

01170
19



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO Y DESEMPEÑO DE FILTROS
ACTIVOS DE POTENCIA EN PARALELO
PARA SISTEMAS ELÉCTRICOS DE
POTENCIA**

**TESIS DE MAESTRÍA
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
(ÁREA ELECTRÓNICA)**

PRESENTA:

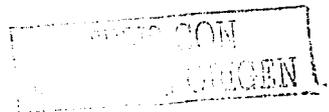
RICARDO VALERA VELÁZQUEZ

**DIRECTOR DE TESIS
DR. JOSÉ S. COHEN SAK**



CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO, D.F.

2003



A



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

AGRADECIMIENTOS

Gracias a ti amado padre por tus bendiciones, ayuda y protección.

A mis padres por estar conmigo

A mi hermano, te quiero

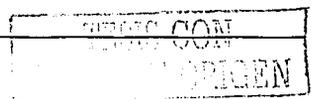
A mis maestros, en especial al Dr. José S. Cohen
Por sus enseñanzas y amistad

TESIS CON
FECHA DE ORIGEN

INDICE

	pagina
Objetivos Del Trabajo	
INTRODUCCION	1
I TEMAS INTRODUCTORIOS	4
1.1 Calidad de la energía	4
1.2 Perturbaciones de un sistema eléctrico	6
1.2.1 Perturbaciones aleatorias	6
1.2.2 Perturbaciones estacionarias	6
1.2.3 Impulsos y ruido	7
1.2.4 Impulsos y ruido en modo común	8
1.2.5 Variaciones lentas de tensión	8
1.2.6 Variaciones rápidas de tensión	8
1.2.7 parpadeo (flicker)	9
1.2.8 microcortes.	9
1.2.9 interrupciones largas	10
1.2.10 variaciones de frecuencia	10
1.2.11 Desbalances	10
1.2.12 Distorsión.	10
1.3 Armónicas	11
1.4 Recomendación IEEE 519.	16
1.5 Acondicionadores.	21
1.5.1 Norma IEC 555 (convertida a IEC 1000 en 1995)	22
1.5.2 Supresor	24
1.5.3 Transformador de ultra – aislamiento	24
1.5.4 Transformadores autorresonantes	24
1.5.5 Reguladores lentos con tiristores	24
1.5.6 Reguladores rápidos	24
1.5.7 fuente de potencia ininterrumpibles (UPS)	24
1.5.8 Filtros pasivos	25
1.5.9 Filtro activo de tensión	25
1.5.10 Filtros activos de corriente	25
1.5.11 Filtros universales	25

C

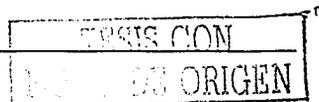


2 FILTROS PASIVOS Y ACTIVOS	26
2.1 Filtros pasivos	26
2.2 Descripción de estructuras de filtros y desempeño	28
2.3 Filtros activos	34
2.3.1 Índice de efectividad de filtrado (FEI)	36
2.3.2 Índice de la efectividad de filtrado (FCI)	36
2.3.3 Índice de la capacidad de interface del filtro pasivo (ICI)	37
2.4 Configuración en paralelo	38
2.5 Configuración en serie.	41
2.6 Combinación de filtros: Filtro Universal.	42
2.6.1 Combinación de filtro activo configuración serie y filtro pasivo en paralelo: Filtro Híbrido.	43
2.6.2 Combinación de filtros activo en paralelo y filtro pasivo: Filtro Híbrido.	43
2.6.3 Combinación de filtro activo configuración serie con filtro pasivo en paralelo: Filtro Híbrido.	44
2.7 Aplicaciones de los filtros activos de potencia	44
2.7.1 Aplicaciones de baja potencia	45
2.7.2 Aplicaciones de media potencia	46
2.7.3 Aplicaciones de alta potencia	46
2.8 Compensación de potencia reactiva (VAR)	47
2.9 Compensación de armónicas	47
2.9.1 Compensación de armónica de tensión	48
2.9.2 Compensación de armónicas de corrientes	48
2.10 Balance trifásico	48
2.10.1 Balance de las tres tensiones fundamentales	49
2.10.2 Balance de las corrientes fundamentales	49
2.11 Compensación de armónicas de corriente y potencia reactiva	49
2.12 Compensación de armónicas de tensión y potencia reactiva	50
2.13 Compensación de armónicas de tensión y corriente	50
2.14 Compensación de armónicas y potencia reactiva	50
3. ELEMENTOS DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA.	51
3.1 El inversor	51
3.2 Capacitor de almacenamiento	54
3.2.1 Cálculo de la energía necesaria para la compensación	55
3.3 Corriente de compensación	56
3.4 Filtro de salida o de acoplamiento	62

3.5 Elementos de conmutación	65
3.5.1 Transistor bipolar de juntura	68
3.5.2 Transistores semiconductores de metal de óxido de efecto de campo (MOSFET).	69
3.5.3 Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)	70
3.6 Sistemas de control	71
3.6.1 Sistemas de lazo abierto	72
3.6.2 sistemas de lazo cerrado	72
3.6.3 Técnica de tensión de capacitor constante	73
3.6.4 Técnica de corriente de inductor constante	73
3.6.5 Técnicas de optimización	74
3.6.6 Técnica de control de tensión lineal	74
3.6.7 Otras técnicas	75
3.7 Técnicas de cálculo de las señales de referencia de corriente y tensión.	75
3.7.1 Control en el dominio del tiempo, referencia de tensión y corriente.	75
3.7.2 Cálculo de la referencia de tensión y corriente (Control en el dominio de la frecuencia o tiempo discreto)	76
3.7.3 Aproximación en el dominio del tiempo	76
3.7.3.1 Algoritmo de la potencia instantánea reactiva	77
3.7.3.2 Algoritmo detección síncrona	77
3.7.3.3 Algoritmo de potencia activa constante	77
3.7.3.4 Algoritmo de factor de potencia unitario constante.	77
3.7.3.5 Algoritmo de compensación de potencia imaginaria.	77
3.7.3.6 Algoritmo en base a un marco de referencia síncrono.	78
3.7.3.7 Algoritmo de detección de flujo síncrono	78
3.7.3.8 Algoritmo análisis convencional de Fourier y transformada rápida de Fourier (FFT).	79
3.7.3.9 Técnica multiplicación seno	79
3.7.3.10 Técnica de series de Fourier modificadas	79

4 REALIZACIÓN Y DESEMPEÑO DEL FILTRO ACTIVO

DE POTENCIA EN PARALELO	81
4.1 Circuito uno (sin retroalimentación y control PWM)	81
4.1.1 Desempeño.	83
4.2 Circuito dos (sin retroalimentación y control SPWM)	84
4.2.1 Desempeño.	87
4.3 Circuito tres (con retroalimentación y control SPWM)	88
4.3.1 Desempeño.	91
4.4 Circuito cuatro (cambio de carga no lineal)	92
4.4.1 Efecto de la forma de onda de la carga en el filtro activo de potencia	93



E

	Indice
4.4.2 Desempeño	95
4.5 Circuito cinco (aumento del capacitor de almacenamiento)	97
4.5.1 Capacitor de 470 μ F	97
4.5.2 Capacitor de 1000 μ F	99
4.5.3 Capacitor de 4700 μ F	100
4.5.4 Capacitor de 9400 μ F	102
5 ANÁLISIS	105
CONCLUSIONES	109
REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍAS	113

FALTA CON
FALTA DE ORIGEN

Objetivo del Trabajo

Debido al gran aumento de cargas que poseen elementos electrónicos tanto en la industria como en los hogares, actualmente existe un incremento importante en el contenido armónico de las líneas de transmisión. Ocasionando problemas de resonancia, los métodos tradicionales para minimizar estos problemas ya no son los suficientemente robustos para corregirlos. Por eso y gracias al avance en los nuevos materiales semiconductores y de la tecnología durante la década de los 80's se ha realizado investigación en nuevas técnicas de compensación, una de ellas es la de los filtros activos de potencia, y actualmente aunque existen artículos sobre varios aspectos de este tema tales como, técnicas de filtrado "activo", configuraciones de circuitos y técnicas de control. Aun es necesario mas información sobre el tema, principalmente en nuestro país principalmente sobre diseño y operación del filtro activo de potencia.

Los objetivos buscados son:

- Presentar un trabajo donde se realice una revisión de la tecnología concerniente a los filtros activos de potencia, con el fin de conocer el estado del arte de estos dispositivos, en que aplicaciones son útiles, las ventajas y desventajas que tienen estos sobre los métodos tradicionales de compensación.
- Describir los elementos de un filtro activo de potencia, para lograr entender la función que realiza dentro del esquema del filtro activo de potencia.
- Explicar el funcionamiento enfocándose en la configuración mas utilizada hasta el momento que es la del filtro activo de potencia en configuración paralelo para niveles de baja tensión (nivel domestico)



INTRODUCCION

La red eléctrica de baja tensión debe presentar una forma de onda de tensión y corriente lo mas senoidal posible. Estas señales se ven afectadas por ciertas perturbaciones, como: problemas atmosféricos, fallas en los centros de generación y distribución, o tal vez por un mal dimensionamiento en las instalaciones eléctricas [1] o por el funcionamiento anómalo en los equipos consumidores, también son afectadas por el funcionamiento normal de algunas cargas que producen desviaciones de la situación ideal.

Este último factor es el más frecuente, ya que el mundo actual emplea cada vez mas y en casi todas las actividades de la vida, equipos que poseen circuitos electrónicos, esto debido al gran avance en los conocimientos de la humanidad; Principalmente en el área de nuevos materiales semiconductores que permiten la construcción de dispositivos electrónicos, más rápidos y que además tienen la capacidad en el manejo de la energía de soportar corrientes y tensiones cada vez mayores.

Gracias al desarrollo de estos dispositivos el campo de la electrónica que se ha visto mas beneficiado ha sido el de la electrónica de potencia. Actualmente existen muchas cargas que poseen en su diseño elementos electrónicos de potencia que permiten el mejoramiento en la eficiencia de la carga, ofreciendo un control específico de la carga, o simplemente realizando una automatización del proceso. La inserción de estos dispositivos electrónicos ocasiona incrementos significativos en el contenido armónico en los sistemas de alimentación a dichas cargas[2].

Se puede mejorar la calidad de la red con diversas estrategias: por un lado, penalizando a los consumidores que contaminan la línea, y por otro lado, reduciendo el efecto de las corrientes armónicas mediante la reducción de la impedancia de la red [3]. Desgraciadamente esta última es una solución difícil y costosa pues implica una modificación física de la infraestructura de distribución eléctrica

Los filtros pasivos han sido empleados como una solución clásica para la cancelación de armónicos de corriente en aplicaciones de media y alta potencia, pero es una solución que presenta serios inconvenientes dada la relación entre la impedancia de la red y las características del filtro. Otro tipo de

equipos como los reguladores de tensión han sido empleados para mantener la tensión dentro de ciertos límites, pero no pueden compensar los cambios bruscos, picos, distorsión, etc.

Con el fin de buscar otra alternativa de solución, se ha desarrollado investigación en filtros activos de potencia. Aunque el término abarca muchos dispositivos[4], por lo general se refiere a un grupo de circuitos de electrónica de potencia conectados en alguna configuración en particular. Existen muchas publicaciones [1-11], que hablan de los filtros activos de potencia, mencionando diferentes topologías, métodos de control, así como aplicaciones y comparaciones con técnicas tradicionales de compensación, por ejemplo: los filtros pasivos. En cada uno de estos artículos se explica un poco el funcionamiento del filtro activo, de manera general y después se aboca a explicar un diseño o aplicación en particular que analiza el artículo.

De forma general un filtro activo de potencia está formado de los siguientes elementos: un inversor de potencia (convertidor de DC a AC) que puede poseer una configuración de puente completo o de medio puente, posee un elemento que almacena energía, que es por lo regular un capacitor(aunque puede ser un inductor); una etapa de interface o acoplamiento, formada por un arreglo LC que es usada para suavizar las distorsiones ocasionadas por los interruptores del inversor y un sistema de control que permite el disparo a los interruptores los cuales a su vez permiten que el inversor genere la señal adecuada de armónicas que requiere la carga, logrando cancelar las armónicas de la carga así como algunas distorsiones.

Al ser una tecnología relativamente nueva (se inician pruebas a partir de 1976) [10]; existe poca información concreta de lo que son los filtros activos de potencia, dicha información se encuentra distribuida en parte en artículos similares a los antes mencionados. Este trabajo pretende explicar el funcionamiento, características y descripción de las partes de un filtro activo de potencia con el fin de presentar una base para trabajos en filtros activos de potencia.

TEXTO CON
FOLIO DE ORIGEN

Para lograr este cometido, el trabajo presente esta dividido en capítulos los cuales se describen brevemente a continuación:

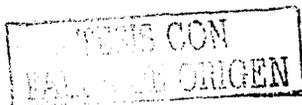
Capítulo uno: "Temas Introdutorios"; en este capítulo se menciona el concepto de calidad de la energía, se muestran algunas perturbaciones mas comunes en los sistemas eléctricos, así como los acondicionadores usados para corregir dichas perturbaciones.

Capítulo dos: "Filtros Pasivos y Activos"; comienza mencionando a los filtros pasivos, que es el método mas común de compensación de armónicas, desempeño y descripción de estructuras. Para continuar hablando de los filtros activos de potencia, describiendo configuraciones, algunas aplicaciones y los tipos de compensación que pueden realizar de manera ideal.

Capítulo tres: "Elementos del Filtro Activo de Potencia"; se mencionan los diferentes elementos que conforman al filtro activo de potencia, así como las técnicas de compensación usadas en ellos.

Capítulo cuatro: "Filtro Activo de Potencia en Paralelo: Realización y Desempeño"; en este capítulo se muestran diferentes circuitos que permitirán al lector entender el comportamiento del filtro activo de potencia, ya que se cambiaran ciertas características y elementos del filtro, esto permitirá observar su desempeño en la reducción de armónicas y proporcionar una idea mas clara para poder diseñar filtros activos de potencia.

Finalmente se dan las conclusiones de este trabajo.



1 TEMAS INTRODUCTORIOS

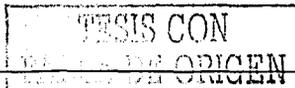
En el presente capítulo se habla del concepto de calidad de energía eléctrica, también se muestran las perturbaciones más frecuentes en los sistemas eléctricos que ocasionan una mala calidad en la energía eléctrica. Para a continuación mencionar algunos dispositivos acondicionadores típicos que corrigen en cierta medida algunas o la mayor parte de las distorsiones del sistema eléctrico. Al final del capítulo se habla del dispositivo más comúnmente utilizado, para corregir la distorsión producida por las señales de corriente y de tensión de armónicas, que son los filtros pasivos.

1.1 Calidad de la energía.

Los sistemas eléctricos están constituidos por cargas (normalmente conocidos como consumidores), así como de generadores y distribuidores. Este tipo de sistemas, como el de México, no es capaz de almacenar la energía. En la ciudad de México existen 2 diferentes sistemas de diferentes valores de tensión un anillo de 400kV, otro de 230 kV dentro de la ciudad, estos dos anillos son las líneas de transmisión. Para la subtransmisión se usan las tensiones de 85 kV y de 69 kV, para la distribución se usan las tensiones de 34.5 kV, 23 kV y 13.8 kV; y dependiendo del consumidor la tensión es reducida a 220V ó 127V (estas tensiones son por lo general para uso domiciliario). Para todas las tensiones de transmisión se utiliza una señal senoidal con una frecuencia de 60 hertz.

Esta señal senoidal presenta una sola componente de frecuencia a 60 Hz, llamada FUNDAMENTAL o primera armónica (con la amplitud correspondiente al nivel de distribución). Los sistemas eléctricos y electrónicos son diseñados para que operen (aunque sea su alimentación) basándose en esta señal fundamental, si se utiliza otro tipo de señal se ocasionan problemas en el desempeño de los sistemas los cuales pueden inclusive destruirlo.

La forma de onda de tensión así como de corriente de la red de distribución de energía eléctrica se desvía de la forma senoidal por diversos factores, como los fallos en las líneas de distribución, un mal dimensionamiento en las instalaciones eléctricas, descargas atmosféricas. Pero actualmente el factor que principalmente distorsiona las señales es el uso de cargas no lineales, las cuales están asociadas con elementos electrónicos, tales como rectificadores, convertidores, reguladores, etc. Actualmente el



aumento del uso de cargas que poseen en su arquitectura elementos electrónicos que permiten el mejoramiento en la eficiencia del sistema (el cual puede ser eléctrico, mecánico o de cualquier otro tipo), o para mejorar el proceso que se realice en dicho sistema (por ejemplo: automatizándolo). Ocasionan un incremento en el contenido armónico en las líneas de alimentación a las cargas del sistema, esto visto desde el sistema de alimentación.

No solo se ha aumentado el empleo de estas cargas no lineales, sino que además se utiliza equipo que es cada vez más susceptible a ser dañado por tensiones y corrientes ocasionadas por los armónicos [1-5], estos equipos se encuentran en cualquier tipo de sistema como: sistemas de potencia, de comunicaciones e inclusive en aparatos de uso domestico. Como las corrientes armónicas no permanecen dentro de un sistema, sino que viajan a través de las líneas de transmisión, es importante realizar esfuerzo para minimizar el contenido de las armónicas (si no es posible su eliminación) y evitar que afecten a las líneas de transmisión y a otros usuarios. Ya que la frecuencia natural relacionada a bancos de capacitores (i.e. para corrección de factor de potencia) y de cargas inductivas (i.e. motores) se encuentra en el intervalo de las armónicas ocasionadas por cargas no lineales, se pueden ocasionar resonancias en el sistema[3] debido a las armónicas que se encuentran en una línea de alimentación. Al existir una condición de resonancia la corriente oscilante es amplificada y reforzada lo que ocasiona inestabilidad en el sistema y sobretensiones, ocasionando daño e inclusive pueden llegar a destruir al equipo. Por lo cual, es importante que los usuarios de estas cargas no lineales hagan esfuerzos para disminuir el contenido armónico en sus líneas de alimentación.

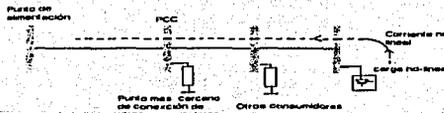


FIGURA 1 Efecto de la corriente de armónicas sobre otros usuarios

Las armónicas son un efecto no deseado debido a los problemas que ocasionan en los sistemas, ya que las armónicas demandan una corriente que no posee una forma de onda senoidal, ocasionan distorsiones en las formas de onda de la tensión y la corriente fundamental del sistema. Además, ocasionan pulsos de corrientes que llegan a sobrepasar los valores nominales de las cargas, también

ocasionan esfuerzos en los transformadores, interfieren con equipos sensibles, destruyen fusibles, degradan el factor de potencia, entre otros problemas.

Antes la responsabilidad de que la forma de onda de del sistema de alimentación permanezca con la característica de ser puramente senoidal y a la frecuencia adecuada, era solamente de la compañía generadora y distribuidora de la energía eléctrica. Actualmente esta responsabilidad también involucra al usuario, ya que es él quien a muchas ocasiones distorsiona la señal de la línea.

Es importante notar que el origen y el esparcimiento de las distorsiones dependen principalmente de las propiedades de la red eléctrica y los usuarios (cargas). Las perturbaciones en la red eléctrica se pueden clasificar de la siguiente manera [2].

1.2 Perturbaciones de un sistema eléctrico

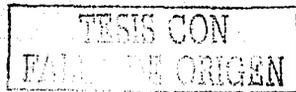
A continuación se presentan algunas de las perturbaciones mas comunes en los sistemas eléctricos, se da una pequeña descripción de ellas y se muestra su forma de onda mas común.

1.2.1 Perturbaciones aleatorias

Son fenómenos aleatorios pasajeros que tienen su origen tanto en los elementos de la red eléctrica, como en la propia instalación del usuario. La consecuencia típica de estas perturbaciones es una caída de tensión transitoria, y en ocasiones un corte mas o menos prolongado en algunas zonas de la red. Las causas típicas de estas perturbaciones son los rayos, las maniobras en alta tensión, las variaciones bruscas de cargas y cortocircuitos.

1.2.2 Perturbaciones estacionarias

Son fenómenos de carácter permanente, o que se extienden a lapsos de tiempo bien definidos que, desde el punto de vista de los fenómenos que estudiamos, podemos considerarlos como permanentes. Estas perturbaciones tiene en su mayoría, su origen en el funcionamiento de ciertos equipos localizados normalmente en la instalación del abonado.



Las perturbaciones más frecuentes en la red eléctrica son las siguientes[1-3]:

1.2.3 Impulsos y ruido

Son perturbaciones de tensión que tiene lugar entre los conductores activos de alimentación: fase y neutro, (en sistemas monofásicos); fase a fase o fase a neutro, (en sistemas trifásicos). Si son frecuentes y de escaso valor (decenas de voltios mas o menos), se llaman ruidos. Si son esporádicos y de valor elevado (cientos de voltios) se llaman impulsos cuando su duración es inferior a 2 ms. Los ruidos eléctricos son debidos por lo general a maquinas eléctricas con escobillas, soldadoras de arco, timbres, interruptores, etc. Los cuales se encuentran conectados en algún punto cercano a la carga utilizada. No producen daño en los equipos, pero si pueden causar un mal funcionamiento.

Por otro lado, los impulsos eléctricos suelen producirse por conexión y desconexión de bancos de capacitores, funcionamiento de hornos de arco, maquinas con escobillas, interruptores, termostatos y por descargas eléctricas. Este tipo de perturbaciones es la que es más aleatoria y por consiguiente menos predecibles [4], Este tipo de perturbación es dañina, puede producir daños muy serios en los equipos.

En las figuras siguientes se muestra una forma de tensión con ruido eléctrico y otra con un impulso eléctrico.

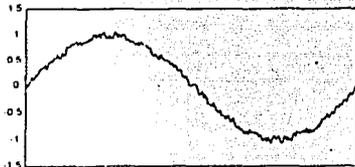


FIGURA 2 Ruido

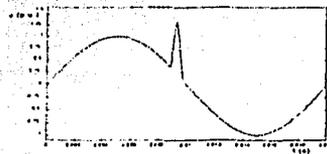


FIGURA 3 Impulso

TRABAJO CON
ENCUESTA DE ORIGEN

1.2.4 Impulsos y ruido en modo común

Son similares a los ruidos e impulsos en modo diferencial, pero estos solo se producen entre los conductores activos (fase o neutro) y tierra. Dentro de este tipo de perturbaciones resultan especialmente peligrosos los impulsos ya que estos pueden ocasionar que se destruya el aislamiento del equipo y además de poder causar un daño al usuario por una descarga, así como de dañar al equipo

1.2.5 Variaciones lentas de tensión

Este tipo de variación de tensión se presenta a lo largo de 10 segundos o más. Se produce debido a la variación de las cargas en redes eléctricas con impedancia alta de cortocircuito. Si sobrepasan los límites estáticos permitidos por los equipos pueden producir fallos en su operación. Este tipo de variación de tensión se muestra en la siguiente figura 4.

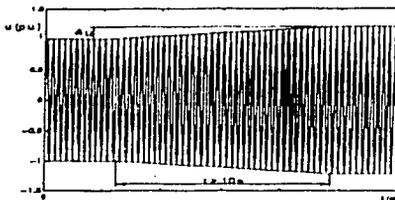


FIGURA 4 Variación Lenta de Tensión

1.2.6 Variaciones rápidas de tensión

Este tipo de variación de tensión tiene una duración menor a los 10 segundos. Se producen debido a la conexión y desconexión de cargas grandes y maniobras en las líneas de la red eléctrica. El daño que pueden causar en los equipos depende de su amplitud y su duración, dado que un equipo puede soportar una mayor amplitud en un menor tiempo y viceversa. Como casos particulares de estas perturbaciones se encuentran el parpadeo (flicker) y los microcortes.

TESIS CON
FALLO DE ORIGEN

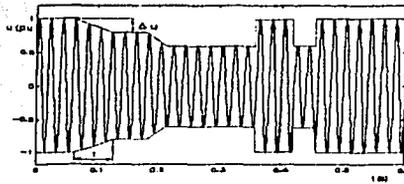


FIGURA 5 Variação Rápida de Tensão

1.2.7 Parpadeo (flicker)

Estos son un caso particular de las variaciones rápidas de tensión, es una variación rápida de tensión de forma repetitiva, similar a la modulación de amplitud de una onda de alta frecuencia por una onda de baja frecuencia. Produce en las lamparas un parpadeo visible y molesto. Se debe principalmente al funcionamiento de hornos de arco y equipos de soldadura. En general no produce daños en los equipos a menos que la variación sea muy pronunciada.

1.2.8 Microcortes

Son anulaciones en la tensión de la red eléctrica (o reducciones por debajo del 60% de su valor nominal) con una duración menor a un ciclo. Se deben principalmente a defectos de la red eléctrica o en la propia instalación del usuario. Pueden producir mal funcionamiento en cargas muy sensibles y errores en las computadoras, entre otros problemas.

