	14
1.11. Teorema de <i>Fourier</i>	16
1.12. Forma exponencial de las series de <i>Fourier</i>	17
1.13. Ortogonalidad de las funciones senoidales	18

1.14. Evaluación de los coeficientes de las series de <i>Fourier</i>	19
1.15. Forma trigonométrica de las series de <i>Fourier</i>	20
1.16. Simetrías en las series de <i>Fourier</i>	21
1.17. Potencia en una red con flujo de corrientes armónicas (cargas lineales)	23
1.18. Potencia en una red con flujo de corrientes armónicas (cargas no lineales)	25
1.19. Factores de distorsión	27
1.19.1. Factor de distorsión armónica total de voltaje	27
1.19.2. Factor de distorsión armónica total de corriente	29
1.20. Esquemas unifilares y circuito equivalente de una red	30
1.21. Circuito equivalente en un punto de la acometida: impedancia de corto circuito	32
2. MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED SIN CONTAMINACION ARMÓNICA	35
2.1. Corrientes: aparente, activa y reactiva	36
2.2. Compensación de la potencia reactiva	37
2.3. Cálculo de necesidades	38
2.4. Cálculo de la compensación a partir de datos de un analizador de red	39
2.5. Cálculo de compensación a partir de la Potencia activa y los factores de potencia Inicial y final	42

3. MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED CON CONTAMINACION ARMÓNICA	43
3.1. Cálculo del factor de potencia verdadero	47
4. EFECTOS PROVOCADOS POR LAS CORRIENTES ARMÓNICAS	53
4.1. Sobrecorrientes en los capacitores de potencia	54
4.2. Resonancia armónica	59
5. CONTROL DE ARMÓNICAS	81
5.1. Reactancia preconnectada o filtro de rechazo	84
5.2. Filtros pasivos en paralelo o filtros de absorción	90
6. TRABAJO DE CAMPO	101
7. ANALISIS DE RESULTADOS	127
7.1. Cálculo del factor de potencia verdadero	134
7.2. Cálculo de la corriente en los condensadores	135
7.3. Cálculo de las frecuencias de resonancia actuales	135
8. NORMAS APLICABLES	137
9. ELECCION DEL MÉTODO DE FILTRADO	145

10. CÁLCULO DEL FILTRO A INSTALAR	157
11. RESULTADOS ESPERADOS	165
CONCLUSIONES	169
RECOMENDACIONES	171
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	173
BIBLIOGRAFÍA	175
ANEXO 1	177

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1.	Onda senoidal pura	1
2.	Onda senoidal Distorsionada	2
3.	Descomposición de una onda en sus componentes amónicas	3
4.	Representación fasorial de una onda periódica	4
5.	Representación de una red de dos terminales	8
6.	Potencia activa y reactiva instantáneas	11
7.	Representación de una red de dos terminales	12
8.	Triángulo de potencias	13
9.	Función diente de sierra	15
10.	Función alternada	22
11.	Diagrama unifilar y circuito equivalente de una red industrial	31
12.	Triángulo de potencias	36
13.	Potencia activa y reactiva obtenidas con el analizador de redes eléctricas	40
14.	Triángulo de potencias (cálculo de necesidades)	40
15.	Diagrama unifilar y circuito equivalente	44
16.	Distribución de corrientes en una red sin condensadores	45
17.	Valor máximo del factor de potencia en función de THD	51
18.	Corriente en un capacitor	54
19.	Modelo de un capacitor	56
20.	Componentes de la impedancia	57

21.	Circuito resonante paralelo	61
22.	Curva de impedancia	62
23.	Diagrama vectorial de corrientes	65
24.	Diagrama unifilar de un sistema con un convertidor y capacitores para mejoramiento de fp	71
25.	Circuito equivalente	71
26.	Curva de intensidades	85
27.	Circuito con un convertidor y condensadores	86
28.	Circuito armónico equivalente	86
29.	Circuito armónico equivalente con el inductor del filtro	86
30.	Curvas de impedancia	90
31.	Diagrama unifilar de una instalación industrial típica	93
32.	Circuito armónico equivalente de una instalación industrial típica	93
33.	Diagrama unifilar de un filtro de armónicos	94
34.	Diagrama de un filtro de armónicos	99
35.	Diagrama unifilar de LAINTEX	101
36.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-1 con condensadores	104
37.	Factor de potencia en S-1 con condensadores	105
38.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-1 con condensadores	106
39.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-1 sin condensadores	107
40.	Factor de potencia en S-1 sin condensadores	108
41.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-1 sin condensadores	109
42.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-2 con condensadores	110
43.	Factor de potencia en S-2 con condensadores	111

44.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-2 con condensadores	112
45.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-3 sin condensadores	113
46.	Factor de potencia en S-3 sin condensadores	114
47.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-3 sin condensadores	115
48.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en T-1 con condensadores	116
49.	Factor de potencia en T-1 con condensadores	117
50.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en T-1 con condensadores	118
51.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en T-2 con condensadores	119
52.	Factor de potencia en T-2 con condensadores	120
53.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en T-2 con condensadores	121
54.	Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en un variador	122
55.	Factor de potencia en un variador	123
56.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en un variador	124
57.	Diagrama unifilar de LAINTEX con resultados de mediciones	125
58.	Corrientes de fase en S-1	127
59.	Forma de onda de voltaje y de corriente en un variador	128
60.	Espectro discreto de armónicos en un variador	129
61.	Espectro discreto de armónicos en S-1 con condensadores	131

62.	Espectro discreto de armónicos en S-1 sin condensadores	132
63.	Distorsión armónica total de voltaje y de corriente medidas en S-1	141
64.	Espectro discreto de armónicos en S-1 con condensadores	142
65.	Diagrama unifilar de una instalación típica con un filtro de armónicos	147
66.	Respuesta en frecuencia típica de filtros de armónicos	148
67.	Acercamiento de la figura 38	149
68.	Espectro discreto de armónicos en T-2	154
69.	Potencia reactiva en T-2	155
70.	Diagrama unifilar de una instalación con condensadores y filtro de armónicos	156
71.	Potencia reactiva en S-1 sin condensadores	157
72.	Corriente en S-1 sin condensadores	158
73.	Espectro discreto de armónicos en S-1 sin condensadores	159
74.	Diagrama de un filtro de armónicos	161
75.	Diagrama unifilar del filtro a instalar	162

TABLAS

I.	Secuencia para cada armónica	46
II.	Ángulos de fase del quinto y séptimo armónico de la fase 1	133
III.	Límites en la distorsión de la corriente según IEEE 519 condiciones con duración superior a 1 hora	138
IV.	Límites y tolerancias para la distorsión armónica de corrientes según las NTSD guatemaltecas	139
V.	Desempeño de filtros de armónicos	151

GLOSARIO

Armónica	Componente senoidal de una onda periódica, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.
Carga lineal	Carga en la cual la relación entre voltaje y corriente es senoidal o una constante.
Carga no lineal	Carga en la cual la relación entre voltaje y corriente no es senoidal.
CNEE	Comisión Nacional de Energía Eléctrica
Distorsión	Es la corrupción que sufren las señales senoidales en presencia de dispositivos no lineales.
Electrónica de Potencia	Engloba las aplicaciones de elementos electrónicos y componentes asociados a la conversión, control y acondicionamiento de la energía.

$f.d.p_{desp}$	Relación entre potencia activa y potencia aparente a frecuencia fundamental, también es el cos del ángulo de desfase entre la corriente y el voltaje ($\cos \varphi$).
$f.d.p_{dist}$	Es la porción del factor de potencia asociada con distorsiones armónicas.
$f.d.p.v.$	Es la relación entre la potencia activa de entrada al circuito y la potencia aparente transportada, incluyendo el efecto de los armónicos.
Filtros de armónicos	Distintas configuraciones de inductancias y capacitores, cuyo punto de resonancia se ubica cerca de las armónicas presentes, para limitar la distorsión armónica.
Frecuencia fundamental	Es la frecuencia propia de la red, en Guatemala es 60 Hz. Es el armónico de orden 1
Frecuencia de sintonía	Frecuencia a la cual la impedancia del filtro es mínima y actúa como un sumidero de las corrientes armónicas.

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
NTSD	Normas Técnicas del Servicio de Distribución.
Orden armónico	Es el número obtenido de la relación de la frecuencia de un armónico y la frecuencia fundamental.
Resonancia	Un circuito compuesto por una reactancia capacitiva y una inductiva. Entra en resonancia cuando la tensión aplicada y la intensidad de corriente que circula están en fase. En resonancia la impedancia compleja del circuito se reduce a una resistencia pura.

RESUMEN

La corrección del factor de potencia, en instalaciones industriales de baja tensión, con alto contenido armónico, no se soluciona con baterías de condensadores convencionales. En el presente trabajo se discute la utilización de filtros (de rechazo y absorción) para la corrección del factor de potencia en estas instalaciones y mitigar el efecto de los armónicos, tanto en la red industrial, como en la red pública, entendiendo estos fenómenos dentro del marco de la calidad de la potencia.

Teóricamente es de acentuar la elegancia con que el análisis de *Fourier* describe el fenómeno de la contaminación armónica, en conjunto con toda la teoría de circuitos eléctricos y, prácticamente, se utiliza el analizador de redes eléctricas como herramienta fundamental para conocer el comportamiento de las corrientes armónicas en la red industrial.

El factor de potencia, de una instalación eléctrica, es una medida de la eficiencia de la misma. Cuanto mayor sea éste, más eficiente es la corriente que se suministra a la carga. Las distorsiones armónicas generadas por convertidores estáticos y cargas no lineales aumentan la impedancia y disminuyen la eficiencia del factor de potencia.

El inmenso desarrollo de los equipos electrónicos que requieren de una fuente de alimentación libre de perturbaciones, causante del mal funcionamiento de los mismos, plantea la necesidad de comprender este fenómeno para poder corregir las perturbaciones que afectan las ondas de voltaje y de corriente, del sistema de potencia.

Estos son factores que pueden afectar la eficiencia de los procesos productivos así como la competitividad de la industria.

OBJETIVOS

General

Describir el efecto de la distorsión armónica sobre el factor de potencia de una instalación eléctrica y proponer la utilización de filtros para el mejoramiento del mismo.

Específicos

1. Describir teóricamente el flujo de corrientes armónicas, dentro de una instalación eléctrica.
2. Utilización del analizador de redes eléctricas para el registro de los flujos de corrientes armónicas, dentro de la instalación eléctrica.
3. Desarrollar el concepto de factor de potencia verdadero (*f.d.p.v.*) de una instalación eléctrica, en presencia de armónicos.
4. Describir el cálculo y funcionamiento de los filtros de absorción y de rechazo.
5. Discutir criterios para tomar la decisión de cuando aplicar cada uno de los dos tipos de filtro que se plantean.

INTRODUCCION

El incremento acelerado del uso de cargas no lineales en los sistemas eléctricos, debido principalmente al auge de la electrónica de potencia, en estos últimos años, ha permitido un uso más eficiente de la energía eléctrica y un aumento considerable en la productividad de los procesos industriales. Por otra parte, ha provocado una situación problemática, a veces grave, donde las corrientes armónicas generadas por los propios equipos eléctricos distorsionan la onda de corriente senoidal original y perturban la operación de los mismos equipos, provocan además, calentamientos excesivos y pérdidas de energía en máquinas eléctricas, conductores y demás equipos del sistema eléctrico.

Cuando aumenta la distorsión armónica, la forma de onda tiende a pulsos con grandes picos de corriente. El valor eficaz de la corriente aumenta y este aumento produce una potencia aparente mayor, mientras que la potencia activa y el factor de potencia no han cambiado, ya que se basan en la frecuencia fundamental.

Además, los equipos eléctricos se sobrecalientan, lo que significa energía perdida en kW que el usuario pagará como energía adicional.

El factor de potencia total, que llamaremos factor de potencia verdadero (*f.d.p.v.*) está definido por la relación entre potencia útil y potencia transportada.

Dentro de la potencia transportada se incluye cualquier tipo de energía fluctuante, es decir, energía que se transporta y no se utiliza; concretamente, energía reactiva y la debida a la distorsión armónica.

Para la compensación de estas energías fluctuantes, es preciso conocer a fondo la naturaleza y el comportamiento de las mismas dentro de la red. Para esto, el análisis de *Fourier* juega un papel preponderante, aunado a toda la teoría de circuitos eléctricos.

Se propone como método para el mejoramiento del factor de potencia en estos entornos, de alto contenido armónico, la utilización de filtros; centrándose el análisis, en los filtros de absorción y en los filtros de rechazo. Discutiéndose bajo que circunstancias es posible la aplicación de cada uno de ellos.

El trabajo de campo se realizó en la planta de Lavado Industrial a Textiles (LAINTEX), en la cual se instalaron 24 variadores de velocidad para el control de los motores de las lavadoras y las secadoras, se hicieron mediciones en todos los puntos críticos de la instalación, para esto se utilizó un analizador de redes eléctricas.

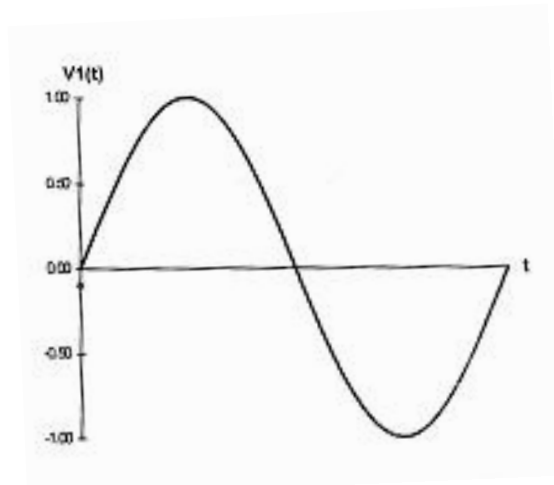
Se llega a especificar un filtro para ser instalado en la planta, con el cual se espera reducir el THDI de 31% a 3.24%, para llegar a un factor de potencia verdadero de 0.978..

1 BASES TEÓRICAS [1]

1.1 Ondas senoidales puras y distorsionadas (componentes armónicas).

En la figura 1 se muestra una onda senoidal pura, tal como sería la onda de tensión proporcionada por un generador ideal o las ondas de tensión y de corriente que detectaríamos en los sistemas eléctricos si, además de estar alimentados por fuentes ideales de tensión y de corriente, contaran con cargas idealmente lineales.

Figura 1. Onda senoidal pura

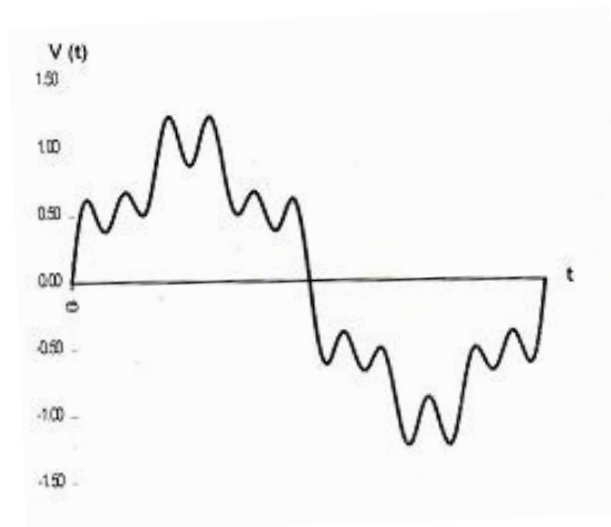


Fuente: elaboración propia

En la figura 2 se muestra una onda distorsionada, tal como es común encontrar cuando se analizan las ondas de corriente o de tensión en los sistemas eléctricos actuales.

En estos casos, recordando un conocido teorema del análisis matemático: teorema de Fourier, decimos que la onda viene “contaminada” con componentes armónicas.

Figura 2. Onda senoidal distorsionada



Fuente: elaboración propia

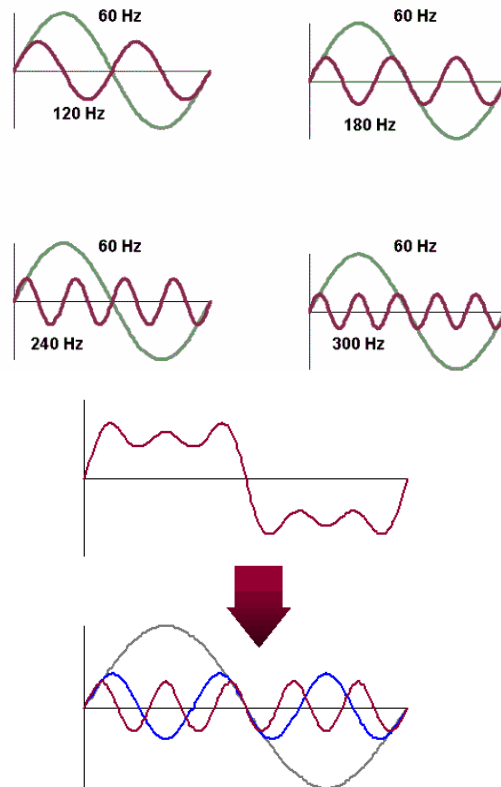
1.2 Descomposición de una onda periódica en sus componentes fundamental y armónicas.

En la figura 3 se muestra como una onda distorsionada con corrientes armónicas puede ser descompuesta en una onda senoidal pura (llamada onda fundamental) del mismo período que la onda original y una serie de ondas senoidales de frecuencia angular múltiplos exactos de la frecuencia angular de la onda fundamental (llamadas componentes armónicas), que sumadas entre sí y con la onda fundamental reproducen la onda distorsionada original.

Como veremos más adelante, la aplicación del teorema de *Fourier* que hemos mencionado anteriormente permite efectuar el análisis de la onda distorsionada original determinando las amplitudes y los defases de cada una de las ondas senoidales que constituyen las armónicas, así como la amplitud de la onda senoidal fundamental y la posible presencia de una componente continua, determinada por una simple constante.

A la relación de órdenes de armónicas contenidas en la onda fundamental y sus amplitudes correspondientes se le denomina espectro de la onda original distorsionada.

Figura 3. Descomposición de una onda distorsionada en sus componentes armónicas

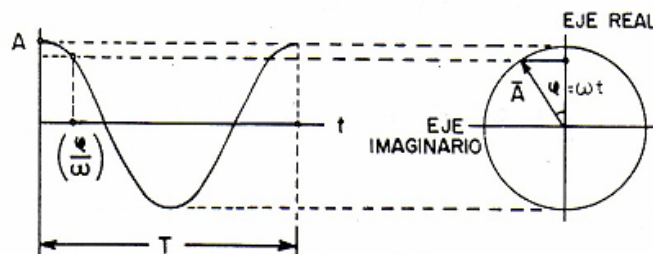


Fuente: Armónicos y IEEE519

1.3 Fasores

Para efectuar análisis y cálculos en los sistemas eléctricos por los que fluyen ondas de corriente impulsadas por fuentes senoidales, o sea, fuentes de corriente o de tensión pura, resulta práctico representar estas ondas por medio de números complejos sometidos a una rotación alrededor del origen de los ejes real e imaginario, tal como se muestra en la figura 4. A la amplitud de estos números complejos afectada por el ángulo de fase que cada uno de ellos presenta en el momento de iniciarse la rotación, se le denomina fasor, siendo este un número complejo que al rotar define cada onda senoidal particular representada en el fenómeno y al mismo tiempo, independientemente del momento en que se observe el flujo de las ondas de corriente, define las relaciones de amplitud y fase existentes entre todas las ondas involucradas.

Figura 4. Representación fasorial de una onda periódica



Fuente: elaboración propia

$$f(t) = A \cos(\omega t)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{Donde } \omega = \text{frecuencia angular angular}$$

T = período

$$\text{Fasor} = \bar{A} = A e^{j\omega t} \quad \left(\text{siendo } \omega t = \frac{2\pi}{T} f = \varphi \right)$$

1.4 Fuentes senoidales

Las fuentes senoidales de tensión o de corriente son aquellas que pueden representarse con funciones trigonométricas de seno o coseno, o bien por medio de fasores, por ejemplo:

$$V(t) = V_m \cos(\omega t + \varphi_0)$$

En general:

$$\Phi(t) = \Phi_m \cos(\omega t + \varphi_0)$$

En forma compleja: (usando notación fasorial)

$$\Phi(t) = R_e(\bar{\Phi}_m e^{j\omega t})$$

Siendo $\bar{\Phi}_m = \Phi_m e^{j\varphi_0}$

Las fuentes senoidales de tensión pueden construirse fácilmente en la práctica para generar grandes cantidades de energía eléctrica.

Por otra parte es importante notar bajo el punto de vista analítico que las funciones senoidales son las únicas funciones periódicas reales cuyas derivada y función integral tienen la misma forma de onda que la función original. Esto ocasiona que la respuesta estacionaria de cualquier circuito lineal sometido a excitación por fuentes senoidales es también una función senoidal, independientemente del número de elementos pasivos interconectados en el circuito.

1.5 Circuitos en estado senoidal: función de transferencia $H(p)$

La relación, normalmente expresada a través de una ecuación diferencial, que existe entre dos variables eléctricas definidas en dos terminales de un circuito eléctrico lineal, se llama función de transferencia y se representa por $H(p)$, siendo p el operador $\frac{d}{dt}$ (derivada con respecto al tiempo).

En los circuitos eléctricos compuestos por cargas lineales y excitados con fuentes de corriente o de tensión senoidales, las funciones de transferencia adoptan la forma compleja $H(j\omega)$, que relaciona entre sí, por medio de una función algebraica en números complejos, a los fasores de las dos variables eléctricas mencionadas anteriormente, en lugar de la ecuación diferencial original. De esta forma quedan resueltas dichas ecuaciones diferenciales, sustituidas por simples relaciones entre números complejos.

A continuación se definen los conceptos básicos de impedancia, admitancia, reactancia y susceptancia, derivados de la mencionada función de transferencia:

En general: $V(t) = [H(p)]\phi(t)$

Para fuentes senoidales: $\phi(t) = R_e[\bar{\phi}_m e^{j\omega t}]$

La solución para el estado estacionario es:

$$V(t) = R_e[\bar{H}(j\omega)\bar{\phi}_m e^{j\omega t}]$$

$$V(t) = V_m \cos(\omega t + \alpha) = R_e[\bar{V}_m e^{j\omega t}]$$

$$\boxed{\bar{V}_m = \bar{H}(j\omega)\bar{\phi}_m}$$

Para los elementos pasivos del circuito:

$$\bar{V}_L = j\omega L \bar{I}_L ; \quad \bar{V}_R = R \bar{I}_R ; \quad \bar{V}_C = \frac{1}{j\omega C} \bar{I}_C$$

En general (INMITANCIAS):

$$\bar{V}_m = \bar{Z}(j\omega) \bar{I}_m \quad (\text{IMPEDANCIA})$$

$$\bar{I}_m = \bar{Y}(j\omega) \bar{V}_m \quad (\text{ADMITANCIA})$$

$$\bar{Z} = R_e \bar{Z} + j\lambda_m \bar{Z}$$

$$\bar{Y} = R_e \bar{Y} + j\lambda_m \bar{Y}$$

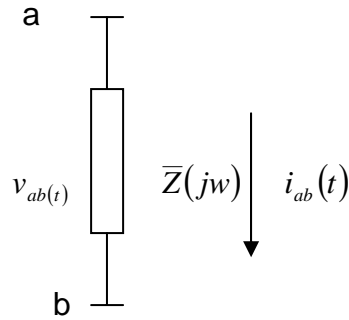
$$\lambda_m \bar{Z} \quad (\text{REACTANCIA})$$

$$\lambda_m \bar{Y} \quad (\text{SUSCEPTANCIA})$$

1.6 Potencia entregada a una red pasiva de dos terminales

A continuación se muestra el cálculo de la potencia instantánea $p_{ab}(t)$ entregada a una red pasiva de dos terminales, a y b, cuando se le aplica tensión senoidal $v_{ab}(t)$. Se representa por $Z(j\omega)$ la función de transferencia (en este caso, impedancia) de la red pasiva y por $i_{ab}(t)$ su respuesta en corriente:

Figura 5. Representación de una red de dos terminales



Fuente: elaboración propia

$$v_{ab}(t) = V_m \cos(\omega t + \alpha)$$

$$i_{ab}(t) = I_m \cos(\omega t + \beta)$$

$$\varphi = \alpha - \beta$$

$$v_{ab}(t) = \frac{V_m}{2} e^{j\alpha} e^{j\omega t} + \frac{V_m}{2} e^{-j\alpha} e^{-j\omega t}$$

$$i_{ab}(t) = \frac{I_m}{2} e^{j\beta} e^{j\omega t} + \frac{I_m}{2} e^{-j\beta} e^{-j\omega t}$$

$$p_{ab}(t) = v_{ab}(t)i_{ab}(t) = \frac{V_m I_m}{4} [e^{j\varphi} + e^{-j\varphi} + e^{j(j2\omega t + 2\alpha - \varphi)} + e^{-j(j2\omega t + 2\alpha - \varphi)}]$$

$$p_{ab}(t) = \frac{V_m I_m}{2} \cos \varphi + \frac{V_m I_m}{2} \cos(2\omega t + 2\alpha - \varphi)$$

Desarrollando

$$\begin{aligned} e^{j(2\omega t + 2\alpha - \varphi)} + e^{-j(2\omega t + 2\alpha - \varphi)} &= e^{-j\varphi} e^{j(2\omega t + 2\alpha)} + e^{j\varphi} e^{-j(2\omega t + 2\alpha)} = \\ &= 2 \cos \varphi \cos(2\omega t + 2\alpha) + 2 \operatorname{sen}(2\omega t + 2\alpha) \end{aligned}$$

Se obtiene

$$p_{ab}(t) = \frac{V_m I_m}{2} \cos \varphi [1 + \cos(2\omega t + 2\alpha)] + \frac{V_m I_m}{2} \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen}(2\omega t + 2\alpha)$$

Es importante observar cómo la potencia entregada a la red resulta descompuesta en dos términos: uno de ellos proporcional al coseno del desfase, medido por el ángulo φ , existente entre las ondas de tensión aplicada y de corriente de respuesta y otro término proporcional al seno de este ángulo de desfase. El primer término define la potencia activa instantánea entregada a la red. El segundo término define la potencia reactiva instantánea también entregada a la red. Como consecuencia, cuando el desfase entre tensión y corriente es nulo, solo se entrega a la red potencia activa y cuando el desfase es de 90 grados, en retraso o en adelanto, solo se entrega a la red potencia reactiva.

1.7 Valores eficaces (rms)

La definición de corriente eficaz de una corriente senoidal viene dada como el valor de corriente directa que proporcionaría la misma pérdida calorífica (efecto Joule) aplicada a una resistencia pura que dicha corriente senoidal aplicada a la misma resistencia.

Esta definición es la misma para cualquier tipo de onda de corriente.

Disipación de calor en una resistencia: $p(t) = Ri^2(t)$

Energía media disipada en un ciclo: $P = \frac{R}{T} \int_0^T i^2(t) dt$

$$i(t) = I_m \cos(\omega t + \beta)$$

En caso de corriente senoidal: $i^2(t) = \frac{I_m^2}{2} [1 + \cos(2\omega t + \beta)]$

De donde $P = R \frac{I_m^2}{2}$

Se define: $I = \sqrt{\frac{I_m^2}{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ (Valor eficaz de $i(t)$)

Por otra parte: $p_{ab} = v_{ab}(t)i_{ab}(t)$

Y en caso de una resistencia pura:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p_{ab}(t) dt = \frac{1}{2} V_m I_m$$

Definiendo: $V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ (Valor eficaz de $v(t)$)

$$P = VI = RI^2 = \frac{V^2}{R}$$

Quedando la ley de Ohm generalizada a redes pasivas:

$$\bar{V} = \bar{Z}(j\omega)\bar{I}$$

$$\bar{V} = \frac{\bar{V}_m}{\sqrt{2}}$$

$$\bar{I} = \frac{\bar{I}_m}{\sqrt{2}}$$

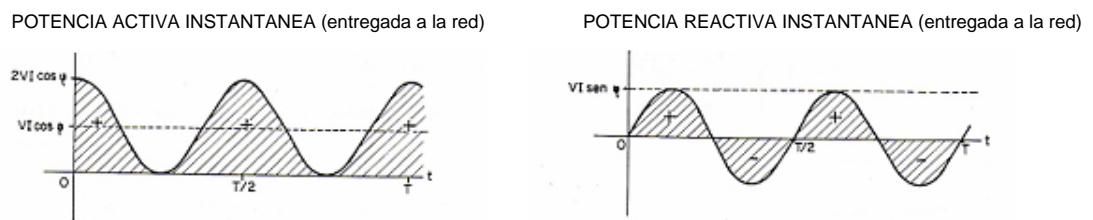
Se mostró también el cálculo de la relación entre la corriente eficaz de una onda senoidal y la amplitud de la misma, así como la definición de valor eficaz de una onda senoidal de tensión y la ley de Ohm generalizada a redes pasivas, relacionando entre si valores eficaces (en notación fasorial) de tensión y de corriente.

1.8 Potencia activa y reactiva instantáneas

En la figura 6 se muestra en forma gráfica la forma de onda de las potencias activa y reactiva instantáneas entregadas a una red pasiva de dos terminales al aplicar a la misma una tensión senoidal $v_{ab}(t)$.

Puede verse como la potencia activa circula en un solo sentido. Es decir, se trata de una energía que se esta aportando a la red en todo momento, mientras que la potencia reactiva instantánea cambia de sentido siguiendo una ley senoidal de frecuencia angular doble que la frecuencia angular de onda de tensión aplicada a la red. Es decir, se trata de una energía que se aporta a la red cada cuarto de ciclo de la onda fundamental y se regresa a la fuente cada cuarto de ciclo siguiente. Por consiguiente, la energía reactiva va y viene sin consumirse en la red, mientras que la energía activa se consume íntegramente en la misma, aunque en forma también fluctuante.

Figura 6. Potencia activa y reactiva instantáneas



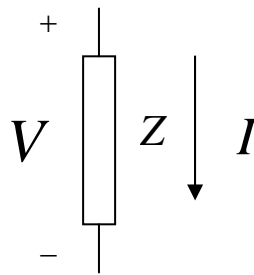
Fuente: elaboración propia

1.9 Potencia activa y reactiva integradas en un ciclo

A continuación se muestra la integración en un ciclo de ambas potencias instantáneas activa y reactiva, definiéndose como potencias activa y reactiva integradas a los módulos de estos dos tipos de potencia oscilantes.

Se define también el concepto de potencia aparente y la relación fasorial entre tensión aplicada, corriente activa, corriente reactiva, potencia activa, potencia reactiva y potencia aparente.

Figura 7. Representación de una red de dos terminales



Fuente: elaboración propia

$$\bar{Y} = \bar{Z}^{-1} = G + jB$$

$$\bar{I} = \bar{Y}\bar{V} = G\bar{V} + jB\bar{V}$$

Donde:

$$G = \frac{I}{V} \cos \varphi$$

$$B = -\frac{I}{V} \operatorname{sen} \varphi$$

$$p_{ab}(t) = VI \cos \varphi [1 + \cos(2\omega t + 2\alpha)] - VI \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen}(2\omega t + 2\alpha)$$

Sustituyendo:

$$p_{ab}(t) = GV^2 [1 + \cos(2\omega t + 2\alpha)] + VI \operatorname{sen} \varphi \operatorname{sen}(2\omega t + 2\alpha)$$

De donde tenemos:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p_{ab}(t) dt = GV^2 = VI \cos \varphi \quad (\text{Potencia Activa})$$

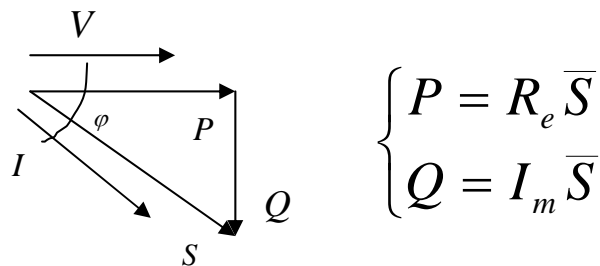
$$Q = BV^2 = -VI \sin \varphi \quad (\text{Potencia Reactiva})$$

$$S = VI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (\text{Potencia Aparente})$$

$$\bar{S} = S e^{-j\varphi} \quad (\text{Potencia Compleja})$$

Se tiene:

Figura 8. Triángulo de potencias



Fuente: elaboración propia

$$G\bar{V} = \frac{\bar{V}}{V} (I \cos \varphi) \quad (\text{Corriente Activa})$$

$$B\bar{V} = -\frac{\bar{V}}{V} (I \sin \varphi) \quad (\text{Corriente Reactiva})$$

1.10 Funciones periódicas

En general, cuando: $f(t) = f(t+T)$, $f(t)$ es una función periódica de período T .

En particular, las funciones senoidales $f(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$ son funciones periódicas, de frecuencia angular ω y período $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

La suma de un número finito de funciones senoidales, la primera de frecuencia angular ω_1 y otras de frecuencia angular múltiple de ω_1 , sigue siendo una función periódica de período $T = \frac{2\pi}{\omega_1}$:

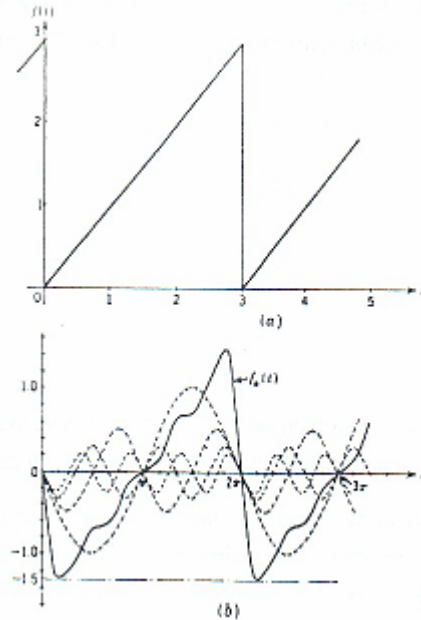
$$f(t) = \sum_{h=0}^{h=N} A_h \cos(h\omega_1 t + \varphi_h)$$

$$f\left(t + \frac{2\pi}{\omega_1}\right) = \sum_{h=0}^{h=N} A_h \cos(h\omega_1 t + \varphi_h + 2\pi h) = f(t)$$

Aunque la nueva función ya no es senoidal.

Veamos como ejemplo la función diente de sierra de la figura 9:

Figura 9. Función diente de sierra



Fuente: corrientes armónicas. Técnica Salgar

La función periódica $f_a(t)$, de frecuencia angular $\omega = \frac{2\pi}{3}$ y período $T = 3$, de la figura 9, está integrada por la suma algebraica de una constante: $\frac{3}{2}$ y de cuatro funciones senoidales:

$$\begin{aligned} & \frac{3}{\pi} \operatorname{sen} \frac{2\pi}{3} t \\ & \frac{3}{2\pi} \operatorname{sen} \frac{4\pi}{3} t \\ & \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \frac{6\pi}{3} t \\ & \frac{3}{4\pi} \operatorname{sen} \frac{8\pi}{3} t \end{aligned}$$

La primera de frecuencia angular $\omega_1 = \frac{2\pi}{3}$ y las otras de frecuencia angular 2,3 y 4 veces (múltiplos), respectivamente, de la primera.

La primera función senoidal se llama onda fundamental y las siguientes son funciones armónicas de esta primera. También se dice que son componentes armónicas de la función $f_a(t)$.

La función $f_a(t)$ de la figura 9 constituye una aproximación de la función $f(t)$ de la misma figura.

1.11 Teorema de Fourier

Cuando el matemático francés J. B. J. Fourier (1758-1830) estudiaba los problemas del flujo de calor (las aplicaciones eléctricas eran escasas en 1822), demostró que las funciones periódicas arbitrarias se podían representar mediante una serie infinita de senoides de frecuencia angular armónicamente relacionadas.

La idea del contenido de frecuencia de las formas de onda de señales periódicas es particularmente útil en los problemas de ingeniería y constituye la base de gran parte del lenguaje o la terminología especializada con que los ingenieros electricistas se comunican entre sí.