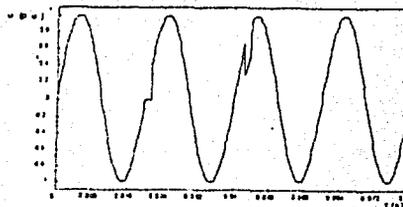


FIGURA 6 Microcorte

1.2.9 Interrupciones largas

Son anulaciones de la tensión de red (o reducciones por debajo del 50% de su valor nominal) de duración mayor a un ciclo. Se producen generalmente por fallas o desconexión de las líneas de alimentación así como por averías en los centros de generación y transformación. Obviamente, este tipo de perturbaciones ocasiona un fallo total del equipo que esta siendo alimentado, sin embargo, algunas computadoras pequeñas pueden soportar un corte de poca duración (dos ciclos aproximadamente)

1.2.10 Variaciones de frecuencia

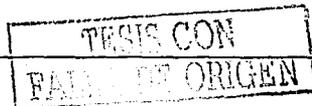
Estas son alteraciones de la frecuencia nominal de la componente fundamental de CA, comúnmente debido a la interconexión de centros de generación, bajo condiciones normales no se presentan variaciones permanentes y considerables. Sin embargo, en sistemas eléctricos aislados se presentan con mayor facilidad. Entre sus efectos están la activación de protecciones de baja frecuencia y la falla en la operación de motores síncronos y asíncronos.

1.2.11 Desbalances

Son ocasionadas por la desigualdad entre los ángulos entre las fases de los sistemas trifásicos. Ellos tienen su origen en la mala distribución de cargas entre las fases de la red. Entre sus efectos podemos mencionar la aparición de un campo invertido en maquinas eléctricas rotatorias, flujo de corriente al neutro, y un incremento de pérdidas en los transformadores.

1.2.12 Distorsión

Es una deformación de la forma de onda de tensión, debida a la presencia de armónicos. Su nombre técnico es Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en ingles), se debe principalmente a la conexión a la red eléctrica de maquinas con un núcleo magnético saturado, convertidores estáticos (rectificadores controlados y no controlados, sistemas de alimentación ininterrumpida, fuentes conmutadas, etc.) y otras cargas no lineales. Casi todas las cargas críticas soportan una distorsión máxima del 5%. Una carga crítica es aquella que presenta una característica especial de alimentación, como: elevada seguridad o una excelente calidad de forma de onda de alimentación. Una forma de onda de tensión que presenta distorsión armónica se muestra en la figura 7



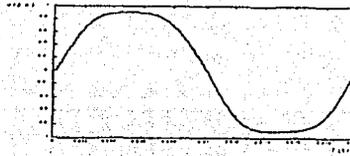


FIGURA 7 Forma de onda con distorsión armónica

Como una regla, todos los convertidores de potencia (incluyendo los usados para proteger cargas sensibles) contribuyen a incrementar el nivel de alteración de armónicos inyectados a la línea. Esta aportación puede ser muy significativa o casi nula pero todas contribuyen en cierta medida. Otro problema ocasionado por el exceso de contenido armónico en la corriente en un sistema de potencia se refleja en la potencia que puede ser transmitida por una tensión específico o una corriente RMS, es menor, al menos que la carga tenga la misma impedancia para todas las frecuencias. En maquinas rotatorias, la presencia de diferentes frecuencias a la fundamental, origina pérdidas adicionales o torques parásitos.

En capacitores estáticos que pretenden corregir el factor de potencia pueden producirse sobretensiones y sobrecalentamientos, debido a la impedancia que el capacitor presenta a las frecuencias de las armónicas. La interferencia producida por las líneas de distribución sobre líneas de comunicación acopladas es más desfavorable conforme aumenta las frecuencias de las componentes de tensión y corriente, de armónicas.

1.3 Armónicas

Como ya se mencionó, el sistema generador de un sistema de distribución eléctrica genera una onda senoidal con una sola componente de frecuencia llamada fundamental, en el caso de México y otros países a 60 Hz; pero debido a diferentes causas puede llegar a tener otras señales que también son senoidales pero su frecuencia son múltiplos de la fundamental figura 8, son generadas por cargas que se les ha llamado "no lineales" o equipo no lineal. Siempre están presentes en la línea, en cierta medida pero actualmente están proliferando en los sistemas de distribución.

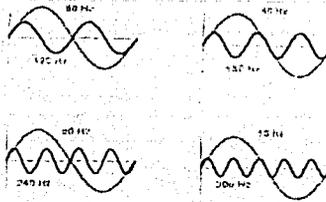


FIGURA 8 Frecuencia fundamental y armónicas

Las armónicas no son un fenómeno nuevo, desde los primeros días de los sistemas de distribución se han buscado medidas que logren su reducción, Hasta hace algún tiempo eran generadas solamente por la saturación magnética de transformadores o por ciertas cargas industriales tales como hornos de arco o soldadoras de arco. La mayor preocupación que se tenía por las armónicas es el efecto que tienen en las máquinas sincrónicas y de inducción, la interferencia telefónica y fallas con los capacitores de potencia. En el pasado los problemas ocasionados por las armónicas eran tolerados, se sobre diseñaba para soportarlas.

Una onda distorsionada se puede descomponer en sus elementos armónicos como se ve en la figura 9, esta distorsión esta formada por la frecuencia fundamental, junto con las componentes de la 3 y 5 armónica.

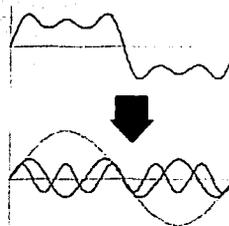


FIGURA 9 Distorsión armónica

Las armónicas por lo regular son caracterizadas por su factor de distorsión (DF, por sus siglas en ingles) definido de la siguiente manera:

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4,\dots} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2}$$

Ecuación 1 Ecuación del factor de distorsión

Donde:

V_n es la tensión de la armónica número n

n es el orden de la armónica

Este factor es usado para caracterizar la distorsión tanto en formas de onda de tensión como en corriente y se pueden determinar para una sola armónica o para un intervalo, por ejemplo, de la segunda armónica hasta la armónica número 12. A este intervalo se le conoce como factor de distorsión total. Por otro lado la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en ingles) es el factor de distorsión que incluye a todas las armónicas típicamente desde la segunda hasta la 50.

Como se menciona, hasta hace unos años las armónicas no eran un problema muy importante, pero actualmente se han vuelto una preocupación por lo que se hace investigación para encontrar técnicas que permitan minimizar sus componentes, esto es deseado principalmente por tres motivos:

1. -El uso de convertidores estáticos de potencia ha aumentado, tales como rectificadores, convertidores de ac a dc, inversores entre otros.
2. -Las resonancias en las redes de alimentación han aumentado, esto debido a la utilización de bancos de capacitores utilizados para la corrección del factor de potencia. Ya que el capacitor o banco de capacitores se colocan en paralelo figura 10 con la inductancia de la línea de alimentación se genera una condición de resonancia a la frecuencia dada por la siguiente expresión

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



FIGURA 10 Esquema equivalente para la resonancia

3.-Los equipos de los sistemas de potencia así como sus cargas son más sensibles a las armónicas, por ejemplo: sistemas de comunicación, bancos de capacitores, calentamiento de transformadores y motores, instrumentos de medición, computadoras, etc.

Si las armónicas se quedaran en el sistema que las genera el problema no sería tan grave, pero no es así las armónicas viajan por toda la red, afectando primero y con una influencia importante, a usuarios cercanos a la fuente armónicas y van disminuyendo su influencia conforme se alejan de dicha fuente como se puede ver en la figura 11 (suponiendo que no exista otra fuente contaminante de armónicas).

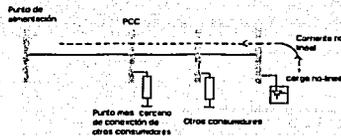
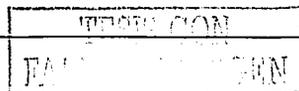


FIGURA 11 Efecto de la carga lineal a otros usuarios

Los efectos de las armónicas están divididas dentro de tres categorías generales [7]

1. -Efectos en el sistema de alimentación
2. -Efectos en las cargas del consumidor
3. -Efectos en los circuitos de comunicación



En el sistema de distribución las armónicas ocasionan que se calienten los equipos ocasionando que se agote la vida de los aislamientos, lo cual puede ser peligroso en el caso de transformadores y motores. Para las cargas pueden ocasionar problemas en equipos que dependen de poseer una señal senoidal fundamental sin armónicas como los tiristores, en circuitos de comunicación si están cerca de la fuente de armónicas inducen ruido en las líneas de comunicación.

Las armónicas son causadas por cargas no lineales conectadas al sistema de distribución. Una carga no lineal es aquella que demanda una corriente que no es senoidal [7]. Las resistencias, capacitores e inductores son cargas lineales ya que demandan corriente de forma senoidal, en el caso del inductor y del capacitor lo único que hacen es adelantarla o retrasarla con respecto a la forma de onda de tensión. Existen muchos tipos de cargas no lineales, pero la más común es la formada por los convertidores. Este tipo de carga no lineal es utilizada ampliamente. Existen otros tipos de cargas no lineales como lamparas fluorescentes, hornos de arco, cierto tipo de transformadores. La figura 10 muestra algunas formas de onda y su respectivo espectro de armónicas.

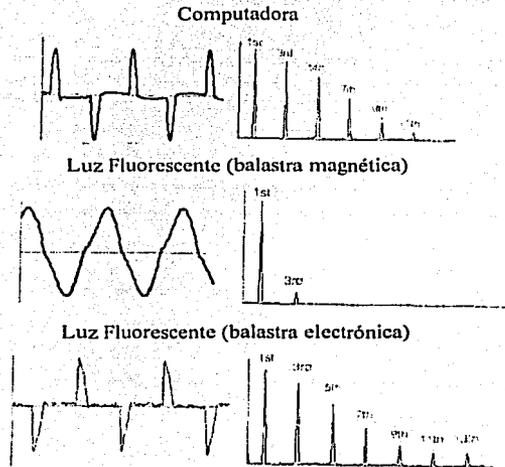
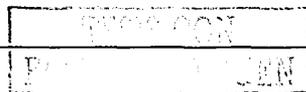


FIGURA 12 formas de onda y componentes armónicas



1.4 Recomendación IEEE 519

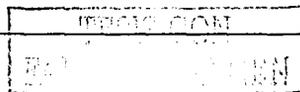
Como ya se menciona el uso de cargas no lineales tanto en la industria como en las casas habitación, combinado con el uso de bancos de capacitores para la corrección del factor de potencia, crean problemas como los mencionados anteriormente. Debido a que estos problemas se han vuelto excesivos, se ha hecho necesario el desarrollar técnicas de análisis, normas y recomendaciones; para aplicaciones de equipo y control de armónicas.

Los estándares americanos correspondientes a armónicas han sido colocados por la IEEE en la recomendación 519: "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems". Existe un efecto combinado de todas las cargas no lineales a un sistema de alimentación que posee una limitada capacidad de absorber la corriente de armónicas. Además, los sistemas de alimentación tienen la responsabilidad de proporcionar una alimentación de alta calidad en términos del nivel de tensión y forma de onda. La recomendación IEEE 519 admite no solo los niveles absolutos de armónicas producidas por una fuente individual sino que también su tamaño relativo a la fuente de alimentación.

La recomendación IEEE 519 es solamente una colección de recomendaciones prácticas que sirven como una guía tanto para generadores como para consumidores de la energía eléctrica. Donde existan problemas, debido a una excesiva corriente de armónicas a una distorsión de tensión excesiva, es obligación del consumidor como del generador de la energía eléctrica resolver estos problemas dentro de un trabajo de mutua aceptabilidad.

El propósito de la recomendación IEEE es la de sugerir ciertos límites en distorsión armónica de acuerdo a los siguientes criterios principales:

1. - Existe una limitación en la cantidad de corriente de armónica que un consumidor puede suministrar a la línea.
2. - Una limitación es colocada en el nivel de tensión de armónica que la línea puede suministrar al consumidor.



La limitación principal de un consumidor es la cantidad de corriente de armónica que puede suministrar a la línea. Este límite de corriente esta basado en el tamaño relativo del consumidor con el de la fuente de alimentación. Consumidores muy grandes están mas restringidos que consumidores pequeños. El tamaño relativo de la carga con respecto al de la fuente es definido mediante la relación de corto circuito (SCC) [7], en el punto de acoplamiento común (PCC), que es donde las cargas de los consumidores se conectan a otras cargas en el sistema de distribución. El tamaño del consumidor esta definido por la corriente fundamental total en la carga, (I_L), que incluye a todas cargas lineales y no lineales. El tamaño del sistema de alimentación es definido por el nivel de la corriente de corto circuito (SCC) en el punto de acoplamiento común (PCC). Estas dos corrientes definen la relación de corto circuito(SCC) de la siguiente manera:

$$SCC = \frac{MVA \text{ de corto circuito}}{MW \text{ de la carga}} = \frac{I_{SC}}{I_L}$$

Ecuación 2 Ecuación de la relación de corto circuito

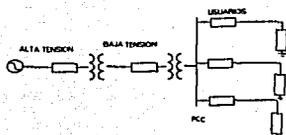


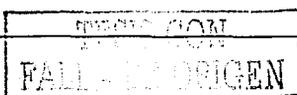
FIGURA 13. Ubicación del PCC

Un coeficiente alto significa que la carga es relativamente pequeña y los límites de corriente no serán tan estrictos como los que conciernen a una coeficiente bajo. Esto se puede observar en la tabla 1, la cual es un listado de recomendaciones de máximas distorsiones de corrientes en función del SCR y del orden de la armónica. La tabla también identifica los niveles de distorsión armónica total. Todos los valores de distorsión de corriente están dados en términos relacionados a la demanda de corriente máxima de la carga. La distorsión total es en términos de la demanda total de distorsión TDD en lugar del THD.

La tabla 1 se interpreta de la siguiente manera: Por ejemplo un consumidor con un SCR entre 50 y 100 tiene un límite recomendado del 12% para el factor de TDD, mientras que las componentes individuales de las armónicas impares deben de ser menores a la de orden 11 con una límite del 10% de la fundamental. Es importante saber que esta tabla solo muestra los límites para las armónicas de orden impar. IEEE 519 maneja a las armónicas pares limitándolas en un 25% de los límite de las armónicas impares del mismo intervalo. Las armónicas impares ocasionan una forma de onda de corriente asimétrica [7], que puede contener una señal de DC que puede saturar a los núcleos magnéticos. Para equipo de generación, la recomendación IEEE 519 no reconoce tamaños relativos, los límites son más estrictos a comparación a un caso de solo inyección de armónicas por eso están limitadas al caso mas bajo de relación I_{sc}/I_L .

Límites de corriente armónica para cargas no lineales en el punto de acoplamiento común con otras cargas, para tensiones en el intervalo de 120 – 69 000 volts						
Máxima distorsión de corriente de armónica de orden impar en % de la fundamental						
I_{sc} / I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	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
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Límites de corriente armónica para cargas no lineales en el punto de acoplamiento común con otras cargas, para tensiones en el intervalo de > 69 000 – 161 000 volts						
Máxima distorsión de corriente de armónica de orden impar en % de la fundamental						
I_{sc} / I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	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 cargas no lineales en el punto de acoplamiento común con otras cargas, para tensiones en el intervalo de > 161 000 volts						

Tabla 1 Límites de distorsión de corriente. Recomendación IEEE 519



Máxima distorsión de corriente de armónica de orden impar en % de la fundamental						
I_{sc} / I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	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

Las armónicas pares están limitadas a un 25 % del límite de la armónica impar

* Todos el equipo de generación de energía es limitado a estos valores de distorsión de corriente, sin importar la relación de I_{sc}/I_L

Donde I_{sc} = Máxima corriente de corto circuito en el punto común de acoplamiento

I_L = Máxima corriente de carga demandada por la carga (frecuencia fundamental) en el punto de acoplamiento común

TDD = distorsión total demandada (RSS) en % de demanda máxima

Tabla 2 (continuación) Límites de distorsión de corriente. Recomendación IEEE 519

Las distorsiones dadas en la tabla 1 anterior solo son permitidas siempre que el transformador que conecte al usuario con el sistema no sea sujeto a armónicas de forma excesiva, es decir un 5% de la corriente de diseño como lo indica la recomendación ANSI/IEEE C57.12.00-1980. También en la recomendación IEEE 519 se definen límites para los parpadeos de tensión (Flicker), causados por consumidores de manera individual. La figura 14 es una gráfica donde uno puede determinar el grado de susceptibilidad al problema

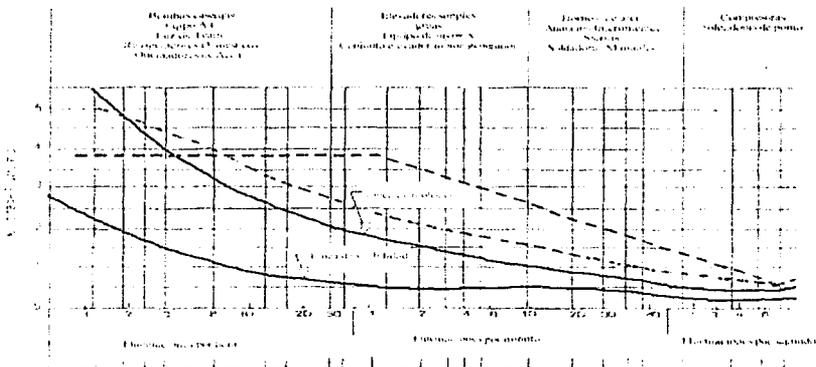


FIGURA 14 Curva de Parpadeo



Algunos convertidores ocasionan cortes en la señal de tensión de salida, figura 15, a continuación se muestra una tabla 3 para los límites permisibles para este tipo de distorsión.

	Aplicaciones especiales	Sistemas generales	Sistemas dedicados
Profundidad del corte	10%	20%	50%
THD de tensión	3%	5%	10%
Area del corte*	16 4000	22 800	36 500
* En volts por microsegundos			

Tabla 3 clasificación de los sistemas de tensión y límites de distorsión

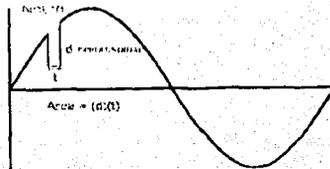


FIGURA 15 Corte de Tensión

El segundo tema en la recomendación IEEE 519 es para los límites de distorsión de tensión. Esto controla la cantidad de distorsión permitida que es aceptable en las líneas de distribución de tensión en el punto de acoplamiento común de la línea y el consumidor

Los límites de armónicas son recomendados en base a los niveles que son lo suficientemente bajos para asegurar que el equipo de los consumidores opere satisfactoriamente. Esto límites se muestran en la tabla 4

Tensión en el bus en el PCC ¹	Distorsión individual de tensión (%) ⁰	Distorsión total armónica de tensión THD(%)
Debajo de 69 kV	3.0	5.0
69 kVA 137.9kV	1.5	2.5
138 kV y arriba	1.0	1.5

¹ punto de acoplamiento común
 Nota: sistemas de alta tensión pueden tener hasta un 2% de THD donde la causa sea un terminal de alta tensión de DC la cual eliminaría la distorsión
 PCC es el punto de acoplamiento común

Tabla 4 Distorsión en los armónicos de la señal de tensión

Para las corrientes, los límites son impuestos en componentes individuales y en la distorsión total de todas las armónicas (THD), la diferencia con la tabla 1 es que en esta tabla se dan los límites de tensión, en esta tabla los índices también decrecen conforme aumenta el nivel, solo se muestran los límites para las armónicas impares, la generación de armónicas pares esta limitada pero sigue restringiéndose a un 25 % del límite de las armónicas en el mismo intervalo.

Usualmente las líneas de alimentación dan abasto a mas de un consumidor. Los límites de distorsión mostrados en la tabla 4 no deben excederse mientras que todos los consumidores respeten los límites de inyección de armónicas a la línea.

1.5 Acondicionadores

La enorme cantidad y diversidad de cargas hace difícil la generalización de los requerimientos de calidad de la energía que alimenta a las mismas. Como consecuencia del incremento que en los últimos años han experimentado tanto las cargas críticas así como las cargas perturbadoras, internacionalmente se ha trabajado por definir niveles de inmunidad para los equipos, así como niveles de emisión de perturbaciones. El proceso no ha sido concluido, pero se pueden considerar como referencia los siguientes documentos, en lo que respecta a niveles de las perturbaciones:

Norma IEC 555 (Convertida a IEC 1000 en 1995)

Norma EN 60555

ANSI/IEEE-446 Standard

ANSI/IEEE-519 Standard (revisada en 1992)

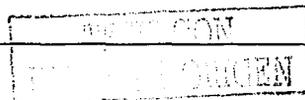
1.5.1 Norma IEC 555 (convertida a IEC 1000 en 1995)

Haremos una mención especial de esta norma ya que esta no es una recomendación como la IEEE 519, esta norma tiene que ver con los estándares e implicaciones para fabricantes electrónicos. Esta norma, especifica los límites para las armónicas de corriente creadas por equipo conectado a los sistemas públicos de alimentación del sistema de baja tensión. También especifica límites para las fluctuaciones y cortes producidos por esos equipos conectados a los sistemas públicos de alimentación de baja tensión. Los límites que fija esta norma son aplicables a sistemas de distribución con tensiones nominales de 320 volts (para una fase) y de 400volts (para 3 fases) a 50 Hz, y para todo el equipo eléctrico y electrónico con corrientes especificadas hasta 16 amperes. Las armónicas de interés son de la 2ª a la armónica número 40. Se debe hacer notar que la parte 2 de esta norma también se refiere a los sistemas de 60 hertz. Esta norma es ampliamente utilizada en la comunidad europea. No es aplicada en su totalidad ya que existen certificaciones temporales que exigen a ciertos productos dependiendo de la fecha de introducción en el mercado y si se acoplan a los estándares anteriores.

La norma IEC 1000-3-2 define también los requerimientos de emisión, los requerimientos de la fuente de AC, así como los límites para probar las emisiones de armónicas de corriente de equipo eléctrico y electrónico.

En general la calidad y seguridad de las instalaciones de suministro eléctrico son muy variables de unos países a otros, e incluso dentro de un mismo país entre unas zonas y otras cambian las condiciones de operación. La normativa existente impone límites a los niveles de contaminación eléctrica generada por los equipos consumidores.

El problema de la calidad de la energía eléctrica tiene varios responsables. En contraste con el modelo clásico de "consumidor-compañía eléctrica", en donde la garantía de una buena calidad de la energía eléctrica incluye solamente a estas dos partes, actualmente para garantizar una buena calidad de la energía eléctrica se incluyen en el esquema las siguientes partes:



- La compañía eléctrica; la cual debe definir y garantizar la calidad del producto proporcionado al consumidor.
- La empresa fabricante del equipo eléctrico, siendo su papel el poner en el mercado productos que satisfagan las normas de interferencia y contaminación eléctrica.
- El usuario, cuyo papel consiste en asegurarse que su instalación, la conexión con el sistema de distribución y el equipo, estén correctamente diseñados y que la puesta de su instalación y sus cargas no produzcan disturbios en el sistema eléctrico público.
- El gobierno y organizaciones correspondientes quienes deberán elaborar leyes y reglamentos que interpongán requerimientos razonables a las partes anteriores.
- Y los investigadores quienes deben de profundizar en el estudio del problema y proponer soluciones.

Por lo que respecta a la compañía eléctrica, esta podrá satisfacer las necesidades del usuario de dos maneras: a) Elevando el nivel de calidad del servicio de toda la red con el fin de satisfacer de manera adecuada a las cargas críticas, y adaptando el nivel de calidad en puntos específicos de la red al requerido por el usuario exigente, esta opción es de un elevado costo ya que implica mejoras a los componentes de las instalaciones eléctricas. b) Se pretende solucionar el problema manteniendo el nivel general de calidad e instalando "adaptadores" (acondicionador de tensión) para satisfacer las necesidades de los usuarios exigentes, con aplicaciones de tarifas especiales.

Por otro lado, los usuarios que poseen en sus instalaciones cargas contaminantes que introducen disturbios al sistema eléctrico debieran estar obligados a limitarlos. Por lo tanto, deberán instalar equipos para lograr reducir estas perturbaciones mediante el uso de circuitos acondicionadores. Los acondicionadores en corriente y de tensión pueden estar separados o formando en conjunto como un acondicionador de corriente y tensión.

Los equipos llamados acondicionadores, son de varios tipos, desde el supresor de picos hasta la fuente de poder ininterrumpible (UPS), y suponen una adecuada manera para suprimir algunos o todos los disturbios presentes en un sistema eléctrico. La complejidad de estos sistemas es muy variada. Sin embargo, la selección del sistema para incrementar la calidad de la red depende en primer término del tipo de perturbación. A continuación se presenta una descripción de los más comunes:

1.5.2 Supresor

El supresor de picos de tensión está basado en un varistor, que presenta una alta resistencia en operación normal y una baja resistencia en la presencia de una sobretensión. Un problema es su característica dependiente de la relación V/I , la cual no es lo suficientemente alta, para que el supresor presente una buena limitación cuando la sobretensión no pase demasiado a la tensión de operación normal. Este dispositivo presenta una protección de nivel medio

1.5.3 Transformador de ultra – aislamiento

Estos son transformadores con un aislamiento muy alto. Sus capacitancias parásitas son pequeñas y posee una inductancia de fuga relativamente grande, reduce ruido en modo diferencial y en modo común a altas frecuencias.

1.5.4 Transformadores autorresonantes

Estos representan un método clásico para estabilizar tensión en cargas inferiores a 5 kVA. Estos continúan siendo muy utilizados dada su confiabilidad con sobrecargas y sobretensiones. Debido a su alta potencia reactiva puede encargarse de interrupciones cortas.

1.5.5 Reguladores lentos con tiristores

Estos compensan cambios de tensión en base a transformadores con derivados y triac's permitiendo una regulación adaptable a ciertos intervalos. Dada la naturaleza de los dispositivos, el tiempo de regulación para cambios de tensión rápidos está limitada.

1.5.6 Reguladores rápidos

De manera similar a los reguladores lentos con tiristores, el regulador rápido tiene un transformador con derivaciones, pero la regulación es realizada a través de MOSFET's, TBJ's o IGBT's, incrementando la velocidad de la regulación y compensando en tiempos más cortos que en medio ciclo de línea.

1.5.7 Fuente de potencia ininterrumpibles (UPS)

La única solución para anular interrupciones de tensión mayores a 0.5 segundos en cargas críticas es un UPS. Generalmente son equipos de estado sólido. Sin embargo, existen equipos que combinan

maquinas rotatorias y convertidores electrónicos. Existen varias configuraciones y estrategias de operación de los UPS.

1.5.8 Filtros pasivos

Estos son filtros LC de potencia para armónicos en corriente de redes eléctricas. Los armónicos más representativos en una red eléctrica son 5°, 7° y 11°. A través del arreglo capacitor inductor se desarrollan filtros de radio frecuencia, atenuando ruido de 1Mhz, estos ruidos son de duración muy corta y de baja amplitud. Ellos atenúan ruido en modo común y modo diferencial.

1.5.9 Filtro activo de tensión

El objetivo de este sistema es el de reducir los cambios rápidos y lentos en la tensión atenuando ruido en los modos común y diferencial. Por tanto, el único disturbio que no pueden reducir es el de las interrupciones largas, el cual puede ser cubierto por los UPS.

1.5.10 Filtros activos de corriente

Las corrientes armónicas que fluyen por las cargas no lineales producen distorsiones en la tensión en puntos de conexión común con otras cargas, debido a la impedancia de corto circuito con un valor finito. Una solución al problema es un equipo que anule el flujo de esas corrientes armónicas en el sistema eléctrico, esto puede llevarse acabo con la implementación de filtros pasivos en paralelo con la carga, pero debido al amplio intervalo de armónicos a compensar y a la interacción con la impedancia caracterfstica del sistema, no nos ofrece la mejor alternativa par solucionar el problema. Una solución es el empleo de filtros activos de corriente basados en convertidores estáticos de potencia, de tal modo que tanto las cargas no lineales como los acondicionadores de corriente, sean vistos por la red como una carga lineal.

1.5.11 Filtros universales

Esta es una combinación de filtros activos de tensión y con los filtros activos de corriente con una interconexión a una unidad de almacenamiento.

De estos métodos los mas usados son los filtros y tradicionalmente se usan los filtros pasivos

2 FILTROS PASIVOS Y ACTIVOS

En este capítulo, comenzaremos con los filtros pasivos que son el método usado tradicionalmente para poder eliminar las armónicas presentes en los sistemas eléctricos; para después, comenzar a hablar de los filtros activos de potencia.

2.1 Filtros pasivos

Un Filtro es un circuito de dos puertos cuyo propósito es dejar pasar señales que tengan un espectro de frecuencias específico y detener señales cuyo espectro de frecuencias difieran de este. Entonces los filtros son circuitos selectivos a frecuencias. Los filtros son importantes bloques de construcción de muchos sistemas electrónicos. Aunque su uso más extensivo se encuentra en los sistemas de comunicaciones, casi todos los instrumentos electrónicos contiene alguna clase de filtros.

Existen diferentes tecnologías para realizar los filtros. La tecnología más antigua utiliza inductores, resistores y capacitores, y los filtros resultantes se llaman filtros pasivos, LC, RC, RL, o RLC. El problema con este tipo de filtros es que en las aplicaciones a frecuencias bajas (de CD a 100 kHz), los inductores requeridos son grandes en tamaño, y sus características eléctricas no son ideales. Además, es muy complicado elaborar estos inductores de forma monolítica, y no es posible realizarlos utilizando las técnicas modernas de construcción de los sistemas electrónicos.

Aunque existen varios métodos para poder disminuir las corrientes de armónica, uno de los más usados desde hace 60 años es el de los filtros pasivos [5-6]. Los filtros pasivos de armónicos son un método que consiste en la conexión en paralelo de filtros pasivos sintonizados, las frecuencias de corte de estos filtros se escogen de manera que permitan el paso de la frecuencia fundamental de manera ideal, es de los métodos que poseen un costo relativamente bajo y pueden proveer otras ventajas a parte del filtrado de los armónicos como compensación en potencia reactiva de manera simultánea, además de que necesitan un bajo mantenimiento.

La figura 1 (a) siguiente muestra un diagrama simple de un sistema donde se utilizan los filtros pasivos para la eliminación de armónicas, la figura 1 (b) muestra el equivalente del sistema con las

corrientes de armónicas $I_o(h)$ así como la corriente de los filtros de armónicas $I_f(h)$ y la corriente del sistema de armónicas $I_s(h)$.

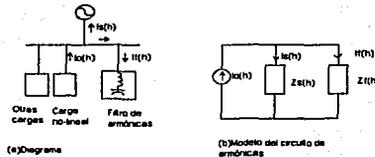


FIGURA 1 Diagrama a Bloques de un Sistema Simple

El diseño de los filtros pasivos, requiere de un análisis que comienza desde el tipo de filtro a utilizar, la cantidad de ellos en el sistema, capacidades de filtrado así como los parámetros característicos de cada filtro para poder satisfacer los requerimientos del sistema en cuestión de filtrado de armónicas y compensación de potencia reactiva. Así como si el filtro estará en el nivel de alta tensión o de baja tensión. En este punto por lo general, debido a que la mayoría de las cargas no lineales se encuentran en el nivel de baja tensión y además el nivel de baja tensión posee una impedancia de fuente grande y estable, por lo que el desempeño de los filtros pasivos de armónicos es mejor que en un nivel de alta tensión[5].

Cuando se requiere un filtro pasivo de armónicas de una gran capacidad (hasta 1MVA) y se encuentra en el nivel de baja tensión, es necesaria una inversión muy grande. Por ejemplo el costo de los filtros sintonizado para cuatro ramas de un sistema de una potencia aparente de 10 kVA, oscila entre los 1400 y casi 2000 dólares [8] esta oscilación de precios depende del factor de potencia deseado. También es importante considerar el espacio a utilizar para su colocación, en este caso los usuarios prefieren conectar al filtro pasivo de armónicas del lado de alta tensión. Por otro lado, la impedancia de la fuente es muy baja y varía de forma complicada. El análisis del filtro es crítico para el buen desempeño de los filtros y usualmente la utilización de un solo tipo filtro no es suficiente para poder cumplir con los requerimientos de filtrado de armónicas a niveles de alta tensión con una situación compleja de armónicas.

2.2 Descripción de estructuras de filtros y desempeño

Los filtros pasivos de armónicos están compuestos básicamente de los siguientes elementos un resistor (R), un inductor (L) y un capacitor (C). Las configuraciones típicas de un filtro pasivo incluyen a los de sintonización simple o doble de doble sintonización, filtros pasivos de segundo o tercer orden y filtros amortiguados tipo C. El filtro pasivo de sintonización doble es equivalente a dos filtros sintonización simple [5] cada uno en paralelo con el otro.

Los circuitos ideales de cada uno se presentan a continuación: en la siguiente figura 2

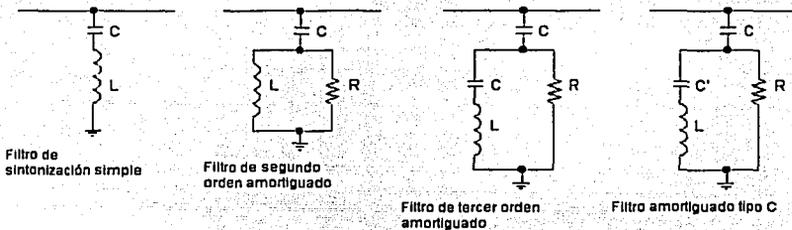
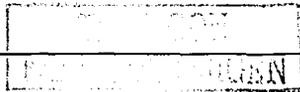


FIGURA 2 Configuraciones típicas de Filtros Pasivos

donde tanto el filtro pasivo de tercer orden como el filtro pasivo amortiguado tipo C están contruidos con dos capacitores y una resistencia así como de un inductor, en el caso del filtro de tercer orden y del tipo C se encuentra el inductor en serie con una capacitor como se observa en la figura 2, respectivamente. Los dos capacitores en el filtro de tercer orden poseen capacitancias iguales en (uF) esto solo por simplificar el diseño. El capacitor C' y el inductor L del filtro amortiguado tipo C deben de ser diseñados para permitir una resonancia a la frecuencia fundamental, esto con el fin de reducir pérdidas en la potencia de la componente fundamental.

Para poder analizar el desempeño de estos filtros, se presentan las siguientes gráficas[9], las cuales se otienen al observar que el desempeño del filtro se puede caracterizar a través del comportamiento



de la impedancia con respecto a la frecuencia. Basándose en la figura 1, donde la carga no lineal es modelada como una fuente de corriente, el sistema de alimentación y la carga son modeladas como impedancias, no se modelan otras cargas debido al tamaño relativo entre ellas lo que permite que sean despreciables con respecto a las antes mencionadas.

De esta forma se logra determinar las siguientes ecuaciones:

$$I_s(h) = \frac{Z_f(h)}{Z_f(h) + Z_s(h)} I_o(h) \quad (1)$$

$$I_f(h) = \frac{Z_s(h)}{Z_f(h) + Z_s(h)} I_o(h) \quad (2)$$

$$V_s(h) = \frac{Z_f(h)Z_s(h)}{Z_f(h) + Z_s(h)} I_o(h) \quad (3)$$

donde:

$I_o(h)$ valor de corriente en RMS de la h ésima armónica de orden h producida por la carga no lineal.

$I_s(h)$ valor de corriente en RMS de la h ésima armónica de orden h que se regresa a la línea.

$I_f(h)$ valor de corriente en RMS que fluye al filtro.

$V_s(h)$ valor de tensión de la h ésima armónica de orden h en el bus.

$Z(h)$ equivalente de la impedancia (en Ω) a la h ésima armónica de orden h del sistema de alimentación.

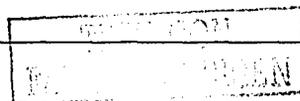
$Z_f(h)$ equivalente de la impedancia (en Ω) a la h ésima armónica de orden h del sistema del filtro.

h orden la armónica, que corresponde a un múltiplo (f_h) de la frecuencia fundamental (f_0)

$$h = \frac{f_h}{f_0}$$

De las ecuaciones 1 y 3 es posible observar que la tensión y corriente de armónicas que se alimentan a un sistema se puede reducir utilizando la impedancia apropiada a la frecuencia de la armónica. Las gráficas siguientes muestran esto de forma más clara, así como las ecuaciones que se utilizan para generar dichas gráficas.

Adicionalmente para las gráficas siguientes se generan otros dos parámetros adicionales que son: "ho" que es la armónica característica de orden "h" y la razón constante de amortiguamiento de tiempo "m", definidos de la siguiente manera:



Para filtros de sintonización simple

$$h_n \equiv \frac{X_c}{X_L} = \frac{1}{f_h} \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

donde :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_h C}; \text{ que es la impedancia capacitiva a la frecuencia fundamental.}$$

$$X_L = 2\pi f_h L; \text{ es la impedancia inductiva a la frecuencia fundamental.}$$

Para filtros amortiguados quedan de la siguiente manera:

$$h_n \equiv \frac{X_c}{R} = \frac{1}{2\pi f_h RC}$$

$$m \equiv \frac{L}{R^2 C} = \frac{X_c X_L}{R^2} = h_n \frac{X_L}{R}; \text{ donde R es la resistencia del filtro.}$$

Con estos parámetros y utilizando la siguiente relación que permite normalizar las gráficas $\bar{h} = h/h_n$. Las ecuaciones del comportamiento de las impedancias quedan de la siguiente manera.

Para el filtro de sintonización simple:

$$Z_f(h) = j \left(hX_L - \frac{X_c}{h} \right) \text{ y normalizada}$$

$$Z_f(h) = j \left(\bar{h} - \frac{1}{\bar{h}} \right)$$

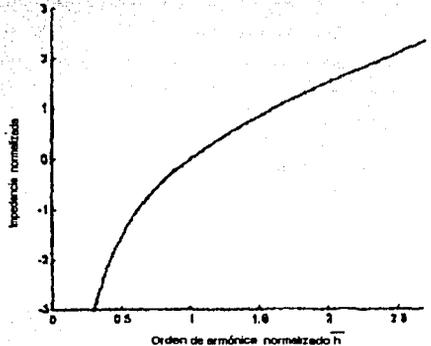


Figura 3 Filtro de sintonización simple y gráfica de comportamiento de la impedancia normalizada con respecto a las armónicas

TRABAJO CON
FALLAS EN EL TIEMPO

Para un filtro de segundo orden amortiguado

$$Z_f(h) = \frac{R(hX_L)^2}{R^2 + (hX_L)^2} + j \left[\frac{R^2 hX_L}{R^2 + (hX_L)^2} - \frac{X_C}{h} \right]$$

y normalizada

$$Z_f(h) = \frac{m^2 \bar{h}^2}{1 + (m\bar{h})^2} + j \frac{m\bar{h} - m^2 \bar{h} - 1/\bar{h}}{1 + (m\bar{h})^2}$$

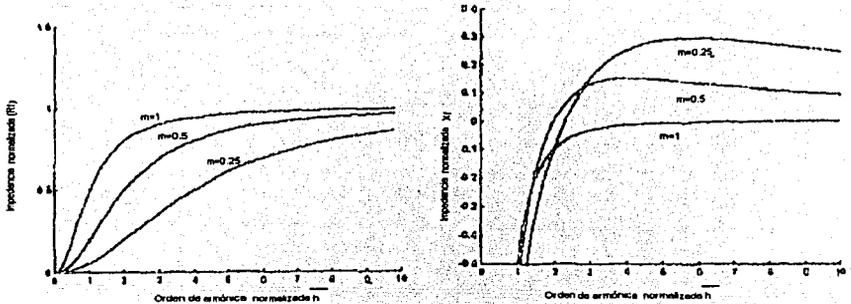


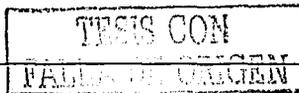
Figura 4 Filtro de segundo orden amortiguado y gráfica de comportamiento de la impedancia normalizada con respecto a las armónicas

Para un filtro de tercer orden amortiguado

$$Z_f(h) = \frac{R(hX_L)^2}{R^2 + \left(hX_L - \frac{X_C}{h}\right)^2} + j \left[\frac{R^2 hX_L - hX_L^2 X_C + \frac{X_L X_C^2}{h}}{R^2 + \left(hX_L - \frac{X_C}{h}\right)^2} - \frac{X_C}{h} \right]$$

y normalizada

$$z_f(h) = \frac{m^2 \bar{h}^2}{1 + (m\bar{h} - 1/\bar{h})^2} + j \left[\frac{m\bar{h} - m^2 \bar{h} + m/\bar{h}}{1 + (m\bar{h} - 1/\bar{h})^2} - \frac{1}{\bar{h}} \right]$$



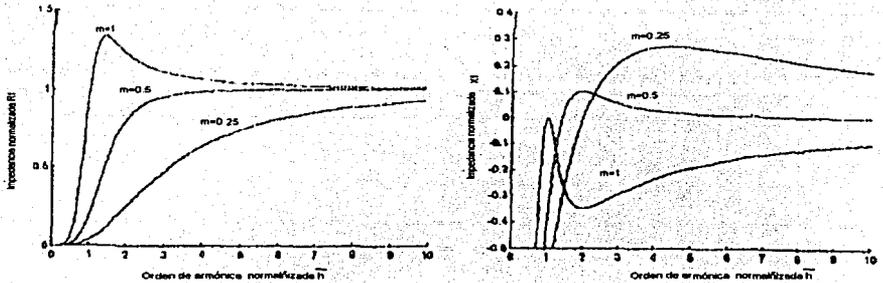


Figura 5 Filtro de tercer orden amortiguado y gráfica de comportamiento de la impedancia normalizada con respecto a las armónicas

Para un filtro amortiguado tipo C

$$Zf(h) = \frac{R \left(hX_L - \frac{X_L}{h} \right)^2}{R^2 + \left(hX_L - \frac{X_L}{h} \right)^2} + j \left[\frac{R^2 \left(hX_L - \frac{X_L}{h} \right)}{R^2 + \left(hX_L - \frac{X_L}{h} \right)^2} - \frac{X_C}{h} \right]$$

y normalizada

$$zf(h) = \frac{\left(m\bar{h} - \frac{m}{h_o^2 \bar{h}} \right)^2}{1 + \left(m\bar{h} - \frac{m}{h_o^2 \bar{h}} \right)^2} + j \left[\frac{m\bar{h} - \frac{m}{h_o^2 \bar{h}}}{1 + \left(m\bar{h} - \frac{m}{h_o^2 \bar{h}} \right)^2} - \frac{1}{\bar{h}} \right]$$

donde $j = \sqrt{-1}$

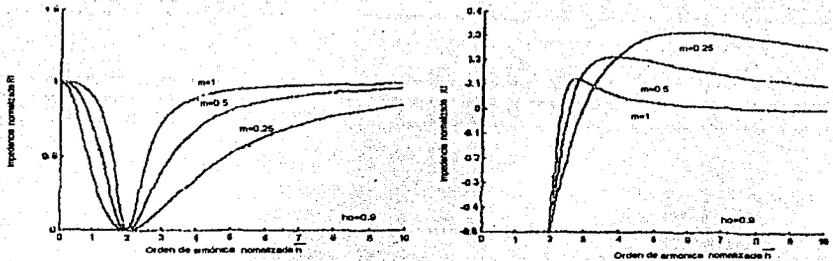


Figura 6 Filtro de amortiguado tipo C y gráfica de comportamiento de la impedancia normalizada con respecto a las armónicas

De acuerdo a las curvas, se puede observar que solo el filtro amortiguado tipo C es el único que depende de "ho". Para los demás filtros, se observa que la impedancia del filtro sintonizado simple aumenta de forma monótona y en los filtros sintonizados atenuados la impedancia se aproxima a una resistencia en frecuencias altas ($h \gg h_0$). En general, la impedancia del sistema es inductiva a frecuencias altas, los filtros amortiguados con parámetros pequeños, "m" poseen un mejor desarrollo en el filtrado de armónicas a altas frecuencias debido a la impedancia inductiva.

Debido a que los filtros pasivos de sintonización simple resonantes, solo utiliza un elemento inductivo y un elemento capacitivo en su arquitectura, el costo de ellos para su realización y las pérdidas en potencia ocasionados por su operación son menores al de los filtros pasivos amortiguados que tengan la misma capacidad, además los filtros de sintonización simple son muy sencillos de diseñar y de instalar. Sin embargo es el desempeño del filtrado de las armónicas el que permite que las otras configuraciones de filtros pasivos sean preferidas sobre la configuración del filtro de sintonización simple. El filtro pasivo de sintonización simple presenta un buen desempeño de filtrado de armónicas, cuando la frecuencia de las armónicas está ligeramente arriba de la frecuencia de resonancia de la frecuencia del filtro. Las componentes de baja frecuencias son acentuadas por el uso de un filtro pasivo de sintonización simple debido a que la impedancia del filtro se vuelve capacitiva. Por esta razón el filtro de sintonización simple es solo adecuado para un

sistema que posee en su sistema de alimentación distorsiones sencillas de armónicos (i.e. no es propio para muchas armónicas distribuidas en un margen muy amplio de frecuencias).

Por otro lado, la impedancia de los filtros amortiguados tipo C se aproxima a una resistencia a altas frecuencia, de manera que presenta un mejor desempeño en el filtrado de las armónicas de altas frecuencias. El fenómeno de acentuar las armónicas de baja frecuencia se ve mitigado e inclusive eliminado por los filtros amortiguados con los parámetros adecuados de diseño. Por lo que los filtros pasivos atenuados son adecuados para reducir problemas de armónicos complejos [5], por ejemplo armónicas de componentes grandes distribuidos en un intervalo amplio de frecuencias.

El uso de los filtros pasivos ha sido, como ya se menciona, desde hace 60 años la solución mas utilizada para la disminución de armónicas y corrección del factor de potencia, pero estos circuitos poseen problemas asociados a ellos, al estar sintonizados a una frecuencia en particular no son capaces de responder a cambios bruscos en las cargas u otro tipo de perturbaciones no contempladas por el filtro, además presentan resonancias.

2.3 Filtros activos

Con el fin de buscar una alternativa de solución a estos problemas se desarrollan los filtros activos de potencia, filtros armónicos o simplemente filtros activos, aunque el termino filtro activo es muy general y se aplica a un grupo de circuitos electrónicos [10] que incorporan en su estructura dispositivos de conmutación de potencia y/o elementos pasivos de almacenamiento como inductores o capacitores (las funciones de estos dependen de las aplicaciones). Generalmente se refieren a un circuito que mediante los elementos anteriores y un sistema de control permitan regular la aportación de los armónicos de corriente a la línea de distribución o corregir el factor de potencia así como los niveles de tensión.

Existen varias configuraciones de filtros siendo los más típicos la configuración en paralelo, serie y la combinación de ellas, estos presentan la ventaja de que pueden compensar la mayoría de los disturbios existentes en un sistema, son fáciles de colocar principalmente las configuraciones en paralelo. No están sintonizados a una sola frecuencia por lo que idealmente pueden compensar

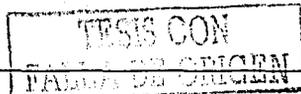
para todo el espectro armónico, dependiendo del sistema de control (idealmente hasta la armónica 50^{ta}). No presentan resonancias y pueden utilizarse en la mayoría de los sistemas, de una fase o más.

Básicamente un filtro activo de potencia funciona como una fuente controlada permitiendo generar la corriente reactiva solicitada por la carga, de manera que el sistema aporte solamente la corriente asociada a la potencia reactiva de la carga, es decir la carga es vista como si fuera puramente resistiva.

Ya en los años 70 se intentaba la eliminación de algunos armónicos mediante la inyección de corriente de triple frecuencia, en esos días, la utilización de los circuitos inversores era casi nula, no existían los avances electrónicos con los que contamos actualmente. Pero ahora en nuestros días la utilización de los inversores ya sea de tensión o corriente permitió un avance en las investigaciones y junto con la existencia de diversos métodos de control se busca optimizar a los filtros activos de potencia.

El uso de los inversores en los filtros activos de potencia es por la facilidad que poseen estos circuitos de convertir una señal de DC a una señal de AC de amplitud y frecuencia deseada, en este caso la señal de DC proviene de un elemento almacenador que es por lo regular un capacitor, normalmente se desea que la salida de un inversor sea lo mas senoidal posible y con un bajo contenido armónico, pero en este caso no es así, lo que se desea es que genere las señal de armónicos pero de signo contrario a los que genera la carga para poder eliminar esta perturbación. Esto se logra mediante un control adecuado que conmuta al inversor.

La figura 3 muestra, a bloques, los componentes de un sistema típico de un filtro activo de potencia y sus conexiones. La información correspondiente a las armónicas de corriente, generadas por una carga no-lineal es suministrada al estimador de la referencia tensión/corriente, junto con la información de otras variables del sistema. La señal de referencia del estimador de corriente así como otras señales, maneja el sistema de control de todo el sistema. Este a su vez proporciona el control para el generador de pulsos PWM. La salida del generador de pulsos PWM controla a los circuitos de potencia mediante una interface adecuada. El circuito de potencia en el diagrama general se puede conectar en paralelo, serie o serie-paralelo.



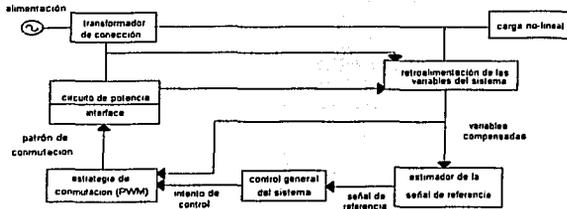


Figura7 Diagrama a bloques de un filtro activo de potencia

Los filtros activos necesitan de una interfase [15], para poder conectarse a la línea. El objetivo de esta interfase es la de eliminar los transitorios ocasionados por los elementos de conmutación. Este modulo del filtro esta compuesto por lo regular de capacitores e inductores.