El enunciado matemático del teorema de Fourier se muestra a continuación:

Para cualquier función $f(t)$ periódica, de período T, no necesariamente continua que cumpla con las condiciones siguientes en cada período (condiciones de *Dirichlet*):

- tener un número finito de discontinuidades
- poseer un número finito de máximos y mínimos
- tener un valor medio finito

$$f(t) = \sum_{h=0}^{H=\infty} A_h \cos(hw_1 t + \varphi_h)$$

Siendo: $w_1 = \frac{2\pi}{T}$ (frecuencia angular de la onda fundamental)

$\frac{1}{T} = f_1$ (frecuencia de la onda fundamental)

$\varphi_0 = 0$

1.12 Forma exponencial de las series de Fourier

La presentación de las series de Fourier en forma exponencial de variable compleja resulta muy útil por la simplicidad que representa para cálculos prácticos:

$$e^{+j(hw_1 t + \varphi_h)} = \cos(hw_1 t + \varphi_h) + j \operatorname{sen}(hw_1 t + \varphi_h)$$

$$e^{-j(hw_1 t + \varphi_h)} = \cos(hw_1 t + \varphi_h) - j \operatorname{sen}(hw_1 t + \varphi_h)$$

$$\cos(hw_1 t + \varphi_h) = \frac{1}{2} [e^{j(hw_1 t + \varphi_h)} + e^{-j(hw_1 t + \varphi_h)}]$$

$$\cos(hw_1 t + \varphi_h) = \frac{1}{2} e^{j\varphi_h} \cdot e^{jh w_1 t} + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_h} \cdot e^{-jh w_1 t}$$

$$f(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{h=\infty} \left(\frac{1}{2} A_h e^{j\varphi_h} \right) \cdot e^{jh w_1 t} + \sum_{h=1}^{h=\infty} \left(\frac{1}{2} A_h e^{-j\varphi_h} \right) \cdot e^{-jh w_1 t}$$

Se define para $h \neq 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{D}_h = \frac{1}{2} A_h e^{j\varphi_h} \\ \overline{D}_{-h} = \frac{1}{2} A_h e^{-j\varphi_h} \text{ (complejo conjugado de } \overline{D}_h \text{)} \end{array} \right.$$

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{h=+\infty} \overline{D}_h \cdot e^{jhw_1 t} \quad (\text{siendo } \overline{D}_0 = A_0)$$

El coeficiente complejo \overline{D}_h contiene a la vez la amplitud y la fase de cada término de la serie de Fourier

1.13 Ortogonalidad de las funciones senoidales

La serie de funciones $\overline{F}_1(t), F_2(t), \overline{F}_3(t), \dots, \overline{F}_n(t)$ es ortogonal en el intervalo $a > t > b$ si se cumple:

$$\int_a^b \overline{F}_h(t) \overline{F}_k(t) dt = C_{hk} \cdot \delta_{hk}$$

Siendo:

$$C_{hk} = \text{constante}$$

$$\delta_{hk} = \text{Delta de Kronecker} \quad \delta_{hk} = 0, \text{ si } h \neq k$$

$$\delta_{hk} = 1, \text{ si } h = k$$

En el caso de las funciones senoidales en forma exponencial:

$$\overline{F}_h(t) = e^{jh\omega_1 t} \quad (h \text{ positivo y negativo})$$

Siendo $\frac{2\pi}{\omega_1} = T$:

$$\int_0^T e^{jh\omega_1 t} \cdot e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{e^{j(h-k)\omega_1 T} - 1}{j(h-k)\omega_1} = T\delta_{hk}$$

$$\int_0^T e^{-jh\omega_1 t} \cdot e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{e^{-j(h+k)\omega_1 T} - 1}{-j(h+k)\omega_1} = 0$$

De aquí se deduce:

$$\int_0^{2\pi} \text{sen}(mx) \cdot \text{sen}(nx) dx = \pi\delta_{mn}$$

$$\int_0^{2\pi} \cos(mx) \cdot \cos(nx) dx = \pi\delta_{mn}$$

$$\int_0^{2\pi} \text{sen}(mx) \cdot \cos(nx) dx = 0$$

1.14 Evaluación de los coeficientes de las series de *Fourier*

A continuación se muestra el cálculo de los coeficientes de una serie de Fourier expresado en forma exponencial, usando la propiedad de ortogonalidad entre los términos de la misma. El cálculo de la amplitud e el desfase de cada componente armónica viene dado por medio de una función integral definida en el campo complejo, que al desdoblarse en su parte real y su parte imaginaria proporciona dos ecuaciones que permiten calcular las dos incógnitas: A_h y φ_h , que definen la amplitud y el desfase de cada término (armónica) de la serie.

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \bar{D}_k e^{jk\omega_1 t}$$

Siendo $\bar{D}_k = \frac{1}{2} A_k e^{j\varphi_k} \quad \bar{D}_0 = A_0$

$$f(t)e^{-jh\omega_1 t} = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \bar{D}_k e^{jk\omega_1 t} \cdot e^{-jh\omega_1 t}$$

$$\int_0^T f(t)e^{-jh\omega_1 t} dt = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \bar{D}_k \int_0^T e^{jk\omega_1 t} \cdot e^{-jh\omega_1 t} dt$$

$$\bar{D}_h = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot e^{-jh\omega_1 t} dt$$

$$\frac{1}{2} A_h \cdot e^{j\varphi_h} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot e^{-jh\omega_1 t} dt$$

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

1.15 Forma trigonométrica de las series de *Fourier*

A continuación se muestra la forma de expresar las series de Fourier en términos de las funciones trigonométricas seno y coseno. Se muestra también el cálculo de los coeficientes de la serie expresada de esta forma:

De la expresión original:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k)$$

Y la forma exponencial:

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{h=+\infty} \bar{D}_h \cdot e^{jh\omega_1 t}$$

$$\bar{D}_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot e^{-jk\omega_1 t} dt$$

Se deduce:

$$A_k \cos(k\omega_1 t + \varphi_k) = A_k \cos k\omega_1 t \cdot \cos \varphi_k - A_k \operatorname{sen} k\omega_1 t \cdot \operatorname{sen} \varphi_k$$

$$\bar{D}_k e^{jk\omega_1 t} + \bar{D}_k e^{-jk\omega_1 t} = 2R_e \bar{D}_k \cdot \cos k\omega_1 t - 2\lambda m \bar{D}_k \cdot \operatorname{sen} k\omega_1 t$$

Definiendo:

$$a_k = A_k \cos \varphi_k = 2R_e \bar{D}_k = \bar{D}_k + \bar{D}_{-k}$$

$$b_k = -A_k \operatorname{sen} \varphi_k = -2\lambda m \bar{D}_k = j(\bar{D}_k - \bar{D}_{-k})$$

Se obtiene:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} (a_k \cos k\omega_1 t + b_k \operatorname{sen} k\omega_1 t)$$

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

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_1 t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \operatorname{sen}(k\omega_1 t) dt$$

1.16 Simetrías en las series de *Fourier*

A continuación se muestra un ejemplo de cómo las diferentes simetrías de la forma de onda original influyen en los coeficientes de la serie. En el caso de funciones alternadas la serie de Fourier sólo cuenta con términos impares, es decir, son nulos los coeficientes de todos los posibles términos pares de la misma.

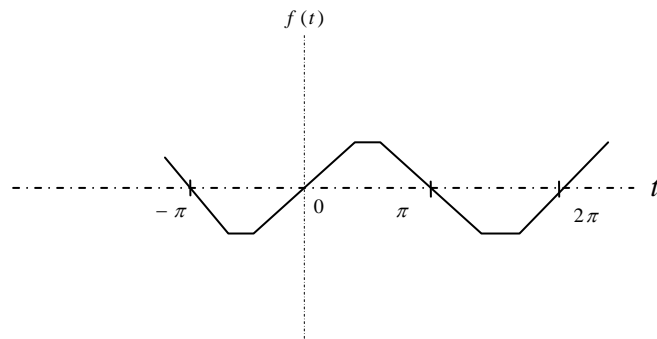
Funciones alternadas:

$$f(t) = f(t+T)$$

$$f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right)$$

Ejemplo:

Figura 10. Función alternada



Fuente: elaboración propia

De las expresiones:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T f(t) \cos\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \operatorname{sen}\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T f(t) \operatorname{sen}\left(k \frac{2\pi}{T} t\right) dt$$

Se deduce que en el caso de funciones alternadas la serie de Fourier solo cuenta con términos impares.

1.17 Potencia en una red con flujo de corrientes armónicas (cargas lineales)

A continuación se muestra el cálculo de la potencia instantánea entregadas a una red de dos terminales (carga lineal) cuando se le aplica una onda de tensión no senoidal, representada analíticamente por su desarrollo en serie de Fourier. Se calcula también la corriente eficaz circulante entre terminales, la potencia activa entregada a la red, la potencia reactiva instantánea circulante y las corrientes activas y reactivas resultantes.

$$\text{Suponiendo: } V_{ab}(t) = \sum_{h=0}^{h=\infty} \sqrt{2} \cdot V_h \cos(hw_1 t + \alpha_h) = \sum_{h=-\infty}^{h=\infty} \sqrt{2} \bar{V}_h e^{jhw_1 t}$$

$$\text{Donde: } \bar{V}_h = \frac{1}{2} V_h e^{-j\alpha_h} \quad \text{y} \quad \bar{V}_{-h} = \bar{V}_h^* \quad (\sqrt{2} \cdot \bar{V}_0 = V_0)$$

Aplicada a una red pasiva de dos terminales, de admitancia $\bar{Y}(jw) = G + jB$ y la onda de corriente de respuesta:

$$i_{ab}(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \sqrt{2} \cdot I_k \cos(kw_1 t + \beta_k) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sqrt{2} \bar{I}_k e^{jkw_1 t}$$

$$\text{Donde: } \bar{I}_k = \frac{1}{2} I_k e^{-j\beta_k} \quad \text{e} \quad \bar{I}_{-k} = \bar{I}_k^* \quad (\sqrt{2} \bar{I}_0 = I_0)$$

$$\text{Se define: } \varphi_h = \alpha_h - \beta_h$$

Corriente eficaz:

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{ab}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sqrt{2} \bar{I}_k e^{jkw_1 t} \right)^2 dt = \sum_{k=0}^{k=\infty} I_k^2$$

Potencia activa:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ab}(t) \cdot i_{ab}(t) dt = V_0 I_0 + \sum_{h=1}^{h=\infty} \left(\frac{V_h I_h}{2} e^{j\varphi} \right) = V_0 I_0 + \sum_{h=1}^{h=\infty} V_h I_h \cos \varphi_h$$

Potencia entregada a una red pasiva de dos terminales cuando $V_0=0$ e $I_0=0$:

Por el principio de superposición

$$P_{ab}(t) = \sum_{h=1}^{h=\infty} \left\{ V_h I_h \cos \varphi_h [1 + \cos(2h\omega_h t + 2\alpha_h)] + V_h I_h \text{sen} \varphi_h \cdot \text{sen}(2h\omega_h t + 2\alpha_h) \right\}$$

De donde se deduce la misma expresión de P, calculada anteriormente.
Potencia reactiva circulante en una red pasiva de dos terminales, cuando $V_0=0$ e $I_0=0$

$$q_{ab}(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} V_k I_k \text{sen} \varphi_k \cdot \text{sen}(2k\omega_k t + 2\alpha_k)$$

Corrientes activa y reactiva en una red de dos terminales:

Aplicando en ambos casos el principio de superposición:

Corriente Activa:

$$[i_{ab}(t)]_A = \sum_{k=-\infty}^{K=\infty} \sqrt{2} G_k \bar{V}_k e^{jk\omega_k t} = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sqrt{2} \frac{\bar{V}_k}{V_k} (I_k \cos \varphi_k) e^{jk\omega_k t}$$

$$I_A^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ab}(t)]_A^2 dt = I_{OA}^2 + \sum_{k=1}^{k=\infty} I_k^2 \cos^2 \varphi_k = \sum_{k=0}^{k=\infty} I_{kA}^2$$

Siendo $I_{OA} = G_0 V_0$ e $I_{kA} = I_k \cos \varphi_k$ para $k > 0$

Corriente reactiva

$$[i_{ab}(t)]_R = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sqrt{2} \cdot B \cdot \bar{V}_k e^{-jk\omega_k t} = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \sqrt{2} \frac{\bar{V}_k}{V_k} (I_k \text{sen} \varphi_k) e^{jk\omega_k t}$$

$$I_R^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ab}(t)]_R^2 dt = I_{OR}^2 + \sum_{k=1}^{k=\infty} I_k^2 \text{sen}^2 \varphi_k = \sum_{k=0}^{k=\infty} I_{kR}^2$$

Siendo $I_{0R} = B_0 V_0$ e $I_{kR} = I_k \text{sen} \varphi_k$ para $k > 0$

Corriente eficaz total

$$I^2 = \sum_{k=0}^{k=\infty} I_k^2 = \sum_{k=0}^{k=\infty} I_{kA}^2 + \sum_{k=0}^{k=\infty} I_{kR}^2 = I_A^2 + I_R^2$$

1.18 Potencias en una red con flujo de corrientes armónicas (cargas no lineales)

A continuación se muestra el cálculo de la corriente eficaz y las potencias activa y reactiva entregadas a una carga no lineal cuando se le aplica una onda de tensión senoidal pura y se obtiene como respuesta una onda de corriente distorsionada, representada por medio de su desarrollo en serie de Fourier.

Se muestra también la definición de potencia aparente extendida al caso de haber presencia de armónicas y se demuestra que la potencia aparente en este caso, se relaciona en forma cuadrática con las potencias activa y reactiva, tal como sucede en una red lineal sometida a una onda de tensión y su respuesta en corriente, ambas senoides puras. Sin embargo, la potencia reactiva contiene ahora un término adicional llamado potencia reactiva de distorsión armónica, que da cuenta de la energía que fluye por la red no lineal, transportada exclusivamente por las corrientes armónicas.

Suponiendo $v_{ab}(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \cos(w_1 t + \alpha_1)$

Y como respuesta $i_{ab}(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \cos(kw_1 t + \beta_k)$

Corriente eficaz:

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T i_{ab}(t) dt = \sum_{k=1}^{k=\infty} I_k^2$$

Potencia activa:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ab}(t) \cdot i_{ab}(t) dt = VI_1 \cos \varphi_1$$

Potencia reactiva:

Siendo I_1 la única corriente que entrega potencia activa, las demás armónicas se comportan como si $\varphi_k = 90^\circ$, para $k > 0$.

Por consiguiente, la potencia reactiva circulante será:

$$q_{ab}(t) = V \cdot I_1 \cdot \text{sen} \varphi_1 \cdot \text{sen}(2\omega_1 t + 2\alpha_1) + \sum_{h=2}^{h=\infty} V \cdot I_h \cdot \text{sen}(2h\omega_1 t)$$

Esta energía es equivalente a la que entregaría una corriente:

$$[i_{ab}(t)]_R = \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \text{sen} \varphi_1 \cdot \text{sen}(2\omega_1 t + 2\alpha_1) + \sum_{h=2}^{h=\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \text{sen}(2h\omega_1 t)$$

Impulsada por una tensión V . Esta corriente tiene como valor eficaz:

$$I_R^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [i_{ab}(t)]_R^2 dt = I_1^2 \cdot \text{sen}^2 \varphi_1 + I_2^2 + I_3^2 + \dots$$

Siendo la potencia reactiva equivalente:

$$Q = V \sqrt{I_1^2 \text{sen}^2 \varphi_1 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}$$

O bien:

$$Q^2 = V^2 I_1^2 \text{sen}^2 \varphi_1 + V^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots) = Q_1^2 + D^2$$

Siendo:

$$Q_1 = VI_1 \text{sen} \varphi_1 \quad (\text{potencia reactiva fundamental})$$

$$D = V \cdot \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (\text{potencia de distorsión armónica})$$

Potencia aparente:

Por definición: $S = V \cdot I$

Desarrollando:

$$S^2 = V^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + V^2 I_1^2 \text{sen}^2 \varphi_1 + I_2^2 + I_3^2 + \dots$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 = P^2 + Q_1^2 + D^2$$

Resultando:

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

1.19 Factores de distorsión [3]

El factor de distorsión es una medida del alejamiento de la forma de una función periódica cualquiera con respecto a otra con forma de onda senoidal pura. Este factor de distorsión normalmente se expresa en porcentaje. Hay dos tipos de factores de distorsión: factor de distorsión de voltaje (VDF) y factor de distorsión de corriente (IDF).

1.19.1 Factor de distorsión armónica total de voltaje

El factor de distorsión armónica total de voltaje se define así:

$$VDF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{h=2}^{h=\infty} V_h^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Donde V_1 es el valor eficaz de la componente fundamental de voltaje.

V_h es el valor eficaz de la componente armónica de orden h .

El factor de distorsión armónica total de voltaje está directamente relacionado con el aumento de calentamiento en una carga resistiva pura. Con voltajes armónicos aplicados a un resistor:

$$\frac{P_h}{P_f} = (VDF)^2$$

Donde: P_f es la potencia disipada por la componente fundamental de voltaje. P_h es la potencia disipada por todas las armónicas.

En tal sentido, el valor eficaz del voltaje en función del valor eficaz de su componente fundamental y el VDF puede expresarse como:

$$V_{ef} = V_{ef1} \sqrt{(1 + VDF^2)}$$

También se define como factor de distorsión armónica individual de voltaje como:

$$VD_h = \frac{V_h}{V_1}$$

Los factores de distorsión, tanto el total como el individual normalmente se expresan en tanto por ciento, en cuyo

caso las expresiones respectivas deben multiplicarse por 100.

1.19.2 Factor de distorsión armónica total de corriente

El factor de distorsión armónica total de corriente se define así:

$$IDF = \frac{1}{I_1} \left[\sum_{h=2}^{h=\infty} I_h^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Donde I_1 es el valor eficaz de la componente fundamental de corriente.

I_h es el valor eficaz de la componente armónica de orden h .

El factor de distorsión armónica total de corriente está directamente relacionado con el aumento de calentamiento en una carga resistiva pura. La relación entre la potencia debida a la componente fundamental y la potencia debida a las armónicas en una resistencia pura es

$$\frac{P_h}{P_f} = (IDF)^2$$

Donde P_f es la potencia disipada por la componente fundamental de corriente. P_h es la potencia disipada por las componentes armónicas.

El valor eficaz de la corriente puede expresarse en términos del valor eficaz de su componente fundamental y el IDF así:

$$I_{ef} = I_{ef1} \sqrt{(1 + IDF^2)}$$

También se define el factor de distorsión armónica individual de corriente, así:

$$ID_h = \frac{I_h}{I_1}$$

Los factores de distorsión, tanto el total como el individual normalmente se expresan en tanto por ciento, en cuyo caso las expresiones respectivas deben multiplicarse por 100. el factor de distorsión total de corriente puede ser superior al 100%.

1.20 Esquemas unifilares y circuito equivalente de una red [2]

Para determinados estudios de circuitos de distribución, compensación de reactiva, cálculo de filtros, etc., es necesario conocer un esquema de la red con determinados datos. En tales casos, suele considerarse que la red trifásica es equilibrada y se representa únicamente un conductor. Los diagramas resultantes se denominan esquemas unifilares. En la figura 11 se muestra uno de dichos diagramas y el correspondiente circuito equivalente a efectos de propagación de armónicos.

Figura 11. Diagrama unifilar y circuito equivalente de una red industrial

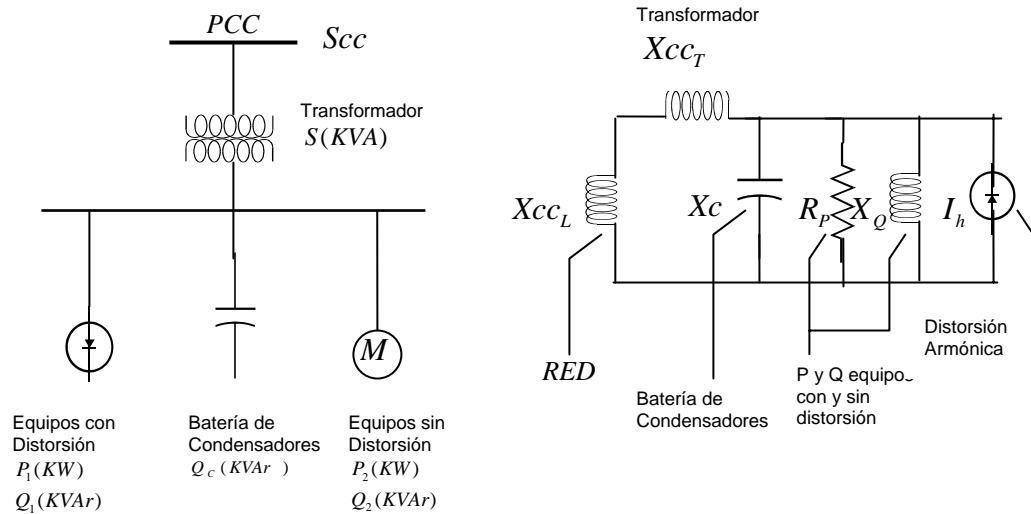


Diagrama Unifilar

Circuito Equivalente

Fuente: elaboración propia

En el circuito equivalente se representan básicamente tres tipos de elementos: líneas, transformadores y cargas (o grupos de cargas). Cada uno de los grupos se sustituye por su impedancia y se obtiene por tanto un circuito monofásico equivalente, que permite estudiar la red equilibrada.

Al tratarse de esquemas unifilares se supone que el circuito representado es el de una fase y las impedancias son las impedancias fase-neutro. En general, una carga cualquiera con distorsión se desdobra en una parte resistiva R_p proporcional a la potencia activa, una parte X_q proporcional a la reactiva fundamental y una serie de fuentes de corriente I_h que representan los armónicos generados por la carga no lineal. A efectos de cálculo debe considerarse un circuito distinto para cada armónico (para cada frecuencia).

1.21 Circuito equivalente en un punto de la acometida: impedancia de corto circuito

En el punto de conexión de una instalación a la red pública se denomina punto de conexión común, símbolo PCC, pero aún así se puede obtener un circuito unificar equivalente de la misma, formado por un generador ideal (con valor nominal de tensión y sin impedancia interna) y una impedancia serie.

La impedancia serie puede calcularse a partir de la potencia de corto circuito, S_{cc} y la impedancia de corto circuito, $u_{cc}\%$, a partir de la tensión nominal y la corriente de cortocircuito, I_{cc} .

Las ecuaciones que relacionan la impedancia de cortocircuito, la potencia de cortocircuito y otros parámetros del circuito equivalente son las siguientes:

$$S_{cc} = \frac{100 \cdot S_N}{u_{cc}\%}$$
$$Z_{cc} = \sqrt{R_{cc}^2 + X_{cc}^2} = \frac{U_c^2}{S_{cc}} = \frac{U_c^2 \cdot u_{cc}^2 \%}{100 \cdot S_N}$$
$$I_{cc} = \frac{U_c}{Z_{cc}}$$

$$u_{cc} \% = \frac{u_{cc} \%}{100} = \sqrt{u_{Rcc}^2 + u_{Xcc}^2}$$
$$R_{cc} = \frac{U_c^2 \cdot u_{Rcc}}{S_N}$$
$$X_{cc} = \frac{U_c^2 \cdot u_{Xcc}}{S_N}$$

Donde U_c representa la tensión compuesta de circuitos trifásicos (las formulas son válidas también para circuitos monofásicos tomando U_c la tensión del circuito monofásico), Z_{cc} la impedancia de cortocircuito, R_{cc} y X_{cc} la resistencia y la reactancia de cortocircuito, S_{cc} la potencia de cortocircuito, S_N la potencia aparente nominal, I_{cc} la corriente de cortocircuito, $u_{cc} \%$ la tensión de cortocircuito expresada en tanto por ciento y u_{cc} la misma tensión de cortocircuito expresada en tanto por uno.

En primera aproximación se suele suponer que toda la impedancia de cortocircuito es inductiva, la parte resistiva suele considerarse despreciable, es decir $R_{cc} \cong 0$, o lo que es lo mismo $Z_{cc} \cong X_{cc}$.

2 MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED SIN CONTAMINACIÓN ARMÓNICA [2]

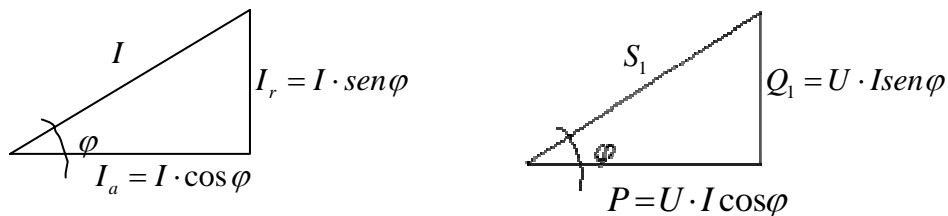
En este capítulo se tratará la compensación del factor de potencia en redes no distorsionadas, es decir, en ausencia de armónicos. Así, consideraremos solo las potencias relacionadas con la componente fundamental de 60 Hz. Más adelante, tratare el de compensación de reactiva en redes con elevada presencia de armónicos, lo cual requerirá en muchos casos el empleo de filtros. La potencia reactiva que consideramos en este capítulo es en definitiva la que registran los contadores instalados actualmente por las empresas distribuidoras de energía, se hablará indistintamente de compensación del factor de potencia o mejora de $\cos \varphi$, como términos sinónimos.

La mayor parte de cargas industriales (motores, transformadores, alumbrado fluorescente y otras), absorben potencia activa y en general potencia reactiva de tipo inductivo. Como se vio en el capítulo anterior, lo potencia reactiva es una potencia puramente fluctuante que absorben momentáneamente los receptores durante una parte del ciclo y devuelven a la red a lo largo del ciclo, de forma que no supone un consumo neto. Esto implica sin embargo un consumo de corriente extra (corriente reactiva) y por tanto una corriente total mayor que la estrictamente necesaria para obtener el trabajo útil, produciendo pérdidas innecesarias en la instalación y obligando a un mayor dimensionado de los generadores y líneas de transporte.

2.1 Corrientes: aparente, activa y reactiva

La corriente total absorbida por un receptor se denomina corriente aparente I . Solo una parte de esta corriente aparente produce trabajo útil, la denominada corriente activa $I_a = I \cdot \cos \varphi$. Ambas corrientes están relacionadas por el factor de potencia de la instalación y pueden representarse en un triángulo (figura 12).

Figura 12. Triángulo de potencias



Fuente: elaboración propia

En dicho triángulo aparece una tercera componente de corriente, denominada corriente reactiva I_r , cuyo valor es $I_r = I \cdot \sin \varphi$.

Es interesante comentar los significados físicos de cada una de estas corrientes. Por un lado la corriente total I , denominada aparente, es la que mediríamos en el circuito con un amperímetro. En definitiva es el valor que debe tomarse para dimensionar los conductores. Sin embargo la componente activa es la única que produce trabajo útil, mientras que la componente reactiva se consume en la creación de campos eléctricos y magnéticos en los entrehierros de las máquinas. Esta corriente reactiva absorbida por los receptores industriales es corriente de tipo inductivo, retrasado con respecto a la tensión. No obstante en los triángulos de corrientes y de potencias (figura 12) se suele indicar la corriente reactiva I_r y la potencia reactiva Q_1 , debida a dicha corriente, en el sentido del eje de ordenadas positivo.

Es decir que convencionalmente se asigna signo positivo a la potencia reactiva de tipo inductivo y en consecuencia deberá asignarse signo negativo a la corriente reactiva y a la potencia reactiva de tipo capacitivo.

Siguiendo con el convenio de signos, esto implica que el ángulo φ , se considerará positivo cuando la corriente este retrasada con respecto a la tensión y negativo en caso contrario.

2.2 Compensación de la potencia reactiva

El consumo de potencia reactiva obliga a prever unos medios de generación y transporte más dimensionados. Es por ello, que hay un doble interés en su compensación: por un lado el propio usuario se interesa en la compensación de reactiva porque esto supone transformadores y líneas menos dimensionadas. Por otro lado, la compañía suministradora, tiene también interés en eliminar la reactiva por los mismos motivos y por ello suele establecer algún tipo de recargo sobre los términos de potencia y energía, en función del factor de potencia acumulado al final del período de facturación.

Puede evitarse el consumo de reactiva, y por tanto el recargo, si se compensa la potencia reactiva inductiva mediante condensadores. En efecto, la potencia reactiva de tipo inductivo puede ser compensada aprovechando la propiedad de los condensadores de suministrar una corriente reactiva de signo contrario a la que consumen las cargas inductivas. Dicha compensación, se denomina generalmente compensación del factor de potencia o corrección del $\cos \varphi$.

El objetivo es alcanzar un $\cos \varphi$ total, de la carga mas los condensadores, lo mas próximo posible a la unidad, con lo cual se obtendrán los máximos beneficios en términos de reducción de perdidas y erradicación de las penalizaciones en la factura por parte de la compañía suministradora.

2.3 Cálculo de necesidades

En este apartado trataremos de responder a la pregunta: ¿Cuál es la potencia total de condensadores necesaria para compensar una instalación, con un determinado factor de potencia inicial? Para ello es necesario conocer los datos de la instalación que se indican a continuación, datos que podrán obtenerse de distintas maneras:

- Potencia activa consumida
- Factor de potencia inicial de la instalación no compensada, $\cos \varphi_1$
- Factor de potencia deseado después de la compensación, $\cos \varphi_2$

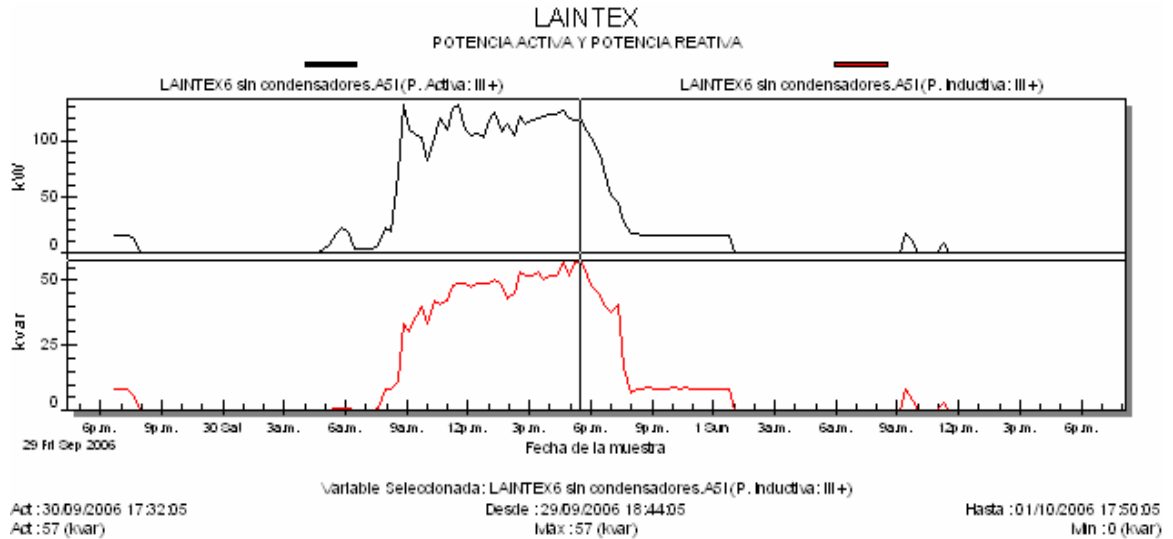
Para garantizar que la instalación no consumirá energía reactiva incluso con la máxima carga, debería dimensionarse el equipo de compensación para la máxima potencia reactiva consumida. No obstante, si el consumo máximo se da solamente durante períodos cortos, puede preverse una compensación con una potencia mucho menor que la máxima y aún así obtener un valor promedio muy próximo a la unidad. Para conocer estos detalles y dimensionar correctamente la batería de condensadores es aconsejable tomar datos mediante un analizador de red.

En el caso de que el consumo pueda considerarse regular (relativamente constante durante períodos conocidos) basta con conocer las lecturas de los contadores de activa y reactiva para poder deducir la potencia de condensadores necesaria.

2.4 Cálculo de la compensación a partir de datos de un analizador de red

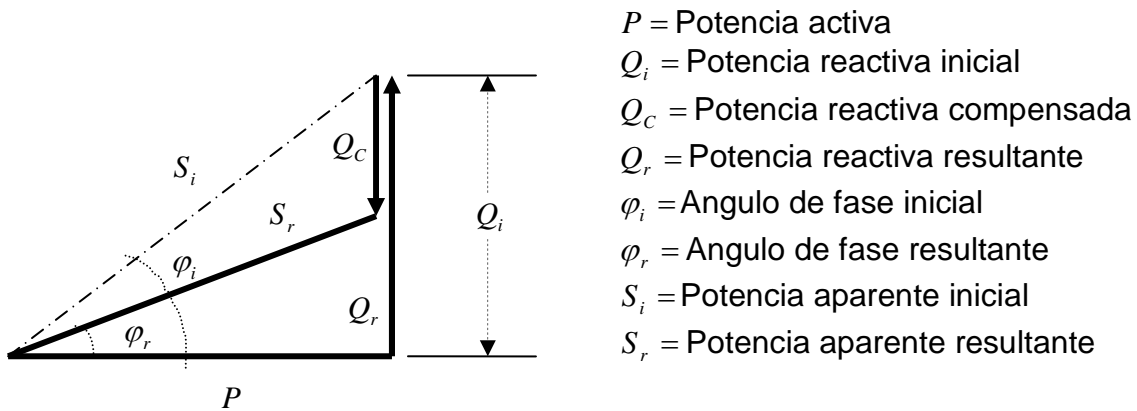
El analizador de red permite obtener un perfil de potencia reactiva consumida durante un día o una semana de funcionamiento normal de una determinada instalación. La figura 13 muestra una gráfica obtenida el día sábado 30 de Septiembre del año en curso en las instalaciones de “Lavados Industriales a Textiles, LAINTEX”, se utilizó un analizador de redes marca CIRCUTOR, modelo AR5 (todo el procedimiento de medición se describe en el capítulo de trabajo de campo). Puede observarse para satisfacer la máxima demanda el dato obtenido por el analizador es de 57 kvar. No es necesario dimensionar el banco de condensadores para esta demanda. Lo habitual es quedarse con un valor inferior que cubra las necesidades en un 90% del tiempo, por ejemplo a la vista del gráfico podría tomarse 40 kvar.

Figura 13. Potencia activa y potencia reactiva obtenidas con el analizador de redes



Fuente: elaboración propia

Figura 14. Triángulo de potencias (cálculo de necesidades)



Fuente: elaboración propia

Para comprobar que esto no comporta factores de potencia muy desfavorables, incluso en las condiciones de máxima demanda de reactiva podemos hacer un cálculo del factor de potencia en el peor caso, tal como se indica a continuación.

Para ello debemos conocer la potencia activa en el momento de máxima demanda de reactiva, dato que se obtiene también del analizador de redes (figura 13) 118 kw.

Para una demanda de 57 kvar y una compensación de 40 kvar puede obtenerse de los triángulos de la figura 14.

$$\cos \varphi_r = \frac{P}{\sqrt{P^2 + (Q_i - Q_c)^2}}$$

Lo que nos da un factor de potencia de 0.98, aún en el peor caso de consumo de 57 kvar y compensación solo de 40 kvar.

Así pues, el equipo de 40 kvar ha de considerarse aceptable, tomando en cuenta que la normativa guatemalteca plantea un valor de 0.9 o mayor.

2.5 Cálculo de la compensación a partir de la potencia activa y los factores de potencia inicial y final

Podemos fijarnos el problema anterior fijando de antemano el valor del factor de potencia deseado. En general, conocida la potencia activa P , el coseno o el ángulo de fase inicial φ_i y el coseno o el ángulo final φ_r , el valor deseado de potencia a compensar puede calcularse deduciendo de la figura 14, por trigonometría tenemos:

$$Q_C = P \cdot (\tan \varphi_r - \tan \varphi_i)$$

El término $(\tan \varphi_r - \tan \varphi_i)$ suele darse en forma de tabla con doble entrada, dichas tablas se pueden conseguir con cualquier fabricante de condensadores.