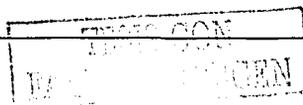
Por otro lado se ha tratado de definir algunos índices que permitan definir adecuadamente los requerimientos y efectividad del filtro activo de potencia para compensar para diferentes tipos de carga. [15], se debe hacer notar que estos índices apenas están siendo definidos, por lo cual, todavía no existe un acuerdo entre los diferentes investigadores. Los índices siguientes fueron definidos por ELECTROTEK Concepts, INC. Los índices definidos hasta el momento son:

2.3.1 Índice de efectividad de filtrado (FEI, Filtering Effectiveness Index)

Es la razón de la distorsión armónica total para la forma de onda de la corriente que debe ser proporcionada por el sistema fuente con y sin filtro activo de potencia. Es una medida de la efectividad del filtro activo de potencia para compensar las armónicas de corriente de la carga entre más grande es este índice el filtro activo de potencia posee un mejor desempeño.

2.3.2 Índice de la efectividad de filtrado (FCI, Filtering Capacity Index)

Es la razón entre la potencia aparente total (kVA) proporcionada por el filtro activo de potencia y la potencia aparente de la carga. Esta razón indica la capacidad del filtro requerido para compensar para diferentes tipos de cargas este índice da una idea del tamaño del filtro activo de potencia



para compensar para diferentes cargas en base al requerimiento de potencia reactiva (VA) del filtro activo de potencia.

2.3.3 Índice de la capacidad de interface del filtro pasivo (ICI, Interface Filter Capacity Index)

Este es una medida de la capacidad de interface del filtro pasivo requerido para diferentes cargas. Es una razón entre los kVA del capacitor del filtro pasivo y la potencia aparente que suministra el filtro activo de potencia.

Como se mencionó en el índice FCI, el filtro activo posee diferentes desempeños dependiendo del tipo de carga a compensar, es decir para una forma de onda de corriente que no tiene muchos cambios abruptos es mejor el filtrado que para una forma de onda que posee cambios abruptos, como se ve en las siguiente figura 4:

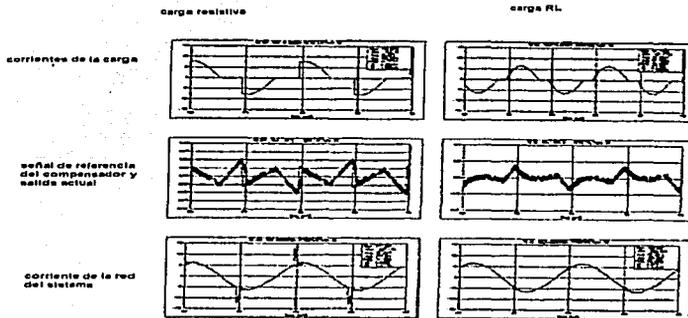


Figura 8 Efecto de la carga en el comportamiento de compensación del filtro activo.

Los filtros activos de potencia usan elementos de la electrónica de potencia para producir componentes armónicos que cancelaran a los armónicos generados en la carga no lineal al ser inyectados en el sistema. Los filtros activos de potencia son relativamente nuevos y se están investigando en diferentes universidades, institutos y empresas. Esto permite el desarrollo de diferentes topologías. La figura 5 muestra una clasificación de filtros activos de potencia de acuerdo

a su topología, dado que la sección de la topología a utilizar un juego un papel importante en la aplicación del filtro activo de potencia

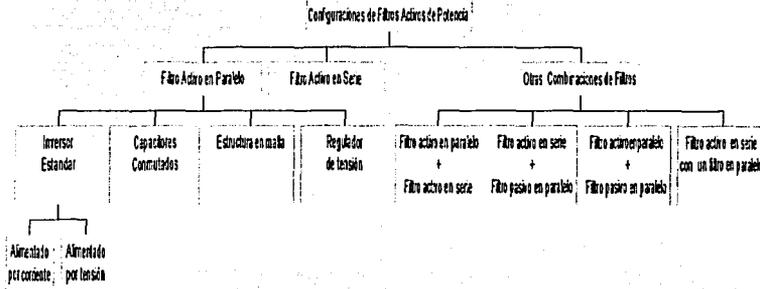


Figura 9 Configuraciones de filtros activos de potencia

2.4 Configuración en paralelo

Esta configuración de filtro activo es la más fácil de instalar en un sistema eléctrico [1-14] en los sistemas eléctricos. Se conecta al circuito principal, figura 6. El propósito de esta configuración es el de cancelar las armónicas generadas en la corriente de carga antes de que se integre al sistema de alimentación. Puede contribuir también a la compensación de potencia reactiva y balancear sistemas trifásicos. Los filtros activos de potencia en configuración paralela tienen la ventaja de solo manejar la corriente necesaria para la compensación mas un extra para compensar por las perdidas del filtro. También es posible conectar varios filtros activos de potencia en configuración en paralelo para poder manejar una mayor capacidad de corriente, lo que hace a esta configuración apta para un amplio intervalo de niveles de potencia.

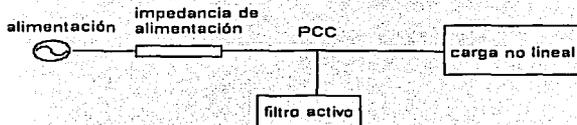


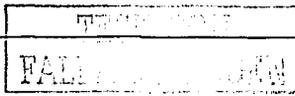
Figura 10 Conexión general de un filtro activo en paralelo

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

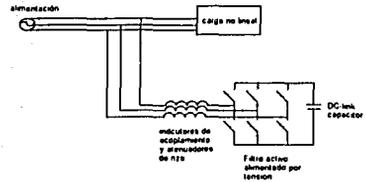
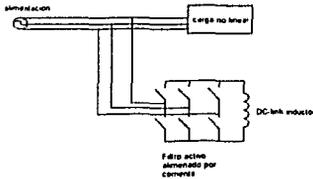
Los filtros activos de potencia configuración en paralelo esta dividido en cuatro categorías principales[5] basadas en el tipo de filtro, llamadas: configuración de inversor, capacitores conmutado, tipo malla (Lattice filter), tipo regulado de tensión. Información de estos circuitos se da en la tabla 1

Criterio de comparación	Configuración de Inversor		Filtros de capacitores conmutados	Configuraciones de malla	Filtros en base a reguladores de tensión
	Alimentado por corriente	Alimentado por tensión			
Nº de fases	Normalmente 3 fases	De 1 fase a 3 fases	1 fase	1 fase	1 fase
Circuito	Circuito 1	Circuito 2	Circuitos 3y 4	Circuitos 5,6 y 7	Circuito 8
Intervalo de potencia	Media potencia	Baja a media potencia	Baja a media potencia	Baja potencia	Baja a media potencia
Velocidad de respuesta en ms	Media (~1)	rápido(~0.11)	lento(~100)	lento(~100)	rápido(~0.1)
Nº de dispositivos activos	6 interruptores 6 diodos	1 fase: 4 interruptores 4 diodos 3 fases: 6 interruptores 6 diodos	1 fase: 2 interruptores bidireccionales	1 fase: 4 interruptores bidireccionales	1 fase: 4 interruptores 4 diodos
Frecuencia de conmutación KHz	~2-5	~20-30	~2-4	~2-4	~4-6
Almacenado del nivel de DC	Inductor grande de DC (~100mH)	capacitor grande de DC (~4700-9000uF)	N/a	N/a	2 capacitores de DC pequeños (200uf)
Conexión de tensión de DC o de corriente	(1.3-1.5) x intervalo de corriente suministrada	(1.3-1.5) x intervalo de tensión suministrada	N/a	N/a	Fuente de tensión involucrada
Componentes de AC	N/a	N/a	1 o 2 capacitores de AC (40-80uf)	1 o 2 capacitores de AC (80uf), 1 o 2 inductores (1-3mF)	1 capacitor de AC (40-100uF) 1 pequeño inductor(<1mH)
Niveles de tensión de AC	N/a	N/a	1.5 x el intervalo de la tensión de los capacitores de AC	1.5 x el intervalo de la tensión de los capacitores de AC	1.2 - 1.5 x el intervalo de la tensión de los capacitores de AC
Método de control típico	PWM de un enlace de corriente de DC	Control de corriente PWM o enlace de tensión de DC	PWM optimizado de tensión	PWM optimizado de tensión	PAM continuo de tensión
Discontinuidades de tensión o corriente	Muy altos intervalos de corriente y cambio (+Idc e -Idc)	Muy altos intervalos de tensión y cambio (+Vdc y -Vdc)	Variaciones suaves de tensión	Variaciones suaves de tensión	Variaciones suaves de tensión

Tabla1 Características de las diferentes configuraciones de filtros activos

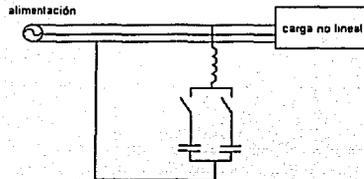
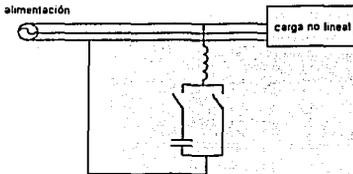


El diagrama básico de cada una de ellas se presenta en las siguientes figuras.



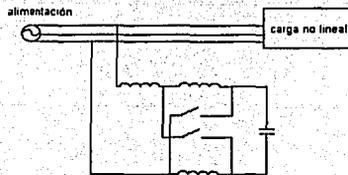
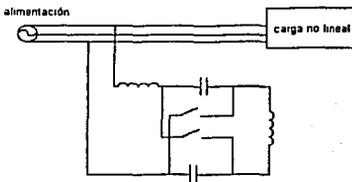
Filtro activo que utiliza un inversor alimentado por corriente
Circuito 1

Filtro activo que utiliza un inversor alimentado por tensión
Circuito 2



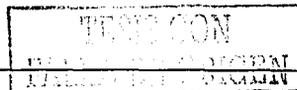
Capacitores conmutados
Circuito 3

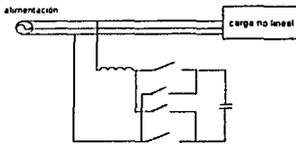
Capacitores conmutados
Circuito 4



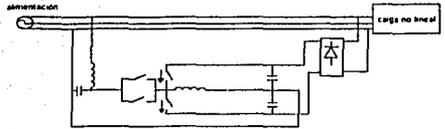
Configuraciones de malla
Circuito 5

Configuraciones de malla
Circuito 6





Configuraciones de malla
Circuito 7



Filtro activo en base a un regulador de tensión
Circuito 8

2.5 Configuración en serie

El filtro activo de potencia de esta configuración produce una forma de onda PWM que es sumada o restada, de manera instantánea desde y hacia la fuente de alimentación de la carga con el fin de lograr tener una forma de onda lo más senoidal posible. La configuración básica se presenta en la figura 7 siguiente:

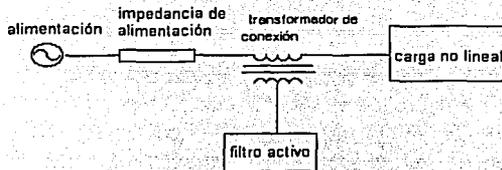


Figura 19 Conexión general de un filtro activo en serie

La configuración de inversor que acompaña a esta configuración es un inversor alimentado por tensión sin lazo de control de corriente. Este tipo de configuración no es muy popular. Esto debido a que manejan altas corrientes, cuyo valor es mayor al que manejan los filtros activos de potencia en configuración paralelo, especialmente en el lado del secundario del transformador de acoplamiento. La ventaja que tienen un filtro activo en configuración serie sobre una en configuración paralelo es la de que son ideales para eliminar armónicas de una señal de onda de una tensión. Esto de hecho significa que este tipo de filtro se utiliza para mejorar la señal de tensión para el beneficio de la carga. Proporciona a la carga una señal senoidal, que es importante para los dispositivos sensibles a

la tensión. La conexión es a través de un transformador, el cual está conectado en serie antes de la carga.

2.6 Combinación de filtros: Filtro Universal

Para poder juntar las ventajas de las configuraciones mencionadas anteriormente se desarrolla una arquitectura que maneja los dos tipos de filtros activos de potencia en configuración serie y paralelo como la mostrada en la figura 8, se puede usar para lograr los requerimientos que demanda un sistema de potencia.

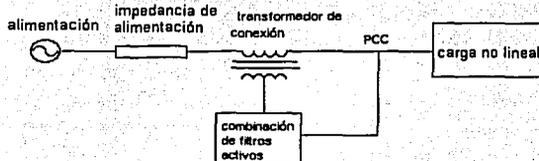


Figura 20 Conexión general de una combinación de filtros

Como se observa la conexión es más compleja, ya que, se debe conectar el filtro activo de potencia en serie con la línea, utilizando un transformador y además debe hacerse una conexión en paralelo del mismo a la carga. El uso de esta configuración no posee mucha demanda debido a la complejidad del sistema de control y posee un mayor costo. La complejidad del sistema de control es debido a que existe una dependencia entre la conmutación del filtro activo de potencia en configuración paralelo y la conmutación del filtro activo de potencia en configuración serie.

Existen varias formas de combinar las diferentes configuraciones de filtros activos de potencia, las cuales se describen a continuación:

2.6.1 Combinación de filtro activo serie y filtro pasivo en paralelo: Filtro Híbrido

Con el fin de reducir la complejidad en el diseño de la combinación anterior, los filtros activos de potencia en configuración serie, que constituyen una alta impedancia para la frecuencia de armónicas es acompañada por el filtro pasivo en paralelo con el fin de proporcionar un camino a las armónicas de corriente de la carga, la figura 9 muestra este arreglo. Esta combinación de filtros permite mejorar las características del filtro activo de potencia en serie y extiende sus capacidades al incluir reducción de armónicas de corriente así como de tensión.



Figura 21 Conexión general de filtro activo en serie y filtro pasivo

2.6.2 Combinación de filtros activo en paralelo y filtro pasivo en paralelo: Filtro Híbrido

Esta combinación representa una importante mezcla de filtro activo de potencia en paralelo y filtro pasivo, El filtro activo es diseñado para poder reducir las armónicas de corriente de menor orden mientras que el filtro pasivo es diseñado para eliminar la mayor parte de las armónicas de corriente de la carga. En estas condiciones se puede diseñar el filtro para altas potencias sin la necesidad de un costo excesivo por elementos de conmutación de alta potencia. La desventaja de esta técnica es que utiliza muchos elementos de potencia, en especial el filtro pasivo. Dado que los filtros pasivos están permanentemente conectados al sistema, esta aproximación es solamente apropiada para una sola carga con una fuente de armónicas específica.

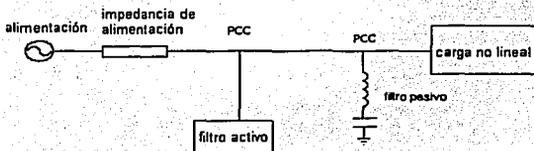
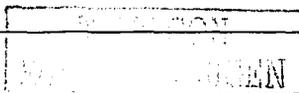


Figura 22 Conexión general de filtro activo en paralelo y filtro pasivo



2.6.3 Combinación de filtro activo serie con filtro pasivo: Filtro Híbrido

Esta configuración es tema de algunas investigaciones [15,16], y es muy usada para aplicaciones de media y alta potencia donde el filtro pasivo reduce el esfuerzo aplicado a los interruptores del filtro activo de potencia. En esta conexión el filtro activo de potencia en configuración serie se conecta a través del filtro pasivo, quedando ambos conectados de forma paralela a la carga como lo muestra la figura siguiente:

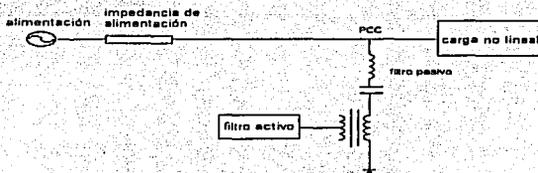
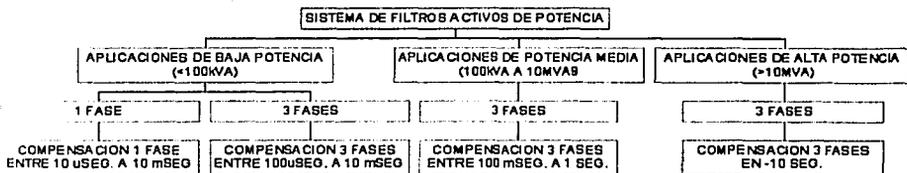


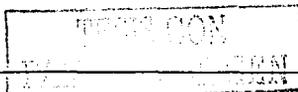
Figura 23 Conexión general de filtro activo configuración serie con filtro pasivo en paralelo

2.7 Aplicaciones de los filtros activos de potencia

Los filtros activos pueden ser usados en muchas aplicaciones. El esquema 1 muestra una clasificación de los filtros activos de potencia de acuerdo a la potencia del sistema y velocidad de respuesta



Esquema 1 Aplicaciones de los filtros activos de potencia según su uso en los sistemas de potencia y velocidad de respuesta.



La potencia del sistema a compensar y la velocidad de respuesta son un punto importante al momento de decidir la filosofía de control a implementar para el filtro activo de potencia. Por lo general, el costo en cualquier aplicación es proporcional a la velocidad de respuesta. [2].

2.7.1 Aplicaciones de baja potencia

El tipo de aplicaciones de baja potencia está asociado a niveles de potencia por debajo de 100kVA. Se encuentra mayormente asociado a áreas residenciales, edificios comerciales, hospitales y un amplio intervalo de cargas que van desde pequeños talleres y sistemas que contienen motores. El tiempo de respuesta es relativamente más rápido, al compararlo con las otras aplicaciones, que van desde decenas de microsegundos a milisegundos. En este nivel existen dos tipos de sistema aquellos que son de una fase y los trifásicos.

Los sistemas de una fase comprenden sistemas como edificios comerciales o de educación con computadoras, pequeñas fabricas, etc. Donde el problema de las armónicas se puede manejar en el punto de acoplamiento común (PCC). De esta forma se pueden conectar varios filtros activos de potencia en sitios específicos del sistema de distribución en lugar de filtro en la alimentación que entra al sistema. Esto debido a que en estos sistemas las cargas de una sola fase no operan, por lo regular, al mismo tiempo y se puede lograr una reducción de los disturbios de manera mas específica. La mayor ventaja de los filtros activos de potencia en estos sistemas de baja potencia es que pueden operar a altas frecuencias de conmutación.

En los sistemas trifásicos, la elección de usar filtros activos por cada fase o de forma general dependerá de que si el sistema es balanceado o no. A un nivel relativamente bajo (100kVA), un sistema trifásico puede usar un filtro activo para cada fase o un filtro de compensación trifásica. En un sistema balanceado se acostumbra emplear un filtro que emplea un inversor trifásico para realizar la compensación[10,12]. Esto es posible, si solo se requiere compensar las corrientes de armónicas y no requiere balancear las corrientes o tensiones. Para sistemas no balanceados se usan configuraciones de filtros activos de potencia para cada una de las fases.

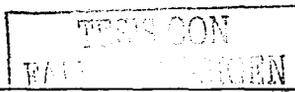
2.7.2 Aplicaciones de media potencia

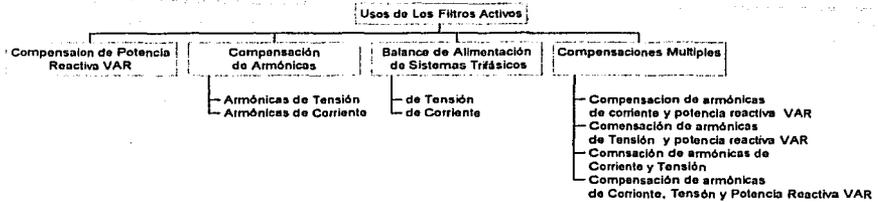
En esta categoría están los sistemas que van desde los 100 kVA hasta 10 MVA, como los sistemas de distribución media tensión y los de alta tensión, con sus niveles intermedios, en donde los efectos de un desbalance de fase es más o menos insignificante. Siendo el objetivo principal de los filtros activos de potencia de estos sistemas el de disminuir las corrientes de armónicas. Utilizarlos para compensar la potencia reactiva no es una opción viable debido al costo [10], además de las consideraciones de alta tensión y su aislamiento. Se acostumbra utilizar métodos alternativos para compensar la potencia reactiva tales como la utilización de banco de capacitores o inductores por mencionar algunos. La velocidad de respuesta de los circuitos en este nivel está en el orden de decenas de milisegundos.

2.7.3 Aplicaciones de alta potencia

Desafortunadamente la implementación de filtros para este nivel de potencia es muy cara, debido a que no existen dispositivos semiconductores que permitan el manejo de los altos niveles de corriente y de tensión. Aunque se pueden realizar arreglos serie y paralelo de los circuitos semiconductores, con el fin de crear filtros multi-etapas, la implementación de ellos resulta muy elevada. Por fortuna los niveles de armónicos en este nivel no son tanto problema como en un sistema de baja potencia. Estos sistemas incluyen a las redes de transmisión. El efecto de las armónicas generadas en el lado de baja tensión se deberán minimizar ya sea de manera natural o mediante la instalación de varios filtros activos de potencia de media o baja potencia. La compensación de la potencia reactiva es el mayor problema en este sistema y se sigue utilizando las técnicas tradicionales para corregirlas, debido a la falta de dispositivos semiconductores. Los tiempos de estos sistemas para operar se encuentra en el orden de decenas de segundos.

Los filtros activos de potencia son construidos para mejorar algunas características de los sistemas de potencia. Algunas de las características que pueden mejorar los filtros activos de potencia se muestran en el siguiente esquema 2.





Esquema 2 Usos de los filtros activos

2.8 Compensación de potencia reactiva (VAR)

Algunos investigadores[5] dicen que la compensación de potencia reactiva no es una característica de los filtros activos de potencia. Sin embargo, la compensación del factor de potencia en conjunto con la compensación de corrientes de armónicas es muy popular y es mencionada en varias publicaciones. Por otro lado las configuraciones de filtros activos raramente tratan el problema de la corrección del factor de potencia como una característica propia de los filtros activos de potencia debido a que existe otro método cuasidinámico, mas barato de baja velocidad de respuesta, que esta disponible en el mercado. Esta técnica, llamada para esta compensación, filtro activo de potencia para la compensación de potencia reactiva. Si se aplican los filtros activos de potencia en la corrección de potencia reactiva, se usarían en aplicaciones de baja potencia, dado que las corrientes necesarias para la compensación de la potencia reactiva son de la misma magnitud que las que fluyen por la carga. Sería una pérdida de equipo sofisticado el atacar estos problemas sin el uso de otros dispositivos de corrección del factor de potencia, tales como capacitores y tiristores controlados en especial en sistemas de una sola fase, en donde para ciertas aplicaciones se requiera una compensación adecuada. Sin la necesidad de generar armónicas.

2.9 Compensación de armónicas

Esta compensación es la que caracteriza a un filtro activo de potencia y es además el parámetro más importante a compensar a un sistema de potencia, esta compensación puede ser de dos tipos de compensación de armónicas de tensión y compensación de armónicas de corriente.



2.9.1 Compensación de armónica de tensión

No se reporta con mucha frecuencia en los diferentes trabajos de filtros activos de potencia debido a que las fuentes de alimentación hacia los usuarios posee, usualmente, una baja impedancia. La terminal de tensión en el punto de acoplamiento común (PCC) es normalmente mantenido dentro de unos estándares para caída de tensión y distorsión de armónica total y no varían mucho con las cargas conectadas a ella. El problema verdadero es con respecto a cargas sensibles a armónicas de tensión que requieren que la fuente de alimentación les proporcione una señal puramente senoidal, tales como dispositivos de protección. Cabe hacer notar que la compensación de armónicas de tensión y corriente se encuentran inter-relacionadas. La reducción de la tensión de armónicas en el punto de acoplamiento común (PCC) ayuda en gran medida a reducir las armónicas de corriente, especialmente en aquellos casos particulares de cargas no lineales con resonancia a la frecuencia de las armónicas. Sin embargo, la compensación de armónicas de tensión en el punto de acoplamiento común no elimina la necesidad de realizar una compensación de corrientes de armónicas para cargas no lineales.

2.9.2 Compensación de armónicas de corrientes

Es muy importante en aplicaciones de baja y media potencia y es tema de muchas reportes técnicos. Como se menciona antes la compensación de las armónicas de corriente reduce en gran medida las distorsiones existentes de tensión en el punto de acoplamiento común. La magnitud de la corriente y su forma de onda determinan mucho de los criterios de diseño de un sistema de potencia. Siempre es recomendable que el valor RMS de la corriente total se reduzca la más posible, esto con el fin de reducir pérdidas ocasionadas por los cables y los sistemas de alimentación, lo que implica a su vez una reducción del contenido armónico en la corriente. Esto es debido a que el valor RMS esta definido como la suma de los cuadrados de los valores RMS de cada armónica individual.