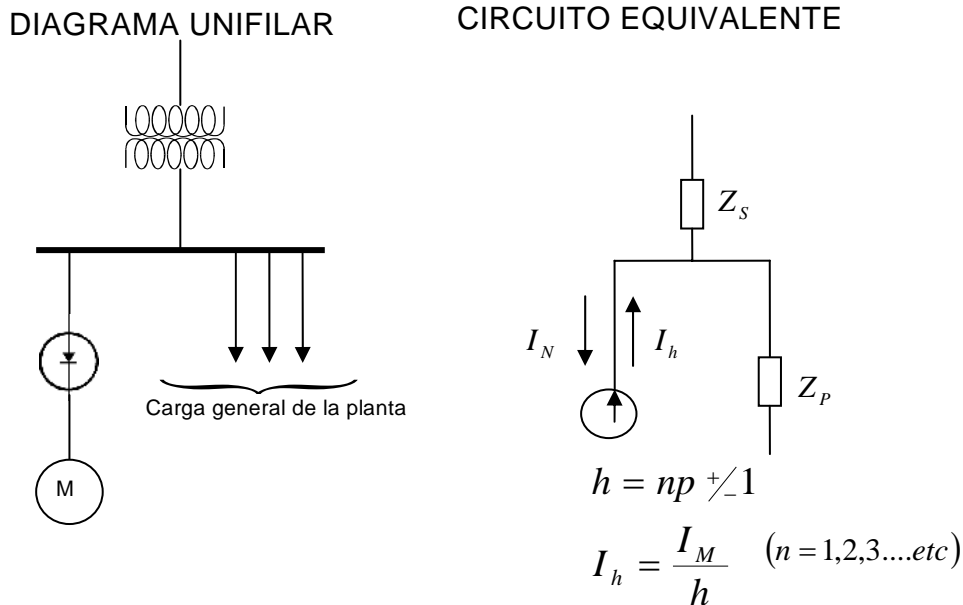
3 MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UNA RED CON CONTAMINACIÓN ARMÓNICA [1][4]

Cuando existen en una red eléctrica fuentes emisoras de corrientes armónicas de potencia significativa, se llegan a producir grandes flujos de este tipo de corrientes a través de la misma, que en primera instancia, ocasionan los mismos inconvenientes y perjuicios de las corrientes reactivas a frecuencia fundamental responsables del bajo factor de potencia y que al estar desfasadas frente a la fuerza electromotriz que las produce, transportan una energía que fluye de la fuente a la red eléctrica y viceversa, que no se consume más que por las pérdidas en calor generadas por el efecto Joule y efectos de histéresis y de corrientes parasitas.

Es importante notar, para el análisis del flujo y distribución de estas corrientes a través del sistema eléctrico en que se están generando, que estas fuentes emisoras se comportan prácticamente como fuentes de corriente ideales, es decir, que la corriente emitida por cada armónica es la misma, independientemente de la impedancia que muestre la red en el punto donde está conectada la fuente emisora.

El análisis de estos flujos de corriente se efectúa aplicando las leyes de *Kirchhoff* para cada componente armónica existente en la red y tomando en cuenta la variación de impedancia a diferentes frecuencias de los elementos componentes de la misma

Figura 15. Diagrama unifilar y circuito equivalente

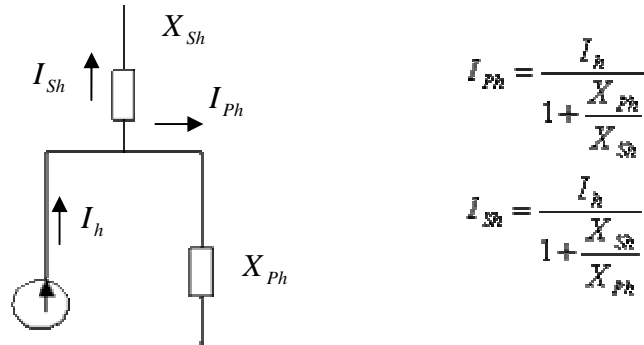


Fuente: elaboración propia

La figura 15 muestra la secuencia de corrientes armónicas emitidas por motores de corriente directa y en general convertidores estáticos y rectificadores, dependiendo del número de pulsos p con que opere el rectificador y suponiendo que el dispositivo electrónico que controla los cortes de onda de tensión funcione correctamente la expresión: $h = np \pm 1$ con $n = 1, 2, 3, \dots \text{etc}$ da los diferentes órdenes de armónicas h emitidas. Y la expresión $I_h = \frac{I_M}{h}$ da la corriente I_h emitida por cada armónica en función de la corriente nominal del motor I_M a frecuencia fundamental.

En la figura 16 se muestra la distribución de las corrientes armónicas en la red de potencia sin condensadores:

Figura 16. Distribución de corrientes en una red sin condensadores



Fuente: elaboración propia

Resulta evidente la distribución de corrientes de acuerdo a la ley de reparto proporcional a las admitancias que la corriente encuentra en cada nodo.

Al no existir condensadores en la red, el espectro de corriente se distribuye en los diferentes componentes de la misma sin variar su composición relativa, aunque si su intensidad.

Todos los componentes de la red resultan sobrecargados con una parte de las corrientes armónicas emitida por la fuente, en distintas proporciones según sus admitancias respectivas.

En general las cargas no lineales producen corrientes armónicas $\sum I_{hc1}$ que fluyen por las líneas de fase y neutro, provocando caídas de tensión en las impedancias de línea Z_l , de neutro Z_n e incluso impedancias internas Z_s de las fuentes de tensión de red. Incluso pueden fluir por las redes de tierra si existe acoplamiento con líneas o neutro.

Estas caídas de tensión se combinan con la onda senoidal de la fuente V_s , resultando en fuentes de tensión distorsionada $\sum V_{hc2}$ para otras cargas lineales operando en paralelo (armónicos de voltaje).

En la tabla 1 se indica la secuencia para cada armónica de acuerdo al criterio de las componentes simétricas:

Tabla I. Secuencia para cada armónica

SECUENCIA PARA CADA ARMÓNICA		
POSITIVA	NEGATIVA	CERO
1	2	3
4	5	6
7	8	9
10	11	12
Etc.	Etc.	Etc.

Fuente: elaboración propia

El conocimiento de esta circunstancia ayuda a comprender el modo en que algunas corrientes armónicas tienden a fluir por la red eléctrica, como por ejemplo, la tendencia de las armónicas de secuencia cero a fluir por los hilos de neutro, o la tendencia de las armónicas impares de provocar pares torsores inversos en los motores, etc.

3.1 Cálculo del factor de potencia verdadero

El factor de potencia total, que llamaremos factor de potencia verdadero (f.d.p.v.), es la relación entre la potencia de entrada al circuito P en vatios y la potencia aparente entregada S , incluyendo el efecto de armónicos:

$$f.d.p.v. = \frac{P}{S}$$

Cuando existen ondas armónicas, las tensiones y corrientes pueden representarse, como vimos en el capítulo 1, mediante series de Fourier:

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(nw_0t + \varphi_n)$$
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \text{sen}(nw_0t + \theta_n)$$

n = Orden de armónico

Los valores eficaces verdaderos de tensión y corriente (V_{ev} e I_{ev}) y la potencia aparente se calculan de la siguiente forma:

$$V_{ev} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{nev}^2}$$
$$I_{ev} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{nev}^2}$$
$$S = \frac{P}{V_{ev} \cdot I_{ev}}$$

Donde V_n e I_n son las correspondientes a las frecuencias n veces la fundamental.

La potencia se calcula como la suma de potencia de cada frecuencia:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_{nev} \cdot I_{nev} \cdot \cos(\varphi_n - \theta_n)$$

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots$$

Donde cada armónico puede contribuir positiva o negativamente, según el ángulo de desfase.

Recordando del capítulo 1, una forma de medir el nivel de armónicos es la distorsión armónica total, que es la relación del valor eficaz de los armónicos respecto de la fundamental, en porcentaje para tensión y para corriente es el THD (Total Harmonic Distortion):

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{nev}^2}}{V_{1ev}} \cdot 100\% = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{V_1} \cdot 100\%$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nev}^2}}{I_{1ev}} \cdot 100\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100\%$$

Obviamente si no hay armónicos, las distorsiones son 0. Los valores de tensiones y corrientes en función de la distorsión armónica total:

$$V_{ev} = V_{1ev} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2}$$

$$I_{ev} = I_{1ev} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}$$

Y sustituyendo en la formula del factor de potencia

$$f.d.p.v. = \frac{P}{V_{1ev} \cdot I_{1ev} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

$$f.d.p.v. = \frac{P}{V_{1ev} \cdot I_{1ev}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

En la mayoría de los casos, la contribución de los armónicos en la potencia activa total es pequeña y puede despreciarse, por tanto $P \cong P_1$.

También en la mayoría de los casos, la distorsión de tensión es menor del 10% y puede despreciarse: $V_{ev} \cong V_{1ev}$. Por tanto el factor de potencia puede escribirse aproximadamente como:

$$f.d.p.v. = \frac{P_{1ev}}{V_{1ev} \cdot I_{1ev}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

$$f.d.p.v. = f.d.p_{desp} \cdot f.d.p_{dist}$$

El componente $f.d.p_{desp}$ es conocido como factor de potencia de desplazamiento DPF (Displacement Power Factor) y es la relación entre la potencia activa de la onda fundamental (60Hz) en vatios y la potencia aparente en voltamperios. Este es el factor de potencia que mide la compañía eléctrica para las tarifas.

El componente de desplazamiento, como vimos en el capítulo anterior, puede disminuirse mediante la compensación de reactiva a través de condensadores o máquinas síncronas.

El DPF es el coseno del ángulo de desfase entre tensión y corriente fundamentales ($\cos \varphi$), tratado en el capítulo anterior.

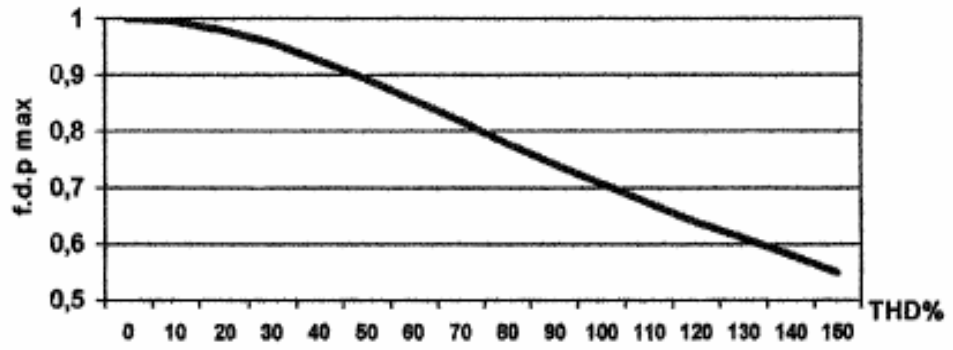
El componente $f.d.p_{dist}$ es conocido como factor de potencia de distorsión y es la porción asociada con distorsiones armónicas (tensiones y corrientes) presentes en el circuito, la mayoría de las cuales son generadas por los convertidores estáticos. Esta porción del factor total de potencia constituye una corriente de pérdidas innecesarias, llamada corriente circulante, porque aunque no realiza trabajo alguno, circula entre la alimentación y la carga, además de disminuir el factor de potencia. Esta corriente está siendo facturada por la compañía, pero no es utilizable por el usuario. En este caso deben utilizarse medidas correctoras para reducir las pérdidas.

Dado que el desplazamiento del factor de potencia nunca debería ser mayor de la unidad, el límite superior lo marcará el término de la distorsión, también con valor máximo de la unidad:

$$f.p.d.v. \leq f.d.p_{dist} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

La figura 16, que representa esta distorsión, muestra el valor máximo que puede alcanzar el factor de potencia en función de la distorsión armónica

Figura 17. Valor máximo del fp en función de la distorsión armónica



Fuente: revista energia, influencia de los armónicos en el fp.

4 EFECTOS PROVOCADOS POR LAS CORRIENTES ARMÓNICAS^{[1][2][3]}

Los efectos nocivos producidos por el flujo de corrientes armónicas son cada día más significativos en los sistemas eléctricos, principalmente debido al gran desarrollo de la electrónica de potencia. Dichos efectos dependen de la intensidad relativa de las fuentes emisoras y pueden resumirse en la forma siguiente:

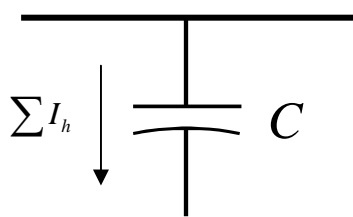
- Problemas de funcionamiento en dispositivos electrónicos de regulación, tanto de potencia como de control.
- Mal funcionamiento en dispositivos electrónicos de protección y medición.
- Interferencias en sistemas de telecomunicación y telemando.
- Sobrecalentamiento en los equipos eléctricos (motores, transformadores, generadores, etc.) y el cableado de potencia, con la disminución consecuente de vida media en los mismos e incremento considerable de pérdidas de energía en forma de calor.
- Fallo en capacitores de potencia.
- Efectos de resonancia que amplifican los problemas mencionados anteriormente y pueden provocar incidentes eléctricos, mal funcionamiento y fallos destructivos de equipos de potencia.

En el presente trabajo nos centraremos únicamente en los efectos relacionados con los condensadores de corrección del factor de potencia.

4.1 Sobrecorrientes en los capacitores de potencia

Los capacitores de potencia conectados a una red conteniendo corrientes armónicas tienden a tomar sobrecorrientes significativas, debido a la baja impedancia que muestra un capacitor al ser alimentado con ondas de tensión de alta frecuencia. En la figura 18 se muestra la corriente efectiva I que toma un capacitor de corriente nominal I_N , al ser alimentado con una onda de tensión que contiene armónicas de orden h , con amplitudes relativas e_h , expresadas en tanto por ciento respecto a la onda fundamental:

Figura 18. Corriente en un capacitor



$$x_{Ch} = \frac{1}{2\pi h \cdot f_1 \cdot C}$$

$$I = 0.01 I_N \sqrt{100^2 + 9e_3^2 + 25e_5^2 + \dots}$$

Fuente: elaboración propia

El interés se centra en las pérdidas adicionales y por ende, en el calentamiento, así como el sobreesfuerzo del aislamiento al que puede ser sometido el capacitor por distorsión de voltaje.

La posibilidad de desfavorables relaciones de fase entre los voltajes armónicos y el voltaje de suministro para obtener picos de voltaje con amplitudes considerablemente superiores al 10% de sobrevoltaje nominal de los capacitores es significativa, aun cuando el valor eficaz esté por debajo del 110% del valor nominal. Esto es importante debido al arranque del efecto corona o descargas parciales dentro del material dieléctrico, el cual puede desencadenar en su rompimiento, un cortocircuito en las laminas conductoras de los capacitores y por lo tanto, en la falla de los mismos. La influencia del voltaje sobre la vida del capacitor es una función de su valor pico-pico y no de su valor eficaz. A menudo, muchas aplicaciones son hechas sobre la base de que la suma aritmética de las crestas de voltaje fundamental y armónicos no exceden el 120% del valor cresta nominal del capacitor.

Dado que los capacitores ofrecen una oposición decreciente a medida que aumenta la frecuencia, en ellos las corrientes armónicas de mas alta frecuencia tenderán a adquirir grandes valores, lo que puede ocasionar el “quemado” de los fusibles del banco de capacitores.

En cualquier caso, se da una perdida de potencia reactiva abastecida al sistema, lo cual puede causar otros problemas. Es importante, por lo tanto, estar seguros de que las armónicas no producirán corrientes y VAr en exceso de los valores permitidos.

El incremento de pérdidas en capacitores, Δ_{PC} , depende de los voltajes armónicos y de su factor de disipación, pudiendo calcularse como la suma de los efectos producidos por cada uno de ellos:

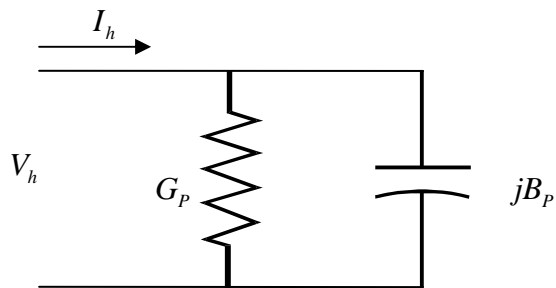
$$\Delta_{PC} = \sum_{h=2}^{\infty} \left[\frac{V_h^2}{R_p} \right]^2$$

Donde Δ_{PC} es el incremento de pérdidas en el capacitor
 V_h es el valor eficaz de la h -ésima armónica de voltaje
 R_p es la resistencia entre placas del capacitor, que se opone a las corrientes de fuga

Si consideramos corrientes de fuga a través del capacitor, el circuito equivalente, mostrado en la figura 19, está constituido por una capacitancia en paralelo con una resistencia (de fuga). Para este circuito, la admitancia es:

$$Y_p = G_p + jB_p$$

Figura 19. Modelo de un capacitor



Fuente: elaboración propia

Donde G y B son la conductancia de fuga y la susceptancia capacitiva, partes real e imaginaria de la, respectivamente. Además, el inverso de la conductancia es la resistencia de fuga R_p .

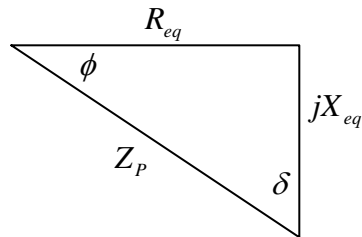
$$Y_p = G_p + j\omega_h C_p$$

Como la impedancia es igual al inverso de la admitancia, entonces,

$$Z_p = \frac{G_p}{G_p^2 + B_p^2} - \frac{j\omega_h C_p}{G_p^2 + B_p^2}$$

La impedancia Z_p está constituida por dos componentes: una resistencia equivalente que corresponde a la parte real y una reactancia capacitiva equivalente que corresponde a la parte imaginaria. La impedancia equivalente en paralelo se muestra en forma gráfica en la figura 20.

Figura 20. Componentes de la impedancia



Fuente: elaboración propia

El factor de pérdidas del capacitor o factor de disipación se define como la cotangente del ángulo del factor de potencia del capacitor, y para el circuito equivalente en paralelo el factor de disipación es:

$$D_h = \frac{1}{R_p \omega_h C_p}$$

Donde D_h es el factor de pérdidas o de disipación del capacitor a la frecuencia correspondiente a la h -ésima armónica.

C_p es la capacitancia del capacitor.

ω_h es la frecuencia angular de la h -ésima armónica.

Nótese que el factor de disipación es igual a la tangente del ángulo δ , siendo éste el ángulo subtendido entre la impedancia y la reactancia inductiva:

$$D_h = \tan \delta$$

El valor ideal del factor de potencia en un capacitor es cero.

Es decir que el valor ideal del ángulo de fase entre la corriente y el voltaje en un capacitor es de 90° .

En tal caso, para el circuito equivalente en paralelo, el valor ideal de la resistencia de fuga es infinito, para un factor de disipación igual a cero.

El incremento de pérdidas en el capacitor debido a los voltajes armónicos, en términos del factor de disipación es:

$$\Delta_{PC} = \sum_{n=2}^{\infty} [V_h^2 \omega_h D_h C_p]$$

Vale la pena también considerar las pérdidas en las resistencias de contacto, conductores de conexión y los conductores de las placas del capacitor, los cuales en el circuito equivalente de un capacitor son tomadas en cuenta como una resistencia R_s en serie con la capacitancia. Las corrientes armónicas debido a su alta frecuencia, son causa del incremento de esta resistencia por efecto piel. Si a esta condición le agregamos la posibilidad de la amplificación de las corrientes armónicas en los capacitores, las pérdidas adicionales originadas contribuirán al calentamiento del capacitor.

Debido a las corrientes y voltajes armónicos en el capacitor, este debe especificarse y diseñarse con los siguientes valores nominales:

135% de los kvar nominales de placa; 110% del valor eficaz del voltaje nominal, tomando en consideración las armónicas y no los eventos transitorios; 180% del valor eficaz nominal de corriente y 120% de voltaje pico (incluyendo las armónicas).

4.2 Resonancia armónica

Los capacitores no generan armónicas. Sin embargo, debido a las relaciones entre la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva en función de la frecuencia, los capacitores pueden contribuir a la alteración de la impedancia del sistema o de alguna parte del sistema. De este modo es posible que se modifiquen las corrientes armónicas, pudiendo su amplificación dar lugar a efectos intolerables.

Conforme lo anterior, no solo los capacitores alteran la impedancia del circuito, sino que todo elemento inductivo, capacitivo o resistivo que se encuentre dentro del sistema. De acuerdo a la teoría básica del análisis de circuitos, para un circuito RLC serie, cuando la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva, para una frecuencia dada, ocurre el fenómeno de resonancia serie. Esto simplemente significa que para un generador dado, cuando el circuito entra en resonancia presenta una impedancia despreciable, resultando una amplificación de la corriente relativamente grande, que será limitada únicamente por la resistencia del circuito. A medida que la resistencia es de valor más pequeño, la corriente se hace más grande.

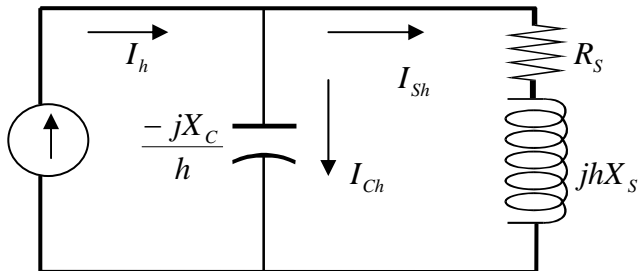
El sistema de distribución, por su naturaleza, se analiza como un circuito de elementos en paralelo y cuando la resonancia se presenta en un circuito como este se llama resonancia paralelo y sus consecuencias también son siempre indeseables en el sistema de potencia.

Por otro lado, las armónicas cuya frecuencia está próxima a la de resonancia, experimentarán amplificación en sus valores. El análisis del circuito en paralelo es preferible realizarlo en base al análisis de su admitancia. La condición básica para que se de la resonancia es que la parte imaginaria de la admitancia sea cero, de tal manera que la única componente que le queda es la componente resistiva.

En cualquier sistema de distribución de potencia eléctrica donde hay generadores de armónicos (transformadores, convertidores, balastos, computadoras, etc.) y capacitores para mejorar el factor de potencia, existirá la posibilidad de resonancia.

Veamos un caso típico de resonancia armónica, válido para cualquier tipo de generador de armónicos. Dado a que la mayoría de las veces el voltaje aplicado a una carga no lineal es senoidal, asumimos que la fuente de armónicas actúa como una fuente de corrientes armónicas. Los capacitores instalados para mejorar el factor de potencia conjuntamente con la reactancia del transformador de alimentación o de otra reactancias inductivas de equipos que forman parte de la instalación eléctrica, constituyen un circuito de resonancia en paralelo, visto desde la parte de baja tensión, tal como se muestra en la figura 21.

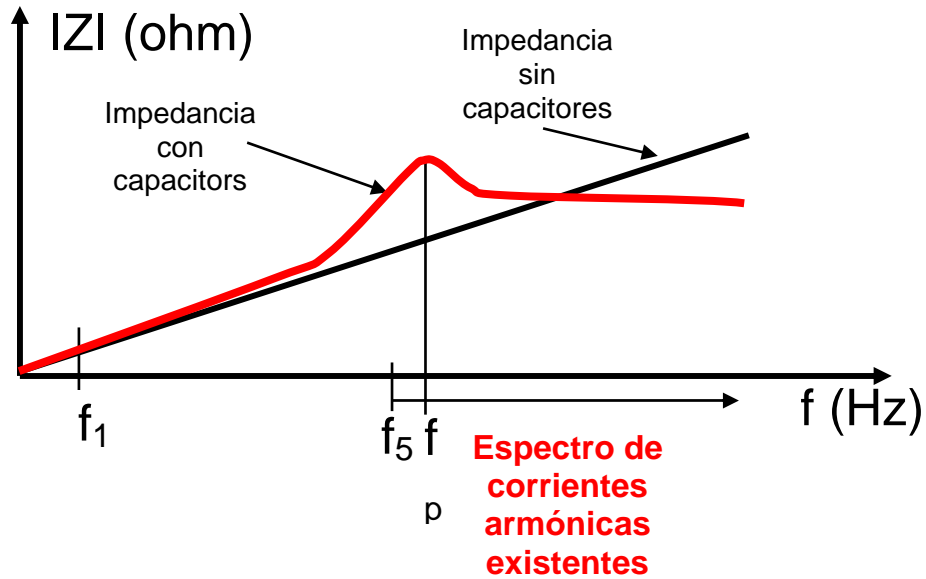
Figura 21. Circuito resonante paralelo



Fuente: elaboración propia

En la figura 22 se muestra gráficamente la impedancia, considerando despreciable la resistencia, tanto en el caso de que se tenga solo reactancia inductiva, como para el caso en que se incluye también la reactancia capacitiva. Nótese la brusca y evidente variación sufrida por la impedancia del sistema, al variar sus elementos:

Figura 22. Curva de impedancia



Fuente: Siemens, Power Factor Correction

En la figura 21

I_h es la h -ésima corriente armónica generada por la fuente.

I_{Ch} es la h -ésima corriente armónica en el capacitor.

I_{Sh} es la h -ésima corriente armónica en la impedancia del sistema de distribución.

V_h es el voltaje aplicado a la combinación del capacitor y la impedancia del sistema.

X_C es la reactancia capacitiva de un banco de capacitores.

R_S es la resistencia equivalente del sistema que toma en cuenta la resistencia de la línea de suministro de energía y transformadores, así como la resistencia de los equipos servidos por dicha línea.

X_s es la reactancia inductiva equivalente del sistema que toma en cuenta la resistencia de la línea de suministro de energía y transformadores, así como la reactancia inductiva de los equipos servidos por dicha línea.

Del análisis del circuito, la admitancia para el orden h vista desde la fuente es:

$$Y_h = \frac{R_s}{R_s^2 + h^2 X_s^2} + jh \left(\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{R_s^2 + h^2 X_s^2} \right)$$

La resonancia a cualquier frecuencia armónica ocurre cuando la parte imaginaria de la admitancia es igual a cero:

$$\left(\frac{1}{X_c} - \frac{X_s}{R_s^2 + h^2 X_s^2} \right) = 0$$

El valor mínimo de la admitancia (que corresponde al valor máximo de la impedancia) se da, precisamente, cuando su parte imaginaria es igual a cero. Es decir, que la admitancia tiene su valor mínimo en condiciones de resonancia, evento que puede darse para una de las frecuencias armónicas presentes. Es decir:

$$Y_{h\min} = \frac{R_s}{R_s^2 + h^2 X_s^2}$$

Ahora bien, cuando el voltaje armónico aplicado a la combinación en paralelo de la reactancia capacitiva y la impedancia del sistema e impedancias de otros equipos, es:

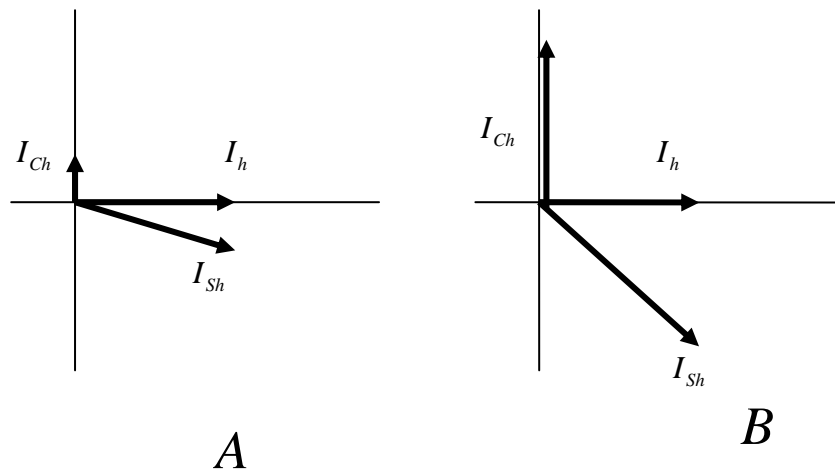
$$V_h = \frac{I_h}{Y_h} \quad \text{o} \quad V_h = Z_h I_h$$

El voltaje armónico de orden h en la carga y en los capacitores es máximo cuando la admitancia es mínima, considerando constante el valor eficaz de la corriente producida por el generador de armónicas. Es decir, el voltaje armónico dado, aplicado a los capacitores y demás equipos eléctricos, es máximo cuando el circuito entra en resonancia.

Para esta condición las corrientes en la carga y en el capacitor, I_{Sh} e I_{Ch} , pueden ser mayores que I_h , interpretándose esto como una amplificación de la corriente y por tanto, habrá sobrecorrientes tanto en los capacitores como en los elementos inductivos del sistema de potencia. Tal condición puede apreciarse mejor si utilizamos el análisis vectorial: el hecho de que la parte imaginaria de la admitancia sea nula significa que la fuente de armónicas ve solamente un elemento resistivo y de toda la potencia producida en corriente alterna únicamente envía potencia activa al sistema, dándose un proceso de intercambio de potencia reactiva entre las reactancias inductiva y capacitiva.

Dicho de manera más simple, el voltaje V_h y la corriente I_h se encuentran en fase; la corriente I_{Sh} siempre se retrasa un ángulo ϕ_{ret} con respecto al voltaje y la corriente I_{Ch} siempre se adelanta 90° con respecto al voltaje. En la figura 23 se muestran 2 diagramas vectoriales, en el que se supone constante el valor eficaz de la corriente I_h producida por la fuente de armónicas.

Figura 23. Diagrama vectorial de corrientes



Fuente: elaboración propia

En la figura 23 A, el ángulo de retraso de I_{Sh} con respecto al voltaje es pequeño y sin embargo, por estar en resonancia, su valor es mayor que el valor de la corriente de la fuente de armónicas de la cual se origina. Sin embargo la corriente en el capacitor es de valor relativamente pequeño.

En la figura 23 B, el ángulo de retraso de I_{sh} con respecto al voltaje es grande y los valores de las corrientes en el capacitor y en el sistema son mayores que el valor producido por la fuente de corrientes armónicas.

Al comparar ambas figuras, se observa que la amplificación de corriente se incrementa cuando el ángulo de desfase aumenta, lo que puede suceder por dos razones: 1) a medida que aumenta el orden armónico, el ángulo de desfase entre las componentes de corriente y voltaje, ambas de orden h , es mayor. Esto significa que el efecto de la resonancia puede ser relativamente significativo para armónicas de orden alto; aunque si el orden es demasiado alto el valor de corriente armónica del generador es bastante pequeño. Y 2) un factor de potencia de desplazamiento bajo ayudará a reducir el orden armónico para que la resonancia se lleve a cabo en las armónicas de orden mas bajo.

La magnitud de la amplificación de las corrientes en el sistema, I_{sh} y del capacitor I_C dependen de factores como los siguientes:

- a.) El valor de la corriente armónica producida por la fuente de armónicas, a la cual el sistema entra en resonancia. Puesto que las corrientes armónicas en el capacitor y en el sistema dependen del voltaje armónico V_h y este depende de la corriente producida por la fuente de armónicas, aquellas dependerán de esta última. Y es de esperar que la amplificación más significativa se dé cuando la resonancia se presente para armónicas de orden más bajo, debido a su magnitud relativamente grande. En sistemas en los cuales no hay armónicas triples, esto puede suceder para las armónicas 5^a, 7^a o 13^a.

- b.) Siempre del análisis del circuito, en condiciones de resonancia, los valores eficaces de las corrientes del capacitor y del sistema están dadas por las siguientes expresiones:

$$I_{Ch} = \frac{hI_h}{R_S X_C} (R_S^2 + h^2 X_S^2)$$

$$I_{Sh} = \frac{I_h}{R_S} \sqrt{R_S^2 + h^2 X_S^2}$$

De estas ecuaciones se tiene que tanto la amplificación de la corriente del capacitor como la amplificación de la corriente del sistema, para un orden armónico dado, se incrementa cuando aumenta la impedancia del sistema. Puesto que la impedancia del sistema vista desde la fuente de corrientes armónicas, se encuentra en paralelo con la impedancia de los equipos de la red de distribución, el valor de $R_S + jX_S$, aumentará al disminuir la carga conectada al sistema. Por lo tanto, a mayor carga, menor amplificación.

- c.) I_{CS}^2 el orden armónico. Esto significa que la amplificación relativa de una armónica de orden alto es mayor que la correspondiente a una armónica de orden bajo; sin embargo, debido a que a medida que el orden armónico se incrementa disminuye la amplitud de la armónica, sus consecuencias podrían despreciarse.

De acuerdo a los resultados del análisis precedente, pueden considerarse los siguientes efectos sobre el circuito resonante bajo análisis:

- a.) Posible sobrecarga por corrientes armónicas sobre el capacitor, cuya consecuencia es un aumento de pérdidas y calentamiento por efecto Joule en los conductores, así como incremento del calentamiento de él mismo. Para un sistema trifásico, la corriente eficaz, por fase, en el capacitor se expresa de la siguiente manera:

$$I_C = \sqrt{I_{C1}^2 + I_{C3}^2 + I_{C5}^2 + \dots + I_{Ch}^2}$$
$$I_C = I_{C1} \sqrt{1 + IDF_C^2}$$

Donde IDF_C es la distorsión armónica total de la corriente que circula por el capacitor.

Dependiendo de la magnitud de la amplificación de la corriente I_C , así será el efecto producido sobre los capacitores del sistema, recordando que la distorsión se ve aumentada debido al crecimiento que tiene la corriente armónica cuya frecuencia es la de resonancia.

- b.) Pero así como puede darse una sobrecarga por corrientes armónicas en los capacitores, también puede tener una sobrecarga por el mismo motivo las impedancias del sistema y de los equipos que se encuentran en paralelo, determinada por la amplificación de corriente I_{sh} . Evidentemente, esta corriente amplificada se distribuye entre las impedancias de los diversos equipos y la impedancia de la línea de suministro de energía eléctrica. Por lo general todos los elementos tienen factor de potencia en retraso.

c.) La magnitud de la corriente I_{C5}^2 puede implicar el deterioro prematuro de los aislamientos de transformadores y motores, o del dieléctrico de los capacitores para mejoramiento del factor de potencia. El deterioro del aislamiento en cualquiera de los casos, implica el deterioro del equipo y por lo tanto la necesidad de su reparación o de su sustitución.

Por otro lado si recordamos la relación de flujo magnético vs. voltaje de un transformador o en un motor de corriente alterna, un incremento en el voltaje produce un incremento en el flujo magnético en el núcleo aumentando la saturación y esto tiene que ver con un incremento de las pérdidas en el núcleo y por lo tanto, con cambios en la eficiencia en el transformador o en el motor o de calentamientos sufridos por estos equipos. Un incremento del voltaje implica también cambios en el par, factor de potencia y velocidad del motor de inducción.

El valor eficaz del voltaje aplicado tanto al capacitor como a los elementos que con él se encuentran en paralelo, está dado por la siguiente ecuación:

$$V_{ef} = \sqrt{(I_{C1} X_{C1})^2 + \left(\frac{I_{C3} X_{C3}}{3}\right)^2 + \left(\frac{I_{Ch} X_{Ch}}{h}\right)^2}$$

d.) Posible sobrecarga de potencia reactiva en los capacitores.

Considerando que tanto el voltaje como la corriente en el capacitor se encuentran distorsionados, la potencia reactiva está dada por la siguiente expresión:

$$Q = V_{ef1}^2 \omega_1 C + V_{ef3}^2 3\omega_1 C + \dots + V_{efh}^2 h\omega_1 C$$

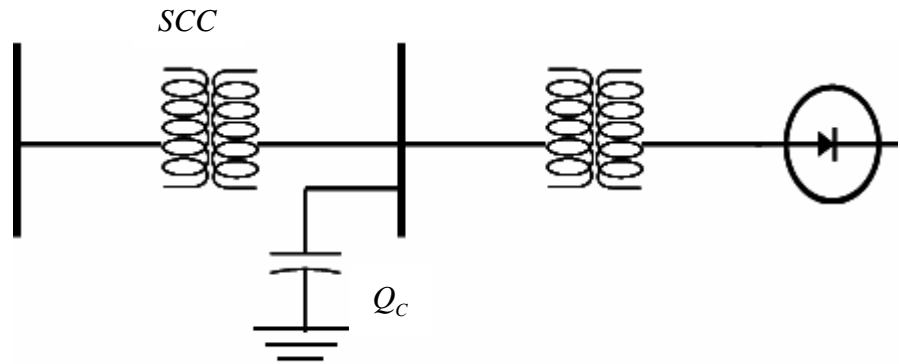
Generalmente, los capacitores están diseñados para soportar un 135% de su potencia reactiva nominal, con lo que se toman en cuenta los efectos de las armónicas.