2.10 Balance trifásico

Aunque no es muy reportado otro uso de los filtros activos es el de balancear sistema de tres fases, este problema existe básicamente en sistemas de distribución de baja y media tensión donde las corrientes, y consecuentemente las tensiones, en las tres fases no están balanceadas y no se encuentran desfasadas 120° . Al igual que en los casos anteriores existen dos tipos de compensación

2.10.1 Balance de las tres tensiones fundamentales

El grado de desbalance en un sistema depende en la cantidad de corriente que este desbalanceada y de la magnitud de la impedancia de la alimentación. Esto puede ocasionar que las tensiones sean desiguales en magnitud y desfasadas con diferentes valores a 120° . Esto es ocasionado por la presencia de una impedancia de alimentación significativamente alta. Para corregir este problema lo que procede es añadir para cada fase la correspondiente cantidad de tensión instantánea para forzarla a seguir a la referencia senoidal. Este filtro activo de potencia es para aplicaciones de baja potencia, ya que para los sistemas de potencia de media y alta tensión la impedancia de la fuente es por lo regular baja y no ocasiona un impacto importante en el sistema

2.10.2 Balance de las corrientes fundamentales

Así como en el caso del balance de las tensiones, esta compensación esta principalmente concentrada con los sistemas trifásicos de baja potencia. La razón es que las magnitudes de corrientes al ser alimentadas a la red dependen enteramente de la cantidad de desbalance existente en el sistema, lo que ocurre de forma regular en sistema de distribución de baja tensión para cargas residenciales. El sistema que realizaría esta compensación tendría que estar pensado en que, algunas veces, se vera forzado a suministrar el valor específico de corriente de alimentación, lo cual limita sus capacidades de manejo de potencia. El sistema normalmente consiste de tres filtros activos de potencia uno para cada rama de las fases y no uno que maneja las tres fases

Con estos tipos de compensación básica se pueden realizar combinaciones para lograr crear un filtro que permita realizar múltiples compensaciones como:

2.11 Compensación de armónicas de corriente y potencia reactiva.

Este arreglo es el que forma a los filtros más comunes y populares con el fin de mantener la corriente de alimentación libre de armónicas y en fase con la tensión de alimentación. Esta técnica tiene varias ventajas sobre otras alternativas, ya que solo se necesita un solo filtro para compensar los parámetros de armónicas y de potencia reactiva, lo cual es mucho más atractivo que usar

diferentes tipos de compensadores. Sin embargo, debido a los límites que imponen los dispositivos de conmutación, esta aplicación es apropiada para aplicaciones de baja potencia.

2.12 Compensación de armónicas de tensión y potencia reactiva:

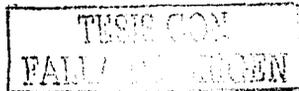
Esta combinación no es muy común, se utiliza en ciertas configuraciones para controlar la tensión de armónicas, la cual afecta de manera indirecta (con una adecuada retroalimentación), puede compensar la potencia reactiva. Esta aplicación también es utilizable solamente para aplicaciones de baja potencia.

2.13 Compensación de armónicas de tensión y corriente.

Para poder lograr esta compensación se logra al utilizar una combinación de filtros activos de configuración serie y paralelo. Esto por supuesto es muy importante y muy beneficioso para lograr una señal libre de efectos armónicos. Sin embargo este tipo de arreglo por su complejidad es usado para proteger dispositivos extremadamente susceptibles a las armónicas.

2.14 Compensación de armónicas y potencia reactiva.

Este esquema es el más sofisticado de todos los anteriores dado que no solo compensa las armónicas también compensa con respecto a la potencia reactiva. Esta técnica de compensación usa una combinación de filtros activos en configuración serie y paralelo. No es muy empleado esta solución debido a que el sistema de control es muy complejo y la información para estas configuraciones está muy limitada.



3. ELEMENTOS DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

Para poder continuar nuestro análisis y poder entender al filtro activo de potencia, se explicaran las diferentes partes que conforman al filtro activo de potencia en paralelo. Para este análisis nos basaremos en el esquema presentado en el capítulo 2 figura 1 Estas partes incluyen al inversor, etapa de acondicionamiento, elemento almacenador, sistema de control, entre otros.

Empezaremos por la que se considera el corazón del filtro activo de potencia, el circuito inversor.

3.1 El inversor

Los inversores (o convertidores), son arreglos de diversos dispositivos electrónicos cuyo fin es de cambiar una tensión de DC a una tensión de AC, con la magnitud y frecuencias deseadas. Idealmente se desea que un inversor produzca una salida lo mas senoidal posible con un bajo contenido armónico.

Para el caso de los filtros activos de potencia, es todo lo contrario, lo que deseamos obtener es una señal que posea un contenido armónico similar al que genera la carga por lo tanto no se trata de generar una señal senoidal. La operación de los circuitos de conmutación sigue la misma, debe evitarse que dos elementos de conmutación estén activados al mismo tiempo. Se emplean dispositivos que puedan conmutar rápidamente, estos dispositivos forman un aspecto importante en los circuitos inversores, entre más rápido conmuten, el sistema de control (que es otro aspecto importante) podrá generar dicho contenido armónico, también es importante la capacidad de manejo de la tensión y corriente. Estos dispositivos son por lo general TBJ, MOSFET, IGBT, GTO, entre otros.

Para generar la señal de salida en los inversores se utilizan diferentes técnicas de control, siendo las mas usada es el emplco de señales generadas por un control PWM. Aunque

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

actualmente se están implementando nuevas técnicas de control que pueden ser controles sencillos de PWM hasta control a través de redes neuronales.

De forma tradicional el inversor es alimentado por una fuente de tensión DC fija, pero existen algunas configuraciones que son alimentadas por corriente, pueden ser monofásicos o trifásicos, pueden ser en configuración de medio puente o puente completo.

Un inversor en configuración de puente completo funciona de la siguiente manera. [15] Un inversor monofásico en configuración de puente completo, esta formado por cuatro interruptores. Como se ve en la figura 1.

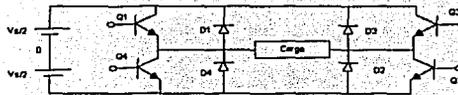


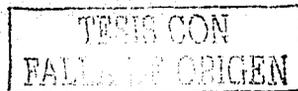
Figura 1 Inversor en configuración de puente completo

Cuando los interruptores 1 y 2 se activan simultáneamente, la tensión de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los interruptores 3 y 4 se activan al mismo tiempo y se apagan los interruptores 1 y 2, el voltaje a través de la carga se invierte y adquiere el valor de $-V_s$.

Cuando los diodos D1 Y D2 conducen retroalimentan la energía a la fuente de DC por lo que D1 Y D2 se llaman diodos de retroalimentación [15].

La tensión de salida se puede determinar de la siguiente manera, esto es considerando la forma tradicional de operación, es decir obtener a la salida se obtiene una señal senoidal.

[15]



Podemos obtener la tensión de salida a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (1)$$

La ecuación 1 anterior se puede extender para que exprese el voltaje instantáneo de salida en una serie de Fourier como:

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen} n\omega t \quad (2)$$

y cuando $n=1$ proporciona el valor RMS de la componente fundamental como:

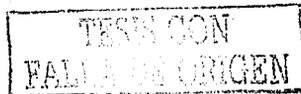
$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \quad (3)$$

La corriente instantánea de la carga i_o suponiendo que el inversor posee una carga tipo RL, (i.e. un motor), se expresa de la siguiente manera[15]:

$$i_o = \frac{V}{Z} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (4)$$

$$\text{donde } \theta_n = \tan^{-1}(n\omega R_L) \quad (5)$$

El inversor puede obtener una V_o de salida específica o una i_o de salida específica, esto dependerá del control que se aplica a los elementos de conmutación, también existe un filtro a la salida que "suaviza" la señal de salida para darle la forma deseada. En el caso del filtro activo de potencia en configuración en paralelo, la técnica de control también determina una señal V_o o I_o específica, solo que en este caso se obliga a que la corriente de salida que se suministra a la carga del usuario, posea cualquier forma de onda necesaria con el mismo contenido armónico (de forma ideal) de la corriente de la carga.



3.2 Capacitor de almacenamiento

En la configuración tradicional el inversor es alimentado por una fuente de DC que es generalmente fija, pero en el filtro activo de potencia esta fuente de DC es sustituida por un capacitor. Como se ve en la figura 2.

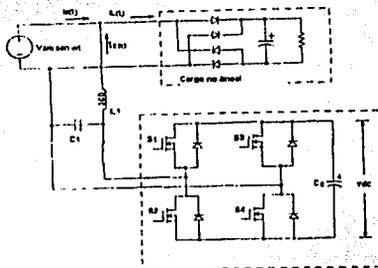


Figura 2 Filtro activo de potencia en configuración en paralelo

La tensión nominal de este capacitor debe de ser mayor que el pico de corriente de carga más grande de la fuente de AC. Esto permitirá producir una corriente de carga en cualquier instante del ciclo de la corriente de la línea

Este capacitor de DC debe de permanecer cargado de manera adecuada para permitir la compensación antes mencionada. Idealmente el inversor no presenta pérdidas y si la línea de distribución no presenta disturbios el capacitor de CD solamente es necesario cargarlo cuando el filtro activo de potencia es alimentado por primera vez y esto ocurre durante los primeros ciclos de la señal de la línea. Pero en la realidad, existen pérdidas y disturbios lo que obliga a que el inversor no solo proporcione la corriente de compensación para la carga sino que también deberá proporcionar una pequeña corriente para compensar la pérdida de carga en el capacitor y mantenerla en un nivel para que la compensación se pueda realizar en cualquier instante de la señal.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

3.2.1 Cálculo de la energía necesaria para la compensación

Para poder determinar un valor aproximado del capacitor de almacenamiento, necesitamos obtener la energía que debe de proporcionar el capacitor de almacenamiento. Se puede calcular la energía de cada armónica mediante la siguiente ecuación:

$$E = \frac{\sqrt{2}V_L I_n}{2f_L n}$$

donde:

V_L es la tensión de la línea

I_n es la corriente de la n ésima armónica

n orden n ésimo de armónica

Se tiene que calcular la energía de cada armónica que se desea compensar. Una vez calculado se deben sumar todas las energías. El resultado es la energía total que deberá de proporcionar el capacitor de almacenamiento.

Utilizando la ecuación de la energía almacenada en un capacitor, podemos obtener el valor del capacitor que la proporcionará.

$E = \frac{1}{2} CV^2$, y despejando el valor del capacitor tenemos:

$$C = \frac{2E}{V^2}$$

donde:

E es la energía almacenada en el capacitor, para nuestro caso es la energía total de las armónicas.

V es la tensión del capacitor. Este valor se escoge de manera que sea el doble de la tensión pico de la línea, esto con el fin de proteger al capacitor.

TESIS CON
FALLA EN ORIGEN

Como ejemplo vamos a calcular el capacitor para las pruebas del capítulo 4.

Los valores de la energía para cada armónica es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 E_2 &= 23.46\text{m} & E_3 &= 5.905\text{m} & E_4 &= 2.9459\text{m} & E_5 &= 4.215\text{m} \\
 E_6 &= 0.2599\text{m} & E_7 &= 0.543\text{m} & E_8 &= 0.07825\text{m} & E_9 &= 0.6957\text{m} \\
 E_{10} &= 0.24331\text{m} & E_{11} &= 0.29814\text{m} & & & &
 \end{aligned}$$

El total es: $E_T = 38.6442\text{m}$

Sustituyendo este valor en la ecuación de la energía del capacitor tenemos que el capacitor queda del siguiente valor.

$$C \geq 29.7\mu\text{F}$$

3.3 Corriente de compensación

Para lograr la compensación y asegurar que el capacitor este bien cargado, es necesario determinar la corriente de compensación de las armónicas y la corriente necesaria para mantener un adecuado nivel de tensión en el capacitor [16].

Por otro lado sabemos que la tensión de los sistemas de distribución es

$$V_s(t) = V_s \sin \omega t \tag{6}$$

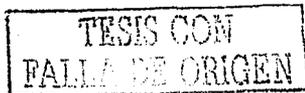
Donde V_s es la tensión nominal de la línea. Y sabemos que la corriente de la carga se puede expresar como una sumatoria ya que dicha corriente esta formada por diferentes componentes de diferentes frecuencias, (siempre múltiplos de la frecuencia fundamental). Esta forma de expresar nos permite considerar las componentes armónicas producidas en la carga como:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \tag{7}$$

donde

I_n corriente de orden n

θ_n ángulo de impedancia de la carga de orden n



De esta forma podemos determinar la potencia suministrada a la carga por medio de la siguiente expresión

$$P_L(t) = V_s(t)i_L(t) \quad (8)$$

Y desarrollando esta expresión para $n=1$ (fundamental) y utilizando la identidad siguiente:

$$\text{sen}(\omega t + \theta_1) = \text{sen } \omega t \cos \theta_1 + \cos \omega t \text{sen } \theta_1 \text{ se tiene} \quad (9)$$

$$P_L(t) = V_s I_1 \text{sen}^2 \omega t \cos \theta_1 + V_s I_1 \text{sen } \omega t \cos \omega t \text{sen } \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_s \text{sen } \omega t I_n \text{sen}(n\omega t + \theta_n) \quad (10)$$

De esta ecuación (10) podemos identificar tres partes, el primer término es la potencia real, ya que es la que corresponde a la corriente de orden 1 o fundamental, el segundo término de la sumatoria corresponde a la parte reactiva de la potencia y el tercer término corresponde a la potencia de las armónicas.

El objetivo del filtro activo de potencia es suministrar los dos últimos términos de la ecuación anterior, para que la corriente de la línea solamente proporcione la corriente necesaria para el primer término de la ecuación.

Por lo tanto la corriente que debe de generar el filtro activo de potencia mediante una adecuada conmutación de los interruptores es la siguiente: [16 - 18]

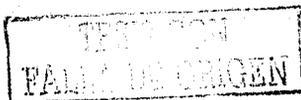
$$i_s(t) = \frac{P_s(t)}{V_s(t)} = \frac{V_s I_1 \text{sen}^2 \omega t \cos \theta_1}{V_s \text{sen } \omega t} = I_1 \text{sen } \omega t \cos \theta_1 \quad (11)$$

así, la corriente que debe de suministrar el filtro activo de potencia es

$$i_c(t) = i_L(t) - i_s(t)$$

$$i_c(t) = I_1 \text{sen}(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \text{sen}(n\omega t + \theta_n) - I_1 \text{sen } \omega t \cos \theta_1 \quad (12)$$

utilizando la identidad tenemos



$$i_c(t) = I_1 \operatorname{sen} \omega t \cos \theta_1 + I_1 \cos \omega t \operatorname{sen} \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \operatorname{sen}(\omega t + \theta_n) - I_1 \operatorname{sen} \omega t \cos \theta_1 \quad (13)$$

$$i_c(t) = I_1 \cos \omega t \operatorname{sen} \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \theta_n) \quad (14)$$

Esta es la ecuación general de la corriente que debe proporcionar el inversor para poder realizar la compensación de las armónicas y suministrar la potencia reactiva. Como se menciono además de la corriente de compensación necesaria para disminuir el contenido armónico, el filtro activo de potencia debe proporcionar una pequeña potencia extra para poder cargar y mantener el nivel de tensión del capacitor, ya que durante la operación del filtro activo el capacitor varía su nivel de tensión por fugas en el capacitor y disturbios en la línea. La estrategia de control es descrita a continuación [16-18]; esta estrategia usa el principio de balance de energía.

Si la tensión de referencia a través del capacitor es $V_{c_{ref}}$ entonces la energía almacenada será:

$$E_{almc} = \frac{1}{2} C V_{c_{ref}}^2 \quad (15)$$

Esta ecuación determina la energía instantánea. Pero como no es constante sino que cambia con respecto al tiempo podemos escribir una ecuación que exprese esta situación:

$$E_c(t) = \frac{1}{2} C V_c(t)^2 \quad (16)$$

por lo tanto la energía perdida en un periodo será

$$\Delta E_c(t) = E_{c_{ref}} - E_c(t) = \frac{C}{2} [V_{c_{ref}}^2 - V_c^2(t)] \quad (17)$$

$$\Delta E_c(t) = \frac{C}{2} [V_{c_{ref}} + V_c(t)] [V_{c_{ref}} - V_c(t)] \quad (18)$$

Asumiendo que en un periodo, la variación de la tensión del capacitor es moderada, el término $[V_{c_{ref}} + V_c(t)]$ puede ser aproximado a $2 V_{c_{ref}}$. Lo que nos permite expresar la ecuación como

$$\Delta Ec(t) = CV_{c_{ref}} [V_{c_{ref}} - V_c(t)] \quad (19)$$

Dada esta energía perdida debe de ser suministrada por la fuente de alimentación, el pico de corriente de la corriente de carga se puede obtener de la siguiente manera [16-18]:

$$\int_0^T V_{sm} \sin \omega t I_{sc} \sin \omega t dt = \Delta Ec \quad (20)$$

Despejando los términos constantes

$$V_{sm} I_{sc} \int_0^T \sin \omega t \sin \omega t dt = \Delta Ec \quad (21)$$

realizando la multiplicación

$$V_{sm} I_{sc} \int_0^T \sin^2 \omega t dt = \Delta Ec \quad (22)$$

Integrando

$$V_{sm} I_{sc} \left[\frac{\omega t}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\omega t \right]_0^T = \Delta Ec \quad (23)$$

$$V_{sm} I_{sc} \left[\frac{T}{2} - \frac{1}{4} \sin 2T \right] - \left[\frac{0}{2} - \frac{1}{4} \sin 2 \cdot 0 \right] = \Delta Ec \quad (24)$$

$$V_{sm} I_{sc} \frac{T}{2} = \Delta Ec \quad (25)$$

despejando la corriente de compensación proporcionada por la fuente Isc

$$I_{sc} = \frac{2\Delta E_c}{TV_{sm}} \quad (26)$$

Donde:

ΔE_c Es el incremento de energía en el capacitor, ocasionado por los cambios de tensión en el mismo

T un periodo de la línea de alimentación

V_{sm} Tensión de la línea de alimentación

Sustituyendo el valor del pico de energía tenemos

$$I_{sc} = \frac{CV_{ref} \cdot 2}{TV_{sm}} [V_{C_{ref}} - V_C(t)] \quad (27)$$

Como resultado, el pico de corriente proporcionado por la fuente de alimentación es:

$$I_s^*(t) = I_s + I_{sc} = I_1 \sin \omega t \cos \theta_1 + \frac{CV_{ref} \cdot 2}{TV_{sm}} [V_{C_{ref}} - V_C(t)] \quad (28)$$

La corriente de compensación del filtro activo de potencia queda como

$$I_c^*(t) = I_L(t) - I_s^*(t) \quad (29)$$

$$I_c^*(t) = I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \sin(n\omega t + \theta_n) - I_1 \sin \omega t \cos \theta_1 - \frac{CV_{ref} \cdot 2}{TV_{sm}} [V_{C_{ref}} - V_C(t)] \quad (30)$$

$$I_c^*(t) = I_1 \sin \omega t \cos \theta_1 + I_1 \cos \omega t \sin \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} \sin(n\omega t + \theta_n) - I_1 \sin \omega t \cos \theta_1 - \frac{CV_{ref} \cdot 2}{TV_{sm}} [V_{C_{ref}} - V_C(t)] \quad (31)$$

$$I_c^*(t) = I_1 \cos \omega t \sin \theta_1 + \sum_{n=2}^{\infty} \sin(n\omega t + \theta_n) - \left(\frac{CV_{ref} \cdot 2}{TV_{sm}} [V_{C_{ref}} - V_C(t)] \right) \quad (32)$$

De acuerdo a las ecuaciones [16 - 18], la determinación del valor del capacitor que almacena la energía usada por el filtro activo de potencia esta basada en tres situaciones:

1 - El incremento de la componente fundamental de la corriente de carga.

Cuando la carga tiene un incremento, la energía almacenada en el capacitor debe de liberarse inmediatamente para poder soportar este incremento de la potencia consumida por la carga. Utilizando el concepto de balance de energía.

$$\frac{1}{2} C [V_c^2{}_{ref} - V_c^2{}_{min}] = \frac{1}{2} V_{sm} \Delta I_{L1} T \quad (33)$$

donde:

V_{cmin} es la tensión presente mínima de la tensión del capacitor de almacenamiento

ΔI_{L1} Incremento del valor pico de la componente fundamental de la corriente de carga

T periodo de la tensión de la fuente, por lo tanto el capacitor se puede determinar de la siguiente forma:

$$C = \frac{V_{sm} \Delta I_{L1} T}{V_c^2{}_{ref} - V_c^2{}_{min}} \quad (34)$$

2 - La disminución de la corriente fundamental de la corriente de carga

Mientras la corriente de carga disminuye, la corriente de la fuente no ha cambiado todavía hasta el siguiente ciclo, por lo tanto este pequeño extra de corriente ΔI_{L2} cargara al capacitor de almacenamiento. Utilizando el concepto de balance de energía.

$$\frac{1}{2} C [V_c^2{}_{max} - V_c^2{}_{ref}] = \frac{1}{2} V_{sm} \Delta I_{L2} T \quad (35)$$

V_{cmax} es la tensión presente máxima de la tensión del capacitor de almacenamiento

ΔI_{L2} Incremento del valor pico de la componente fundamental de la corriente de carga

por lo tanto el capacitor necesario es

$$C = \frac{V_{sm} \Delta I_{L2} T}{V_c^2{}_{max} - V_c^2{}_{ref}} \quad (36)$$

3 - Las componentes reactivas y armónicas de la corriente de carga.

Durante el estado estable, las componentes reactivas y armónicas de la corriente cargan y descargan al capacitor durante cada periodo. Utilizando el concepto de balance de energía.

$$\frac{1}{2} C [V_{c^2 \Delta} - V_{c_{ref}}^2] = \frac{1}{2} V_{sm} \Delta I_{L3} T / 2 \tag{37}$$

ΔI_{L3} es el valor pico en valor RMS de las componentes reactivas y armónicas de la corriente de carga.

$V_{c\Delta}$ es el incremento máximo o mínimo de la tensión del capacitor de almacenamiento durante un periodo.

$$C = \frac{V_{sm} \Delta I_{L3} T / 2}{|V_{c^2 \Delta} - V_{c_{ref}}^2|} \tag{38}$$

Donde la mitad del periodo ($T/2$) es seleccionado como el intervalo de tiempo máximo de carga y descarga de las componentes reactiva y armónicas será menor a $T/2$.

Si la forma de onda de la corriente es senoidal durante el transitorio y se desea conservar esa forma, entonces el valor de capacitor más grande entre los tres casos anteriores. Si no se desea una forma de onda senoidal durante el transitorio, se escoge el valor del caso 3.

3.4 Filtro de salida o de acoplamiento

Otra parte del filtro activo de potencia, es el filtro de salida del inversor. Este filtro es diseñado para reducir las componentes de alta frecuencia de la corriente de línea, así como para reducir el efecto de transitorios ocasionados por los elementos de conmutación. El filtro, pasivo normalmente se trata de un arreglo LC o solamente L, se ubica en la salida del inversor antes de conectarlo a la línea como se ve en la figura 3

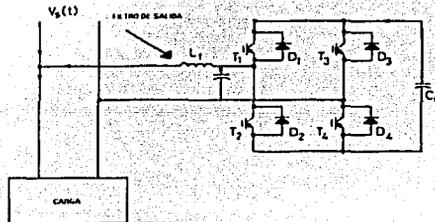


Figura 3 Filtro de Salida

Dada la tensión de DC, la frecuencia de conmutación, los límites y el método de medición de la corriente a compensar, es posible calcular la atenuación requerida que debe de tener el filtro de salida en cualquier frecuencia.

Una restricción importante es que el filtro debe de ser no amortiguado o persistente. La razón es que el amortiguamiento puede introducir pérdidas, afectando el desarrollo del sistema para mantener la tensión del capacitor de DC en el valor deseado. Por ejemplo, consideremos que la corriente de carga es constante. Si es necesario incrementar la tensión de DC el sistema de control debe de incrementar la referencia de corriente. Esto significa que la corriente adicional fluirá al inversor, para cargar al capacitor. Si existe amortiguamiento en el filtro pasivo, la energía no es totalmente enviada al capacitor de DC sino que parte es disipada en las resistencias. Como la pérdida de potencia se incrementa rápidamente con el cuadrado de la corriente, para un valor dado de resistencia, la corriente adicional absorbida de la línea será completamente disipada y el control de tensión se perderá.

Para evitar este hecho, el amortiguamiento en el sistema debe de ser solamente el generado naturalmente por la carga, que significa que entre mas pesada es la carga, más estable es el sistema.

Como no existe amortiguamiento en el filtro pasivo, en las resonancias la fase se recorre 180° . Si en estas frecuencias la ganancia de lazo abierto es mayor que 0 dB el sistema se volverá inestable.

Como el filtro activo debe compensar componentes de corrientes mayores a la armónica de número 50, el sistema de control deberá presentar un ancho de banda de 3 kHz (por lo general). Por consiguiente el filtro de salida tiene que ser diseñado para tener resonancias arriba de esta frecuencia para evitar situaciones de inestabilidad.

Como el filtro debe de presentar las características de un filtro paso bajas, por lo que, una solución es la conexión en serie LC. Para facilitar el análisis se considerara que las celdas son idénticas. Además se supone que, en frecuencias altas, la línea actúa como un circuito abierto, debido a su comportamiento inductivo. En un filtro de segundo orden, la frecuencia esta dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (39)$$

En un filtro pasivo de cuarto orden, la segunda malla trabaja como una carga para la primera. La impedancia de entrada es:

$$Z_m = \frac{\omega^4(LC) - 3\omega^2LC + 1}{j\omega C(2 - \omega^2LC)} \quad (40)$$

Las frecuencias de resonancia ($Z_{in}=0$) son

$$f_1=0.618f_0 \text{ y } f_2=1.618f_0 \quad (41)$$

Es posible obtener resultados similares para filtros de orden superior

El diseño se puede realizar de la siguiente manera: [16-18]

Se considera el orden del filtro, así como las características de la línea, la tensión del bus de DC, la tensión del capacitor de DC, máxima corriente de salida a alta frecuencia, corriente máxima de salida a frecuencia de operación, y frecuencia de conmutación.