Sin embargo, en condiciones de resonancia la potencia reactiva en el capacitor puede superar ese valor. Podemos concluir que si la frecuencia de resonancia del circuito coincide con la frecuencia de una armónica, dicho circuito se excita, originándose sobrevoltajes y sobrecorrientes que provocan la sobrecarga de la instalación y la activación de los órganos de protección. Debido a los valores típicos de las reactancias del circuito, éste es más susceptible a la resonancia a la 5ª armónica o la 7ª armónica, tal como sucede en las instalaciones de hornos de arco eléctrico.

Ahora bien, dado que la reactancia inductiva normalmente es mucho mayor que la resistencia podemos hacer nuestro análisis despreciando los efectos resistivos de la carga y la línea.

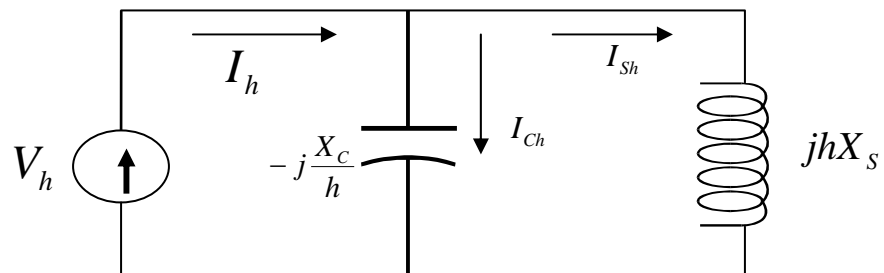
En la figura 24, se muestra el diagrama unifilar de un sistema que contiene un convertidor y capacitores para mejoramiento del factor de potencia y en la figura 25 el circuito equivalente.

Figura 24. Diagrama unifilar de un sistema con un convertidor y capacitores para mejoramiento del factor de potencia



Fuente: elaboración propia

Figura 25. Circuito equivalente



Fuente: elaboración propia

En el circuito

X_c es la reactancia del banco de capacitores a la frecuencia fundamental.

X_s es la reactancia inductiva del sistema de distribución a la frecuencia fundamental ω , igual a la reactancia equivalente de la combinación en paralelo de la línea de suministro de energía y los equipos.

Y para este caso,

$$V_h = \frac{I_h}{Y_h}$$

Donde

$$Y_h = j \left(\frac{h}{X_C} - \frac{1}{hX_s} \right)$$

Es la admitancia del circuito para cualquier frecuencia armónica vista desde la fuente de armónicas y en la cual se ha despreciado la resistencia del sistema.

Ahora bien, si

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad \text{entonces} \quad \frac{h}{X_C} = h\omega C = \omega_h C$$

Y así

$$X_s = \omega L \quad \text{entonces} \quad \frac{1}{hX_s} = \frac{1}{h\omega L} = \frac{1}{\omega_h L}$$

Por lo que

$$Y_h = j \left(w_h C - \frac{1}{w_h L} \right)$$

El circuito entrará en resonancia si la parte imaginaria de la admitancia se iguala a cero, de cuya operación que la frecuencia armónica en rad/seg de resonancia es:

$$w_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Y como $w_{res} = 2\pi f_{res}$, la frecuencia armónica de resonancia en Hz, será:

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

Y si $f_{res} = h_{res} f_1$, (frecuencia armónica de resonancia igual al producto del orden armónico de resonancia por la frecuencia fundamental), entonces el orden armónico al cual el sistema entrará en resonancia es:

$$h_{res} = \frac{1}{2\pi f_1 \sqrt{LC}}$$

Debe recalcarce acerca de la influencia que tienen todas las cargas conectadas al sistema, inductivas y capacitivas sobre el valor de la frecuencia a la cual ocurre la resonancia. Como las cargas,

normalmente son variables, la frecuencia de resonancia también puede variar.

Al conectar o desconectar motores, líneas, etc., el pico de la curva de la figura 22, puede moverse a la derecha o a la izquierda; por lo que al diseñar algún circuito para control de armónicas debe de tomarse en cuenta esa variación. Las cargas de carácter inductivo, como los motores, tienden a correr la frecuencia de resonancia hacia valores mas bajos, donde las armónicas son más significativas.

A la frecuencia fundamental, las reactancias capacitiva e inductiva del circuito

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad \text{y} \quad X_S = \omega L$$

O sea que

$$C = \frac{1}{\omega X_C} \quad \text{y} \quad L = \frac{X_S}{\omega}$$

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones de f_{res} y de h_{res} obtenidas anteriormente tenemos que:

$$f_{res} = f_1 \sqrt{\frac{X_C}{X_S}}$$

Y

$$h_{res} = \sqrt{\frac{X_C}{X_S}}$$

Por otro lado, tanto la reactancia inductiva como la reactancia capacitiva pueden expresarse en valores por unidad (o valores relativos). Supongamos que la potencia base es la potencia nominal del transformador S_B y que el voltaje base es el voltaje nominal del sistema V_B . En tal sentido, la reactancia base y la reactancia capacitiva en valores por unidad a la frecuencia fundamental serán, respectivamente:

$$X_B = \frac{V_B^2}{S_B} \quad \text{y} \quad X_C = \frac{V_B^2}{Q_C}$$

Por lo que la reactancia capacitiva en p.u. es:

$$X_{Cpu} = \frac{X_C}{X_B} = \frac{S_B}{Q_C}$$

Donde Q_C es la potencia reactiva del banco de capacitores a la frecuencia fundamental en MVAR.

De modo similar, la reactancia inductiva del sistema en valores p.u. a la frecuencia fundamental es:

$$X_{Spu} = \frac{X_S}{X_B} = \frac{S_B}{CCS}$$

Donde se ha considerado la reactancia del transformador X_s como la reactancia del circuito a la frecuencia fundamental, siendo CCS la capacidad de corto circuito del sistema en MVA a la frecuencia fundamental, definida como el producto del voltaje de pre falla por la corriente de post falla cuando ocurre un cortocircuito en el punto de interés.

Tomando en consideración los resultados anteriores,

$$h_{res} = \sqrt{\frac{X_{Cpu}}{X_{Spu}}}$$

O bien

$$h_{res} = \sqrt{\frac{CCS}{Q_C}}$$

Es evidente que, a medida que aumenta el valor de la capacidad de cortocircuito del sistema, dejando fija la potencia reactiva del capacitor, el orden armónico al que ocurre la resonancia es más alto.

Por el contrario, si lo que aumenta es el valor de la potencia reactiva del capacitor, en relación a la capacidad de corto circuito del sistema, decrece el orden armónico al que ocurre la resonancia.

Si se toma la potencia nominal del transformador S_{nomT} , como la potencia base, entonces la capacidad de cortocircuito será igual a

$$CCS = \frac{S_B}{X_{Spu}} = \frac{S_{nomT}}{X_{Spu}}$$

Luego, el orden armónico de resonancia podrá expresarse como a continuación se indica:

$$h_{res} = \sqrt{\frac{S_{nomT}}{Q_C X}}$$

Donde $X = X_{Spu} + X_{SIS}$

X_{Spu} es la reactancia del transformador en valores p.u.

X_{SIS} es la reactancia equivalente del sistema en p.u. respecto a los valores nominales del formador

S_{nomT} es la potencia nominal del transformador en KVA

Q_C es la potencia nominal del banco de condensadores en KVAr

A nivel industrial, la reactancia del sistema es a menudo dominada por la reactancia del transformador de servicio, por lo que el orden armónico, en términos de datos del transformador de servicio, al que ocurre la resonancia puede aproximarse por la siguiente ecuación:

$$h_{res} \cong \frac{S_{nomT}}{Q_C X_{Spu}}$$

Hasta acá nos hemos referido principalmente a las condiciones que deben cumplirse para que la resonancia ocurra a una frecuencia armónica dada; pero no nos hemos referido, prácticamente, a las circunstancias, elementos o condiciones que deben darse para que la amplificación de las corrientes armónicas sea grande o pequeña relativamente hablando. Más bien se ha indicado que los efectos producidos en el sistema de potencia pueden ser altamente dañinos como consecuencia de la amplificación de las componentes armónicas, ya que el análisis lo hicimos despreciando el valor de la resistencia. Esta asunción nos ha llevado a conclusiones que tienden a exhibir una admitancia de valor 0 en el sistema, o una impedancia de valor infinito, vista desde la fuente de armónicas. Y, dado que el voltaje armónico, a cuya frecuencia entra el sistema en resonancia, es directamente proporcional a la impedancia armónica del mismo orden que adquiere valores elevadísimos, también alcanzará valores muy elevados, produciendo la catastrófica amplificación de las corrientes armónicas. Sin embargo, si retrocedemos al análisis de la ecuación de la admitancia mínima, podremos darnos cuenta de que la admitancia, en resonancia no es cero; sino que tiene un valor dependiente de la resistencia y de la reactancia del sistema, o bien de la relación entre éstas. Suponiendo que la reactancia tiene un valor igual 1 p.u., la corriente del generador de armónicas 1 p.u., para diferentes valores de la relación de X/R y $h = 5$, se obtienen los valores relativos del voltaje armónico a cuya frecuencia el sistema entra en resonancia.

Por ejemplo, para $X/R = 100$ (resistencia muy pequeña, igual al 1% de la reactancia), el valor relativo del voltaje armónico V_5 es de 2500; para $X/R = 50$, 1250 (resistencia igual al 2% de la reactancia); para $X/R = 25$, 625 (resistencia igual al 4% de la reactancia); para $X/R = 20$, 500 (resistencia igual al 5% de la reactancia); para $X/R = 15$, 375 (resistencia igual al 6.6% de la reactancia); para $X/R = 5$, 125 (resistencia igual al 20% de la reactancia). Conforme se reduce la relación X/R , el valor relativo del voltaje armónico, en resonancia, también se reduce. Por lo tanto, la amplificación del voltaje y las corrientes armónicas es proporcional a la relación X/R , de manera que el elemento amortiguador o atenuador de la amplificación por la resonancia es la componente resistiva de la impedancia del sistema. En sistemas industriales, predomina la impedancia del transformador en servicio; teniendo normalmente una reactancia dominante sobre su resistencia. La impedancia en paralelo con el banco de capacitores en la figura 21 es la impedancia equivalente del sistema, resultante de la combinación en paralelo de la impedancia de Thévenin del sistema de potencia y la impedancia de las cargas industriales. Por lo tanto, como elementos que contribuyen con la resistencia atenuadora de la resonancia están los motores, los sistemas de iluminación, equipos de oficina, equipos netamente resistivos, las líneas o cables de la instalación eléctrica.

Sin embargo como la impedancia del sistema es predominante en el esquema indicado y la impedancia del transformador es la más significativa, la resistencia de los cables entre el banco de capacitores y el transformador, sumada a la resistencia de éste, juega un papel muy importante en la atenuación de los efectos resonantes. Por eso es recomendable, instalar el banco de capacitores lo más lejos posible del transformador.

5 CONTROL DE ARMÓNICAS [1][3]

Tal como se vio en los capítulos anteriores, las corrientes armónicas y los voltajes armónicos pueden producir efectos indeseables tanto sobre el equipo como sobre la operación de un sistema de distribución . Dichos efectos dependen del nivel del contenido armónico, cuantificado en términos del factor de distorsión armónica y de la relación de potencia del equipo y la del sistema. El contenido armónico en la actualidad es creciente, por lo que es necesario emplear técnicas apropiadas de control.

Estas pueden aplicarse directamente en la fuente de armónicas, en la red o en el punto de polución o equipo afectado. Términos utilizados para referirse al control armónico son las palabras cancelación, mitigación o neutralización de armónicas.

Entre los controles usados para cancelación de armónicas en la fuente productora de armónicas tenemos:

- Reducción del tamaño relativo de convertidores.
- Multiplicación del número de pulsos de los convertidores.
- Operación de transformadores y motores sin sobreexcitarlos.
- Selección de conexiones apropiadas de transformadores trifásicos.
- Filtrado en paralelo (filtros activos y pasivos)
- Uso de reactancia preconectada o filtro de rechazo.
- Reactancias de choque.

Entre los controles armónicos usados en la red de distribución tenemos:

- Localización estratégica de los bancos de capacitores.
- Bancos de capacitores conectados en estrella no aterrizada.
- Uso reactancia preconectada o filtro de rechazo.
- Resintonización mediante el cambio del número de bancos
- de capacitores en servicio.
- Filtrado en paralelo.
- Transformador con factor k .

En el punto de polución armónica la solución dependerá del tipo de equipo sujeto a interferencia (conductiva o inductiva) y la economía para “desensibilizarlo”. Por ejemplo, si hay fallas en bancos de capacitores puede emplearse el método de resintonización, variando el número de bancos de capacitores en servicio.

En el caso particular de interferencia telefónica, además de las técnicas mencionadas, los efectos pueden reducirse de la siguiente forma:

- Separación adecuada entre los conductores paralelos del sistema de distribución y el sistema de comunicaciones.
- Utilización de conductores blindados.
- Reducción del ruido telefónico mediante la localización estratégica de los bancos de capacitores en la red de distribución.
- Si la interferencia inductiva es debida a las armónicas triples, es recomendable, si no hay inconveniente, utilizar un conductor neutral sin aterrizar en el sistema de distribución.
- Utilización de fibra óptica.
- Transmisión por microondas.

Las técnicas mencionadas líneas arriba, consisten básicamente en dimensionar adecuadamente los equipos para que soporten los efectos de las armónicas, instalarlo en lugares estratégicos u operarlos en ciertas condiciones, lo que no implica su cancelación; y en la utilización de algunos métodos que si “limpian” el sistema de potencia de un alto porcentaje de armónicas evitando sus perniciosos efectos, como los métodos de filtrado o uso de convertidores de mayor número de pulsos. Sin embargo, como puede notarse, poco puede hacerse modificando las propias fuentes de armónicas, ya que este comportamiento es inherente a su naturaleza, excepto en algunos casos como los transformadores o motores en los cuales el nivel armónico puede reducirse si se reduce el voltaje aplicado o en algunos controladores de velocidad de motores a los que se les conecta en serie una reactancia inductiva.

Las medidas correctivas que se viene aplicando con éxito para resolver o minimizar este tipo de problemas, son básicamente de tres tipos:

- A. Medidas que tienden a bloquear el paso de corrientes armónicas hacia equipos especialmente sensibles, quedando éstos protegidos de la influencia de las mismas, aunque estas corrientes armónicas sigan circulando por el resto de la red.
- B. Medidas que tienden a bloquear y/o absorber las corrientes armónicas, confinándolas a circular por zonas limitadas de la red, preferentemente circunscritas a los foco emisores de las mismas.
- C. Medidas tendientes a sobredimensionar, recurriendo incluso hasta a diseños especiales, los equipos y conductores sometidos al flujo de corrientes armónicas, con objeto de minimizar los efectos nocivos provocados en los mismos.

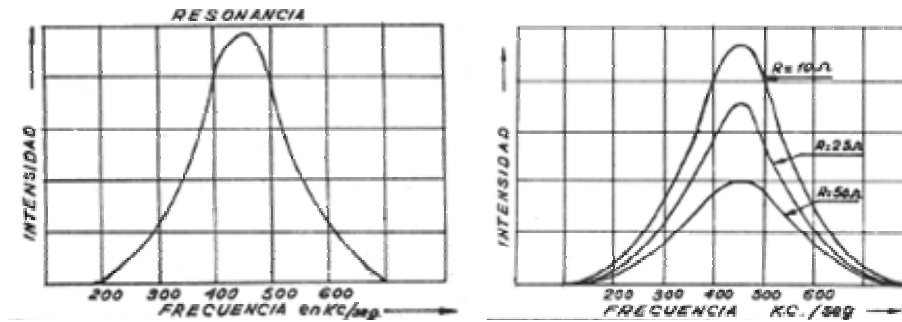
En el presente trabajo se analizará el empleo de filtros de choque y de filtros de absorción con el propósito de mejorar el factor de potencia en instalaciones con alto contenido de armónicas.

5.1 Reactancia preconectada o filtro de rechazo

La reactancia inductiva preconectada o filtro de rechazo, en el caso de generadores armónicos que no producen corrientes armónicas triples, son inductores en serie con los capacitores de mejoramiento del factor de potencia para alterar la frecuencia de resonancia del circuito y su empleo se recomienda en aquellos casos en que más del 20% de la carga está compuesta por equipos generadores de armónicas.

Los elementos reactivos se sintonizan de manera que el circuito entre en resonancia a una frecuencia menor que la 5ª armónica. Como consecuencia, las corrientes armónicas de orden superior a la de resonancia son virtualmente atenuadas (rechazadas). Véase la figura 26, que nos recuerda la típica curva de un circuito resonante serie. La agudeza del pico de la curva depende del valor de la resistencia de los cables, del inductor y del capacitor. A menor resistencia el factor de calidad es más alto y la curva más aguda. La altura de la curva es una medida de la facilidad con que se produce la corriente que tiene la frecuencia de resonancia. También se muestran, para efectos de comparación, los valores de la 5ª armónica y de h -ésima armónica de frecuencia superior a la 5ª; evidenciándose que ambas son prácticamente rechazadas. Luego, el circuito no podrá entrar en resonancia a una frecuencia igual o superior a la de la 5ª armónica; evitándose sobrecorrientes en el banco de capacitores.

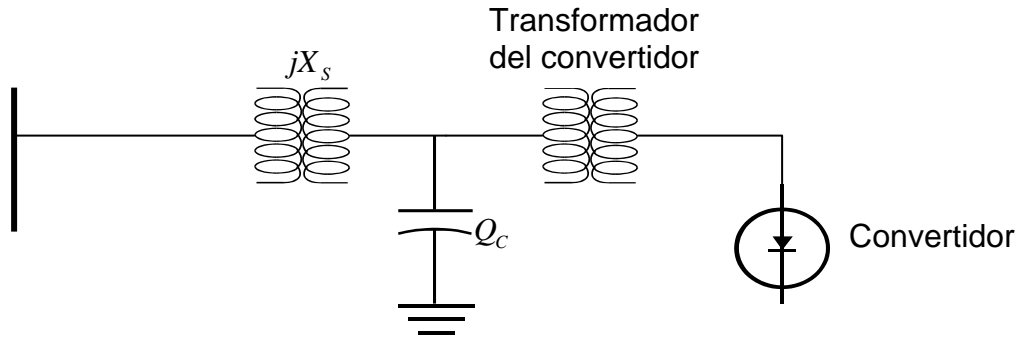
Figura 26. Curva de intensidades



Fuente: CIRCUTOR S.A.

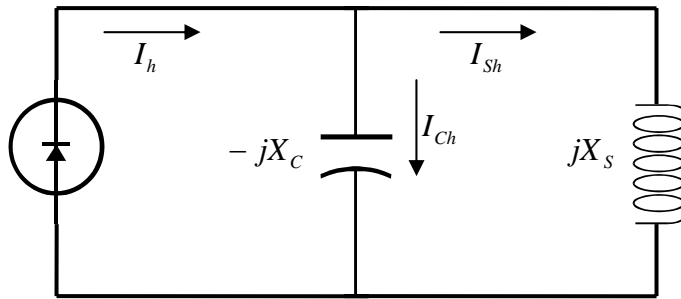
A guisa de ejemplo analizaremos el siguiente caso ilustrado en la figura 27, correspondiente a una instalación típica que contiene un convertidor y capacitores para mejoramiento del factor de potencia. En la figura 28 se muestra el circuito armónico equivalente sin incluir el filtro de rechazo, e el cual evidentemente se ha aplicado el principio de superposición, haciendo cero el voltaje del sistema de potencia y considerando el convertidor como una fuente de corriente. jX_s es la reactancia equivalente del sistema.

Figura 27. Circuito con un convertidor y condensadores



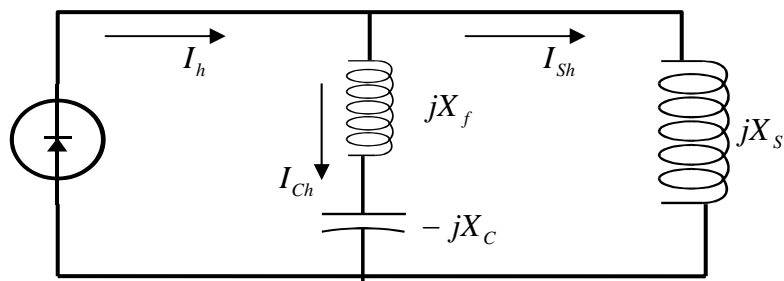
Fuente: elaboración propia

Figura 28. Circuito armónico equivalente



Fuente: elaboración propia

Figura 29. Circuito armónico equivalente con el inductor del filtro



Fuente: elaboración propia

En la figura 29 se muestra el circuito armónico equivalente, incluyendo el inductor en serie con el capacitor, donde jX_f es la reactancia del inductor y $-jX_c$ la reactancia del capacitor. Ambos constituyen el filtro de rechazo.

Mediante el análisis hecho en el apartado de resonancia armónica ahora ya sabemos que para el circuito de la figura 28:

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C}}$$

Donde L_S es la inductancia equivalente del sistema y C es la capacitancia del capacitor para corrección del factor de potencia.

Ahora para el circuito de la figura 29 con la reactancia inductiva conectada en serie con la reactancia capacitiva, tenemos:

$$Y = -j \frac{X_f + X_S - X_C}{X_S(X_f - X_C)}$$

Siendo X_S la reactancia del sistema y Y la admitancia del circuito para cualquier frecuencia, de modo que la resonancia en paralelo, ocurre cuando su parte imaginaria es igual cero. En tal sentido, la resonancia, incluyendo el filtro de rechazo, f_{res2} será:

$$f_{res2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_S + L_f)C}}$$

Resultado que nos demuestra que al incluir la reactancia inductiva ωL_f en serie con la reactancia capacitiva $(\omega C)^{-1}$, el valor de la frecuencia de resonancia cambia del valor más alto de f_{res1} al más bajo f_{res2} , dado que $(L_f + L_s)C$ es mayor que $L_s C$. Esto significa que L_f desintoniza el circuito original.

Para la rama serie del capacitor C y la inductancia L_f también hay una frecuencia de resonancia serie f_s , dada por la siguiente expresión:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C}}$$

En términos de la frecuencia fundamental f_1 y considerando la conexión trifásica, la frecuencia de resonancia serie puede expresarse como:

$$f_s = f_1 \sqrt{\frac{X_C}{3X_f}}$$

Donde

$$X_C = \frac{1}{\omega_1 C}$$

$$X_f = \omega_1 L_f \quad \text{y}$$

$$\omega_1 = 2\pi f_1$$

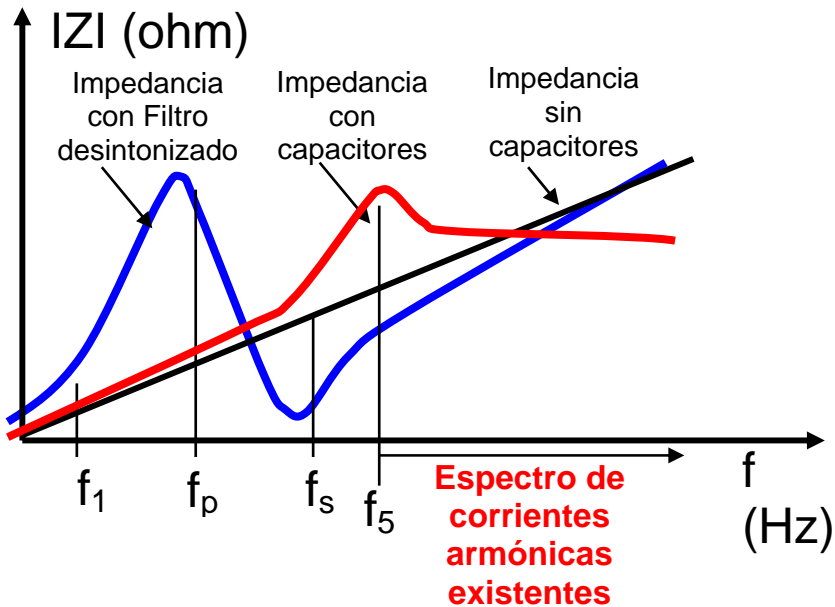
De la ecuación para f_s en función de las reactancias tenemos: si $f_s = 5f_1$ para $h = 5$, X_f y X_c están sintonizadas a la frecuencia de la 5ª armónica y $X_f = 0.0133X_c$. Para armónicas de más alto orden el inductor en serie será más pequeño. Por lo tanto, las reactancias inductivas preconectadas son mucho más pequeñas que las capacitivas y toman menos potencia reactiva (1.33%) a la frecuencia fundamental.

En realidad la combinación de las reactancias inductiva y capacitiva se elige de tal manera que la sintonización se dé debajo de la 5ª armónica, por ejemplo $h = 4.7$, para evitar que ocurra la resonancia a la frecuencia de cualquier armónica característica y además para que el filtro pueda ajustarse a las variaciones de potencia reactiva dentro del sistema. Por ejemplo, si se reduce el valor de la potencia reactiva demandada por el sistema, la curva de resonancia se mueve hacia la derecha. La inclusión del filtro de rechazo provoca un cambio en la respuesta del sistema, representada por la impedancia, como se muestra en la figura 30.

Con la instalación del inductor en serie con el capacitor como se presento anteriormente se hace imposible la resonancia e impide que los capacitores absorban una corriente armónica excesiva. Por consiguiente el uso de filtros de choque permite:

- Proteger a los capacitores.
- Evitar resonancias
- Corregir el factor de potencia a frecuencia fundamental.

Figura 30. Curvas de impedancia



Fuente: Siemens. Power Factor Correction

5.2 Filtros pasivos en paralelo o filtros de absorción.

La instalación apropiada de filtros en paralelo constituye la técnica de control quizá más utilizada y más ofrecida en el mercado. Con ello se persigue proporcionar a las corrientes armónicas indeseadas un camino de retorno que las desvíe del sistema y de otras cargas conectadas en paralelo con el generador de armónicas, disminuyendo la distorsión de voltaje en el nodo de interés, el PCC (punto de acople común). Ellos pueden instalarse lo más cerca posible del o los generadores de armónicas de manera individualizada o en la entrada principal de suministro de energía de una planta determinada.

Antes de tomar la decisión sobre su instalación conviene hacer algunas reflexiones previas en relación a factores y elementos del sistema que influyen sobre su comportamiento y sobre los cuales, de manera reciproca, ellos pueden influir. Es decir que es importante tomar en cuenta la interacción entre los filtros y el sistema, premisa también válida para la implementación de filtros de rechazo vistos en el aparatado anterior.

Las reflexiones mínimas referidas son las siguientes:

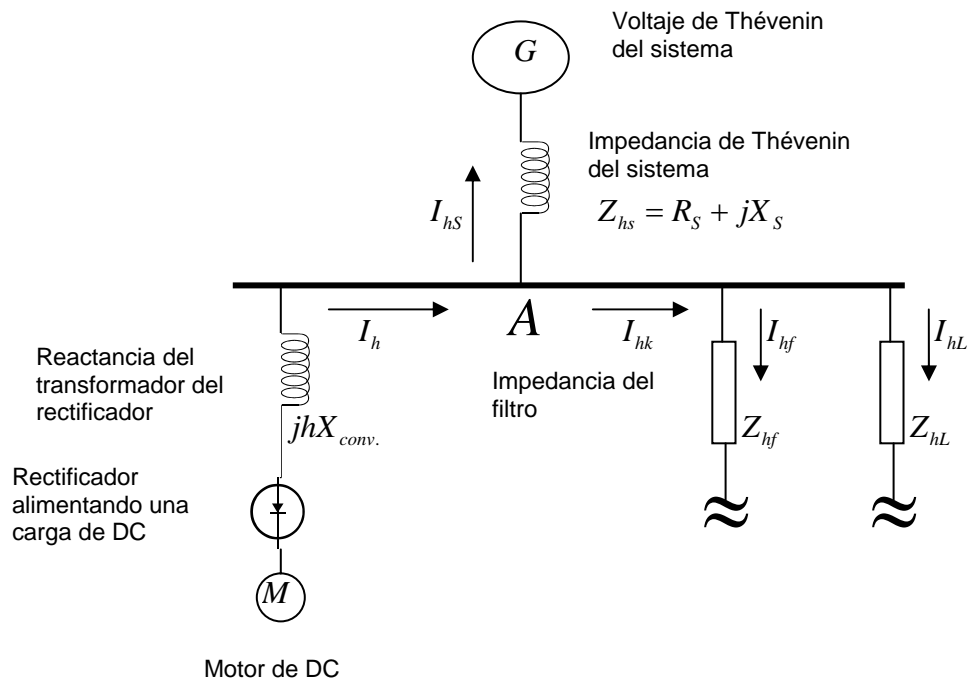
- Conocer el espectro de componentes armónicas en el sistema, tomando en consideración su fluctuación en el tiempo en función de cambios ocurridos en el resto de cargas, así como el valor de la reactancia de corto circuito o de la capacidad de corto circuito en el PCC, para decidir sobre cuales y cuantos filtros deben usarse.
- El filtro ha de calcularse para que a la vez cumpla la función de compensar potencia reactiva a la frecuencia fundamental siendo por lo tanto necesario conocer el ciclo de demanda de este tipo de potencia por parte de las cargas conectadas al sistema; o la contribución de bancos de capacitores presentes. Es preciso recordar, que para la construcción de los filtros pasivos así como su modificación para compensación de reactiva se cuenta solo con valores discretos de los elementos pasivos: cambios de la inductancia del reactor por medio de cambiador de taps o cambio de la capacitancia por etapas es decir no podrá lograrse un ajuste perfecto.
- Es importante predecir con el mayor grado de aproximación el valor que tendrá el voltaje en la carga, tanto en condiciones normales como en vacío o en condiciones de sobrecompensación de potencia reactiva.

- Una variación amplia de potencia reactiva implicará el empleo de un control electrónico, de manera que su valor pueda modificarse en forma adecuada, según la necesidad.
- Los capacitores deben tener la capacidad para resistir sobrecorrientes, sobrevoltajes o sobrecargas de potencia aparente debido al efecto de las armónicas, que transportan las potencias activa, reactiva y de distorsión.
- Averiguar con antelación acerca de la posibilidad de que el filtro contribuya al fenómeno de resonancia, al interactuar con otras cargas del sistema.

Pues bien, un filtro se diseña de tal forma que para la corriente armónica deseada, ofrezca una impedancia de valor más bajo que la impedancia del sistema, idealmente igual a cero. De este modo, al encontrarse con el filtro en paralelo con el sistema, la corriente armónica a cuya frecuencia se sintoniza se desviará a través de él; en tanto que su valor a través del sistema será drásticamente reducido. Esta discusión, obviamente, concuerda con lo tratado en el apartado 3 en relación a la distribución de corrientes en el sistema de potencia; por lo que además de reducir drásticamente el valor de la corriente armónica hacia el sistema, el filtro también reducirá la distorsión del voltaje y evitará la interferencia inductiva o conductiva sobre otras cargas conectadas, directa o indirectamente, al mismo nodo. Además contribuirá al mejoramiento del factor de potencia verdadero, por la desviación de las corrientes armónicas y por su contribución con potencia reactiva a la frecuencia fundamental, si se asume que la distorsión de voltaje será mínima.

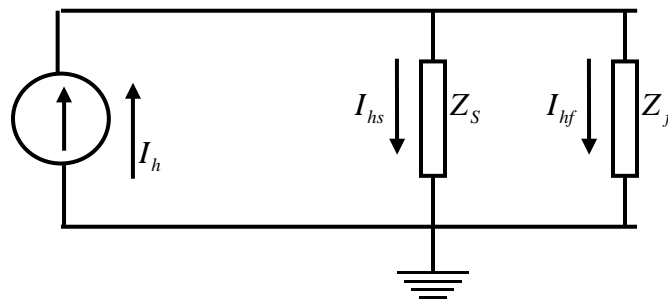
Para el análisis, por conveniencia se usa el diagrama de la figura 31 correspondiente a una instalación industrial típica.

Figura 31. Diagrama unifilar de una instalación industrial típica



Fuente: elaboración propia

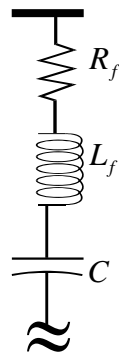
Figura 32. Circuito armónico equivalente de una instalación industrial típica



Fuente: elaboración propia

En la figura 32 se muestra el circuito armónico equivalente de la figura 31. En este Z_s representa la impedancia de Thévenin del sistema, en paralelo con la impedancia de cargas conectadas en el sistema industrial de utilización de la energía y Z_f representa la impedancia del filtro. El filtro, propiamente dicho, se muestra en la figura 33, en el cual R_f es la resistencia de la bobina (reactor) del filtro, X_f es la reactancia de la bobina del filtro y C es la capacitancia del condensador del filtro, que a la vez cumple el papel de proporcionar potencia reactiva al sistema a la frecuencia fundamental para mejorar el factor de potencia de desplazamiento, si el voltaje es senoidal. Todas estas magnitudes están referidas a una frecuencia cualquiera.

Figura 33. Diagrama unifilar de un filtro de armónicos



Fuente: elaboración propia

Del análisis del circuito mostrado en la figura 32 se llega a la conclusión de que, para una frecuencia armónica dada, la relación de corrientes del filtro y del sistema es igual a la relación de la impedancia del sistema y la impedancia del filtro, lo que matemáticamente se expresa como se indica en la siguiente ecuación:

$$\frac{I_f}{I_s} = \frac{Z_s}{Z_f}$$

Obviamente, para una impedancia Z_s del sistema, para una frecuencia dada, a medida que sea más grande en comparación con la impedancia del filtro, la corriente a través de éste será mayor que la corriente a través del sistema. Esto significa que lo que hay que hacer es calcular en forma adecuada los valores de los elementos del filtro, de tal manera que al instalarlo las corrientes armónicas indeseables o su distorsión armónica, así como la distorsión armónica del voltaje, disminuyan hasta los límites establecidos en las normas respectivas. Sin embargo, es preciso observar que entre la impedancia del filtro y la del sistema puede presentarse el fenómeno de resonancia en paralelo; por lo que es vital el conocimiento de las componentes del sistema y su variación, de tal modo que su ocurrencia pueda evitarse. Es decir, al variar la impedancia del sistema, es posible que deba variarse también la impedancia del filtro para alejar toda posibilidad de ocurrencia de la resonancia en paralelo, recordando que en este caso dentro de la impedancia del sistema se está considerando la impedancia de la instalación industrial. También es posible que se presenten serios sobrevoltajes si sin una planificación adecuada se desconecta de la instalación mucha carga inductiva.

La impedancia el sistema puede expresarse de la siguiente manera, para cualquier valor de frecuencia:

$$Z_s = R_s + j\omega L_s$$

La impedancia del filtro, para cualquier frecuencia, puede expresarse como:

$$Z_f = R_f + j\omega L_f - j\frac{1}{\omega C}$$

Debido a los valores típicos de las resistencias para cualquiera de las frecuencias armónicas frecuentes, al compararse con los valores de las reactancias, pueden despreciarse de las dos ecuaciones anteriores; por lo que las frecuencias de resonancia paralelo f_p , y resonancia en serie f_s , al interactuar los elementos del filtro del sistema estarán dadas por las ecuaciones siguientes:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_f)C}}$$

Y

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C}}$$

De la comparación de estas dos últimas ecuaciones se infiere que la resonancia en paralelo ocurrirá a una frecuencia menor que la resonancia serie, debiendo tener cuidado de que la resonancia en paralelo no ocurra a una frecuencia armónica menor. Por ejemplo, si el filtro se diseña para la 5ª armónica, deberá tenerse cuidado que no entre en resonancia a la frecuencia fundamental o a la frecuencia de la 3ª armónica.

Por ejemplo, si el filtro se precisa para desviar la quinta armónica de la corriente, para la frecuencia fundamental de 60Hz, la frecuencia de resonancia en serie del filtro es de 300 Hz.

El valor de la capacitancia puede elegirse de acuerdo a los requerimientos de compensación de potencia reactiva a la frecuencia fundamental. Supongamos que el capacitor a 480 V debe suministrar 350 KVAR, entonces la capacitancia C deberá ser de 4.03 mF, por lo que la inductancia de la bobina del filtro a la frecuencia de la 5ª armónica debe ser de 0.07 mH. El valor de la resistencia del filtro depende del factor de calidad Q de la bobina, esto es

$$Q = \frac{\omega_5 L_f}{R_f}$$

Algunos autores recomiendan un factor de calidad comprendido entre 150 y 160 para el filtro de la 5ª armónica, entre 200 y 220 para un filtro de la 7ª armónica, entre 330 y 350 para un filtro de la 11ª armónica y entre 400 y 405 para un filtro de 13ª armónica. Si para nuestro ejemplo tomamos un factor de calidad de 160, la resistencia del filtro vale 0.83Ω .

no obstante lo más recomendable, si se cuenta con información fidedigna del sistema, es hacer estudios de simulación por computadora y ajustar el factor de calidad a su valor óptimo. Ahora bien, si se conoce el límite máximo permitido de distorsión armónica de la corriente, mediante el uso de $Z_s = R_s + j\omega L_s$ se puede determinar el valor de la resistencia del filtro.

Por ejemplo, si el valor máximo fijado para la corriente armónica del sistema es igual al 20% de la corriente armónica en el filtro, o sea $I_{hS} = 0.2I_{hf}$, entonces:

$$Z_f = 0.2Z_s$$

$$0.2\sqrt{R_s^2 + \omega_5^2 L_s^2} = R_f$$

Por cada armónica no deseada puede instalarse un filtro; por ejemplo, un filtro para la 5ª armónica, otro para la 7ª armónica, otro para la 11ª armónica, otro para la 13ª armónica y otro pasa alto que bloquee, visto desde el sistema de c.a. cualquiera de las armónicas después de la 17ª.

Esto podría aplicarse en instalaciones de convertidores.

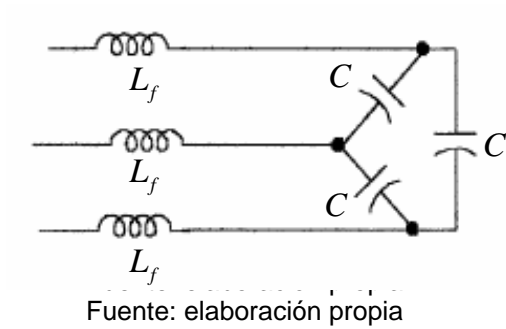
En este caso se instalan reactores en serie con los capacitores pero ahora, sintonizados precisamente a las frecuencias armónicas más significativas presentes en el sistema. Naturalmente, que el diseño tanto de capacitores como de reactores debe permitir el paso hacia los mismos de toda la energía que fluye por el sistema para cada armónica, ya que al presentar una impedancia casi nula cada sección del filtro para la armónica a la que se ha sintonizado, dicha sección se comporta como un sumidero de energía que puede fallar si no se dimensiona correctamente.

El uso de filtros de absorción permite:

- Proteger los capacitores.
- Evitar resonancias.
- Eliminar armónicas en el sistema.
- Corregir el factor de potencia a frecuencia fundamental.

La figura 34 muestra el diagrama de un filtro como los descritos anteriormente:

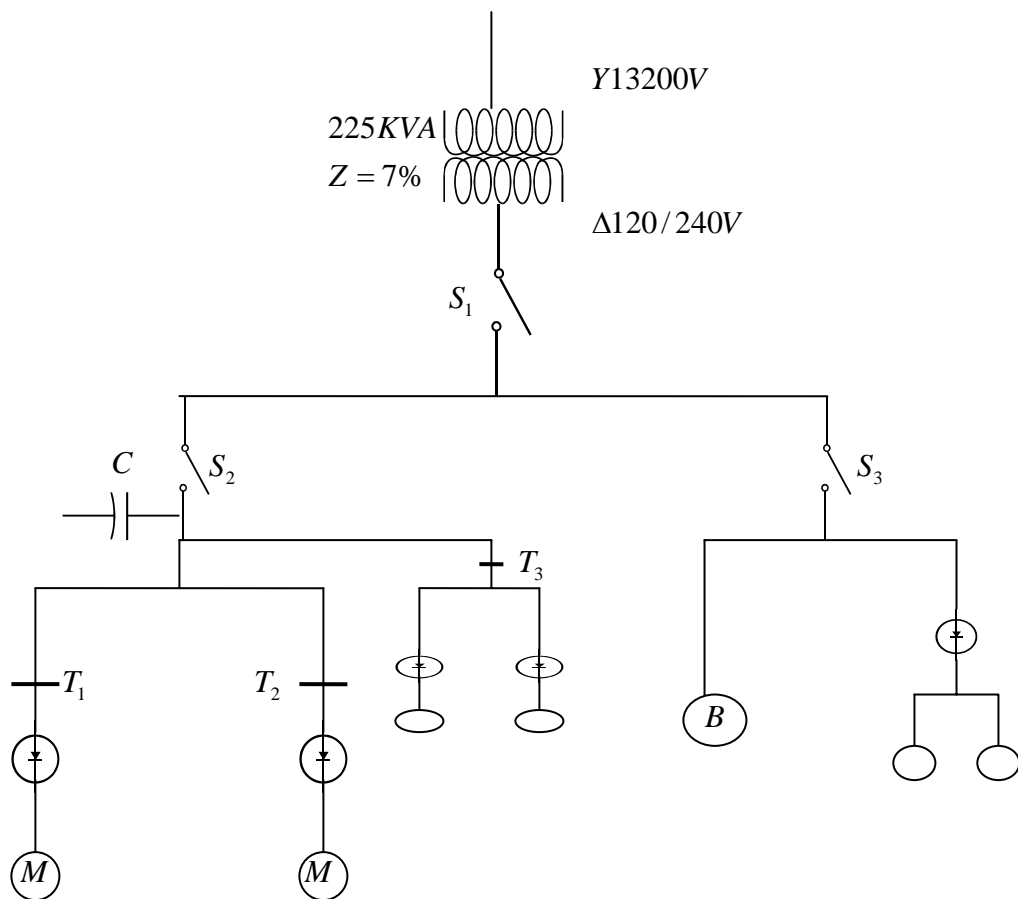
Figura 34. Diagrama de un filtro de armónicos



6 TRABAJO DE CAMPO

Se seleccionó la planta de “Lavado Industrial a Textiles” (LAINTEX), el diagrama unifilar de la instalación se muestra a continuación:

Figura 35. Diagrama unifilar de LAINTEX



Fuente: elaboración propia

Transformador de suministro: es un transformador conexión estrella-delta aterrizado en el secundario del tipo pad-mounted de 225 KVA con impedancia del 7%.

S_1 es el interruptor termomagnético principal (1000 Amperios)

S_2 es un interruptor termomagnético de 600 amperios que alimenta a tres tableros secundarios

S_3 es un interruptor termomagnético de 150 amperios que alimenta todo el sistema hidráulico de la planta el cual consta de un motor de 30 HP sumergible que impulsa la bomba de agua del pozo y un variador de velocidad que alimenta a dos motores idénticos de 5 HP que distribuyen el agua por toda la planta.

T_1 es un tablero secundario que alimenta 11 variadores de velocidad los cuales impulsan los motores de las lavadoras, todos los variadores son iguales y todos los motores son iguales 15 HP.

T_2 es un tablero secundario que alimenta 10 variadores de velocidad, todos iguales, los cuales impulsan lavadoras y secadoras, todos los motores son de 15 HP

T_3 es un tablero secundario que alimenta dos variadores de velocidad iguales los cuales impulsan motores de 10 HP que mueven el agua de las calderas.

C es un banco de condensadores automático de 5 etapas con un controlador automático, cuatro etapas de 8.99 KVAR y una etapa de 5.38 KVAR a 240V y 60 Hz.

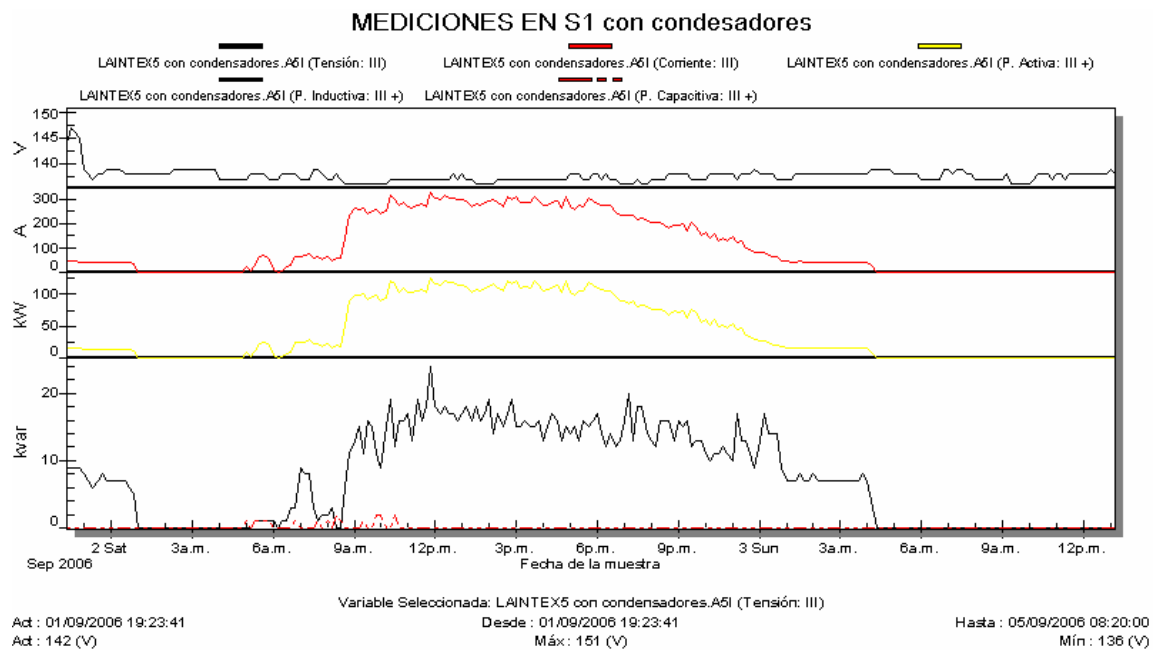
Para las mediciones se utilizó un analizador de redes marca CIRCUTOR, modelo AR5 (ver especificaciones en el anexo 1), se utilizó el programa de armónicos y se exploró hasta el armónico de orden 50, para todas las mediciones se utilizó un período de muestra de 10 minutos (salvo donde se especifique), las mediciones fueron hechas en intervalos de 24 horas (salvo donde se especifique), se tomaron muestras en los tres interruptores y los tableros T_1 y T_2 . Para mayor claridad en la presentación de las mediciones se muestran solo los valores trifásicos, pues el sistema es balanceado.

En total en la planta se encuentran instalados un total de 24 variadores de velocidad, todos iguales, las características técnicas de el variador son las siguientes:

MARCA	LS
MODELO	LS600 IGBT SPACE VECTOR INVERTER
POTENCIA	11 KW
I NOMINAL SALIDA	16 AMPERIOS
MAX V SALIDA	200V-240V
MAX FREC SALIDA	120 HZ MAXIMO 240 HZ
V NOMINAL	200/208/240 V 60 HZ
VARIACION V	10%
PRINCIPIO DE CONTROL	PWM ONDA SENOIDAL, <i>voltage space vector control</i>
RANGO DE FRECUENCIA	0.5-240 HZ
PRECISION DE FRECUENCIA	<i>Digital command: 0.1% (-10-40°C)</i> <i>Analog command: 0.5%(25°C +/- 10°C)</i>

MEDICIONES EN S₁ CON CONDENSADORES

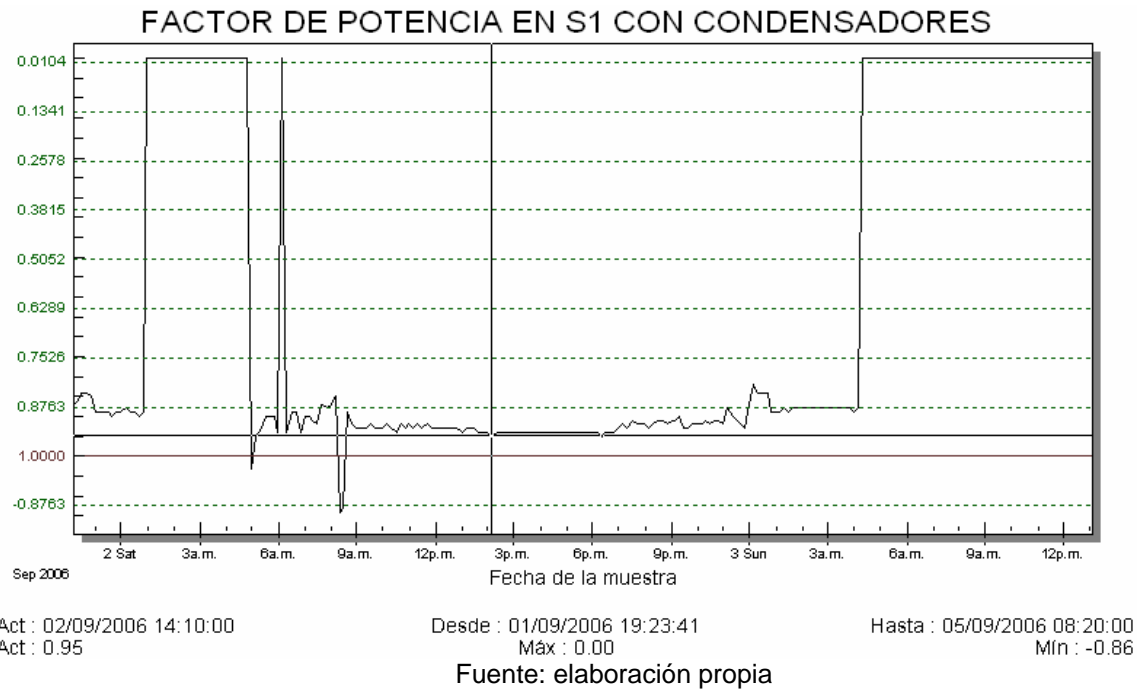
Figura 36. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-1 con condensadores



Fuente: elaboración propia

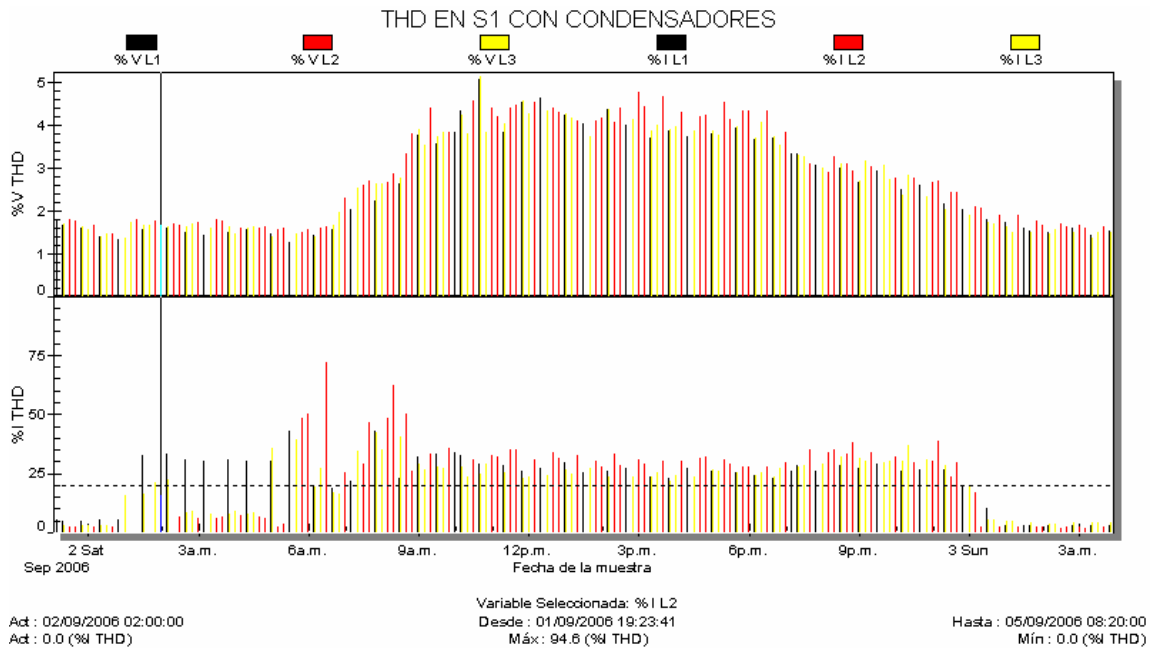
Corriente máxima:	330 amperios
Potencia Activa máxima:	126 KW
Potencia reactiva máxima:	24 KVAR

Figura 37. Factor de potencia en S-1 con condensadores



El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.9 y 0.95

Figura 38. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-1 con condensadores



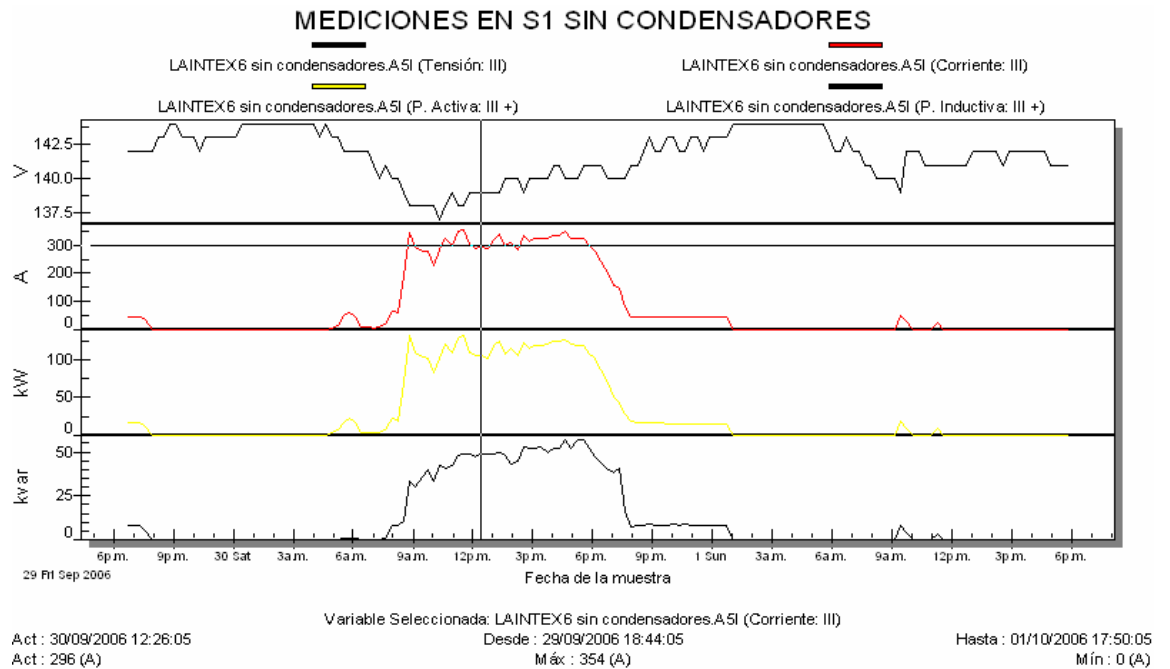
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, hay un pico de 75% a las 7:40 h y se mantiene más o menos en 38%.

EL THD de voltaje oscila entre el 2% y 5%.

MEDICIONES EN S1 SIN CONDENSADORES

Figura 39. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-1 sin condensadores



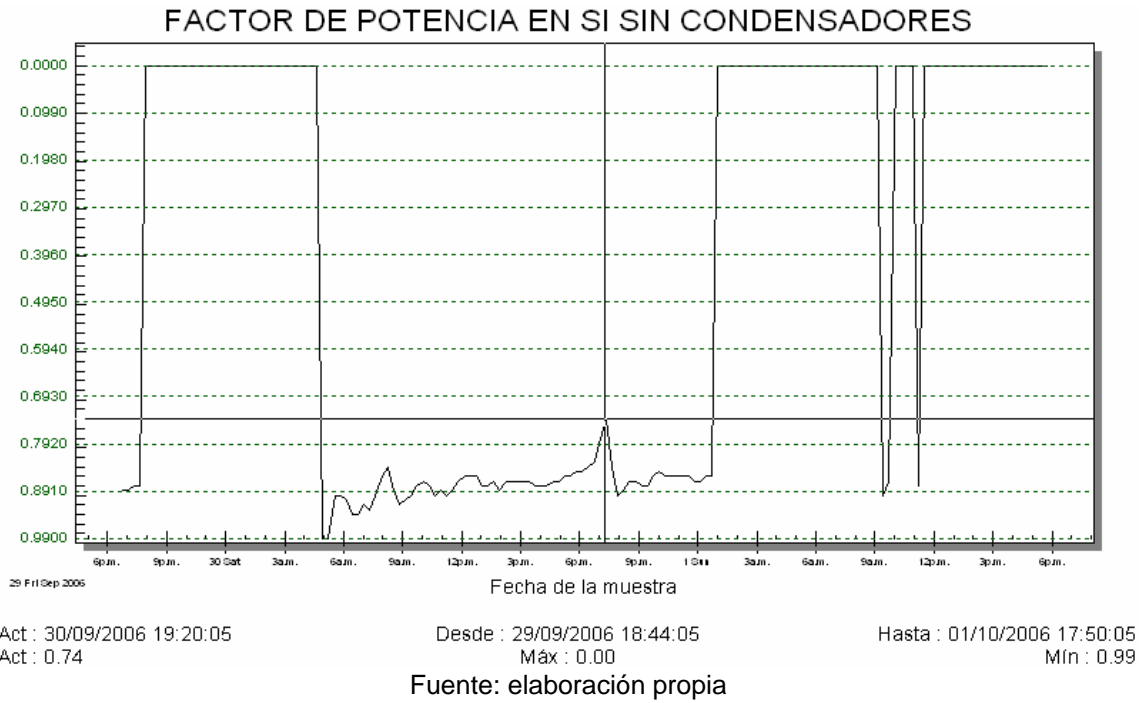
Fuente: elaboración propia

Corriente máxima: 354 amperios

Potencia activa máxima: 132 KW

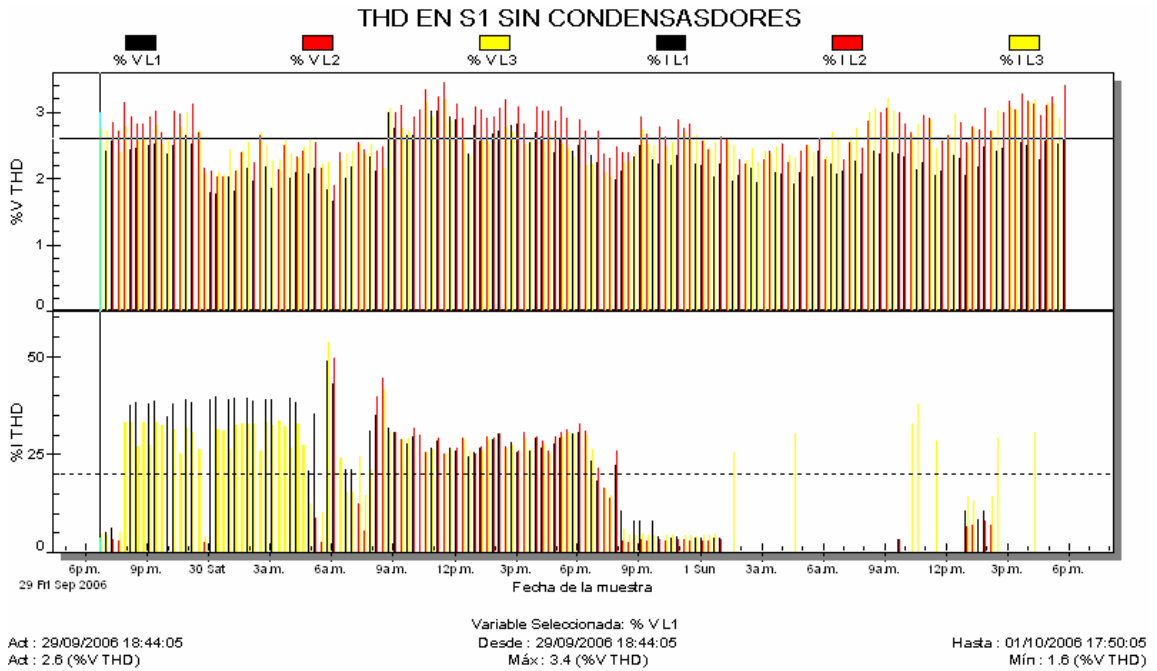
Potencia reactiva máxima: 57 KVAR

Figura 40. Factor de potencia en S-1 sin condensadores



El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.84 y 0.90

Figura 41. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-1 sin condensadores



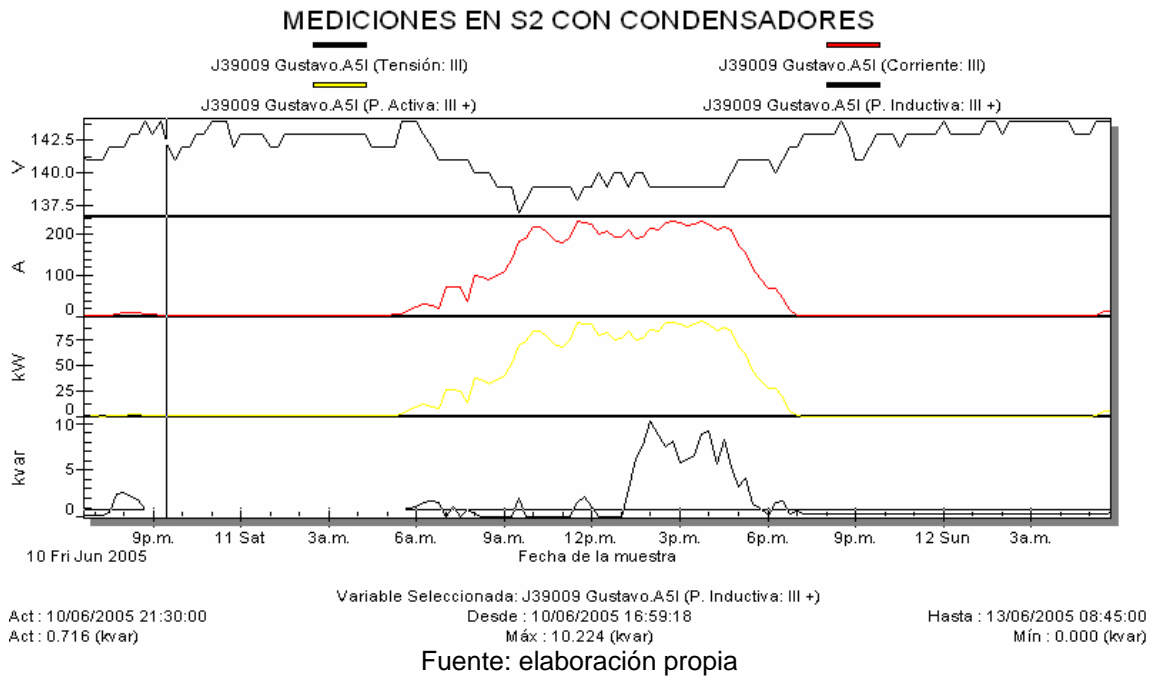
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, hay un pico de 50% a las 6:50 y se mantiene más o menos en 38%.

Y el THD de voltaje oscila entre 2.5% y 3.4%

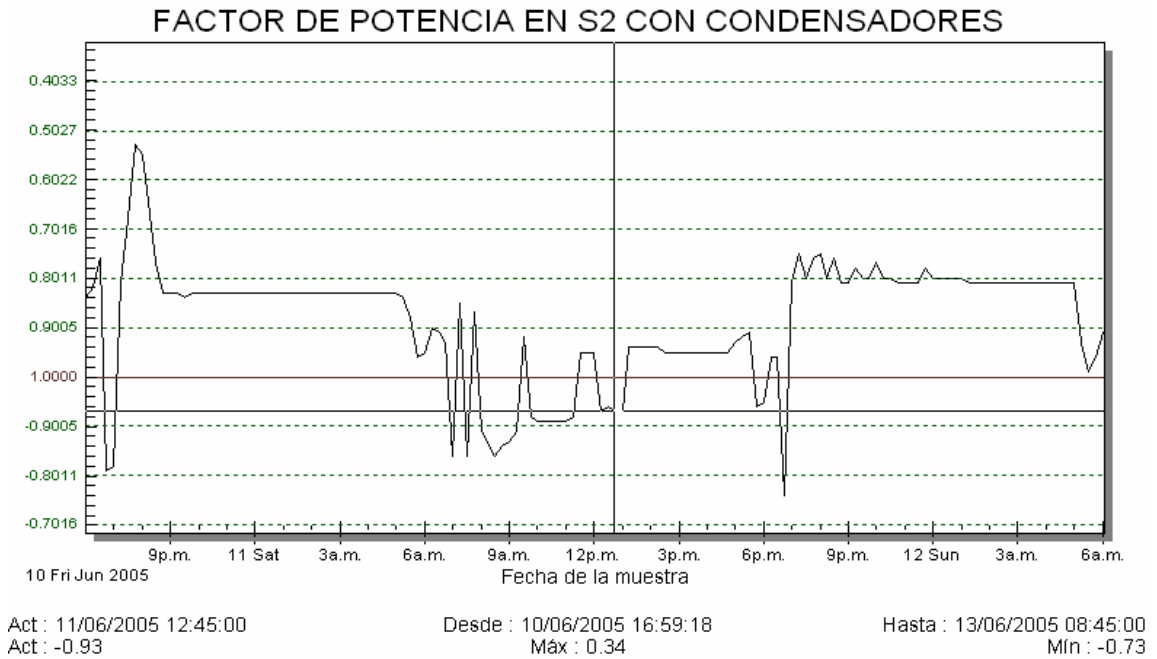
MEDICIONES EN S2 CON CONDENSADORES

Figura 42. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-2 con condensadores



Corriente máxima:	231 amperios
Potencia activa máxima:	93.58 KW
Potencia reactiva máxima:	10.224 KVAR

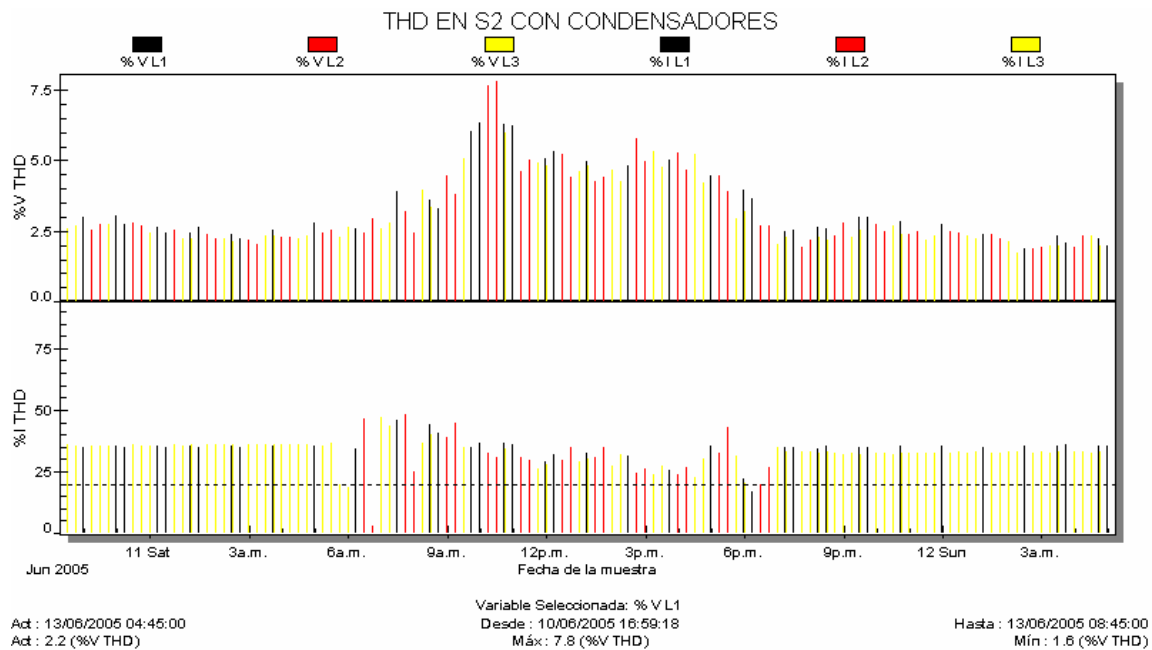
Figura 43. Factor de potencia en S-2 con condensadores



Fuente: elaboración propia

El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.91 y -0.90

Figura 44. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-2 con condensadores



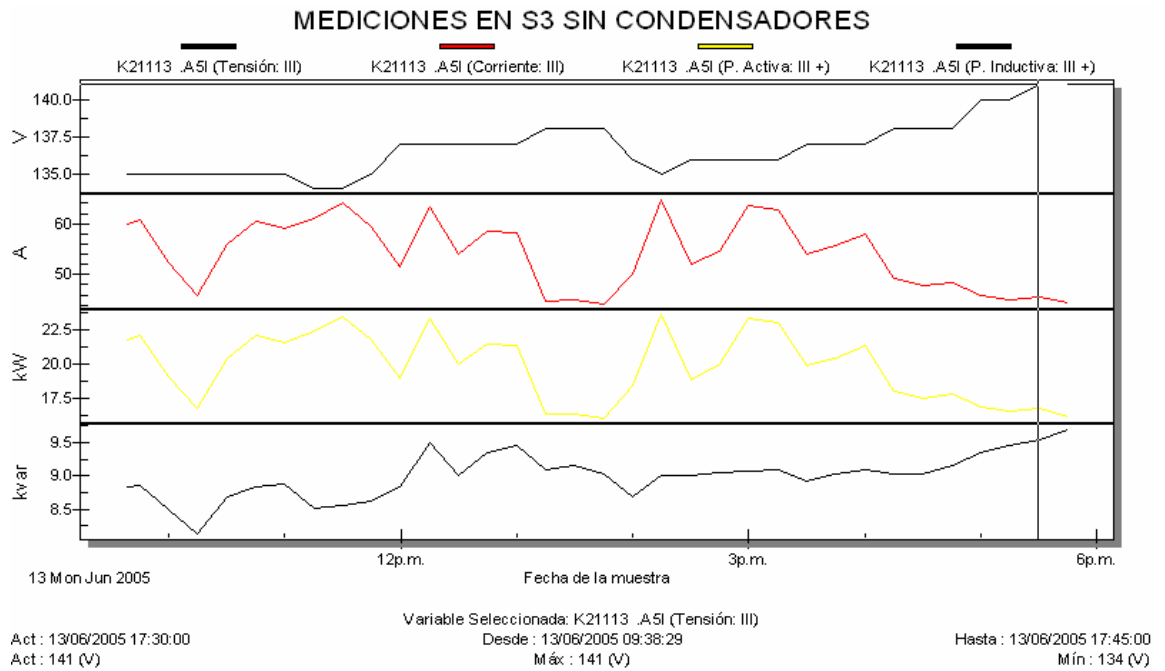
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, hay un pico de 50% a las 8:00 y se mantiene más o menos en 38%.