Los pasos que se recomiendan [16-18] para el diseño del filtro pasivo de salida son los siguientes:

- 1 Determinar la mínima atenuación del filtro en los componentes espectrales de mas bajo orden de la frecuencia de conmutación que es limitada por la frecuencia de conmutación
- 2 Seleccionar el orden del filtro
- 3 Calcular la frecuencia de resonancia

- 4 Calcular el valor LC con la ecuación 39
- 5 Determinar la impedancia del filtro en la frecuencia de conmutación para limitar la corriente del inversor a un valor permitido

$$|Z_m|_{min} = \frac{4V_{dc}}{\pi I_{max}} \quad (42)$$

utilizando las ecuaciones (39) a la (42) se determinan los valores de L y C

Algunos diseños de filtro de salida utilizan únicamente un inductor para lograr que la corriente de compensación generada en el inversor sea una corriente "suave" y eliminar las espurias generadas por la conmutación de los elementos de conmutación.

3.5 Elementos de conmutación

Desde que se desarrollo el primer tiristor de rectificación controlado de silicio (SCR por sus siglas en ingles), a fines de 1957; ha habido grandes adelantos en los dispositivos semiconductores de potencia. Hasta 1970 los tiristores convencionales se habían utilizado en forma exclusiva para el control de la energía en aplicaciones industriales, a partir de 1970 se desarrollaron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que quedaron disponibles de forma comercial. Estos dispositivos se pueden dividir en cinco tipos principales[19]

1. - Diodos de potencia
2. - Tiristores
3. - Transistores bipolares de juntura de potencia
4. -Mofet de potencia
5. -Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y transistores de inducción estática

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden operar como interruptores mediante la aplicación de señales de control a la terminal de compuerta de los tiristores (la base en el caso de los transistores bipolares de juntura). La salida se obtiene

mediante la variación del tiempo de conducción de estos dispositivos de conmutación La figura 4 muestra las tensiones de salida y las características de las señales de control de los dispositivos de interrupción de potencia de uso común. Una vez que un tiristor esta en modo de conducción la señal de compuerta ya sea positiva o negativa no tiene efecto.

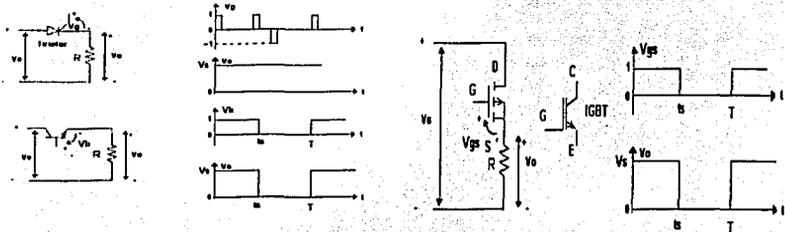


Figura 4 Características de control de los dispositivos de potencia y señales de conmutación

Cuando un dispositivo semiconductor de potencia esta en modo de conducción normal, existe una pequeña caída de tensión a través del mismo. En la forma de onda de tensión de salida de la figura 4 estas se consideran despreciables y, a menos que se especifique lo contrario, esta suposición es conservada en la mayoría de los trabajos que utilizan dispositivos de potencia.

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar a partir de:

1. -Activación y desactivación sin control (i.e. DIODO)
2. - Activación controlada y desactivación sin control (i.e. SCR)
3. -Características de activación y desactivación controladas(i.e. TBJ, MOSFET, GTO, SITH, IGBT, SIT, MCT)
4. -Requisito de señales continuas en la compuerta (i.e. TBJ, MOSFET, IGBT, SIT)
5. - Requisito de pulso en la compuerta (i.e. SCR, GTO, MCT)
6. - Capacidad de soportar tensiones bipolares (i.e. SCR, GTO)

7. - Capacidad de soportar tensiones unipolares (i.e. TBJ, MOSFET, GTO, IGBT, MCT)
8. - Capacidad de corriente bidireccional (i.e. TRIAC, RCT)
9. - Capacidad de corriente unidireccional (i.e. SCR, GTO, TBJ, MOSFET, MCT, IGBT, SITH, SIT DIODO)

Los transistores de potencia tienen características controladas de activación y desactivación. Los transistores, que se utilizan como elementos conmutadores, se operan en la región de saturación lo que da como resultado una caída de tensión baja en estado activo. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores, por lo que se utilizan de forma más amplia en convertidores de CA a CD y de CD a CA, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar un flujo de corriente bidireccional. Sin embargo, las especificaciones de tensión y corriente son menores que las de los tiristores y por lo que, los transistores se utilizan por lo general en aplicaciones de baja y de media potencia. [19-21]

Los TBJ, MOSFET o IGBT se pueden tratar como interruptores ideales bajo ciertas condiciones. Un transistor interruptor es mucho más simple que un tiristor interruptor de conmutación forzada. Sin embargo, en los circuitos convertidores no es obvia la elección entre un TBJ o un MOSFET, ya que cualquiera de ellos puede reemplazar a un tiristor, siempre que su especificación de tensión y de corriente cumpla con los requisitos de salida del convertidor. Los transistores reales difieren de los dispositivos ideales. Los transistores tienen ciertas limitaciones están restringidos a algunas aplicaciones. Las características y especificaciones de cada uno de estos tipos deberán examinarse para determinar su adecuado uso en una aplicación en particular.

3.5.1 Transistor bipolar de juntura

El símbolo de un transistor bipolar de juntura tipo NPN es mostrado en la figura 5 así como sus características I-V en estado estable.



Figura 5 Características y símbolo del TBJ

Los TBJ son dispositivos controlados por corriente y la corriente de base debe ser aplicada continuamente para mantenerlos encendidos. La ganancia de corriente de h_{FE} es usualmente de 5 a 10 en transistores de potencia, así que estos dispositivos son conectados en configuración Darlington o triple darlington, para conseguir ganancias de corrientes importantes. Algunas desventajas de estas configuraciones es un valor más grande de la tensión de colector emisor de saturación y velocidades mas bajas de conmutación.

Los dispositivos TBJ tanto en configuraciones simples como en arreglos darlington de un solo encapsulado, tienen tiempos significativos de almacenamiento durante la transición de apagado. Los tiempos típicos de conmutación están en el rango desde unos cuantos cientos de nanosegundos hasta unos pocos microsegundos.

Los TBJ de potencia están disponibles en tensiones arriba de los 1400 V y corrientes de algunos cientos de amperios. A pesar de un coeficiente negativo de la resistencia de encendido con la temperatura. Los modernos TBJ construidos bajo un buen control, de calidad pueden ser conectados en paralelo teniendo ciertos cuidados en el diseño del circuito.

tensiones bajas. La máxima tensión de compuerta de fuente es de + 20 volts, aunque esta empezando a ser disponibles dispositivos que pueden ser activados con señales de 5 volts.

Los MOSFET son fácilmente conectados en paralelo por que su resistencia de encendido tienen coeficiente positivo con la temperatura. Esto causa que la conducción de corriente a una alta temperatura sea equitativa con los otros MOSFET conectados en paralelo.

3.5.3 Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)

El Símbolo para un IGBT es mostrado en la figura 7 así como sus características eléctricas V-I.

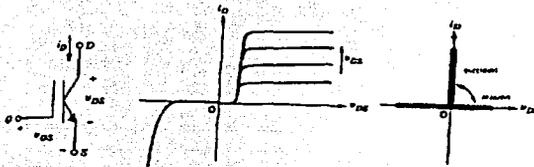


Figura 7 Características y símbolo del IGBT

Las tres terminales son compuerta colector y emisor, en lugar de compuerta drenaje y fuente como en el MOSFET. Los parámetros y símbolos son similares a los de los MOSFET, excepto en que los suscritos correspondientes a la fuente y al drenaje se modifican a emisor y a colector, respectivamente. Los IGBT tienen algunas ventajas de los MOSFET y de los TBJ combinadas. Similar al MOSFET el IGBT tiene una gran impedancia de compuerta con lo cual solo se requiere una pequeña cantidad de energía para conmutar al dispositivo. Como el TBJ, el IGBT tiene una pequeña caída de tensión de encendido incluso en dispositivos con grandes razones de bloqueo de tensión. Teóricamente los IGBT son capaces de bloquear tensiones negativas pero en la práctica esta capacidad solo se limita a unas decenas de volts.

Los IGBT tienen tiempos de conmutación del orden de 1 μ s y están disponibles con valores tan grandes como 1200 volts y 100 amperes. Aunque actualmente se están diseñando dispositivos con tensiones arriba de 2000 volts y corrientes de algunos cientos de amperios. Los IGBT requieren de un cuidado especial para acoplar sus características, debido a las variaciones de los coeficientes de temperatura en relación con la corriente de colector

3.6 Sistemas de control.

La figura 8 siguiente muestra una clasificación de los métodos más comunes para poder controlar a un filtro activo de potencia, es decir obtener el patrón de conmutación adecuado para poder disparar a los elementos del inversor y generar la corriente de compensación. Esta clasificación que se muestra está dividida en dos grupos principalmente, aquellas técnicas de control de lazo abierto y aquellas de lazo cerrado [19]

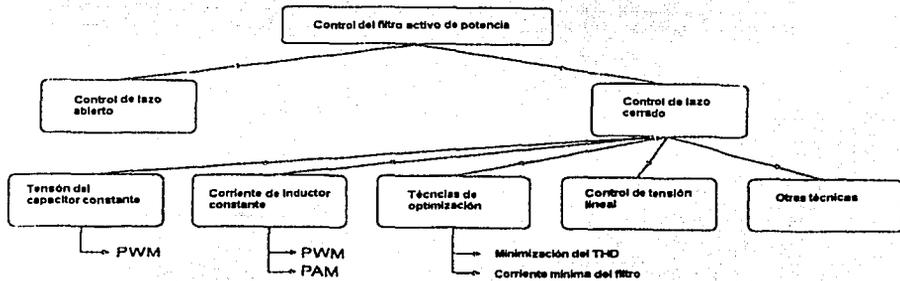
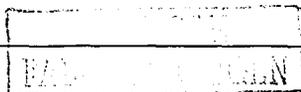


Figura 8 Control del nivel de DC



3.6.1 Sistemas de lazo abierto

Los sistemas de lazo abierto censan la corriente y las armónicas que contiene. Y simplemente suministran una cantidad fija de potencia en forma de corriente (principalmente reactiva) al sistema. Esta corriente inyectada compensa la mayoría de las armónicas y/o la potencia reactiva posible. Estos sistemas no verifican que tan exitosa ha sido la compensación. Este caso de control es el de las técnicas tradicionales de filtrado. Tales técnicas pueden incluir la conmutación de bancos de filtros pasivos. También están las técnicas de eliminación de armónicas por inyección de la tercera armónica; dispositivos para cancelación de armónicas y sistemas con un patrón específico de armónicas.

3.6.2 Sistemas de lazo cerrado

A diferencia de los sistemas de lazo abierto, las técnicas de lazo cerrado incorporan un lazo de retroalimentación el cual censa las variables requeridas. Estos sistemas son más exactos desde el punto de vista de la reducción de las armónicas y la potencia reactiva que pueden lograr y actualmente casi todos los métodos de control para los filtros activos de potencia utilizan un lazo de retroalimentación. Muchos de ellos utilizan procesadores digitales de señales para poder mejorar el desempeño en la compensación. Los lazos de control de estas técnicas no deben confundirse con los lazos internos de histéresis de control que son usados actualmente como un bloque estándar en la mayoría de los inversores de tensión controlados por corriente.

Las técnicas que se describen a continuación son utilizadas principalmente para mantener en un nivel constante o con variaciones muy pequeñas en los niveles de DC que alimentan al filtro activo de potencia. [19]



3.6.3 Técnica de tensión de capacitor constante

Esta técnica, es recomendada para configuraciones de inversores monofásico y trifásicos que poseen un capacitor en el lado de DC, se basa en el hecho de que la tensión del capacitor es la tensión de la fuente que controla la forma de onda de la corriente generada. La corriente es obtenida al realizar esta conmutación utilizando por lo general técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM).

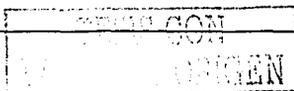
Debido a que la energía es suministrada o mejor dicho tomada del capacitor de DC, la tensión a través de sus terminales cambia. Para mantener esta tensión dentro de los límites correctos de operación, se fija una tensión de referencia. Al censar esta tensión y compararla con la tensión real del capacitor se obtiene una señal de error, esta señal de error determina la componente activa de potencia necesaria para compensar las pérdidas que ocurren en el filtro. Esta señal de compensación de pérdidas es adicional a la que se necesita para compensar las armónicas.

3.6.4 Técnica de corriente de inductor constante

Esta técnica de control, es utilizada cuando el elemento que alimenta al inversor es un inductor. La operación del sistema es muy similar a la técnica anterior, solo que el capacitor es reemplazado por el inductor. Se utilizan dos métodos principalmente para poder implementar esta técnica.

1.- Modulación de ancho de pulso de corriente: Como en el caso del capacitor, el control PWM es usado para proporcionar los pulsos apropiados para representar el valor promedio de la señal de corriente en un intervalo de tiempo específico.

2.- Modulación de amplitud de pulso de corriente: Este nuevo método de control proporciona al filtro activo de potencia una base para la modulación en amplitud de la forma de onda de corriente necesaria. Aunque el concepto está bien establecido no es posible de implementar con los dispositivos de electrónica de potencia actuales



3.6.5 Técnicas de optimización

El procedimiento de optimización para capacitores conmutados y filtros atenuados es el mismo para ambos. La razón de subida de la corriente y de la amplitud depende principalmente en el tamaño de los capacitores y de las tensiones iniciales en ellos. Estos factores son función de los patrones de conmutación, y ellos proporcionan una flexibilidad en darle forma a la corriente demandada al filtro. La clave para controlar a estas configuraciones de filtros es determinando la apropiada función de conmutación para los interruptores. La principal tarea del sistema de control es el de minimizar un número predeterminado de armónicas de corriente de carga además de minimizar el contenido armónico o la componente fundamental de la corriente del filtro. Sin embargo, esto no es realizado de forma instantánea, existe un tiempo de retraso entre la detección de un cambio en la corriente de armónica y la aplicación del nuevo grupo de ángulos de conmutación obtenida del proceso de optimización. Esta técnica es muy utilizada para sistemas que tiene cargas que varían muy lentamente o poseen cargas constantes. [19-23]

3.6.6 Técnica de control de tensión lineal

Este método solo es útil para el filtro activo de potencia basado en la regulación de tensión. La tensión a través del capacitor de salida es controlada de forma lineal mediante la carga y descarga continua. La referencia de tensión del capacitor es calculada a partir de la referencia de armónica e incluye la razón de cambio de la corriente de armónicas de la carga. La variación continua y suaves de la tensión del capacitor, en contraste con los cambios rápidos y repentinos de la forma de onda del inversor de tensión, asegura que la corriente de cambio en el lazo de que alimenta al filtro es controlable y por lo tanto la frecuencia de conmutación es reducida a un más. La mayor ventaja de esta técnica radica en el hecho de que no se ocasionan variaciones repentinas de tensión en el lado de la alimentación de la línea. Esto, de hecho, reduce la cantidad de frecuencias de armónicas de alta frecuencia inyectadas a la línea de alimentación debido a la presencia del inversor y sus señales de control PWM.

3.6.7 Otras técnicas

Existen otras técnicas de control, las cuales solo proporcionan pequeños cambios a las técnicas mencionadas anteriormente. Estas técnicas pueden incluir de controladores que son difíciles de implementar sin la ayuda de un procesamiento digital de señales (DSP). Existen otras técnicas que utilizan redes neuronales entre otras y muchas de estas técnicas se pueden implementar en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

3.7 Técnicas de cálculo de las señales de referencia de corriente y tensión

De igual forma existen algunas técnicas principales que permiten determinar el contenido armónico de la corriente de carga la figura 9 siguiente muestra una clasificación de estas técnicas [24]

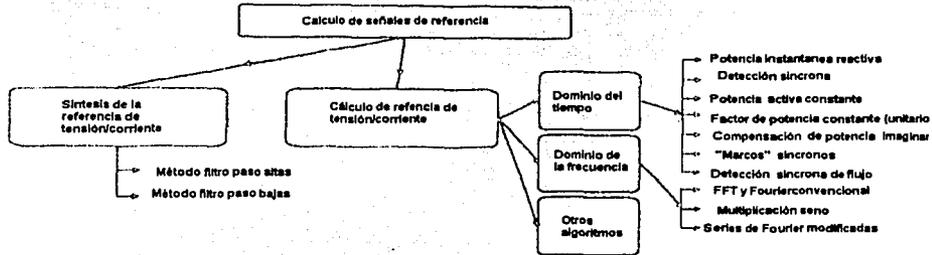


Figura 9 Clasificación del calculo de las señales de referencia

3.7.1 Control en el dominio del tiempo, referencia de tensión y corriente

Esta técnica usa una señal análoga filtrada para determinar el contenido armónico en la corriente de alimentación. Esta técnica es preferida debido a la simplicidad de alimentación, usa dispositivos analógicos, en el dominio del tiempo. Sin embargo, sufre de una

desventaja importante que consiste en que los errores de fase y magnitud introducidos por la señal del filtro activo de potencia empleados es considerable. Los filtros utilizados son dos tipos principalmente:

Filtro pasobajas: El uso de este filtro es usado para remover las frecuencias de orden bajo en la señal de la corriente de carga. El resultado de este filtrado deja a las altas frecuencias, lo que constituye la referencia para obtener las señales de conmutación. Esta técnica de conmutación es considerada una diferenciación lo cual la hace vulnerable al ruido o interferencias.

Filtro pasobajas: Este método es preferido al del filtro paso altas debido a que reduce los efectos de la diferenciación en el resultado del filtrado. El método consiste en obtener la componente fundamental y después se resta a la señal completa de la corriente de la carga para poder obtener la señal de referencia que estará compuesta de las componentes armónicas

3.7.2 Calculo de la referencia de tensión y corriente (control en el dominio de la frecuencia o tiempo discreto)

El calculo de las armónicas es usualmente adoptado debido al principal problema de la técnica anterior sobre los errores de ángulo de fase y magnitud. Estos métodos de calculo de corriente y tensión de referencia se pueden clasificar en dos grupos de dependiendo en que dominio realizan el calculo, estos son el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia, aunque existen otras técnicas más modernas.

3.7.3 Aproximación en el dominio del tiempo

Las siguientes divisiones de esta técnicas de calculo son usadas principalmente para sistemas trifásicos excepto para la técnica de la compensación de la potencia aparente la cual puede ser lograda por un sistema monofásico o trifásico.

3.7.3.1 Algoritmo de la potencia instantánea reactiva: En esta técnica, adecuada para un sistema trifásico, la potencia instantánea es calculada. Esta consiste de una componente de DC y de una componente oscilante. La componente oscilante es separada dentro de un cierto intervalo de tiempo (un número entero de ciclos). Las señales de referencia son calculadas al distribuir la corriente total de forma igual a cada una de las fases. Esta operación solo es válida suponiendo que las tres fases están balanceadas si no se encuentran bajo esta condición el desempeño de la técnica es muy pobre

3.7.3.2 Algoritmo detección sincrona: Esta técnica es muy similar a la anterior, se basa en el hecho de que las corrientes de las fases están balanceadas. La potencia promedio es calculada y dividida en las tres fases de manera igual. Después la señal es sincronizada con la tensión de alimentación de cada fase. Esta técnica, sin embargo es fácil de implementar, pero sufre del problema que depende en gran medida de las armónicas existentes en la señal de tensión.

3.7.3.3 Algoritmo de potencia activa constante: La potencia instantánea y promedio de la carga son calculadas. La componente activa del sistema es controlada para mantener la potencia instantánea real constante, mientras se mantiene la potencia imaginaria con una tendencia en cero. Esta técnica no funciona bien cuando la línea de alimentación es contaminada con distorsiones a las producidas por las armónicas.

3.7.3.4 Algoritmo de factor de potencia unitario constante: Esta otra técnica, que es muy similar a la anterior, excepto en el hecho de que obliga a la señal de la corriente instantánea a seguir a la forma de onda de la tensión de referencia. Esto implica que el factor de potencia se puede corregir hacia la unidad y que el sistema del filtro activo de potencia es responsable de la compensación combinada de las armónicas y de la potencia reactiva que necesita el sistema

3.7.3.5 Algoritmo de compensación de potencia imaginaria: Esta técnica se basa principalmente en compensar la potencia imaginaria generada en la carga. El sistema de control es designado para minimizar la componente no deseada de la potencia. Esta

aproximación es posible utilizarla en sistemas monofásicos y trifásicos. Sin embargo involucra muchos cálculos.

3.7.3.6 Algoritmo en base a un marco de referencia síncrono: Este algoritmo está basado en las transformaciones Park para transformar el sistema de tres fases de un marco de referencia estacionaria a un marco de rotación síncrona directa, cuadratura y componentes de secuencia cero. Esto permite analizar más fácilmente las señales dado que las componentes fundamentales de la frecuencia es transformada a cantidad de DC. Las componentes activa y reactiva son representadas componentes en cuadratura o en directa con esa señal. Las armónicas de orden mayor permanecen aun en la señal sin embargo están moduladas a otras frecuencias. Estas son las componentes no deseadas a eliminar del sistema y estas representan la referencia de la señal de la corriente de armónicas. El sistema es muy estable dado que el controlador maneja básicamente componentes de DC. El cálculo es instantánea pero incurre en retrasos ocasionados por el filtrado de las cantidades de DC. Este método es aplicable a un sistema de tres fases.

3.7.3.7 Algoritmo de detección de flujo síncrono: Esta técnica es muy similar a la anterior, ya que utiliza las transformaciones Park para transformar al sistema a un marco de referencia de rotación directa síncrona, cuadratura y secuencias cero. Sin embargo, aplica la transformación en el flujo de fuga del filtro inductivo, el cual es controlado usando los valores de tensión de salida y de corrientes en lazos integrales separados. La presencia de estos lazos incorpora retardos de tiempo, que dependen de la frecuencia de respuesta de los integradores.

Las aproximaciones en el dominio de la frecuencia se pueden utilizar, para sistemas monofásico y sistemas trifásicos. Están basados en el análisis de Fourier e incluyen las siguientes subdivisiones.

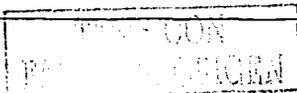
ESTE CON
FALTA DE ORIGEN

3.7.3.8 Algoritmo análisis convencional de Fourier y transformada rápida de Fourier (FFT): Usando la transformada rápida de Fourier la corriente de armónica puede reconstruirse al eliminar la componente fundamental de la señal de corriente transformada y después se aplica la transformada inversa para obtener una señal en el dominio del tiempo. La mayor desventaja de este sistema es el retardo de tiempo que ocurre por las operaciones realizadas. Esta técnica necesita tomar muestras de un ciclo completo (o de un número entero de ciclos), para generar los coeficientes de Fourier por lo tanto es aplicable para condiciones de carga que varían lentamente.

3.7.3.9 Técnica de multiplicación seno: Este método se basa en el proceso de multiplicar la señal de la corriente por una onda senoidal cuya frecuencia es igual a la de la fundamental después se integra el resultado de esta multiplicación. Esto resulta en una pérdida de todas las armónicas de orden superior usando simplemente un filtro paso bajas. El desempeño es todavía lento (más de un ciclo de línea) Esta técnica es similar a las técnicas de Fourier presentada arriba, solo que es implementada de forma diferente.

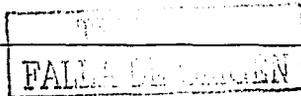
3.7.3.10 Técnica de series de Fourier modificadas: El principio de esta técnica es que solo la componente fundamental de la corriente es calculada y esta es usada para separar la señal de las armónicas de la muestra de la corriente de carga. La implementación práctica de esta técnica radica en la modificación de las ecuaciones principales de la serie de Fourier para generar una fórmula recursiva con una ventana deslizante. Esta técnica es adaptada para usar dos arreglos circulares diferentes para almacenar los componentes de los coeficientes del seno y coseno calculados cada subciclo de muestreo. Los nuevos valores calculados de los coeficientes deseados son almacenados en el lugar de los viejos y la suma general de los coeficientes del seno y coseno son actualizados constantemente. El tiempo de cálculo es mucho menor que las otras técnicas usadas para las aplicaciones de sistemas monofásicos Esta técnica se puede utilizar para sistemas monofásicos y trifásicos.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA



Se han desarrollado otras técnicas en base a series de Fourier una de ellas, por ejemplo, se basa en la descomposición de las señales trifásicas en ejes en cuadratura y síncronos rotantes. Esta técnica es usada para compensar para todas las componentes "no-activas" de la señal de corriente de carga. Las Técnicas de cálculos de ventanas deslizables son usadas (similar a las mencionadas en el párrafo anterior) para calcular el valor de referencia de la corriente del filtro. Esta técnica solo se puede implementar en sistemas trifásicos

Existen en nuestros días nuevas técnicas para poder optimizar el calculo de las señales de referencia utilizadas en el filtro activo algunas de estas técnicas son por ejemplo redes neuronales y técnicas de control adaptable, por mencionar algunas [24].