Y el THD de voltaje oscila entre 2.5% y 7.5%

MEDICIONES EN S3 CON SIN CONDENSADORES

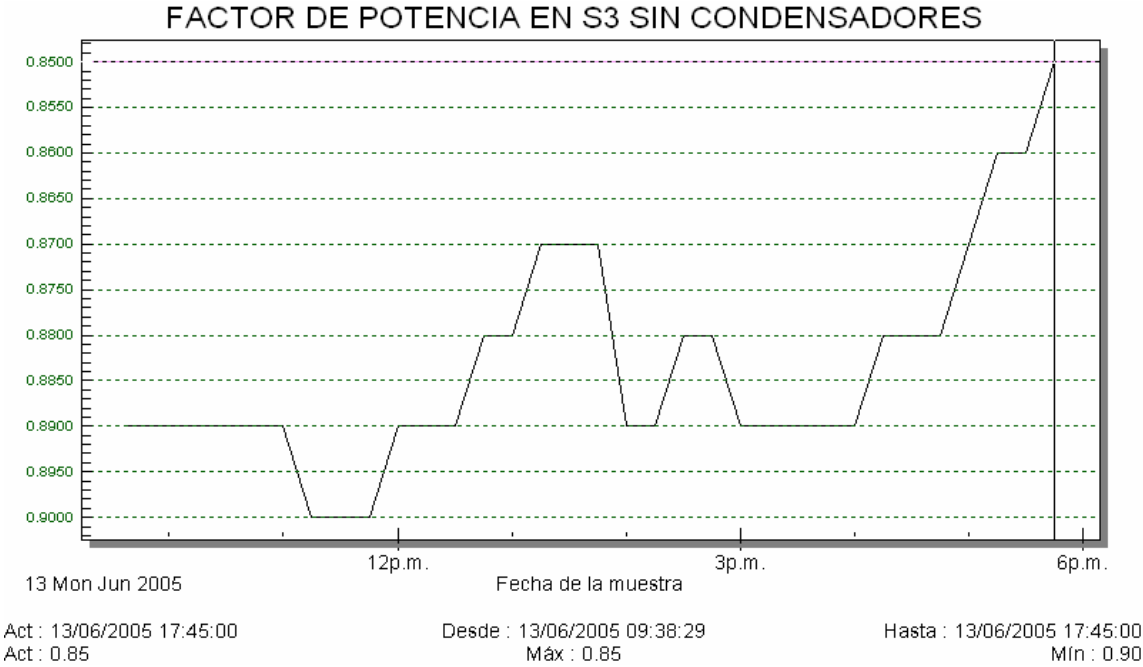
Figura 45. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en S-3 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

Corriente máxima:	64 amperios
Potencia Activa máxima:	23.665 KW
Potencia reactiva máxima:	9.685 KVAR

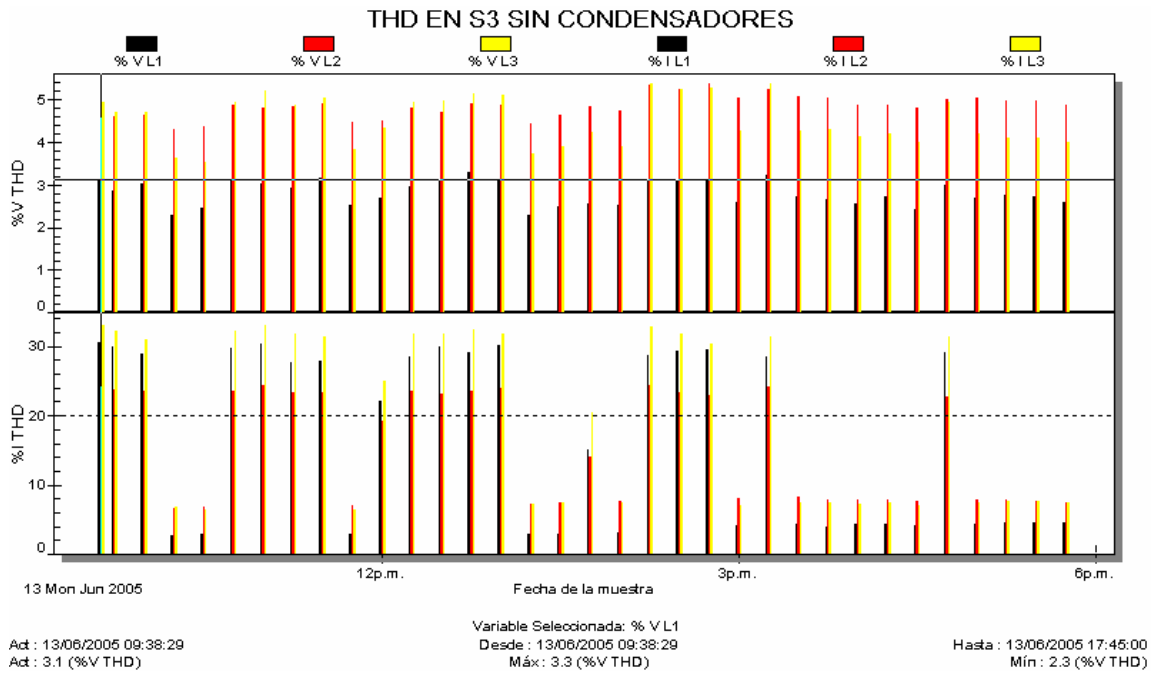
Figura 46. Factor de potencia en S-3 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.86 y 0.90

Figura 47. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en S-3 sin condensadores



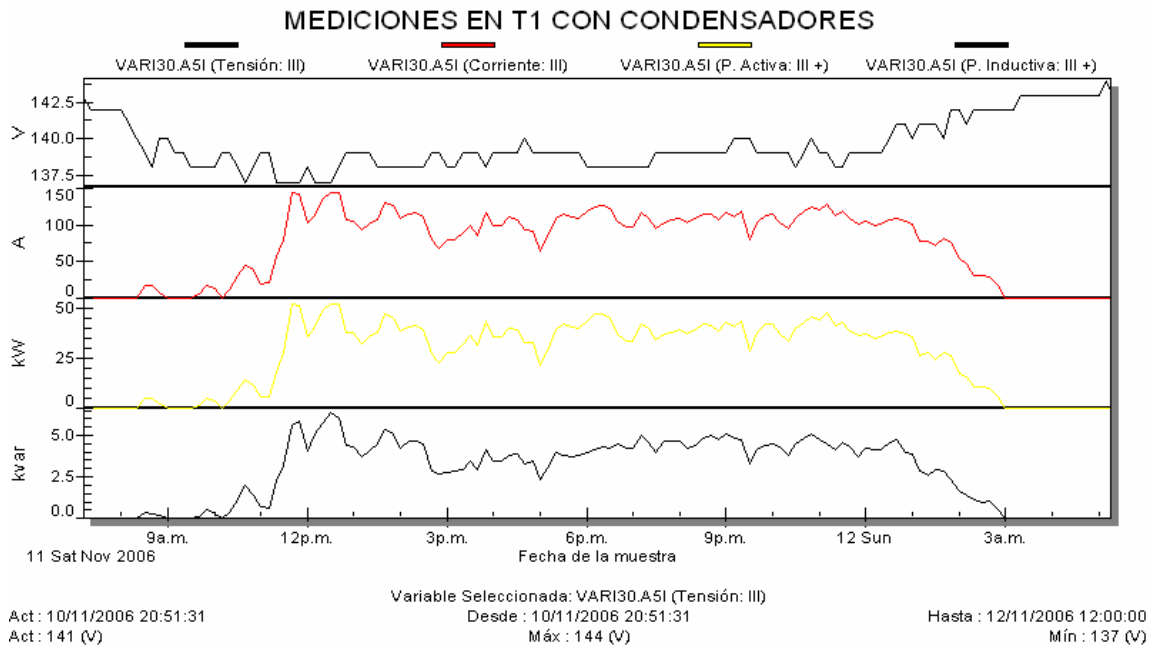
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, se mantiene entre 9% y 30% durante el período de medición.

Y el THD de voltaje oscila entre 4% y 5%

MEDICIONES EN TI CON CONDENSADORES

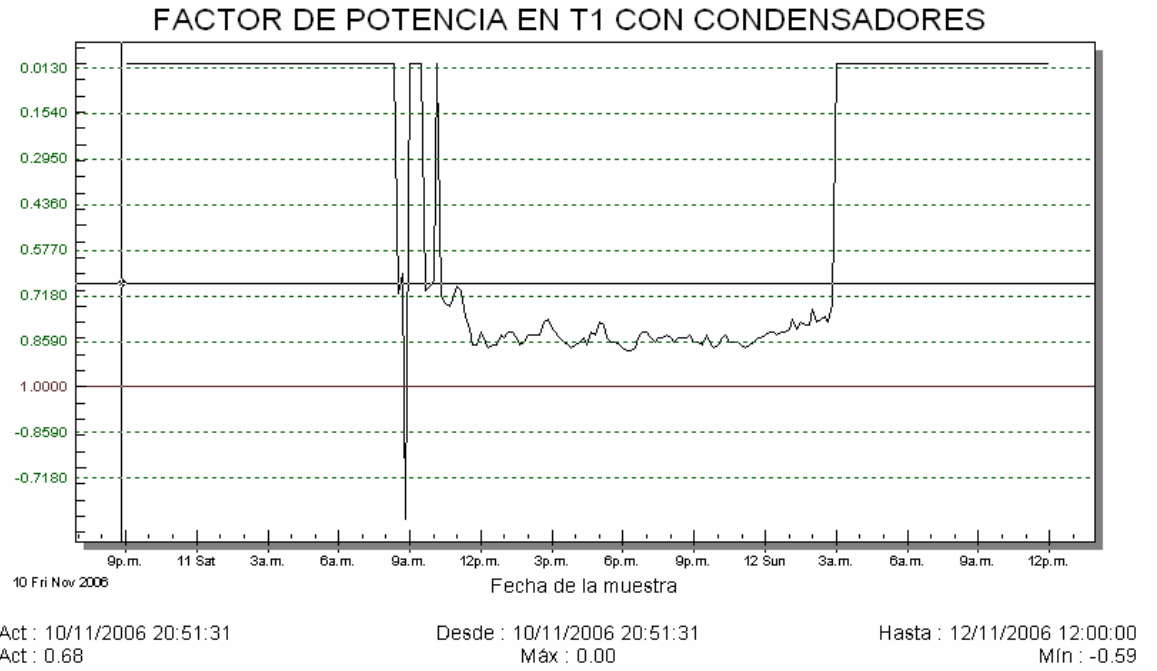
Figura 48. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en T-1 con condensadores



Fuente: elaboración propia

Corriente máxima:	143 amperios
Potencia Activa máxima:	52.399 KW
Potencia reactiva máxima:	6.346 KVAR

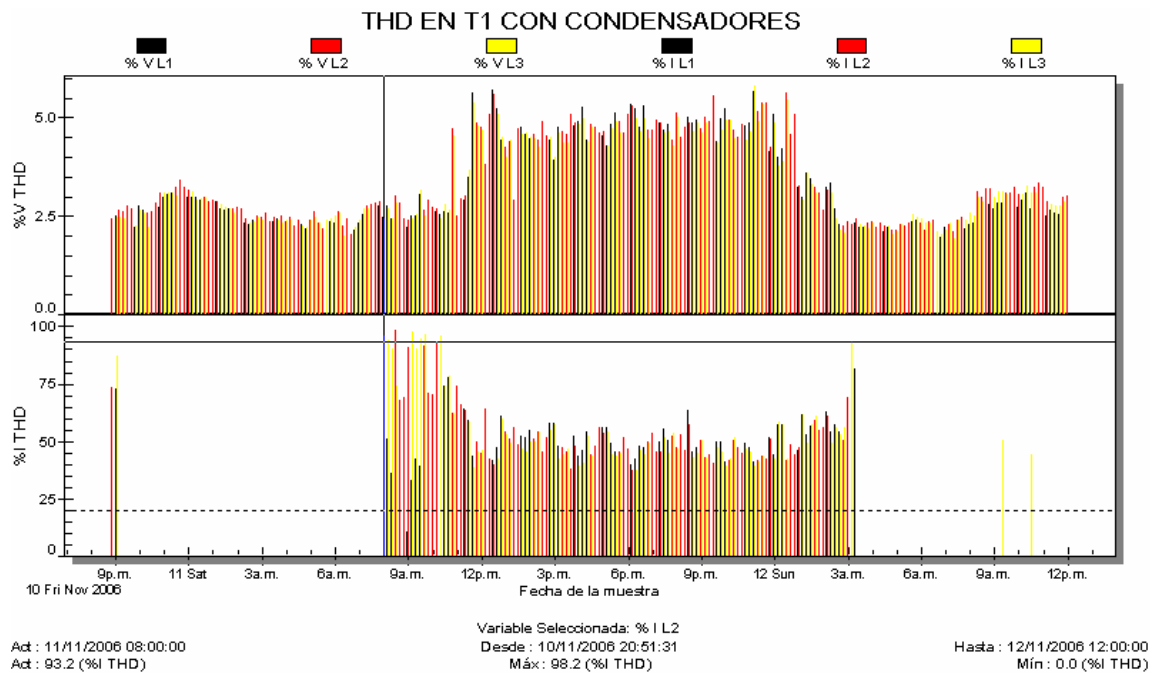
Figura 49. Factor de potencia en T-1 con condensadores



Fuente: elaboración propia

El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.87 y 0.80

Figura 50. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en T-1 con condensadores



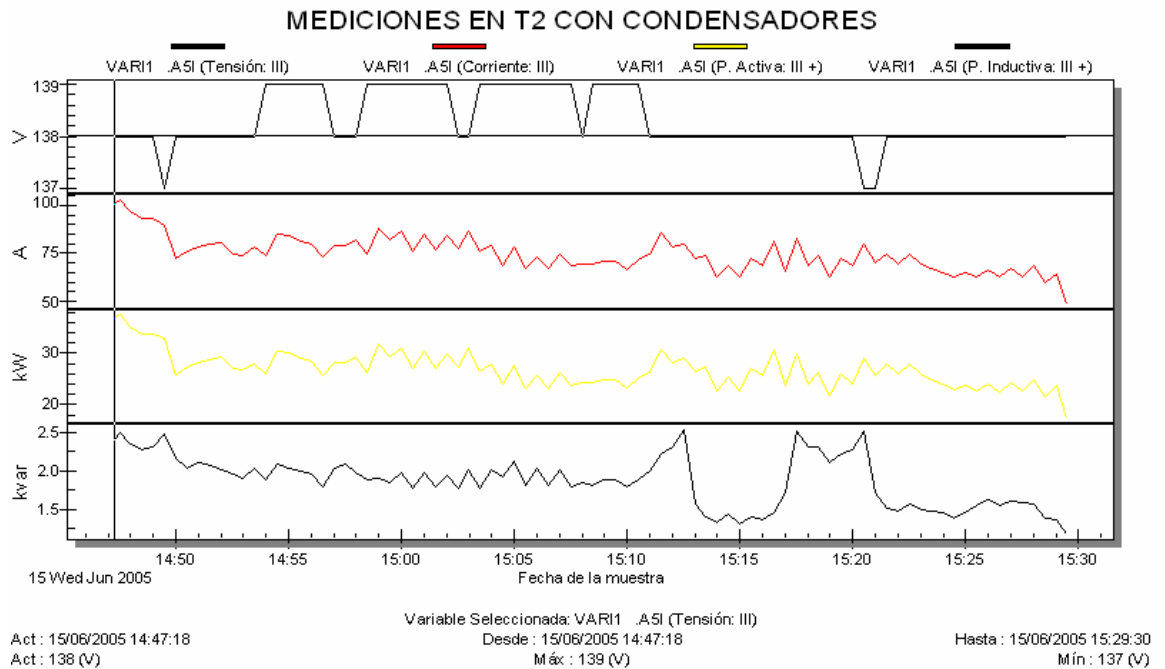
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, hay un pico de 98% a las 8:50 y se mantiene en 45%

Y el THD de corriente oscila entre 2.5% y 5.5%

MEDICIONES EN T2 CON CONDENSADORES

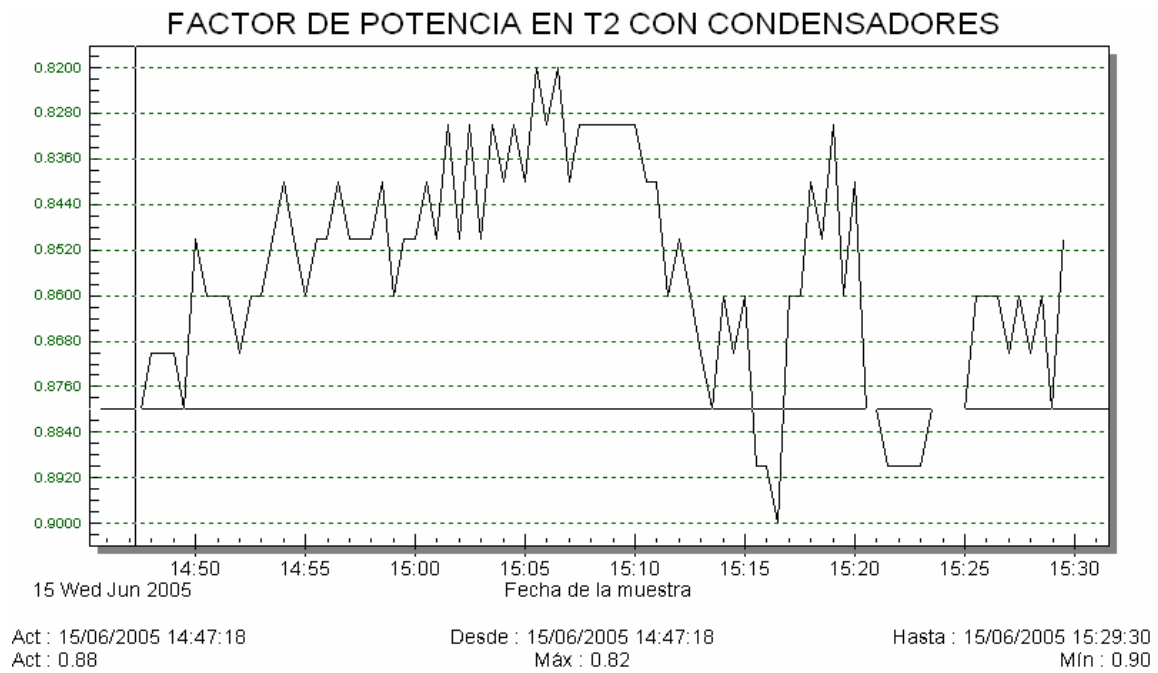
Figura 51. Voltaje corriente, potencia activa y potencia reactiva en T-2 con condensadores



Fuente: elaboración propia

Corriente máxima:	102.783 amperios
Potencia Activa máxima:	37.630 KW
Potencia reactiva máxima:	2.534 KVAr

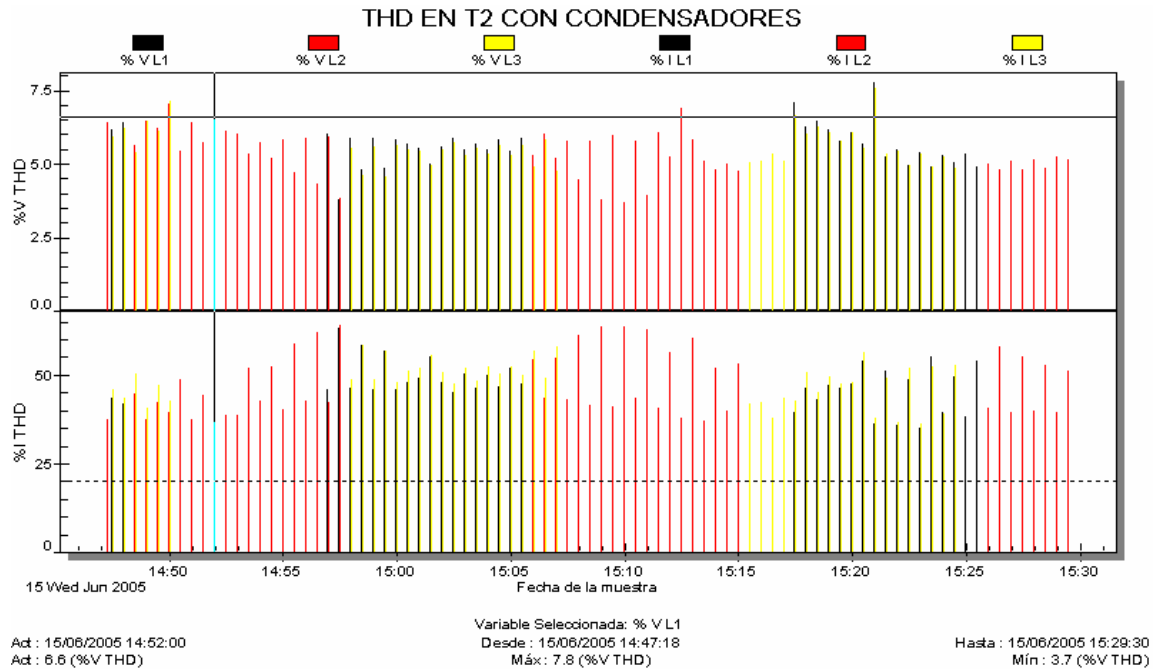
Figura 52. Factor de potencia en T-2 con condensadores



Fuente: elaboración propia

El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.82 y 0.90

Figura 53. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en T-2 con condensadores



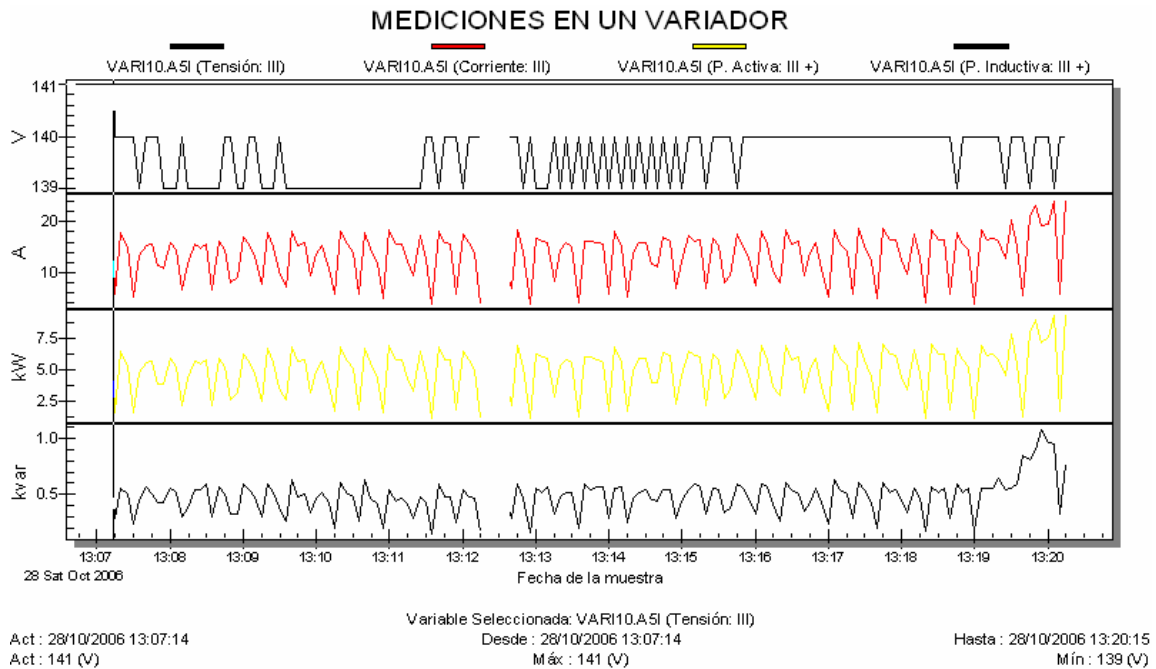
Fuente: elaboración propia

La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, se mantiene entre 48% y 58%

Y el THD de corriente oscila entre 5% y 7.5%

MEDICIONES EN UN VARIADOR

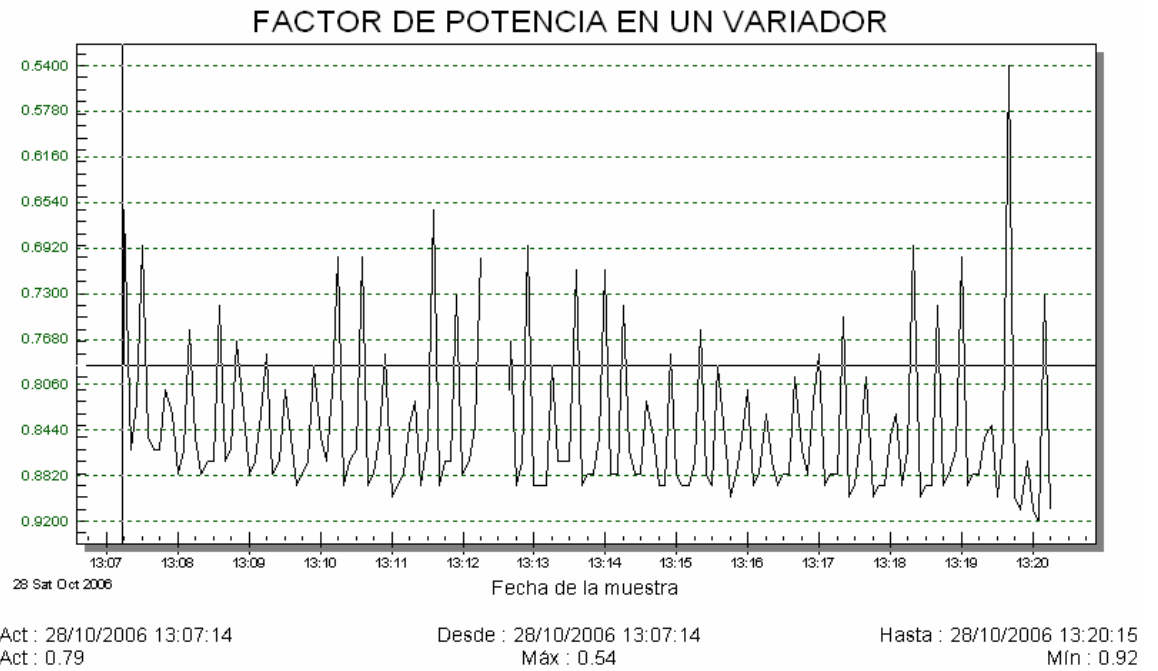
Figura 54. Voltaje, corriente, potencia activa y potencia reactiva en un variador



Fuente: elaboración propia

Corriente máxima:	24.268 amperios
Potencia activa máxima:	9.433 KW
Potencia reactiva máxima:	1.074 KVAR

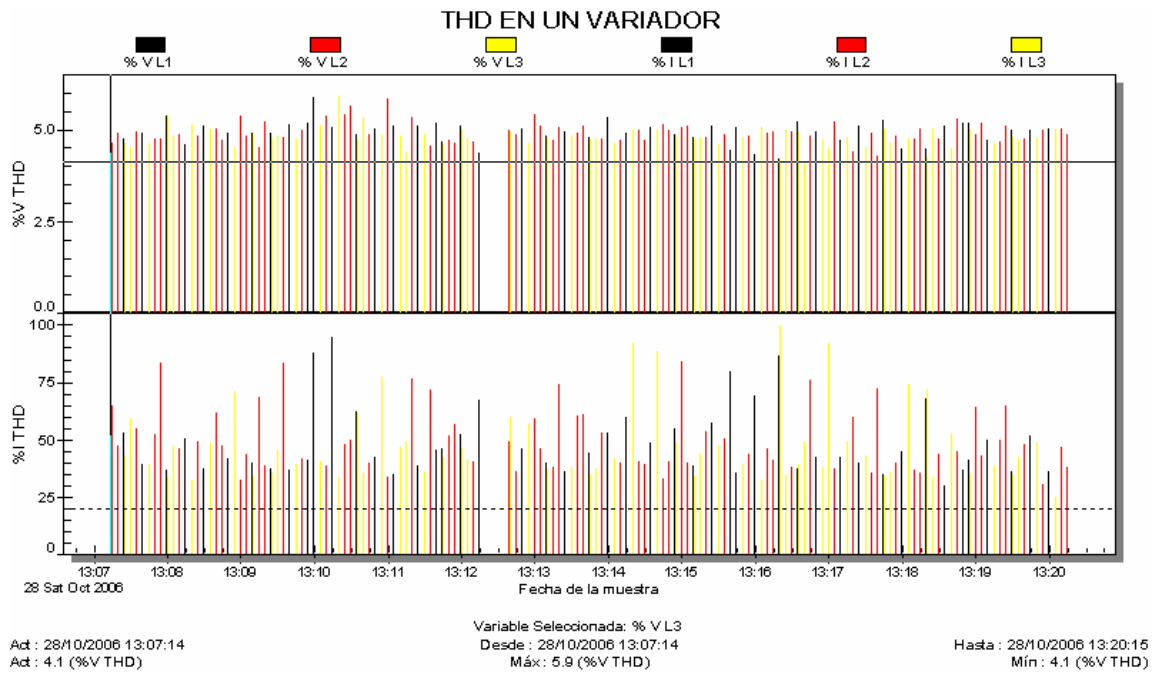
Figura 55. Factor de potencia en un variador



Fuente: elaboración propia

El factor de potencia durante el período de carga se mantiene entre 0.66 y 0.90

Figura 56. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente en un variador



Fuente: elaboración propia

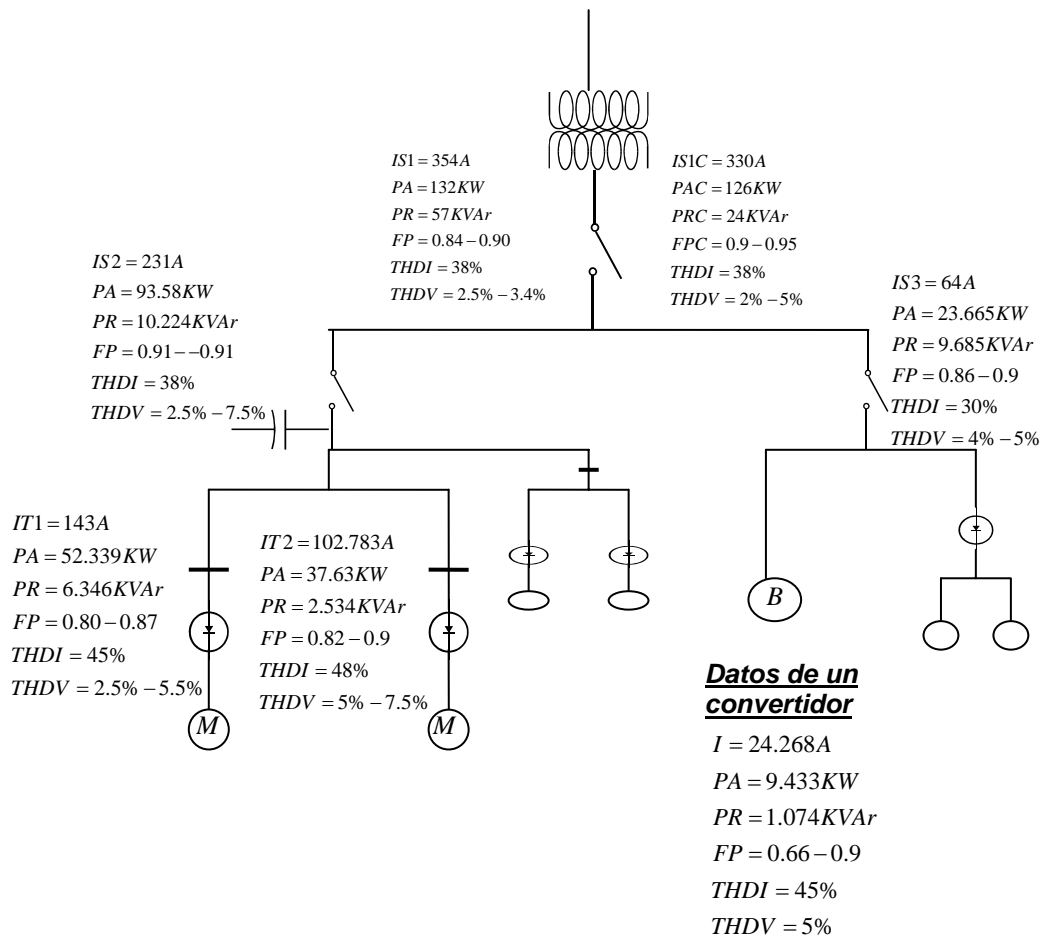
La línea punteada en la gráfica de corriente está al 20% que es el límite de las normas guatemaltecas, hay un pico de 98% y se mantiene en 45%

Y el THD de voltaje se mantiene estable en un 5%

RESUMEN DE RESULTADOS

A continuación se presenta el diagrama unifilar nuevamente con un resumen de los resultados de las mediciones:

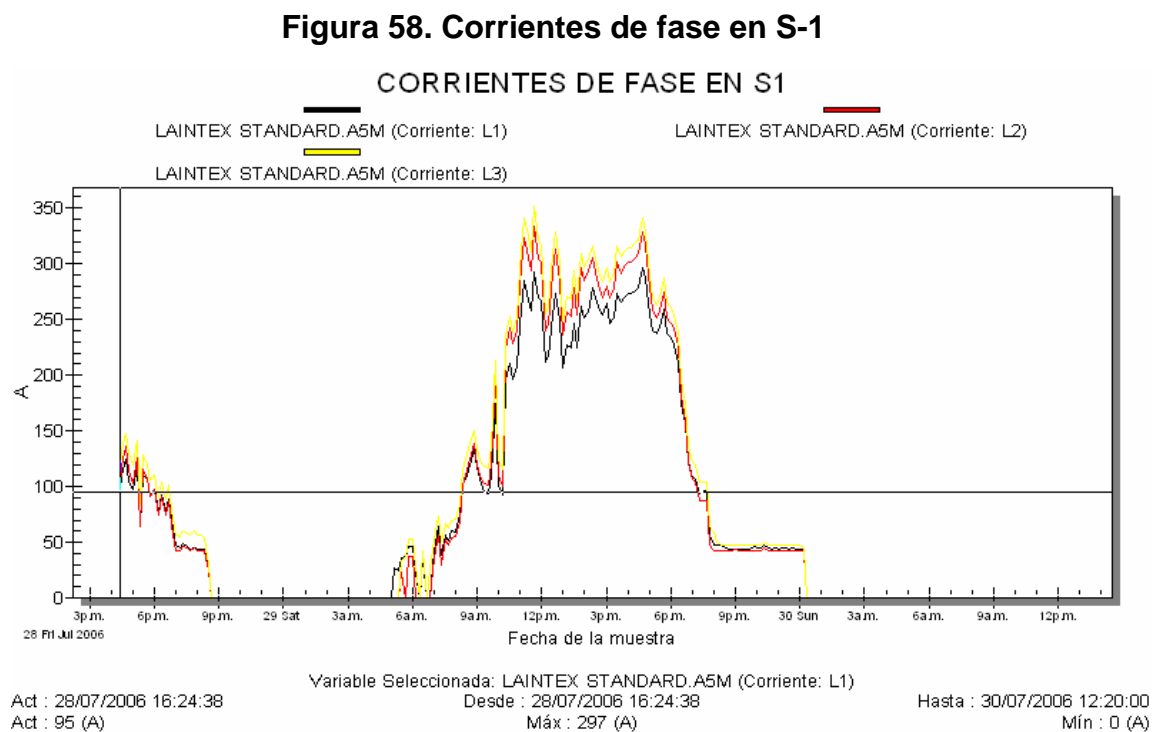
Figura 57. Diagrama unifilar de LAINTEX con los resultados de las mediciones



Fuente: elaboración propia

7 ANÁLISIS DE RESULTADOS [6]

Como primer punto veamos una gráfica de las corrientes de fase tomada en el interruptor S_1 :



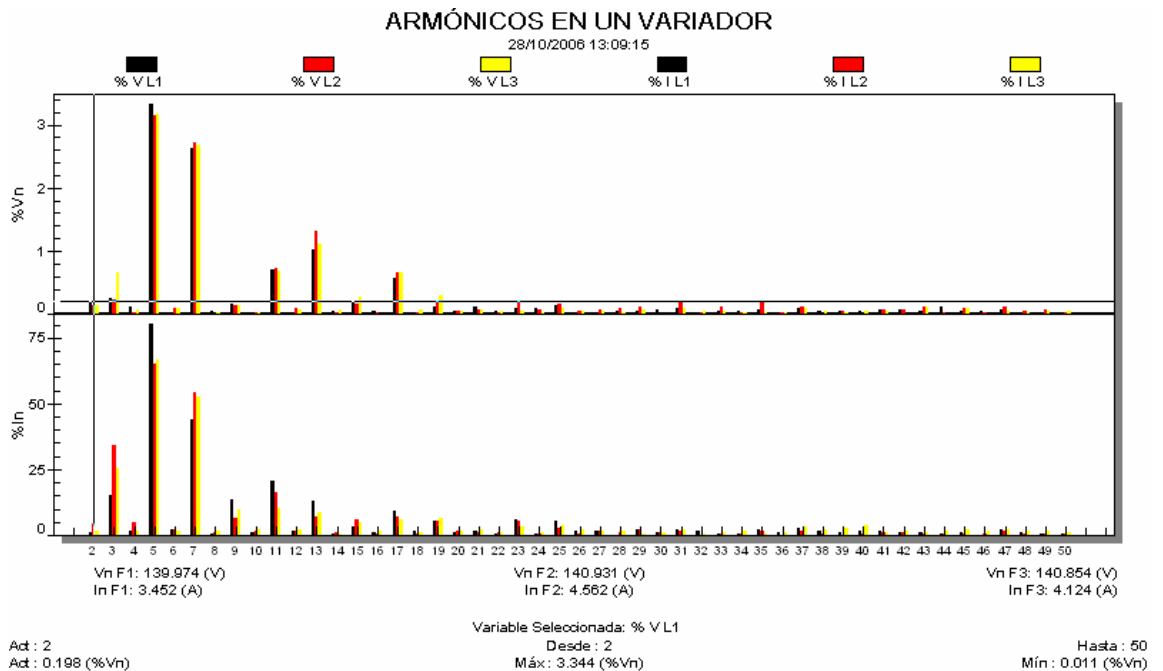
Fuente: elaboración propia

Puede comprobarse que el sistema puede considerarse balanceado, por lo que todo el análisis que se desarrolló en el presente trabajo es aplicable.

Puede apreciarse que en este momento el variador presenta un THDI promedio en las tres fases de 68.7% y un THDV promedio de 4.5%.

Por la simetría que presenta la forma de onda de corriente (onda alternada, apartado 1.16), es de esperarse que el espectro de armónicas sea solo de orden impar, veamos ahora el espectro de armónicas obtenido en el mismo instante de la gráfica anterior:

Figura 60. Espectro discreto de armónicas en un variador



Fuente: elaboración propia

Como era de esperarse el espectro contiene solo armónicos de orden impar y es el 5º armónico el más significativo.

En total tenemos 24 variadores como el descrito anteriormente, se tienen 11 de estos variadores cargados al tablero T1 y 10 de los mismos variadores cargados al tablero T2, estos son los dos puntos de la red en donde se está generando la mayor cantidad de corrientes armónicas, superponiéndose los efectos de cada uno de los variadores antes descritos.

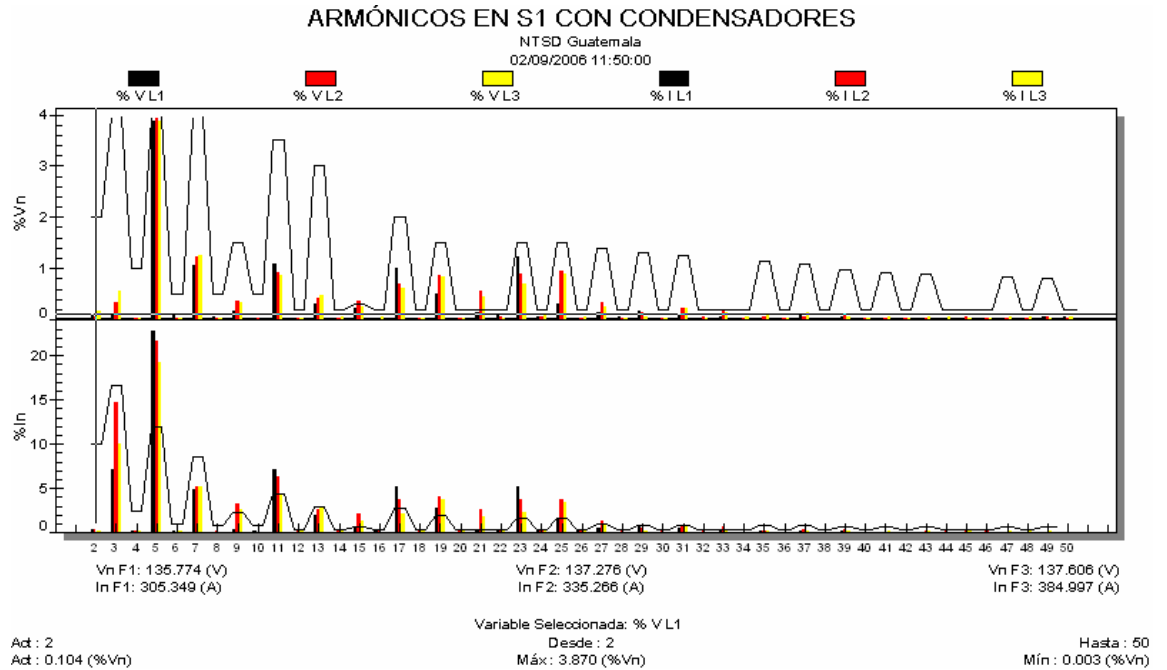
Analizando la figura 36 vemos que en el interruptor S1 tenemos un THDI de 38% con el banco de condensadores en operación y se mantuvo en el mismo valor al sacar de operación el mismo. Con el THDV si hubo un leve incremento al poner en operación el banco de condensadores, aumento de 3.4% a 5%. Recordemos del apartado 1.19 que los factores de distorsión son una medida del alejamiento de la forma de una función periódica cualquiera con respecto a otra con forma de onda senoidal pura.

Es importante notar que la potencia activa máxima en la medición con condensadores fue de 126KW y en la medición sin condensadores fue de 132KW.

Veamos ahora el espectro de armónicos en el interruptor S1 con condensadores y sin condensadores.

En la medición con condensadores la máxima demanda ocurrió a las 11:50, registrándose en ese momento 126 kw, 24 KVAr y 480 Amperios, el espectro armónico registrado en ese instante es el siguiente:

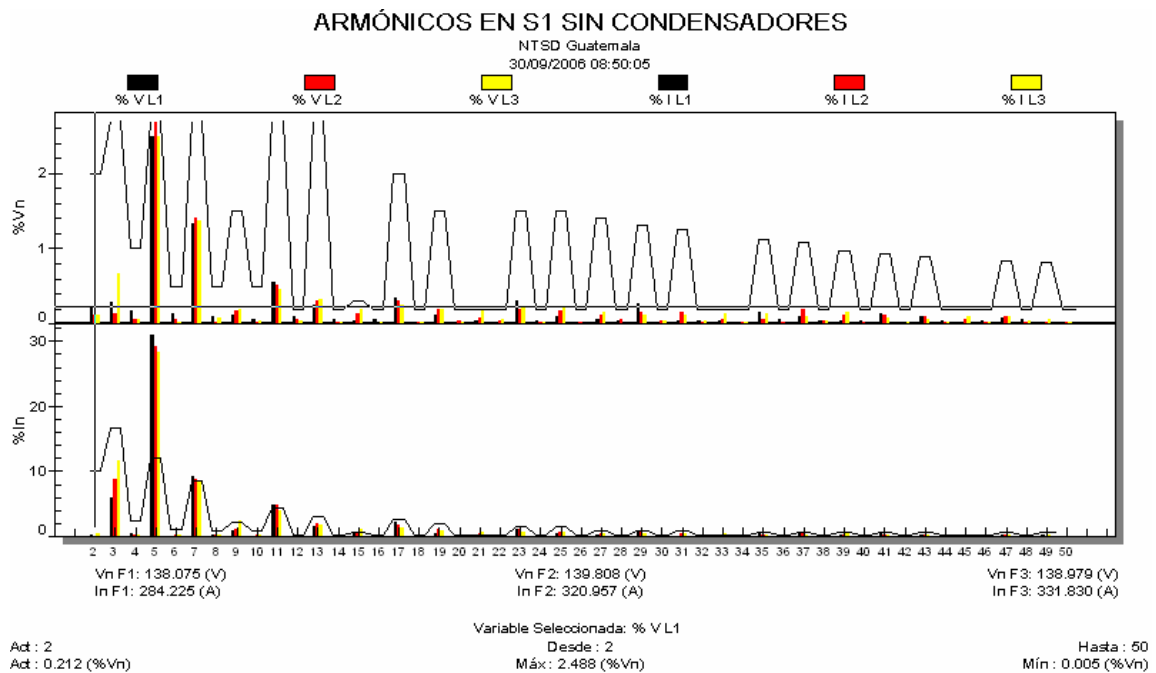
Figura 61. Espectro discreto de armónicos en S-1 con condensadores



Fuente: elaboración propia

En la medición sin condensadores la máxima demanda ocurrió a la 8:50 registrándose en ese momento 132 KW, 57 KVAR y 528 Amperios, el espectro armónico registrado en ese instante es el siguiente:

Figura 62. Espectro discreto de armónicos en S-1 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

Con estas dos gráficas queda demostrado que es la 5ª armónica de corriente la más significativa, en el caso con condensadores en el instante que muestra la gráfica llegó al 26% de la corriente fundamental, que en el mismo instante equivale a 124.8 amperios, recordemos del análisis teórico (apartado 1.18), que esta es corriente fluctuante y que al estar desfasadas de la corriente fundamental no realiza trabajo efectivo y circula por toda la red.

El comportamiento de los desfases de los armónicos (corriente y voltaje) es complejo, el equipo que se utilizó para las mediciones registró la magnitud en porcentaje de la fundamental y el ángulo de fase también en relación a la fundamental de los armónicos hasta el orden 50, el despliegue de los resultados es muy extenso y es prácticamente imposible presentarlos en este trabajo, a continuación se muestra una porción de los registros de la corriente de la fase uno, con sus respectivos ángulos de fase, de la medición en S1 con condensadores en el instante de la medición que se muestra en la gráfica 25:

Tabla II . Ángulos de fase del 5º y del 7º armónico de la fase 1

Tiempo	I1_Armonico_5	I1_Desfase (°)_5	I1_Armonico_7	I1_Desfase (°)_7
09:20:00	27.64	117.7	7.03	246.5
09:30:00	29.406	145	11.662	307.5
09:40:00	27.133	146.1	8.289	299.6
09:50:00	25.643	126.8	11.795	291
10:00:00	29.041	95.6	9.844	234.5
10:10:00	28.928	103.5	7.618	217
10:20:00	23.736	149.5	6.629	304.1
10:30:00	26.454	136.5	6.184	265.9
10:40:00	25.627	111.8	5.327	211.7
10:50:00	27.665	173.3	10.508	343.3
11:00:00	25.181	119.1	7.317	255.1
11:10:00	24.172	154.6	9.091	322.3
11:20:00	24.216	135.4	8.042	288.7
11:30:00	27.291	120	8.548	260.3
11:40:00	27.391	122.9	8.485	269
11:50:00	22.864	158.6	4.866	282.3
12:00:00	21.598	148.1	5.854	291.2

Fuente: elaboración propia

Puede apreciarse el comportamiento del ángulo de fase de la 5ª y 7ª armónica de corriente en la fase 1. Un análisis más detallado de los desfases de las armónicas escapa al alcance de este trabajo.

7.1 Cálculo del factor de potencia verdadero

Recordemos del apartado 3.1 que el factor de potencia verdadero en una red con corrientes armónicas viene dado por la ecuación:

$$f.d.p.v. = \frac{P}{V_{1ev} \cdot I_{1ev}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

El primer término de la igualdad es el factor de potencia de desplazamiento, a frecuencia fundamental y además es este el que miden los contadores de las empresas comercializadoras de energía, el segundo término de la igualdad es el factor de potencia de distorsión y es el debido a las corrientes armónicas.

En el caso que se analiza el medidor está del lado de alta tensión del transformador de suministro y el factor de potencia promedio registrado en los tres últimos meses es de 0.9754, tomaremos para el cálculo los valores de THDV y de THDI medidos en el interruptor S1 con condensadores los cuales fueron THDV=5% y THDI=38%, por lo que el factor de potencia verdadero es de:

$$f.d.p.v. = 0.9754 \times 0.9336$$

$$f.d.p.v. = 0.9107$$

Por lo que al tomar en cuenta el factor de potencia de distorsión en el cálculo resulta que en realidad la instalación está siendo un 6.47% menos eficiente de lo que registra la empresa comercializadora.

7.2 Cálculo de la corriente en los condensadores

Durante todo el período de mediciones se pudo observar que el banco de condensadores instalado únicamente pone en operación cuatro de las cinco etapas, siendo las cuatro de 8.99 KVAr cada una, lo que nos da un total de 35.96 KVAr. La corriente en los condensadores a frecuencia fundamental viene dada por la ecuación:

$$I_C = \frac{KVAr}{\sqrt{3} \cdot V_L}$$
$$I_C = 85.50 \text{ Amperios}$$

Durante la medición con condensadores se midieron 112 Amperios, lo que significa una sobrecorriente de 130%, la cual es debido a la distorsión armónica.

Esta sobrecorriente sostenida en los condensadores está provocando el envejecimiento prematuro del dieléctrico de los mismos.

7.3 Cálculo de las frecuencias de resonancia actuales

En el apartado 4.2 se trato extensivamente el efecto de la resonancia armónica y se determinó, después de suposiciones razonables para sistemas industriales que el orden del armónico al que ocurrirá la resonancia es función de la potencia del transformador de suministro y de la potencia reactiva de los condensadores o de la capacidad de corto circuito del sistema, de el análisis hecho en ese apartado tenemos que el orden armónico al que ocurrirá la resonancia viene dado por la ecuación:

$$h_{res} = \sqrt{\frac{CCS}{Q_C}} = \sqrt{\frac{S_{nomT}}{Q_C X_{SPU}}}$$

Donde S_{nomT} = potencia nominal del transformador de servicio.
 Q_C = potencia reactiva del banco de condensadores, para el caso que analizamos tenemos 4 posibles.
 X_{SPU} = es la reactancia del transformador en valores p.u.
 CCS = capacidad de corto circuito en MVA.

Para el caso que analizamos $S_{nomT} = 225$ KVA, Q_C puede tener 5 valores 41.34 KVAR, 35.96 KVAR, 26.97 KVAR, 17.98 KVAR y 8.99 KVAR que son los valores de las etapas del banco de condensadores y $X_{SPU} = 0.07$ que es la reactancia del transformador de suministro. De donde el orden de las frecuencias de resonancia son:

$h_{res1} = 8.82$	$f_{res1} = 529.2Hz$
$h_{res2} = 9.45$	$f_{res2} = 567Hz$
$h_{res3} = 10.91$	$f_{res3} = 654.6Hz$
$h_{res4} = 13.37$	$f_{res4} = 802.2Hz$
$h_{res5} = 18.9$	$f_{res5} = 1134Hz$

Todos valores suficientemente lejos de $h = 5$ (300Hz) que es el orden de la armónica predominante en el sistema.

8 NORMAS APLICABLES [1][5]

Para especificar medidas correctivas adecuadas, que representen una relación balanceada costo/beneficio, es preciso establecer criterios prácticos sobre los niveles de distorsión permisibles tanto en el sistema de potencia de la planta industrial, como en los límites de distorsión armónica que pueden fluir en líneas de transmisión y distribución de una compañía eléctrica suministradora.

Resulta especialmente delicado establecer un criterio que normalice la relación usuario/compañía suministradora, ya que esta última tiene derecho a pedirle al usuario que trate de no contaminar su sistema de transmisión y distribución y el usuario también tiene derecho a pedir el suministro con la menor contaminación posible.

Para lograr estos fines existe ya una normalización avanzada a nivel mundial, aunque aún en vías de evolución.

Pueden mencionarse como ejemplo las siguientes:

- IEC 36.05 (EUROPA)
- DIN 57160 (ALEMANIA)
- G 5/3 (INGLATERRA)
- AS 2279 (AUSTRALIA)
- IEEE 519 (USA)
- NTSD (GUATEMALA)

En el presente trabajo nos interesa analizar la normalización vista desde el punto de vista del usuario y haremos una comparación de la IEEE 519 y las NTSD guatemaltecas.

La norma IEEE 519 plantea los siguientes límites:

Tabla III. Límites en la distorsión de la corriente según IEEE 519 para condiciones con duración superior a una hora. Para períodos más cortos el límite aumenta un 50%.

Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes entre 120 - 69,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes entre 69,000 - 161,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
Límites de Corriente Armónica para Carga no lineal en el Punto Común de acoplamiento con Otras Cargas, para voltajes > 161,000 volts.						
Máxima Distorsión Armónica Impar de la Corriente, en % del Armónico fundamental						
ISC/IL	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<50	2.0	1.0	0.75	0.30	0.15	2.5
50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Los armónicos pares se limitan al 25% de los límites de los armónicos impares mostrados anteriormente						
* Todo equipo de generación se limita a estos valores independientemente del valor de Isc/Il que presente						
Donde ISC = corriente Máxima de cortocircuito en el punto de acoplamiento común.						
IL = Máxima demanda de la corriente de carga (a frecuencia fundamental) en el punto de acoplamiento común.						
TDD = Distorsión total de la demanda (RSS) en % de la demanda máxima .						

Fuente: armonicos y IEEE519

A continuación se presentan los límites planteados por las Normas Técnicas del Servicio de Distribución (NTSD) guatemaltecas:

Tabla IV. Límites y tolerancias para la distorsión armónica de corriente según las NTSD guatemaltecas

ORDEN DE LA ARMÓNICA (n)	P ≤ 10 kW V ≤ 1kV	P >10Kw 1kV < V ≤ 60kV	P >50kW v >60kV
	INTENSIDAD ARMÓNICA MÁXIMA (AMP)	DISTORSIÓN ARMÓNICA INDIVIDUAL DE CORRIENTE DAII, EN %	
IMPARES NO MÚLTIPLOS DE 3			
5	2.28	12.0	6.0
7	1.54	8.5	5.1
11	0.66	4.3	2.9
13	0.42	3.0	2.2
17	0.26	2.7	1.8
19	0.24	1.9	1.7
23	0.20	1.6	1.1
25	0.18	1.6	1.1
> 25	4.5/n	0.2 + 0.8*25/n	0.4
IMPARES MÚLTIPLOS DE 3			
3	4.60	16.6	7.5
9	0.80	2.2	2.2
15	0.30	0.6	0.8
21	0.21	0.4	0.4
> 21	4.5/n	0.3	0.4
PARES			
2	2.16	10.0	10.0
4	0.86	2.5	3.8
6	0.60	1.0	1.5
8	0.46	0.8	0.5
10	0.37	0.8	0.5
12	0.31	0.4	0.5
> 12	3.68/n	0.3	0.5
DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL DE CORRIENTE DATI, EN %	--	20	12

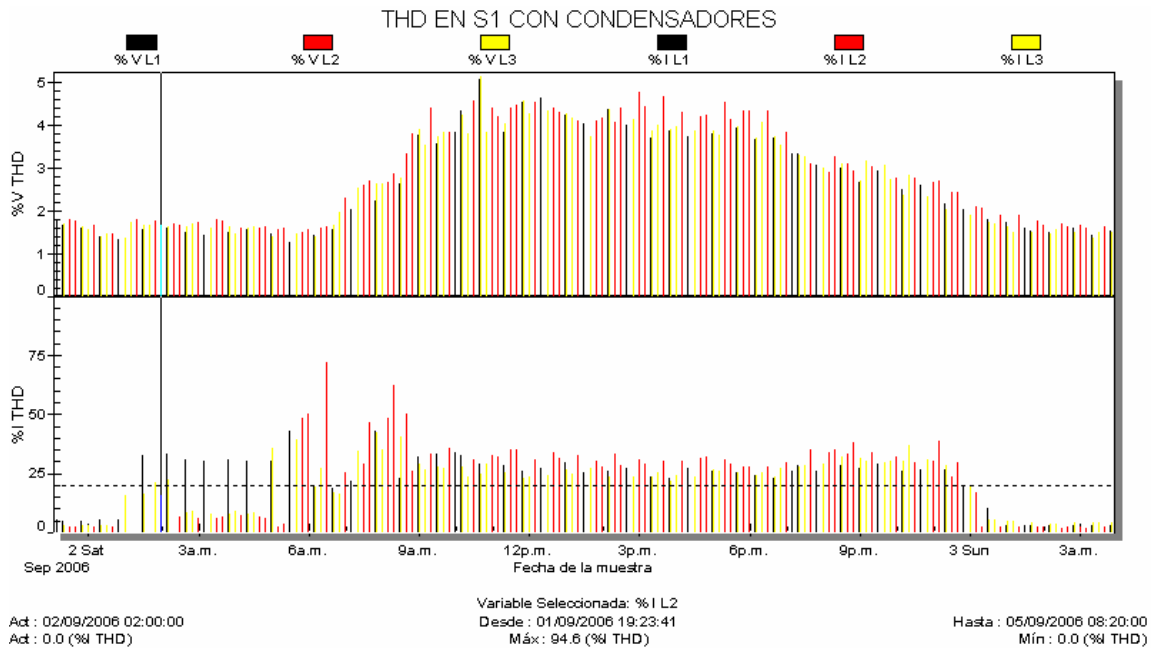
Fuente: CNEE. NTSD

Para la distorsión armónica de corriente, las normas IEEE 519 establecen los límites por orden de armónica según el tamaño de carga del usuario, mediante la relación de corto circuito y el nivel de tensión al que éste encuentra conectado. En las NTSD los límites se establecen según el nivel de tensión, e incluyen adicionalmente límites a la intensidad armónica según el orden de la misma. En general las NTSD son más tolerantes en cuanto a los índices de distorsión armónica de voltaje y de corriente, siendo las NTSD más específicas en relación a cada armónico.

Desde la perspectiva del usuario lo que significan estos índices es una limitación sobre la cantidad de corriente armónica que un usuario puede inyectar en la red de distribución eléctrica.

En la gráfica siguiente se muestra la medición de THD tanto de voltaje como de corriente, con el banco de condensadores en operación, en el interruptor S1 y superpusimos los índices que plantean las NTSD:

Figura 63. Distorsión armónica total de voltaje y de corriente medidas en S-1



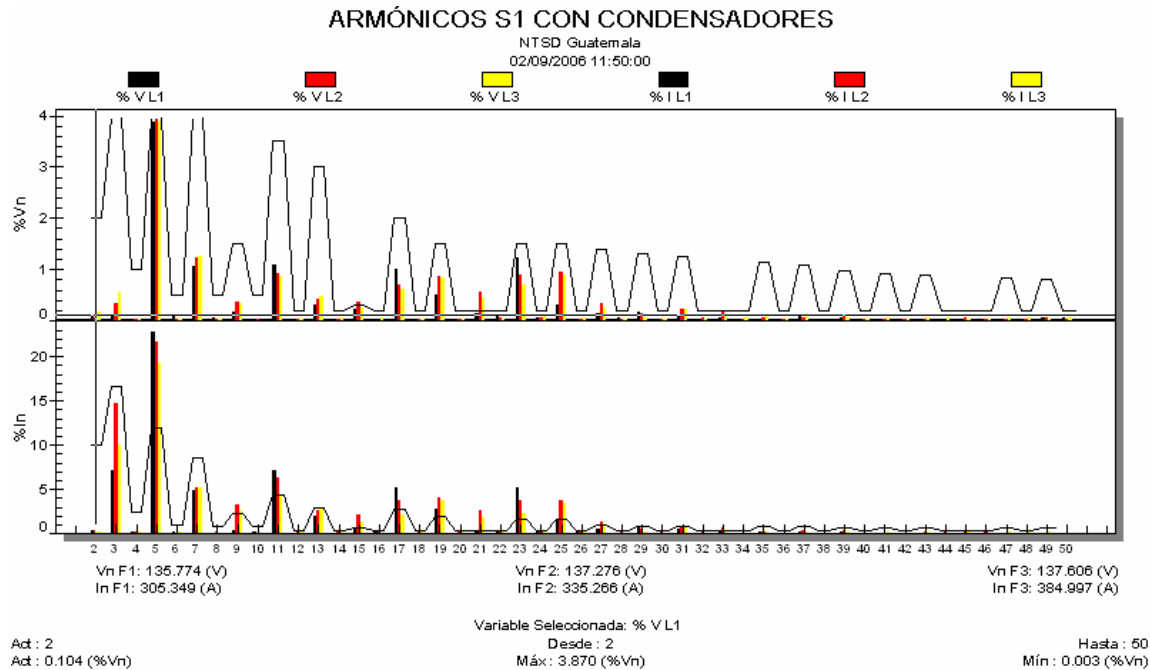
Fuente: elaboración propia

En cuanto al THDV las NTSD plantean un índice del 8% para el caso de la planta que se analiza en el presente trabajo, por lo que estamos dentro de la banda permitida.

El límite de THDI que plantean las NTSD para la planta es del 20%, en la gráfica anterior aparece superpuesta la línea punteada que marca este valor, podemos observar, que durante todo el ciclo de trabajo se excedió este límite, por lo que estaríamos expuestos a sanciones.

Veamos ahora el espectro discreto de armónicos en el mismo punto, se muestra el instante de las 11:50 que fue el instante de máxima demanda:

Figura 64. Espectro discreto de armónicos en S-1 con condensadores



Fuente: elaboración propia

La línea superpuesta en ambos espectros demarca los límites que plantean las NTSD tanto para los armónicos de voltaje como para los armónicos de corriente; como era de esperarse en relación a los índices individuales de voltaje no se transgrede ninguno, en relación al espectro de corrientes armónicas, puede apreciarse en el instante que se muestra en la gráfica que se exceden los límites de varias armónicas (5^a, 9^a, 15^a, 17^a, 19^a, 21^a, 23^a, 25^a y 27^a). Puede apreciarse claramente que la violación más significativa ocurre en la 5^a armónica, al hacer un análisis de todas las capturas hechas por el analizador de redes, que resulta prácticamente imposible incluir en este trabajo, durante todo el período de carga, es fácil comprobar que el problema se mantiene únicamente con la 5^a armónica, debido a la variabilidad de la carga, todas las demás armónicas hay períodos que entran en la banda permitida.

En conclusión, en cuanto a los índices que plantean tanto las NTSD como la IEEE 519 la planta que se analiza en el presente trabajo está en la zona de penalizaciones.

Es importante remarcar el hecho de que la normativa guatemalteca en este aspecto esta todavía en un período de análisis y discusión, de hecho la resolución 53-2003 de la Comisión Nacional de Energía Eléctrica de Guatemala (CNEE), plantea una extensión del período de implementación de la normativa en relación a la incidencia tanto del distribuidor como del usuario en cuanto a la distorsión armónica.

Colocándolos nuevamente desde la perspectiva del usuario, independientemente de las sanciones, las normas pueden ser interpretadas como índices mínimos para lograr un uso eficiente de la potencia. En el presente trabajo se discutió la incidencia que tiene la contaminación armónica en el factor de potencia de una instalación industrial, entendiéndose que:

$$PF = \frac{\text{Potencia útil}}{\text{Potencia transportada}}$$

Obsérvese que esta definición es más amplia que la clásica definición electrotécnica que equiparaba el factor de potencia al $\cos\phi$ de una instalación.

Dentro de la potencia transportada se incluye cualquier tipo de energía fluctuante; es decir, energía transportada y no utilizada. Concretamente se está hablando de la energía reactiva y la debida a la distorsión armónica. La compensación de estas permitirá mejorar el rendimiento en la propia instalación industrial y hacer un uso más racional de los medios de generación y transporte.

9 ELECCIÓN DEL MÉTODO DE FILTRADO [6][7]

Los dos tipos de filtro analizados en el capítulo 5 tienen características similares de topología, la gran diferencia es el criterio de cálculo de sus elementos.

La característica que diferencia al filtro de rechazo (desintonizado) del de absorción (sintonizado), es precisamente la forma de manejar la frecuencia de resonancia de la red donde será instalado. El objetivo principal del filtro de rechazo es evitar la amplificación de armónicos causada por las resonancias entre el transformador y los condensadores para evitar sobrecargas en las baterías de condensadores. Se les llama desintonizados porque el inductor se calcula a un valor menor del orden armónico de la resonancia del sistema. En realidad debería utilizarse un filtro de rechazo en lugar de una batería de condensadores convencional, siempre que el THD de la tensión de la red supere 2.5% a 3%. Como se vio en el apartado anterior, las frecuencias de resonancia, en el sistema que se analiza, están lejos de la 5ª armónica por lo que en el sistema no hay amplificaciones de corriente, hecho que se comprueba al comparar las mediciones hechas en el interruptor principal con condensadores y sin condensadores.

En el caso de la planta que se analiza, los variadores se fueron implementando con el banco de condensadores ya en operación, hasta llegar al estado actual de flujos de energía, esta es una práctica común en la industria en general.

Por otro lado, la característica principal de los filtros de absorción es derivar una parte importante de la corriente de armónicos generada por una determinada carga hacia el filtro, de forma que esta no vaya hacia la red y no afecte a otras cargas vecinas además de influir en el factor de potencia verdadero de la instalación. Se les llama sintonizados, porque el inductor del filtro se calcula de tal forma que la frecuencia del filtro coincida con la frecuencia o las frecuencias que se desean sacar de circulación.

En el caso que se analiza tenemos dos puntos críticos en la red donde se están generando los armónicos: El tablero T1 que tiene cargados 11 variadores de 11 kw cada uno y el tablero T2 que tiene cargados 10 variadores de 11 kw cada uno.

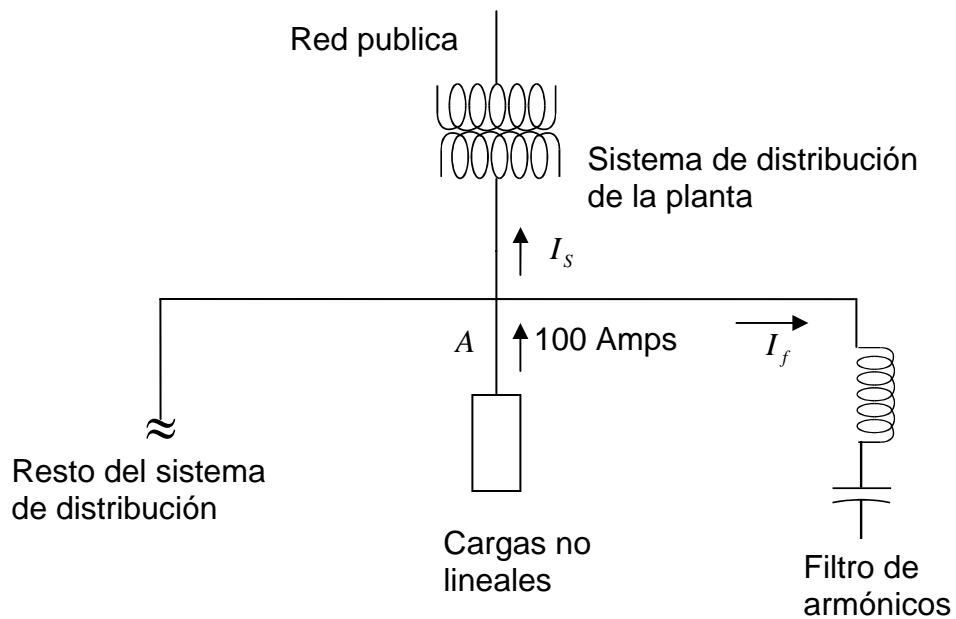
Con el propósito de mejorar el factor de potencia verdadero el objetivo será tratar de llegar a los límites que plantean las normas técnicas del servicio de distribución guatemaltecas.

En general cuando se va a diseñar un filtro de armónicos la pregunta más importante es ¿a que frecuencia u orden armónico se va sintonizar el mismo? Es decir 4.2 (desintonizado), 4.8 (parcialmente desintonizado) o 5.0 (sintonizado). Para contestar esta pregunta es necesario saber porque va a ser instalado el filtro. Generalmente los filtros son instalados para alcanzar uno de los siguientes objetivos:

1. capacitores son requeridos para mejorar el factor de potencia y es posible que se de una interacción entre el banco de capacitores y el resto de la instalación.
2. se excedieron los limites que plantea la normativa local y el filtro es requerido para reducirlos.

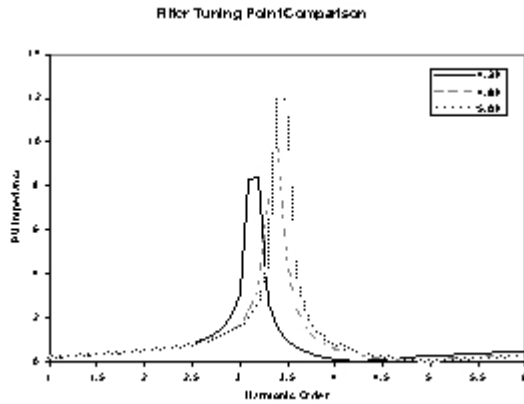
- una combinación de 1 y 2, según la cual: capacitores son necesarios para mejorar el factor de potencia y los límites permitidos por las normas fueron excedidos.

Figura 65. Diagrama unifilar de una instalación industrial típica con un filtro de armónicos



Fuente: elaboración propia

Figura 66. Respuesta en frecuencia típica de filtros de armónicos

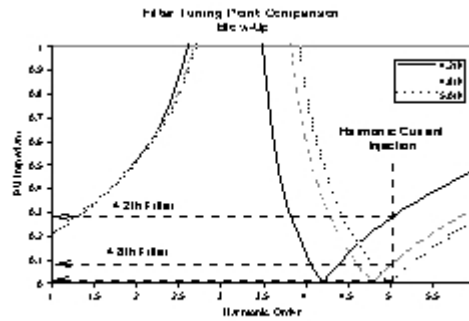


Fuente: NEPSI. www.nepsi.com

La figura 66 muestra la respuesta típica de frecuencia de filtros de armónicos sintonizados a 4.2°, 4.8° y 5° orden, cuando el filtro es colocado en la posición que muestra la figura 65.

La figura 66 muestra la impedancia aparente como una función de la frecuencia como la vería una corriente inyectada en el punto A de la figura 65. Esta corriente se comporta como una fuente de corriente y es producida en la carga no lineal, la figura 66 muestra como el punto de sintonía afecta la impedancia aparente, principalmente en el área de sintonización cerca del 5 armónico. Un acercamiento del área de sintonía se muestra en la figura 67.

Figura 67. Acercamiento de la figura 66



Fuente: NEPSI. www.nepsi.com

Esta gráfica es importante porque nos da una indicación de las características del filtro y como este interactúa con el sistema donde fue instalado. Por ejemplo, el orden de sintonía del filtro es determinado por la impedancia mínima (notch). Además, el punto de antiresonancia, que siempre existe por debajo del punto de sintonía, también puede ser determinado en dicha gráfica. El punto de antiresonancia siempre existe por debajo del punto de sintonía de un filtro y armónicos significativos a esa frecuencia deben ser evitados. Cuando se instalan filtros con sintonía por debajo del orden 4.2 hay que tener especial cuidado con las resonancias cerca del tercer armónico.

Hablando en sentido práctico, se puede afirmar que una corriente de 1 por unidad inyectada en un impedancia de 1 por unidad produce un voltaje de 1 por unidad. Observando la figura 67, una corriente de 1 por unidad del quinto armónico inyectada dentro del sistema produce los voltajes mostrados en el eje de las ordenadas de la figura 67.

Es decir, el filtro de 4.2 orden produce un voltaje armónico de 5 orden de 0.275 por unidad; el filtro de 4.8 orden produce un voltaje armónico de 5 orden de 0.072 por unidad y el filtro de 5 orden produce un voltaje armónico de 5 orden de 0.006 por unidad.

Con respecto al filtrado, el filtro de 5 orden es el más eficiente de los tres, es decir genera el voltaje armónico mas bajo provocado por la inyección de la corriente de 1 por unidad.

Derivado del anterior análisis, es evidente que la sintonía tiene un efecto definitivo en el desempeño del filtro y en la interacción de este con el sistema. La pregunta de donde sintonizar, desintonizar o parcialmente desintonizar es una pregunta de costos, objetivo del filtrado y de la interacción negativa con el sistema. Un filtro sintonizado cuesta más que un filtro parcialmente desintonizado, así mismo, un filtro parcialmente desintonizado es más caro que un filtro desintonizado. La causa de la diferencia de costo es debido a los requerimientos de potencia tanto de los capacitores como de los reactores.

Por ejemplo: en la tabla 5 se muestran las corrientes en el filtro para varios puntos de sintonía en un sistema típico como el de la figura 65.

Dicha tabla está basada en una corriente de 100 amperios del 5^o armónico inyectada desde la carga no lineal. Esta corriente puede fluir de regreso a la red pública o hacia el filtro y esto depende de la impedancia de la red y la impedancia del filtro ante el 5^o armónico.