4 REALIZACION Y DESEMPEÑO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN PARALELO

Después de haber mostrado los diferentes elementos del filtro activo de potencia; así como las diferentes configuraciones y métodos de control. Podemos realizar las pruebas para observar el comportamiento del filtro activo de potencia con el fin de obtener algunas recomendaciones de diseño.

Se decidió armar la configuración en paralelo del filtro activo de potencia. Se toma esta decisión ya que es la más fácil de instalar a un sistema eléctrico, utiliza solo los elementos descritos en este trabajo, a diferencia de otros, como el filtro activo de potencia en serie que requiere un transformador de conexión, el cual requiere de un diseño especial ya que maneja corrientes altas principalmente del lado del secundario.

4.1 Circuito uno (sin retroalimentación y control PWM)

En este circuito, el sistema se implemento basándose en los datos proporcionado en los diferentes capítulos de este trabajo y se decidió empezar por un sistema de malla abierta, este sistema (como se menciona en temas anteriores) no utiliza una retroalimentación de las señales que se obtiene del circuito inversor del filtro activo; la modulación empleada se trata de la modulación de varios anchos de pulsos, también conocida como modulación uniforme de anchos de pulso.

La carga no lineal consistió de un circuito rectificador de onda completa sin filtro (diodos rectificadores IN4007) con carga resistiva (60Ω). Se empleo un circuito integrado generador de PWM, el TL 494, este circuito se ajusto para proporcionar un tren de pulsos con una frecuencia de 660 Hz. El circuito inversor fue construido empleando 4 dispositivos MOSFET, cada uno de ellos con sus respectivos diodos de protección; El capacitor de almacenamiento, C_2 , tiene un valor de $22\mu\text{F}$. El filtro de acoplamiento se

implemento I para operar a una frecuencia de corte de 1780 Hz, empleando un capacitor, C_3 , de $1\mu\text{F}$ y una inductancia, L_1 , de 8 mHy. (ilustración 2)

Para poder sincronizar las señales de los pulsos con la línea de 60 Hz se emplearon circuitos comparadores, los pulsos obtenidos de estos circuitos son suministrados a una compuerta AND (CMOS) junto con los pulsos provenientes del circuito generador de PWM; Esto nos permitió separar los pulsos correspondientes a cada lóbulo de la señal por ultimo se utilizan circuitos "buffers" para poder proporcionar la corriente necesaria que necesitan los circuitos de acoplamiento.

Estos consistieron en circuitos ópticos con salida Darlington, el circuito empleado fue el 4N32, estos a su vez transfieren los pulsos de control a las compuertas de los circuitos MOSFET cuyos drenajes y fuentes eran alimentados por el capacitor de acoplamiento

El siguiente diagrama muestra la conexión empleada en el circuito de control

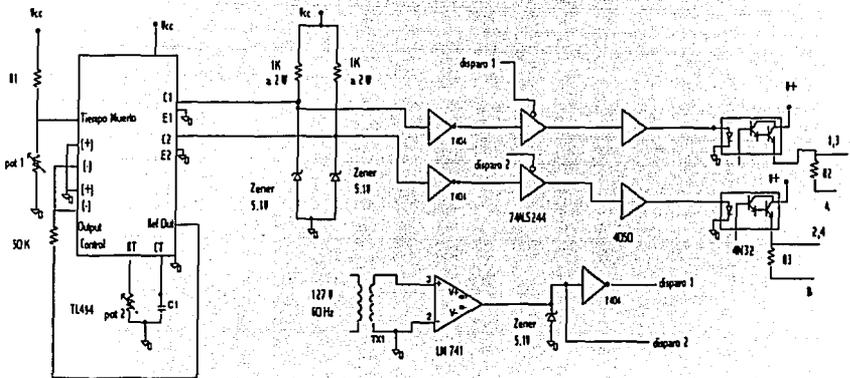
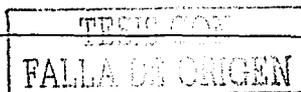


Ilustración 1 Circuito de control



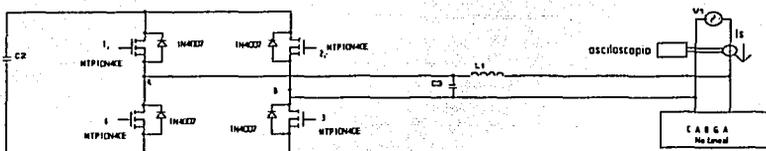


Ilustración 2 Circuito del filtro activo de potencia con carga

4.1.1 Desempeño

Las mediciones se hicieron utilizando el osciloscopio TEKTRONIK THS720P, el cual permite una medición del contenido armónico de la señal, los resultados para este primer circuito fueron las siguientes; se muestran las tablas a partir de la armónica numero 2 ya que nos interesa ver el efecto del filtro a partir de esta armónica

Esta tabla 1 corresponde al contenido armónico de la corriente de la línea, I_s , antes de conectar el filtro activo de potencia (FAP para abreviar)

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	2.74m	0.50m	0.731m	0.869m	0.016m	0.028m	0.0517m	0.36m	0.053m	0.259m

Tabla 1 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP),

La siguiente tabla 2 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	2.65m	0.45m	0.57m	1.11m	0.074m	0.071m	0.078m	0.318m	0.053m	0.243m

Tabla 2 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia (FAP),

¹ Las mediciones de este y los demás circuitos se realizaron en diferentes días, por lo que se muestra en cada uno de ellos las condiciones del contenido armónico para ese día antes de conectar el filtro activo de potencia

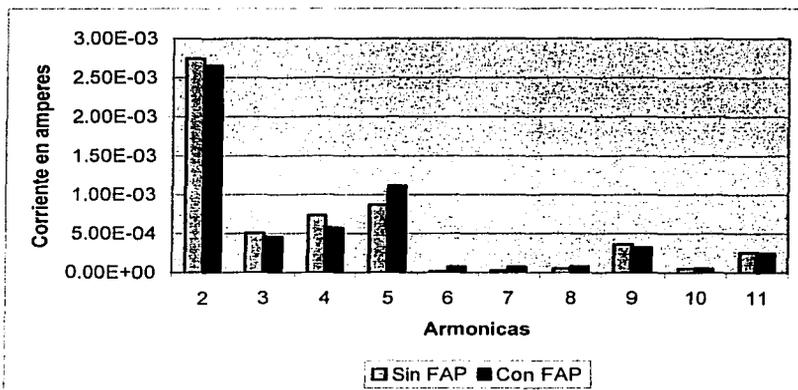
La tabla 3 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	3.28	10	22	-27.73	-362.5	-153.57	-50.87	11.66	0	6.17

Tabla 3 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 1 Comparación de valores de las armónicas

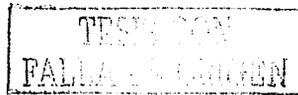
4.2 Circuito dos (sin retroalimentación y control SPWM)

Debido al pobre desempeño que presentó el circuito uno se implementó otro circuito, en el circuito dos se utilizó otra técnica de control esta consistió en la modulación senoidal de ancho de pulso; Este tipo de modulación consiste en que en lugar de mantener todos los pulsos de un mismo ancho, el ancho del pulso varía en proporción a la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo punto.

Las señales que irán a las compuertas de los circuitos MOSFET se obtienen al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular

La señal de referencia para este caso es diferente se obtiene de la línea Una vez obtenida la señal senoidal, la señal triangular se obtiene por medio de un oscilador formado por circuitos operacionales se ajusto el circuito para permitir que pudiera oscilar en un rango de frecuencia de 300 Hz hasta 20 kHz se ajusto para que los pulsos obtenidos para la conmutación fueran de 660 Hz.

Estas señales son comparadas por medio de circuitos operacionales, de acuerdo a la referencia [15] entre más pequeño sea el índice de modulación, más grande será la capacidad del filtro activo de potencia para compensar las cargas, se escogió un índice de modulación de 0.5. El circuito al igual que el anterior se debía sincronizar con la línea para que los pulsos obtenidos correspondieran a cada lóbulo de la señal; Esto se logra a través de circuitos comparadores en configuración de cruce por cero. Los pulso obtenidos de las señales del circuito de la modulación de ancho de pulso senoidal y las obtenidas por los comparadores por cruce por cero son alimentadas a una compuerta AND CMOS, logrando separar los pulsos. Por ultimo son alimentados a los circuitos acopladores, que son los mismos del circuito anterior.



El circuito empleado es el mostrado en la siguiente ilustración.

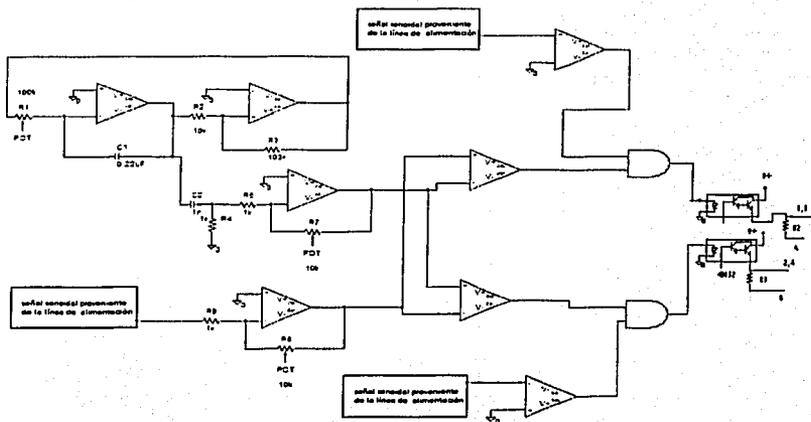


Ilustración 3 Circuito de control

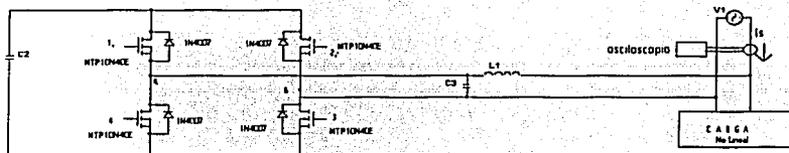


Ilustración 4 Circuito del filtro activo de potencia con carga

PASAR CON
 FALLA DE ORIGEN

4.2.1 Desempeño

Para este caso se aumento el capacitor de almacenamiento, C_2 , a $220 \mu\text{F}$, se modifico el filtro de acoplamiento utilizando un capacitor, C_3 , de $0.37 \mu\text{F}$ y un inductor, L_1 , de 77 mH y frecuencia de corte de 947 Hz . Estas nuevas modificaciones nos arrojaron los siguientes resultados de comportamiento.

La tabla 4 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	221.2m	83.52m	55.55m	99.35m	7.353m	17.92m	2.951m	29.52m	11.47m	15.46m

Tabla 4 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP),

La siguiente tabla 5 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	225.5m	51.54m	66.43m	69.15m	3.238m	9.269m	11.04m	28.38m	8.092m	14.06m

Tabla 5 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

La tabla 6 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

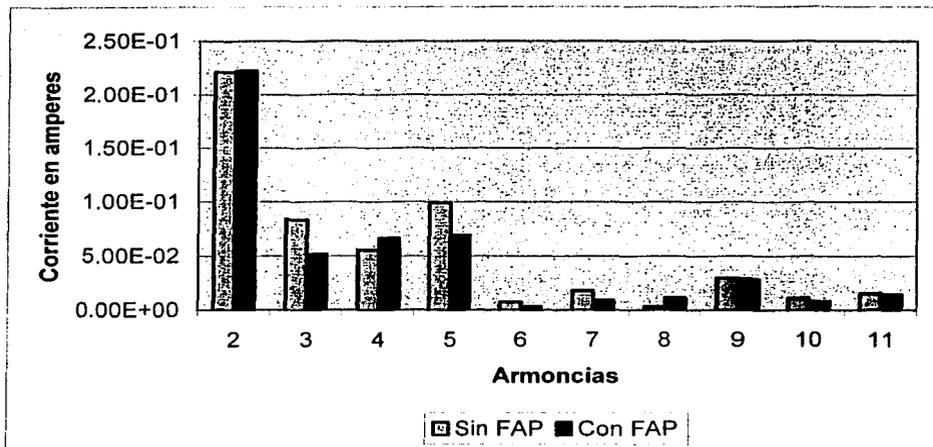
Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	-1.94	38.29	-19.58	30.39	55.96	-48.27	-274.11	3.86	29.45	9.05

Tabla 6 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 2 Comparación de valores de las armónicas

4.3 Circuito tres (con retroalimentación y control SPWM)

Este circuito presenta las siguientes modificaciones en su arquitectura, en este circuito pretendemos observar el efecto de la retroalimentación en el comportamiento del filtro activo de potencia.

Para lograr la retroalimentación lo que hicimos fue tomar la señal de tensión de la línea de alimentación y acondicionarla mediante el empleo del siguiente circuito este circuito es utilizado en diferentes documentos [1-24]

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

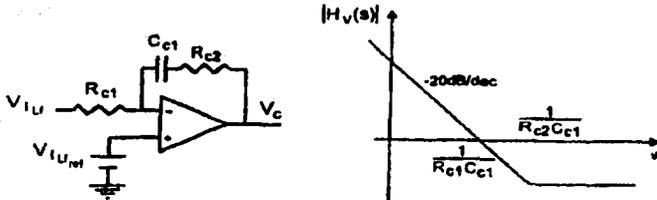


Ilustración 5 Control de corriente proporcional integral y su diagrama de Bode

Este control de corriente proporcional (control PI), asegura un error estático nulo, además es un control lento; que presenta una frecuencia de cruce (crossover) debajo de la frecuencia de la línea (60 Hz), si no es así la señal de referencia puede estar distorsionada.

La función de transferencia de este circuito es la siguiente:

$$H_V(s) = \frac{V_C(s)}{V_{ILF}(s)} = \frac{-(1 + sC_{C1}R_{C2})}{sC_{C1}R_{C1}} \tag{1}$$

donde:

Cc1 es el capacitor de cruce

Rc1 resistencia uno de cruce

Rc2 resistencia dos de cruce

El calculo de los parámetros es sencillo se supone por lo regular el valor de la resistencia Rc1 así como la frecuencia de cruce y se utilizan las siguientes expresiones:

$$C_{C1} = \frac{1}{R_{C1} 2\pi f_c} \qquad R_{C2} = \frac{1}{C_{C1} 2\pi f_c} \tag{2}$$

donde :

Cc1 es el capacitor de cruce

Rc1 resistencia uno de cruce

Rc2 resistencia dos de cruce

fc frecuencia de cruce

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

Para nuestro circuito la frecuencia de cruce se escogió de 10 Hz

Después de acondicionar esta señal, se le resta una señal que es tomada de la línea de alimentación; como la señal obtenida del filtro de cruce nos permite separar la señal fundamental del resto de las armónicas y al realizar la resta de esta señal de la señal que se toma de la línea nos permite obtener una señal de referencia que solo contiene armónicas para nuestro control SPWM la frecuencia de conmutación fue de 740 Hz. El circuito empleado es el siguiente:

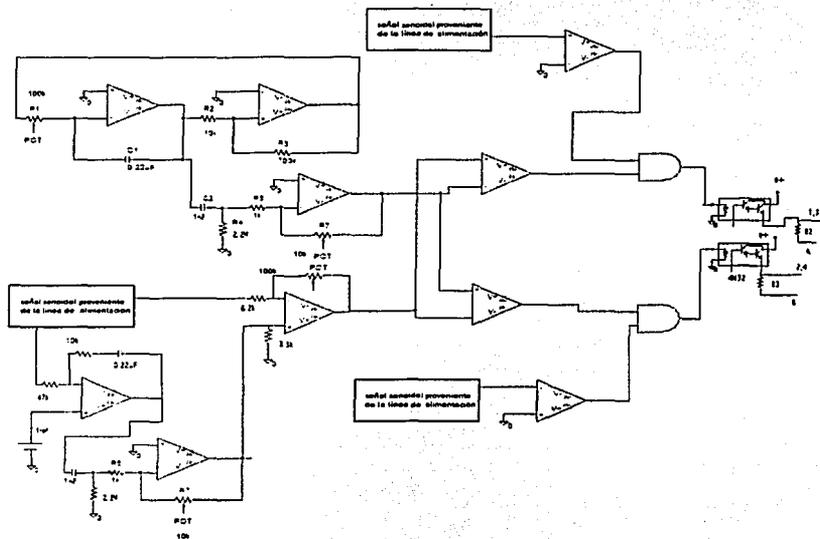


Ilustración 6 Circuito de control

4.3.1 Desempeño

Para este caso no se modificó el capacitor de almacenamiento, C_2 , cuyo valor es de 220 μF , el filtro de acoplamiento utilizando posee los siguientes valores: un capacitor, C_3 , de 0.37 μF y un inductor, L_1 , de 77 mHy lo que nos da una frecuencia de 940 Hz.

La tabla 7 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS	217.5m	84.68m	76.58m	65.08m	13.63m	15.69m	2.932m	32.55m	6.317m	16.95m
Amperes										

Tabla 7 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP).

La siguiente tabla 8 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS	211.6m	44.71m	73.44m	52.39m	10.56m	1.941m	9.686m	28.75m	10.48m	9.614m
Amperes										

Tabla 8 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

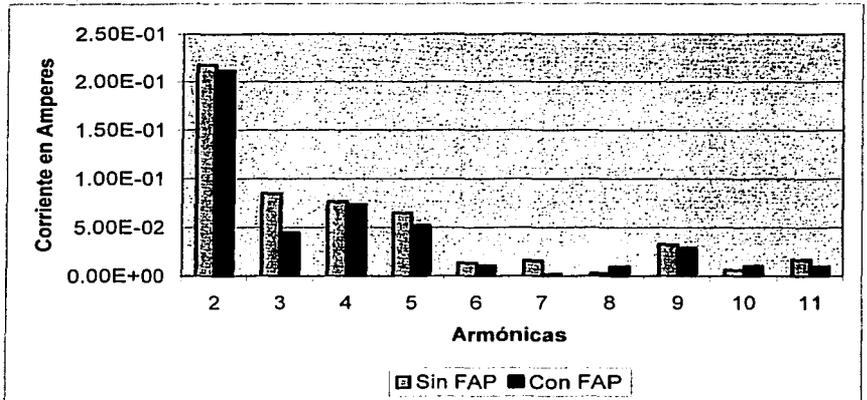
La tabla 9 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	2.71	47.20	4.1	19.49	22.5	87.62	-236.5	11.67	-65.9	43.28

Tabla 9 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 3 Comparación de valores de las armónicas

4.4 Circuito cuatro (cambio de carga no lineal)

En este circuito; lo referente al sistema de control se mantuvo, es decir, se sigue utilizando un sistema de conmutación basado en un sistema SPWM a una frecuencia de conmutación de 740 Hz; lo único que se cambia para este circuito es la carga, en lugar de tener un circuito rectificador con carga resistiva se tiene un circuito con carga RLC ($R=60\Omega$, $C=220\mu\text{F}$ y $L=10\text{ mHy}$). El filtro de acoplamiento se cambio para obtener una frecuencia muy cercana a los 660 Hz, utilizando una inductancia, L_1 , de 125 mHy y una capacitor, C_3 , de $0.48\mu\text{F}$, logramos una frecuencia de 650 Hz.

La opción de cambiar el tipo de carga obedece a lo reportado en el artículo [15] de ELECTROTEK Concepts, Inc

4.4.1 Efecto De La Forma De Onda De La Carga En El Filtro Activo De Potencia

De acuerdo a este artículo [15], la efectividad de filtrado del filtro activo de potencia en la compensación de los componentes armónicos de la corriente depende de la forma de onda que posea la corriente de carga. Dos formas de onda pueden poseer el mismo contenido armónico pero pueden tener diferentes formas de onda por lo que el filtro activo de potencia lograra disminuir mas las armónicas en una de estas formas de onda que en la otra.

De que depende esto, depende del factor di/dt , observemos el siguiente ejemplo para que se pueda entender esta idea: Se usa un regulador de tensión de AC. Se presentan dos casos que son comparados. La única diferencia entre estos casos es la carga entre del regulador de AC.

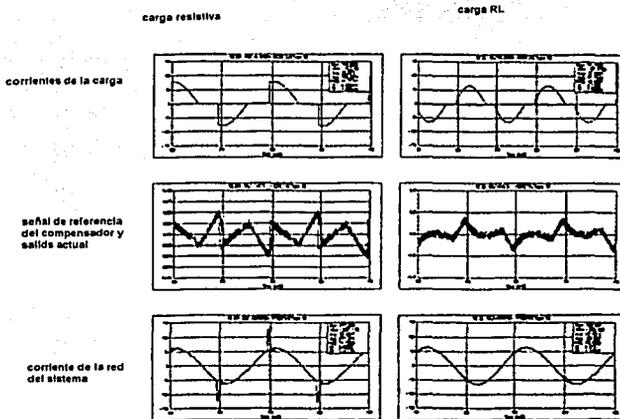


Ilustración 7 Efecto de la corriente de la carga en el filtro activo de potencia

En las formas de onda de la izquierda de la ilustración 7 la carga es puramente resistiva, (obsérvense los cambios bruscos de la relación di/dt); Las formas de onda del lado derecho de la figura son para el caso donde la carga es una combinación de resistencia y reactancia.

La compensación es mejor para una forma de onda de la corriente que no presente cambios bruscos de di/dt , es decir presenta cambios suaves en su forma de onda.

La mayoría de las cargas en el sistema de alimentación rara vez son puramente resistivas; por lo que podemos esperar formas de onda que presentan cambios suaves en sus formas de onda.

La capacidad del filtro activo de potencia para poder compensar di/dt bruscos, se puede lograr ya sea al aumentar el nivel de tensión de DC de circuito inversor y al reducir el valor de la inductancia de acoplamiento. El límite para poder incrementar la tensión de DC dependerá de la capacidad de los elementos de conmutación del circuito inversor. Por otro lado, la limitante para poder reducir la inductancia de acoplamiento depende de la capacidad de di/dt de los elementos de conmutación, necesidades de control, los requerimientos del filtro de acoplamiento y de la estabilidad de todo el sistema, ya que si se reduce esta inductancia lo que se logra es que el nivel de DC del inversor no se mantenga constante para una operación adecuada del filtro activo de potencia

El circuito empleado en la carga para este punto es el siguiente:

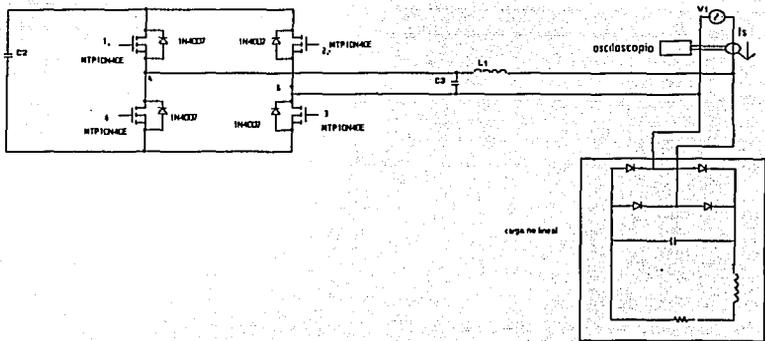


Ilustración 8 CIRCUITO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA CON CARGA

4.4.2 Desempeño

Para este caso no se modificó el capacitor, C_2 , de almacenamiento cuyo valor es de 220 μF , el filtro de acoplamiento utilizando posee los siguientes valores: un capacitor, C_3 , de 0.48 μF y un inductor, L_1 , de 125 mHy.

La tabla 10 corresponde al contenido armónico de la corriente de línea antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	203.74m	3.122m	61.40m	1.3018	16.83m	46.34m	9.016m	318.92m	5.8386m	137.37m

Tabla 10 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP),

La siguiente tabla 11 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	203.9m	1.586m	44.69m	547m	8.003m	18.26m	3.401m	48.98m	4.588m	13.41m

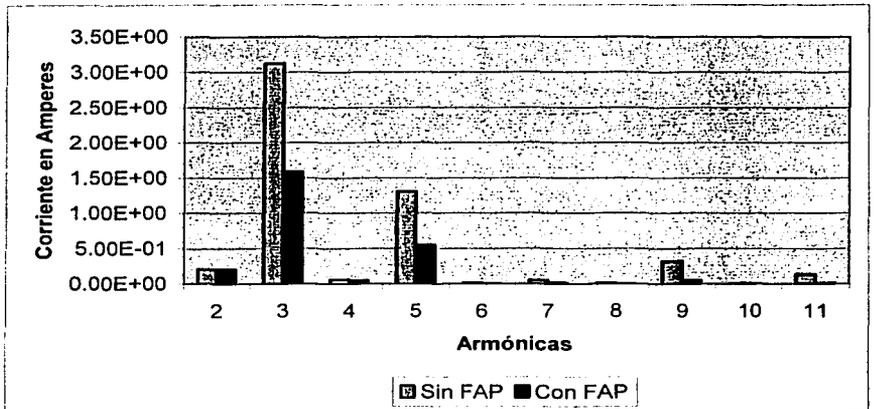
Tabla 11 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

La tabla 12 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	-0.07	49.20	27.21	57.98	52.45	60.60	62.28	84.64	21.41	90.02

Tabla 12 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 4 Comparación de valores de las armónicas

4.5 Circuito cinco (aumento del capacitor de almacenamiento)

Al observar un mejor desempeño del filtro activo de potencia, debido al cambio de los elementos de la carga, descrito en el punto 4.4. Ahora realizaremos cambios en valor del capacitor de almacenamiento, C_2 , ya que según los mencionado anteriormente este es un factor que puede mejorar el desempeño del filtro activo de potencia en la reducción de armónicas.