Tabla V. Desempeño de filtros de armónicos

Table 1 - Filter Performance		
Filter Type	Filter Current (amps)	Utility System (amps)
5th	99	1
4.8th	70	30
4.2nd	20	80

Fuente: NEPSI. www.nepsi.com

Como se muestra en la tabla 5, el filtro sintonizado al 5^o armónico absorbe casi toda la corriente y una pequeña parte fluye hacia la red. Como resultado el filtro sintonizado al 5^o armónico requiere una corriente de diseño de 99 amperios. El filtro sintonizado al 4.8^o orden requiere una corriente de diseño de 70 amperios. Y el filtro sintonizado al 4.2^o orden requiere una corriente de diseño de 20 amperios, la red absorberá los restantes 80 amperios. La conclusión aquí es simple, sintonizar el filtro cerca del 5^o armónico requiere mayores corrientes de diseño de los reactores (y de los capacitores), incidiendo esto en el costo del filtro.

La escogencia de la frecuencia de sintonización es cuestión del objetivo del filtro de armónicos y los costos. De toda la discusión anterior podemos concluir lo siguiente:

Filtros desintonizados (sintonía entre 4.0 y 4.4):

Si el filtro de armónicos va a ser utilizado solamente para la corrección del factor de potencia, entonces un filtro desintonizado es la mejor escogencia. El filtro es demasiado pequeño para sacar cualquier armónico presente en la instalación industrial pero permite la instalación de un banco de condensadores grande sin ninguna interacción adversa con el sistema. Los filtros desintonizados son más baratos y confiables que los parcialmente sintonizados y los sintonizados. Debe ser considerada la frecuencia de antiresonancia para asegurarse de que no caiga cerca del tercer armónico.

Filtros parcialmente sintonizados (sintonía entre 4.4 y 4.8):

En algunas situaciones, un filtro (o banco de capacitores) es requerido para mejorar el factor de potencia y al mismo tiempo se excedieron los límites de distorsión que plantean las normas. En esta situación un filtro parcialmente sintonizado es la mejor opción. Un filtro parcialmente sintonizado ofrece menos riesgo y es típicamente más barato que un filtro sintonizado.

Filtros sintonizados (sintonía entre 4.8 y 5.0):

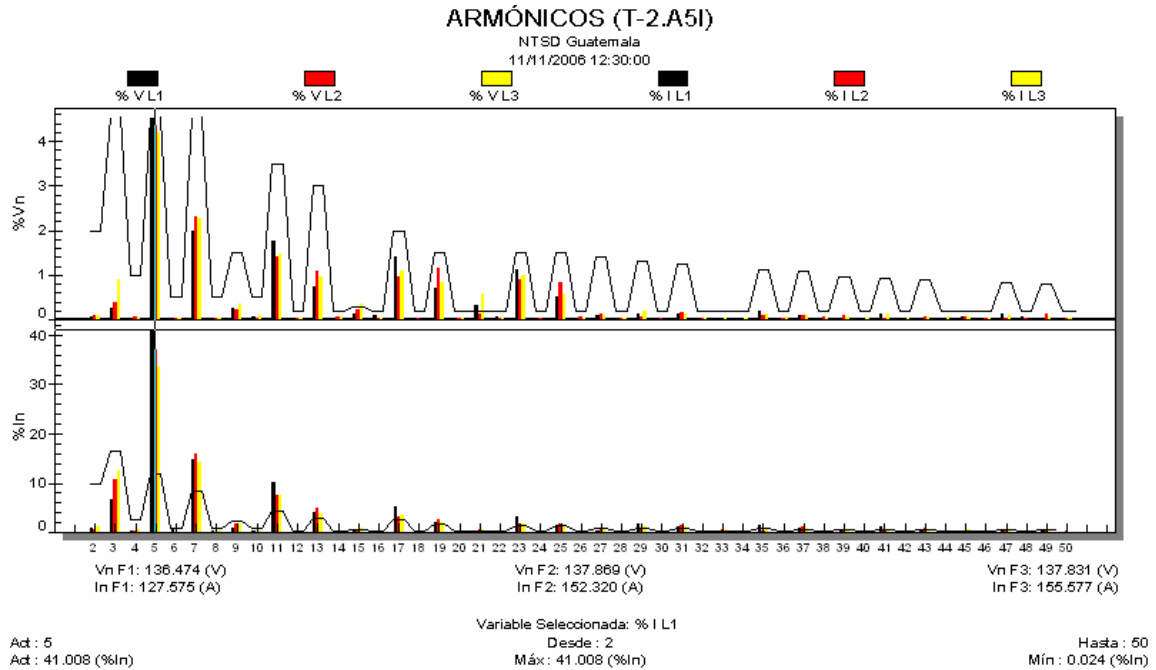
Si el filtro de armónicos va a ser considerado con el único propósito de reducir la distorsión armónica a límites aceptables, entonces un filtro sintonizado es la mejor elección. Un filtro sintonizado requiere la menor cantidad de kvar para disminuir la distorsión armónica a los límites aceptables pero requiere los más altos niveles de diseño, este filtro tiene el más alto nivel de riesgo, debido a que debe drenar la mayoría de los armónicos presentes en el sistema industrial y la red pública.

Un aumento en la carga debería de ser considerado al mismo tiempo que la distorsión de voltaje en el entorno. La aplicación de este tipo de filtro requiere de un detallado análisis armónico.

Con todo el análisis previo presente, se evaluó primero la posibilidad de instalar un filtro de absorción (300 Hz) en cada uno de los tableros T-1 y T-2, que son los puntos críticos de la planta y tratar así de conservar el banco actual de condensadores en operación, encontrándonos con los siguientes problemas:

En la medición hecha en T-2 con el banco de condensadores en operación se registró la potencia máxima de 52.399 Kw, registrándose también en ese momento una corriente de 143.80 Amperios y una demanda de potencia reactiva de 6 kvar, el factor de potencia registrado es de 0.84, en la gráfica siguiente se muestra el espectro discreto de armónicos capturado por el analizador de redes en ese momento:

Figura 68. Espectro discreto de armónicos en T-2

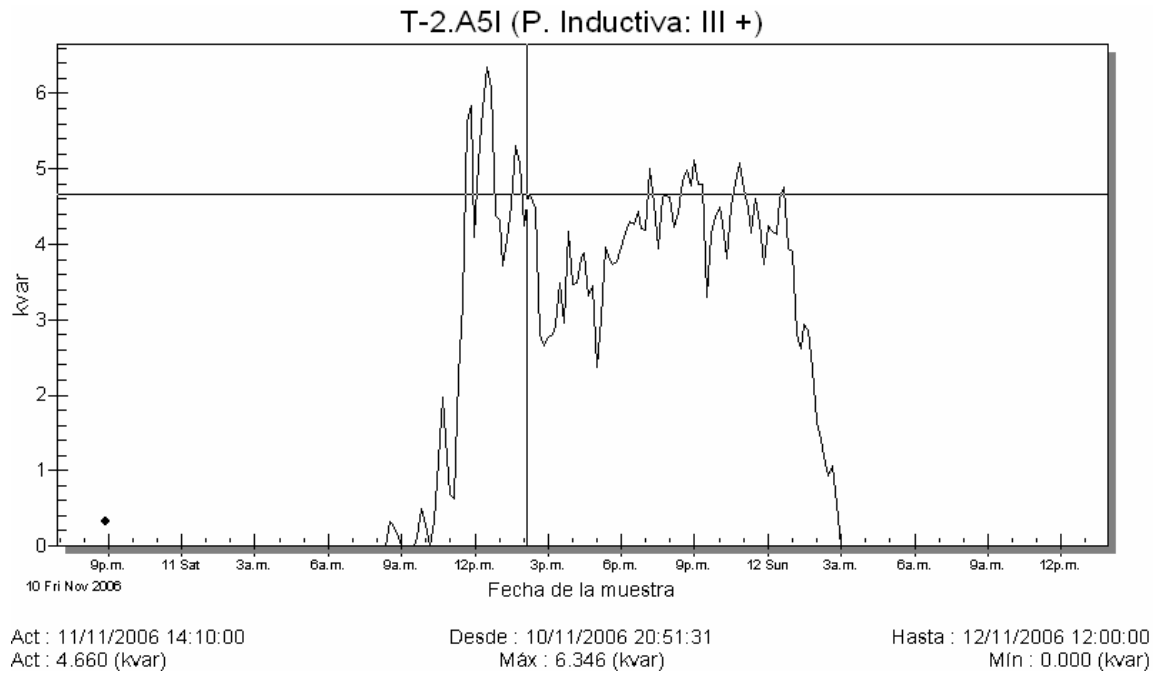


Fuente: elaboración propia

Se observa en la gráfica una presencia de 41.008% de la componente del 5 armónico, lo que equivale a 58.96 Amperios.

Siguiendo el procedimiento de calcula planteado en la sección 5.2, observemos la gráfica de potencia reactiva para seleccionar la cantidad de reactiva necesaria para llevar el factor de potencia a 0.9:

Figura 69. Potencia reactiva en T-2



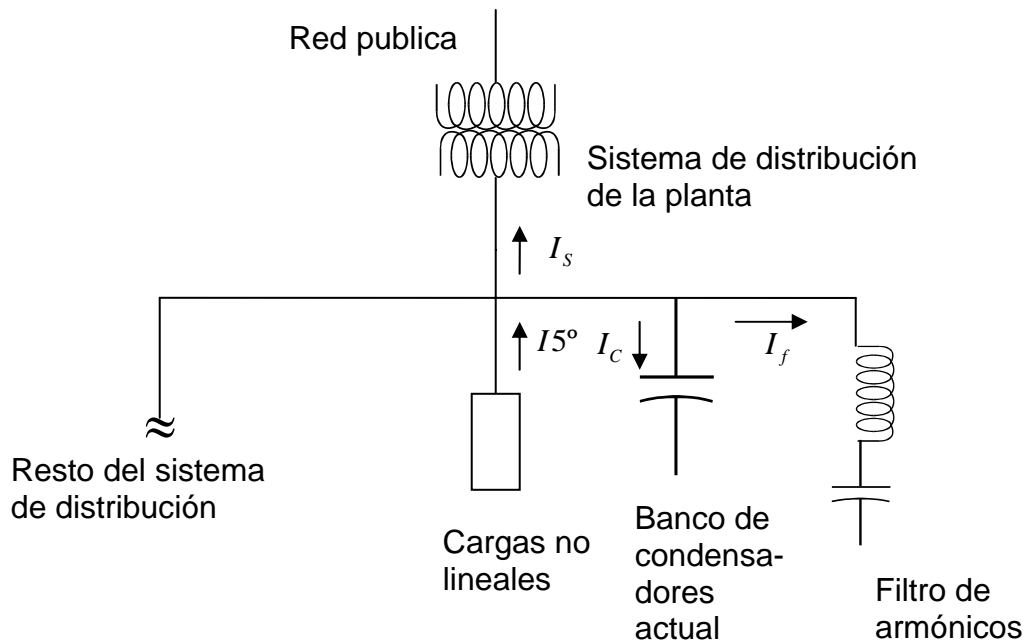
Fuente: elaboración propia

Observamos en la gráfica anterior que con un valor de 4.66 kvar lograríamos el objetivo a la frecuencia fundamental.

Este es el primer inconveniente, pues un condensador de 4.66 kvar puede manejar un corriente de 11.21 amperios y tenemos una presencia de 58.96 amperios de la corriente del 5º armónico, por lo que el condensador estaría sometido a una corriente de 525.9% al momento de sintonizarlo a 300 Hz., lo que le provocaría serios daños.

El segundo inconveniente es la estabilidad del sistema; al momento de incluir el filtro de armónicos con el banco de condensadores actual en operación tendríamos un circuito como el de la figura siguiente:

Figura 70. Diagrama unifilar de una instalación con condensadores y filtro de armónicos



Fuente: elaboración propia

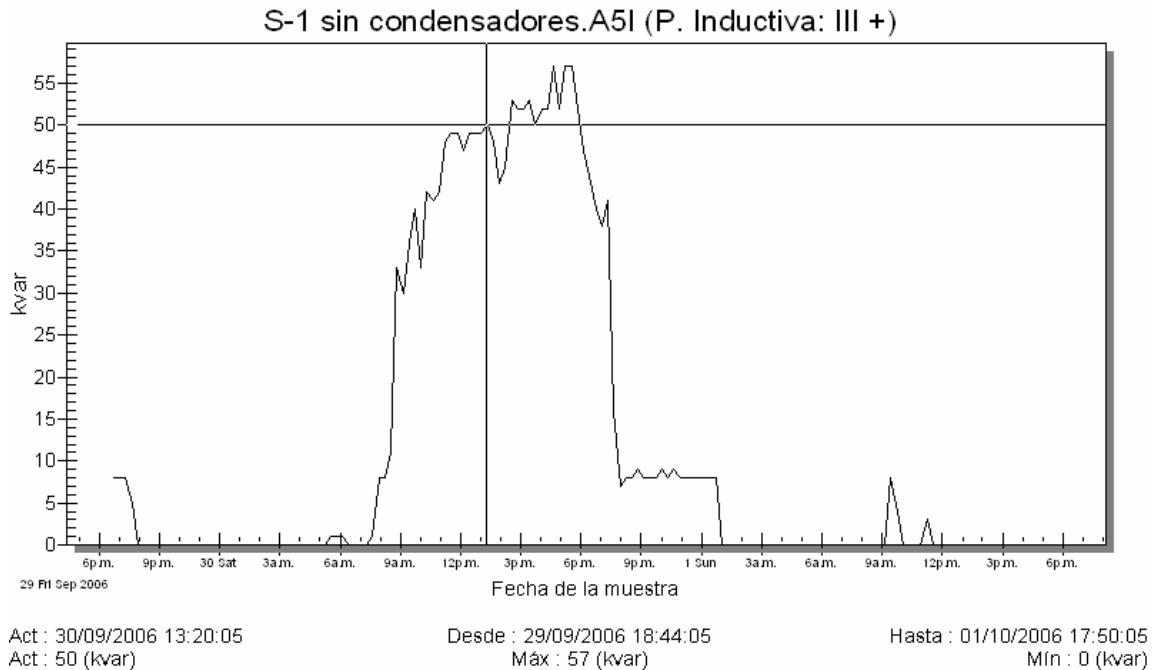
Al calcular la frecuencia de resonancia de este circuito nos da un número complejo.

Por consiguiente, para alcanzar el objetivo de compensar el factor de potencia a frecuencia fundamental y llevar la distorsión armónica a los límites permitidos por las NTSD se tomó la decisión de sacar de operación el banco de condensadores existente y calcular un filtro sintonizado a 300 Hz. (5º armónico) para ser instalado en el interruptor principal (S-1).

10 CÁLCULO DEL FILTRO A INSTALAR [1][3][6]

Como primer punto analicemos las necesidades de potencia reactiva a frecuencia fundamental en las mediciones hechas en el interruptor S-1 sin el banco de condensadores en operación (sección 5.2):

Figura 71. Potencia reactiva en S-1 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

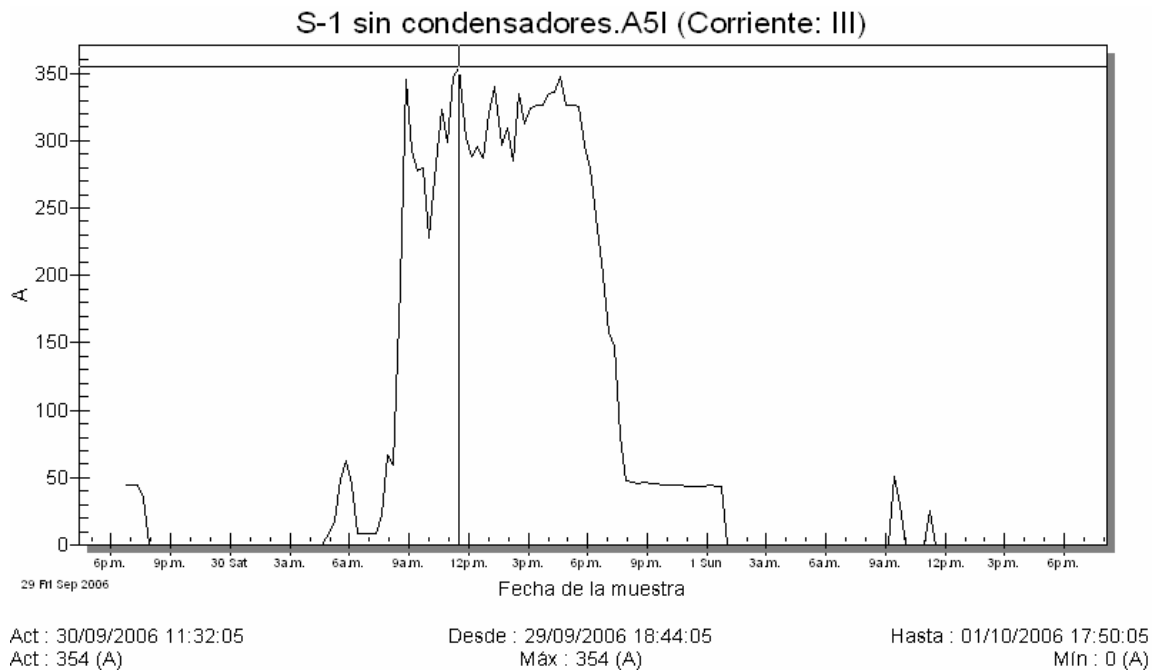
Recordando el método para calcular las necesidades de potencia reactiva planteado en la sección 2.4, no es necesario compensar para la demanda máxima de reactiva, en este caso con 50 kvar alcanzaremos un factor de potencia promedio de 0.98 durante todo el ciclo de operación.

El siguiente paso es realizar un análisis de riesgo de resonancia armónica (sección 4.2), la frecuencia de resonancia viene dada por la siguiente ecuación (sección 4.2):

Con el condensador de 50 kvar ($S_{nomT}=225\text{kVA}$ y $X_{SPU}=0.07$) nos da $h_{res}=8.02$, significando esto una frecuencia de resonancia de 481.07 Hz., bastante lejos de 300 Hz., que es el armónico predominante en el interruptor S-1.

Ahora veamos el comportamiento de la corriente nominal y la corriente de 5º armónico en S-1:

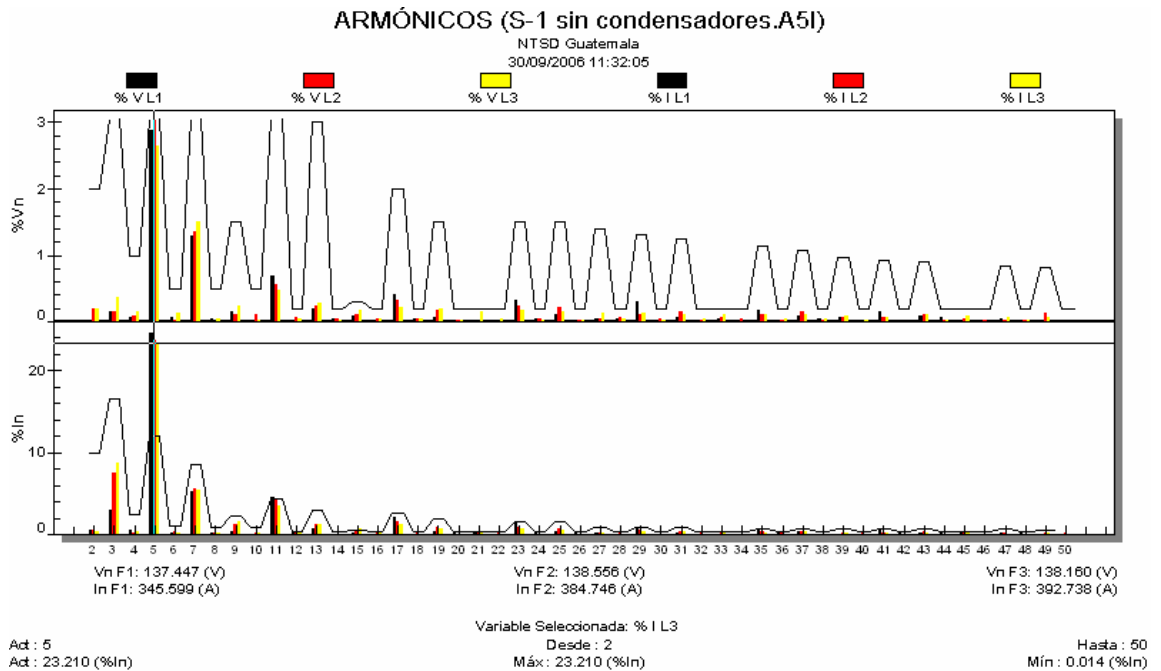
Figura 72. Corriente en S-1 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

La corriente máxima se registró a las 11:32:05 h y fue de 354 A, en ese mismo instante se registró la potencia máxima 132 kW y el factor de potencia promedio fue de 0.84 inductivo. Veamos el espectro discreto de armónicos registrado en ese mismo instante:

Figura 73. Espectro discreto de armónicos en S-1 sin condensadores



Fuente: elaboración propia

En el instante que se muestra en la gráfica anterior vemos que la corriente en la fase 3 fue de 392.738 A y hay una presencia de 5º armónico de 23.21% , en la misma fase, lo que equivale a una corriente de 91.15 A, a una frecuencia de 300 Hz.

Esta corriente es perfectamente manejada por el condensador de 50 kvar que tiene una corriente nominal de 120.28 A a 240 V.

Con esta información y con la discusión del apartado anterior presentes, calcularemos el inductor del filtro para una frecuencia de 300 Hz.

En la sección 5.2 vimos que la inductancia del reactor viene dada por la ecuación:

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2 C}$$

Para $f = 300\text{Hz}$ y $Q = 50k \text{ var}$ ($C = 76.8\mu\text{F}$) tenemos una inductancia de $3.66 \times 10^{-4} \text{ H}$.

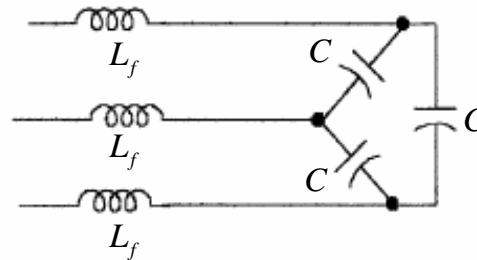
Existen reactores estandarizados en el mercado, pero uno con estas características para 240 voltios no se encuentra, pero es posible fabricarlo de varias maneras. Si planteamos espiras de 0.30 m de diámetro, una longitud de la bobina de 0.30 m también y utilizando aire en el núcleo, nos da una bobina de 35 vueltas y por la corriente que se va a manejar (120 A) con conductor de cobre calibre 4 es suficiente.

Otra consideración que hay que tomar en cuenta en el diseño del filtro, son los sobrevoltajes a los que va a estar sometido el condensador, por encontrarse en serie con el reactor y sintonizados ambos a una frecuencia de resonancia de 300 Hz, por tal motivo se utiliza un condensador de voltaje más alto. Para nuestro filtro utilizaremos condensadores de 400 V, que es el voltaje estandarizado inmediatamente superior a 230 V y que se encuentra en el mercado, el valor del nuevo condensador viene dado por la siguiente expresión:

$$Q_{400} = \left(\frac{f_{400}}{f_{240}}\right)^2 \cdot \left(\frac{400}{240}\right)^2 \cdot Q_{240} \quad f_{400} = f_{240} = 60\text{Hz}.$$

La cual nos da un condensador de 138.89 kvar a 400 V. El filtro quedaría conformado de la siguiente manera:

Figura 74. Diagrama de un filtro de armónicos



Fuente: elaboración propia

Donde: $L_f = 36.6mH$
 $C = 76.8\mu F$

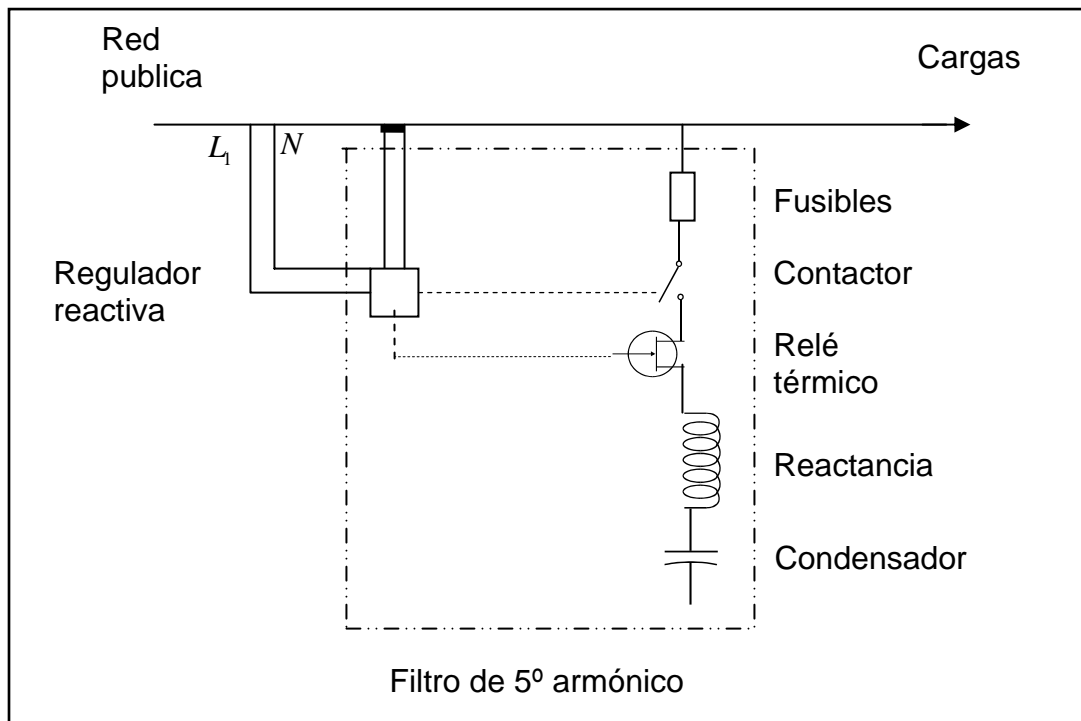
El filtro quedaría especificado formalmente de la siguiente manera:

Tipo	filtro de absorción 5º armónico
Potencia efectiva	50 kvar, 240 V, 60 Hz.
Condensadores	trifásicos conexión delta, 138.99 kvar, 400 V, autorregenerantes, secos, con dieléctrico de propileno, envolvente especial para aumentar la disipación térmica.
Contactores	especialmente diseñados para condensadores.
Reactancias	sintonizadas a 300 Hz. Para 50 kvar

Regulador	de energía reactiva, basado en microprocesador, con pantalla de cristal líquido e indicador de $\cos \varphi$ y armónicos.
Protección	fusibles tipo NH de 180 A
Temperatura límite	-40° a 40° centígrados
Ventilación	mediante ventiladores con rejilla
Tensión de mando	240 V
Envolvente	armario metálico de una puerta
Dimensiones	2250x730x700 mm
Grado de protección	IP44

A continuación se muestra un diagrama unifilar de las conexiones:

Figura 75. Diagrama unifilar del filtro a instalar



Fuente: elaboración propia

Los capacitores se montan en una bandeja sin conducción térmica al reactor y preferentemente en diferente línea vertical, los reactores se montan sobre perfiles para permitir circulación de aire entre los núcleos, ventilación forzada abundante, termo-switch en serie con el circuito de comando del contactor.

11 RESULTADOS ESPERADOS

Con la instalación del filtro descrito en el apartado anterior lograremos la compensación de potencia reactiva a frecuencia fundamental, esperándose un factor de potencia promedio de 0.98 ($\cos \varphi$), lo que nos garantizará que estaremos fuera de la zona de penalizaciones por bajo factor de potencia que estipulan las NTSD.

Con el condensador de 50 kvar obtuvimos una frecuencia de resonancia paralelo, entre el transformador de suministro y el banco de condensadores, de 481.07 Hz. (8º armónico), frecuencia suficientemente lejana de 300 Hz. (5º armónico), por lo que no existe riesgo de provocar resonancias en el sistema (sección 4.2).

El reactor fue sintonizado a 300 Hz. Lo que nos garantiza que el 99% de la componente de 5º armónico de la corriente será sacado de circulación de la red industrial (sección 9), lo que provocará también una reducción drástica en el THDI medido en el interruptor S-1 (sección 1.19.2).

Recordemos de la sección 3.1 que el factor de potencia verdadero viene dado por la ecuación:

$$f.d.p.v. = \frac{P_{lev}}{V_{lev} \cdot I_{lev}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}}$$

$$f.d.p.v. = f.d.p_{desp} \cdot f.d.p_{dist}$$

El componente $f.d.p_{desp}$ es conocido como desplazamiento o DPF (Displacement Power Factor) y es la relación entre la potencia activa de la onda fundamental en vatios y la potencia aparente en voltamperios.

Este es el factor de potencia que mide la compañía eléctrica para las tarifas y es el que llevaremos a 0.98 con la inclusión del banco de condensadores de 50 kvar de nuestro filtro.

El componente $f.d.p_{dist}$ es conocido como distorsión y es la porción asociada con distorsiones armónicas (tensiones y corrientes) presentes en el circuito, en nuestro caso generadas por los 24 variadores de velocidad que se encuentran instalados en la planta, esta porción del factor total de potencia, constituye una corriente de pérdidas innecesarias, llamada corriente fluctuante, porque aunque no realiza trabajo alguno, circula entre la alimentación y la carga, además de disminuir el factor de potencia (secciones 1.18, 2.1, y 3.1) Esta corriente esta siendo facturada por la compañía, pero no es utilizada por el usuario.

El THDI medido en el interruptor S-1 sin condensadores fue de 31% con la inclusión del filtro sintonizado a 300 Hz., esta se vera reducida a 3.24% por lo que el factor de potencia verdadero quedará:

$$f.d.p.v. = 0.98 * 0.999$$

$$f.d.p.v. = 0.979$$

Recordemos de la sección 7.1 que la planta tenía un $f.d.p.v. = 0.9107$, lo que significa que con el filtro instalado estaremos siendo un 6.9% mas eficientes en la utilización de la energía.

Además estaremos sobradamente dentro de los límites que plantean las NTSD en cuanto a la distorsión armónica (sección 9 del presente trabajo).

CONCLUSIONES

1. El factor de potencia de una instalación eléctrica, es una medida de la eficiencia de la misma, sin embargo, cuando existen armónicos no es $\cos\varphi$, y las medidas tradicionales del mismo pueden ser erróneas.
2. En presencia de armónicos, los medidores de potencia de las empresas distribuidoras y comercializadoras de energía son erróneas, puesto que los discos de inducción están diseñados para funcionar con ondas no distorsionadas y a la frecuencia fundamental. Esto puede hacer que el usuario pague más que si la onda fuese senoidal y del mismo valor eficaz.
3. Las pérdidas debidas a los armónicos hacen que el factor de potencia verdadero (*f.d.p.v.*) sea menor que el factor de potencia de desplazamiento *f.d.p_{desp}* ($\cos\varphi$).
4. El problema de absorción de corrientes armónicas por los condensadores, para el mejoramiento del factor de potencia tradicionales y de circuito resonante, se puede eliminar mediante filtros de armónicos.
5. Las soluciones requieren de un estudio detallado de la instalación, debiendo hacerse mediciones de todos los parámetros con instrumentos de verdadero valor eficaz, así como el uso de analizadores de red.

6. En presencia de armónicos se recomienda el uso de filtros, para compensar el factor de potencia y mitigar el efecto de los armónicos, lográndose, además, cumplir con las normas vigentes.

RECOMENDACIONES

7. En instalaciones donde se determine que el THDV es mayor del 3% se hace necesaria la utilización de filtros, en lugar de una batería convencional de condensadores.
8. Cuando se establezca que el THDI es menor del 20% se puede utilizar filtros de rechazo, siguiendo los criterios descritos en la sección 9, de este trabajo, para la elección de la frecuencia de sintonía.
9. En los casos donde el THDI sea mayor del 20% será necesario evaluar la posibilidad de utilizar filtros de absorción, siguiendo los criterios descritos en la sección 9, del presente trabajo, para la elección de la frecuencia de sintonía.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Alfredo Navarro Crespo, **“Corrientes Armónicas”**, técnica Salgar S.A. de C.V., 6-27. 2000.
2. Josep Balcells Sandra, **“Calidad y Uso Racional de la Energía Eléctrica”**, CIRCUTOR S.A. 2005.
3. Francisco Javier González López, **“Fundamentos Teóricos sobre Armónicas”**, Facultad de Ingeniería, Universidad de San Carlos de Guatemala, 1999.
4. Jesús Sagredo Gonzalez y Otros, **“Influencia de armónicos en el factor de potencia de una instalación eléctrica y en su compensación”**, revista energía, Area de Conocimiento de Ingeniería Eléctrica, Escuela Universitaria Politécnica de la Universidad de Burgos.
5. Francisco Javier Soto Salguero, **“Análisis de los aspectos e índices de la distorsión armónica considerados en las NTSD de Guatemala”**, tesis, Facultad de Ingeniería, Universidad de San Carlos, 2004.
6. Michael Z. Lowenstein, **Improving power factor in the presence of harmonics using low-voltage tuned filters**, IEEE, Transactions on Industry applications. (USA). 1993.
7. Northeast Power Systems, Inc. **“Harmonic Filter Bank Tuning-Tuned & De-Tuned Banks.** <http://www.nepsi.com/>

BIBLIOGRAFÍA

1. Comisión Nacional de Energía Eléctrica. **“Normas técnicas del servicio de distribución”**. Guatemala: s.e. 1999. 32 pp.
2. Dugan y otros. **“Electrical Power Systems Quality”**. Editorial McGraw-Hill
3. Edminister, Joseph A, **“Circuitos Eléctricos”**. Serie Schaun. Editorial McGraw-Hill
4. Kingsley, Kusko y Fitzgerald. **“Teoría y análisis de las máquinas eléctricas”**. Segunda edición, Editorial Hispano-Europea. 1980. 587 pp.
5. Siemens. **“Power Factor Correction”**, Product Profile 2004.
6. Van Valkenburg, M. E. **“Análisis de Redes”**. Segunda reimpresión. Editorial LIMUSA. 1980. 636 pp.

ANEXO 1

----- ANALIZADOR DE REDES AR5 ----- Pag nº 41

10.- CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS.

Tensión de alimentación:

A través alimentador externo 230 V c.a. (+ 10 % : - 15 %).

Frecuencia : 50...60 Hz.

Consumo : 8 VA.

Temperatura de trabajo : 0 / 50 °C.

Circuito de medida : TRIFÁSICO, ARON.

Seguridad : Categoría II- 600 V, según EN 61010.

Medida de tensión:

Rango de medida : 20 a 500 V c.a. (fase-neutro).

20 a 866 V c.a. (entre fases).

Cambio de escala : automático.

Otras tensiones : A través de transformadores de tensión.

Frecuencia : 45 a 65 Hz.

Medida de intensidad:

Rango de medida : según pinza.

Relaciones de transformación de tensión e intensidad : programable.

Unidades de medida : Cambio de escala automático.

Reloj interno con batería recargable: Fecha y hora.

Display : LCD; 160 x 160 pixels.

Salida RS-232 : salida serie.

Memoria interna : de 256 kb o 1 Mb según modelo.

CLASE DE PRECISIÓN:

- Corriente : 0,5 % de la lectura +/- 2 dígitos.

- Tensión : 0,5 % de la lectura +/- 2 dígitos.

- Potencia activa : 1,0 % de la lectura +/- 2 dígitos.

- Potencia reactiva : 1,0 % de la lectura +/- 2 dígitos.

Precisiones dadas con las siguientes condiciones de medida:

- Exclusión de los errores aportados por los transformadores de tensión y de intensidad externos.

- Rango de temperaturas : 5 a 45 °C.

- Factor de potencia : 0,5 a 1.

- Margen de medida : entre 5 % y 100 %.

CARACTERÍSTICAS CONSTRUCTIVAS.

Montaje : Caja portátil.

Dimensiones : 220 x 60 x 130 mm.

Terminales : Bornes de entrada/salida.

Teclado/display : En panel frontal.

Peso : 0,8 kg