El filtro se siguió operando a 740 Hz, el valor de la inductancia empleada es de 125 mHy y el capacitor de 0.48 μF . Se utiliza el mismo circuito de control que en el caso del circuito cuatro.

Los diferentes valores utilizados para el capacitor de almacenamiento son: 470 μF ; 1000 μF ; 4700 μF y 9400 μF

El desempeño para cada uno de estos casos es:

4.5.1 Capacitor de 470 μF

La tabla 13 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	209.4m	3.161m	65.72m	1.287m	3.782m	65.07m	18.39m	336.2m	18.5m	134.6m

Tabla 13 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP),

La siguiente tabla 14 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	209.7m	1.212m	65.78m	473.6m	3.384m	22.17m	9.863m	117m	10.61m	42.22m

Tabla 14 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

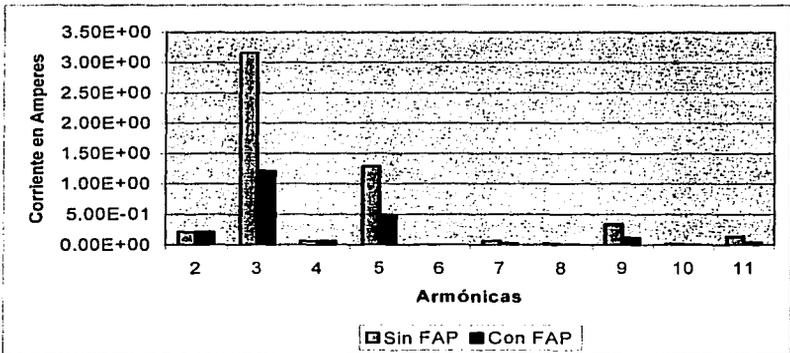
La tabla 15 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	-0.14	61.65	-0.091	63.20	10.52	65.92	46.36	65.19	42.64	68.63

Tabla 15 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 5 Comparación de valores de las armónicas



4.5.2 Capacitor de 1000 μ F

La tabla 16 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS	252.8m	3.211m	76.1m	1.361m	27.33m	64.23m	15.03m	322.4m	11.53m	146.6m
Amperes										

Tabla 16 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP),

La siguiente tabla 17 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS	229m	1.201m	76.67m	484.5m	28.42m	23.4m	12.35m	112.6m	15.24m	41.34m
Amperes										

Tabla 17 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

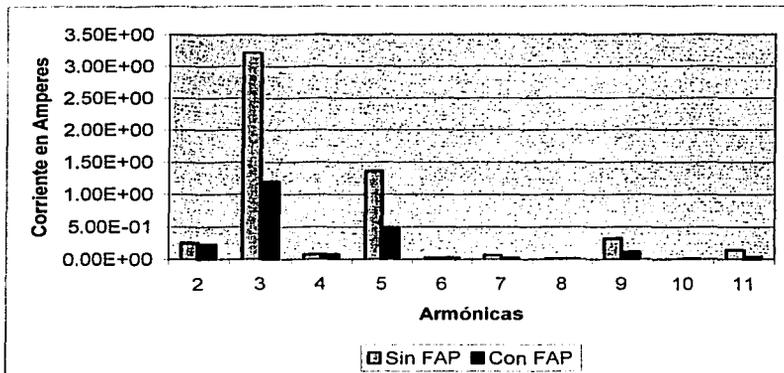
La tabla 18 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	9.41	62.59	-0.749	64.40	-3.988	63.53	17.83	65.07	-32.17	71.80

Tabla 18 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 6 Comparación de valores de las armónicas

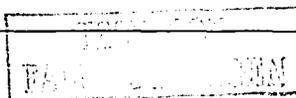
4.5.3 Capacitor de 4700 µF

La tabla 19 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	252.8m	3.211m	76.1m	1.361m	27.33m	64.23m	15.03m	322.4m	11.53m	146.6m

Tabla 19 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP)

La siguiente tabla 20 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia



Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	219.7m	996.6m	76.83m	398.7m	24.44m	27.02m	4.999m	103.1m	4.685m	37.37m

Tabla 20 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

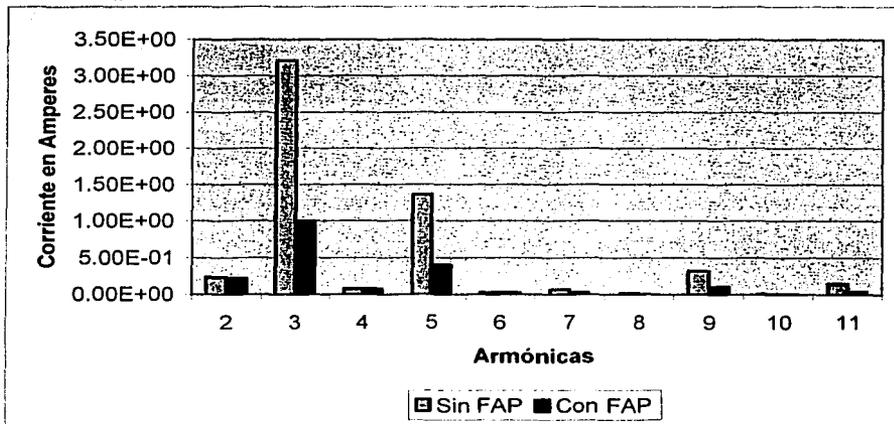
La tabla 21 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	5.62	68.96	-0.959	70.70	10.57	57.93	66.73	68.02	59.36	74.50

Tabla 21 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 7 Comparación de valores de las armónicas



4.5.4 Capacitor de 9400 μF

La tabla 22 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	252.8m	3.211m	76.1m	1.361m	27.33m	64.23m	15.03m	322.4m	11.53m	146.6m

Tabla 22 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP)

La siguiente tabla 23 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	224.2m	900m	66.75m	252.3m	21.59m	13.16m	4.902m	62.87m	3.037m	26.07m

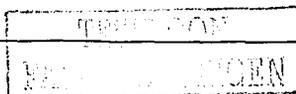
Tabla 23 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

La tabla 24 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

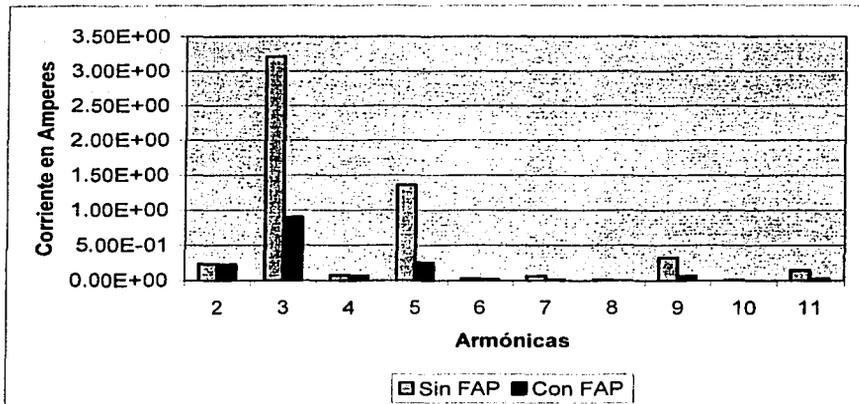
Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	3.69	71.97	12.28	81.46	21.73	79.51	67.38	-80.49	73.66	82.21

Tabla 24 Porcentaje reducido de cada armónica

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica



De forma gráfica comparando los datos tenemos:



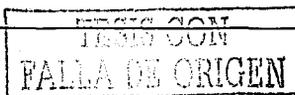
Gráfica 8 Comparación de valores de las armónicas

Como podemos observar el desempeño del filtro activo de potencia ha mejorado considerablemente se han reducido las armónicas 3ª y 5ª por arriba de un 70%. Ahora como el capacitor, C₂; de almacenamiento es muy grande en comparación con el valor que teníamos en el circuito numero uno; se corre el riesgo de que el nivel de DC que alimenta al circuito inversor no se mantenga en un valor estable y constante, es decir, existe un rizo que es ocasionado por los tiempos de carga y descarga del capacitor, C₂, de almacenamiento, por lo que aumentamos la frecuencia de conmutación del circuito a 12 kHz para evitar este problema. Los resultados a este cambio son los siguientes:

La tabla 25 corresponde al contenido armónico de la corriente antes de conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	252.8m	3.211m	76.1m	1.361m	27.33m	64.23m	15.03m	322.4m	11.53m	146.6m

Tabla 25 Datos de corriente sin Filtro Activo de Potencia (FAP)



La siguiente tabla 26 nos muestra el efecto que posee el filtro activo de potencia al conectar el filtro activo de potencia

Armónica	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Corriente RMS Amperes	226m	732.4m	39.72m	295.7m	376.2m	18.78m	12.04m	93.97m	1.49m	30.84m

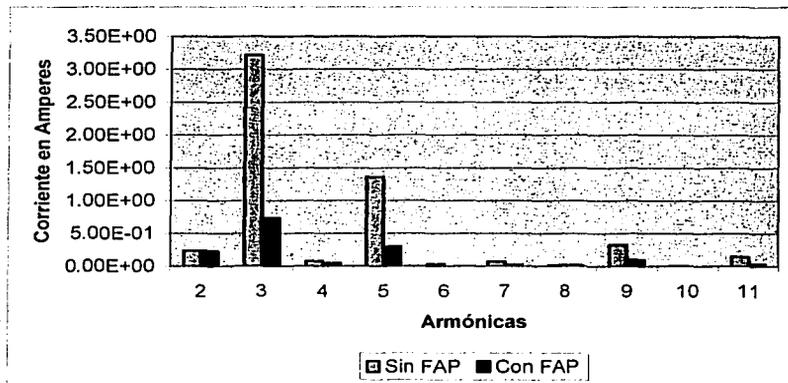
Tabla 26 Datos de corriente con Filtro Activo de Potencia

La tabla 27 nos muestra el porcentaje de disminución de las armónicas o aumento al conectar el filtro activo de potencia.

Armónicas	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
% de reducción	2.92	77.19	47.80	78.23	98.62	70.76	19.89	70.85	87.04	78.96

Tabla 27 Porcentaje reducido de cada armónica

De forma gráfica comparando los datos tenemos:



Gráfica 9 Comparación de valores de las armónicas

5 ANÁLISIS

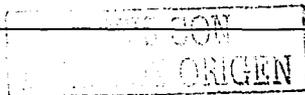
Podemos observar en las diferentes gráficas y tablas presentadas anteriormente, la evolución en el desempeño del filtro activo de potencia. Las diferentes reducciones alcanzadas al realizar los diferentes cambios en el circuito.

Por facilidad se muestra en la siguiente tabla 1 el porcentaje de reducción para cada armónica en los diferentes casos presentados en este trabajo.

Porcentajes Reducidos										
Armónicas	2ª	3ª	4ª	5ª	6ª	7ª	8ª	9ª	10ª	11ª
Circuito 1 $f=660$ Hz $C_3=1\mu F$ y $L_1=8$ mHy; $C_2=22\mu F$										
	3.28	10	22	-27.73	-362.5	-153.57	-50.87	11.66	0	6.17
Circuito 2 $f=660$ Hz; $C_3=0.33 \mu F$ y $L_1=77$ mHy; $C_2=220\mu F$										
	-1.94	38.29	-19.58	30.39	55.96	48.27	-274.11	3.86	29.45	9.05
Circuito 3 $f=740$ Hz; $C_3=0.33 \mu F$ y $L_1=77$ mHy; $C_2=220\mu F$										
	2.71	47.20	4.1	19.49	22.5	87.62	-236.5	11.67	-65.9	43.28
Circuito 4 $f=740$ Hz; $C_3=0.48 \mu F$ y $L_1=125$ mHy; $C_2=220\mu F$										
	-0.07	49.20	27.21	57.98	52.45	60.60	62.28	84.64	21.41	90.02
Circuito 5 $f=740$ Hz; $C_3=0.48 \mu F$ y $L_1=125$ mHy										
$C_2=470 \mu F$	-0.14	61.65	-0.091	63.20	10.52	65.92	46.36	65.19	42.64	68.63
$C_2=1000 \mu F$	9.41	62.59	-0.749	64.40	-3.988	63.53	17.83	65.07	-32.17	71.80
$C_2=4700 \mu F$	5.62	68.96	-0.959	70.70	10.57	57.93	66.73	68.02	59.36	74.50
$C_2=9400 \mu F$	3.69	71.97	12.28	81.46	21.73	79.51	67.38	80.49	73.66	82.21
$C_2=9400 \mu F$ y $f=12$ kHz	2.92	77.19	47.80	78.23	98.62	70.76	19.89	70.85	87.04	78.96

Tabla 28 Porcentaje de reducción de las armónicas para los diferentes circuitos

El signo negativo en la tabla anterior indica que hubo un crecimiento de la armónica



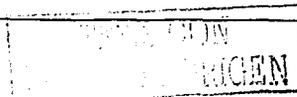
De estas gráficas podemos observar, que el utilizar un método de control sin retroalimentación y una forma de generar los pulsos de control como el del circuito 1, el cual se trato de un control de varios anchos de pulsos; Podemos observar que si se logra una disminución de las armónicas, en el circuito 1, pero tenemos un aumento del mas del 100% en algunas armónicas. Las armónicas que nos interesaban reducir que son la 3ª y la 5ª no se aprecia un cambio significativo logrando una reducción solamente en la 3ª armónica del 10% y la 5ª armónica aumento un 28%.

Utilizando un método de modulación senoidal de ancho de pulsos (SPWM) en el circuito 2, pero sin utilizar retroalimentación en el sistema de control, se lograron los siguientes cambios en este caso se logro poder afectar por igual a las armónicas que nos interesan, solo se logra una reducción de 38% y 30% para la 3ª y 5ª armónicas, respectivamente. Sigue habiendo un aumento en algunas armónicas que alcanzan un aumento de hasta el 100% como la armónica 8ª ; para la armónica numero 7 se logra evitar que aumente logrando una reducción a dicha armónica del 48%.

En el circuito 3 continuamos utilizando el control SPWM pero esta vez realizamos la retroalimentación, la cual logra una mejora, el numero de armónicas que aumentan solo son ahora dos (la 8ª y 10ª), logramos mejorar la reducción de la 3ª armónica logrando una reducción del 47% pero la 5ª no mejoro solo logramos en esta ocasión reducirla un 20%, aunque la reducción de esta armónica fue menor que en el caso del circuito numero dos; logramos una reducción que se presenta desde la 2ª hasta la 7ª.

En el circuito 4, realizamos un cambio del tipo de carga no-lineal, seguimos utilizando un rectificador de onda completa pero este en vez de alimentar a una carga puramente resistiva ahora se utiliza una carga RLC.

Al realizar este cambio se logro una reducción mucho más estable, es decir en este caso las reducciones de las armónicas fue mas constante, ahora todas las armónicas (con excepción de la 2ª) fueron reducidas alrededor de un 50% para las armónicas 3ª y 5ª para las armónicas de orden superior la reducción fue más grande, mas del 70%, también se logra reducir las armónicas pares, entre 20% y 60%.



Es interesante observar como el tipo de carga no lineal afecta el desempeño del filtro activo de potencia, si las señales presentan pendientes muy altas en sus formas de onda, el filtro de potencia no tiene un desempeño adecuada, es decir la reducción de las armónicas es muy poco. Si por el contrario las pendientes no son muy pronunciadas el desempeño es mejor se logran reducciones importantes.

Sabemos por lo que se ha comentado en los capítulos anteriores, que el filtro activo de potencia utiliza la energía almacenada en el capacitor que proporciona el nivel de DC requerido por el circuito inversor para realizar la compensación del contenido armónico de la señal de corriente del circuito.

Por lo tanto, es lógico pensar que si se tiene mas energía para realizar la compensación de dichas armónicas el desempeño del filtro activo de potencia será mejor. Esto se logra aumentando el valor del capacitor de almacenamiento. Esto se pudo comprobar en las diferentes gráficas mostradas en los puntos anteriores

En las diferentes gráficas presentadas en el circuito 5, tenemos cambios que van desde un 60% para las armónicas 3ª y 5ª hasta alcanzar, en el ultimo caso reducciones del 70% y 80% para las mismas armónicas, se puede notar como el porcentaje de reducción va en aumento al ir cambiando el valor del capacitor. Logrando cumplir con nuestro objetivo de poder reducir las armónicas 3ª y 5ª a mas del 50%. No solo eso sino que además se logra que las demás armónicas de orden superior también sean reducidas (entre 60% y 90%), inclusive las de orden par, entre un 10% y 80% las armónicas de orden superior 7ª y 11ª son reducidas aun más que en los casos anteriores.

En ese ultimo punto presenta dos diferentes tablas para el mismo valor del capacitor de 9400 μF , estas tablas usan dos diferentes frecuencias de conmutación, lo que ocurrió fue que en las mediciones a 724 Hz, el nivel de DC que debe ser constante; al utilizar el capacitor de 9400 μF presento rizo no fue muy grande alrededor del 0.3% pero no debe

de existir rizo porque corremos el riesgo de ocasionar daños al circuito del inversor y de ocasionar un mal desempeño en el filtro activo de potencia [38].

Aunque en nuestro circuito no se presentaron problemas, lo correcto es tener la señal de DC constante sin rizo [10,15,24], por lo que se decidió aumentar la frecuencia de conmutación, como se ve en la tabla 27 ocasiono unos cambios en las mediciones, se logran reducciones en la 3ª y 5ª que alcanzan el 77% y 80% respectivamente en su reducción, las de orden superior son reducidas alrededor de un 70%; las armónicas pares alcanzan reducciones que van entre 20% (8ª) hasta un 98% (6ª). Por lo tanto podemos concluir que es importante mantener constante el nivel de DC del circuito inversor.

Curiosamente la armónica número 2, no presenta un cambio importante, no nos preocupa ya que existen trabajos que reportan que, dependiendo del sistema de control, la armónica dos no se ve afectada por el filtro activo de potencia [10]. También es importante el diseño del filtro de acoplamiento de las diferentes pruebas realizadas a lo largo de este trabajo se observo que debe de ser cuando menos un 10% más alta de la frecuencia de la armónica de mayor orden a reducir para poder obtener buenos resultados, para el primer circuito se tenía una frecuencia de 1780 Hz, para el segundo y tercer circuito la frecuencia es de 940 Hz ya en los últimos circuitos utilizamos una frecuencia de 740 Hz.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

CONCLUSIONES

Un filtro activo de potencia es una buena opción para poder reducir las armónicas presentes en la línea de alimentación, la cual, actualmente se encuentra contaminada, es necesario tomar medidas para reducir el contenido armónico presente.

Aunque es necesario seguir realizando pruebas a diferentes técnicas de control, así como tratar nuevas configuraciones de filtros activos para mejorar los resultados presentados en los diferentes reportes y artículos de diversos investigadores.

Los resultados obtenidos hasta el momento han demostrado que los filtros activos de potencia, que aunque es una tecnología relativamente cara [8 - 12], (depende de las características de la carga compensar), son una mejor opción a las técnicas convencionales de corrección de armónicas ya que pueden corregir un amplio espectro de frecuencias de armónicas, idealmente hasta la armónica número 50. Logrando reducciones de mas del 70 % de ellas.

Como se observo en este trabajo, mediante un adecuado método de control; así como de una adecuada selección del valor del circuito inversor el cual para este trabajo se trato de un capacitor, (recuérdese que puede ser una inductancia).

La información y pruebas realizadas en este trabajo a la configuración en paralelo del filtro activo de potencia en paralelo, se espera que pueda ayudar a las personas interesadas en estos temas de calidad de la energía, armónicas y electrónica de potencia, en la comprensión y entendimiento de la operación del filtro activo de potencia. Ya que este trabajo presenta una recopilación de información de técnicas, métodos y configuraciones de filtros activos de potencia; así como la realización de ciertas pruebas que permitirán, tal vez, comprender el funcionamiento y operación del filtro activo de potencia

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

La información de los sistemas, técnicas y configuraciones; presentadas en este trabajo, ayudara a la persona con los conocimientos adecuados con una idea de que método podría implementar en su filtro activo de potencia.

En el trabajo se presenta una configuración en particular el filtro activo de potencia en paralelo, y se utiliza un método de control relativamente sencillo (en comparación con otros métodos). Nos permite comprender de forma más "sencilla" el funcionamiento del filtro activo de potencia.

Los resultados que se obtuvieron en este trabajo, nos permitieron observa la evolución en el desempeño del filtro activo de potencia, y ver la reducción en el contenido armónico, alcanzando en este caso hasta un 80%.

Un aspecto importante que se observo en la operación del filtro activo de potencia, es el hecho de que la reducción del contenido armónico de una forma de onda que presenta pendientes pequeñas, es mucho mayor; que en una señal de corriente de carga cuyas pendientes son grandes [15].

Por eso, es complicado poder tener un filtro de potencia que pueda soportar todo tipo de carga proporcionando el mismo nivel de reducción a cada armónica sin importar la carga [15]. Aunque esto no quiere decir que no sea posible, solamente se requiere mas investigación. Ya que existen en el mercado algunos filtros activos de potencia para aplicaciones específicas, donde se conoce el tipo de carga a utilizar con el filtro.

Por eso, por el momento el diseño de filtro activo de potencia se debe realizar para cada aplicación en particular. Por eso es importante intentar nuevas tecnologías, métodos de control, configuraciones y inclusive, nuevos dispositivos semiconductores.

La técnica de control empleada por nosotros, proporcionó buenos resultados, de hecho se combinaron dos: la de lazo cerrado y la de tensión del capacitor constante. La técnica de tensión de capacitor constante nos parece la mas adecuada ya que, como el capacitor de

almacenamiento es quien proporciona toda la energía necesaria para la compensación. Esta técnica tiene un cuidado especial en mantener asegurado el nivel de DC necesario para la compensación. Utilizando técnicas de lazo cerrado, es decir con retroalimentación, permiten resultados más exactos.

Para determinar las señales de referencia para poder compensar las armónicas, se utilizo la del control del tiempo, referencia de tensión y corriente. Entre mejor calidad tenga el filtro usada para separar la señal fundamental de las armónicas se tendrá una mejor referencia para las señales de conmutación.

Entonces, haciendo un resumen de lo observado en estas pruebas, se pueden proponer las siguientes recomendaciones de diseño.

- El sistema que controle al filtro debe de ser de lazo cerrado (con retroalimentación).
- El método mínimo a utilizar, para obtener reducciones mayores al 30% en las armónicas, debe ser del tipo modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM).
- A mucha gente se le olvida sincronizar los pulsos de disparo con la frecuencia de la línea.
- La frecuencia de corte, del filtro pasivo de acoplamiento, debe ser un 10% mayor que la frecuencia de mayor orden a compensar.
- El valor del capacitor de almacenamiento cuando menso 10 veces más grande al calculado por las ecuaciones dadas en el capítulo 3, para asegurar que la reducción de las armónicas se logre y sea mayor al 30%.
- El valor del capacitor de almacenamiento debe ser igual o mayor que la capacitancia de la carga.
- Si se usan valores muy grandes, mas de 100 veces que el valor sugerido, se debe aumentar la frecuencia de conmutación debe de aumentarse al doble del valor sugerido.
- El rizo en el nivel de DC del lado del capacitor de almacenamiento debe ser menor o igual al 0.3%, con este valor se logra que la energía almacenada dicho capacitor se mantenga constante y permita una adecuada reducción.
- La frecuencia de conmutación debe ser cuando menos igual a la frecuencia de mayor orden a compensar.

- Un valor pequeño del inductor, del filtro pasivo, es crucial en el desempeño del filtro activo de potencia. Si se escoge un valor pequeño entonces, se inyectan a la corriente de alimentación pulsos ocasionados por la conmutación de los dispositivos semiconductores. Si se escogen valores grandes de la inductancia, no se permite un adecuado seguimiento de las corrientes de compensación a los valores deseados.
- La inductancia del filtro pasivo de acoplamiento debe ser 50 veces mayor que la inductancia de la carga.
- El valor del capacitor del filtro pasivo de acoplamiento debe ser cuando menos 10 veces menor que el capacitor de almacenamiento y de la capacitancia de la carga.
- La constante de tiempo del filtro LC, de acoplamiento es determinado por el máximo tiempo de respuesta al proceso de descarga del capacitor de almacenamiento. Este es al menos el doble del periodo de la armónica de mayor orden a eliminar.

De este trabajo se pueden obtener los siguientes trabajos de investigación, a realizar, como:

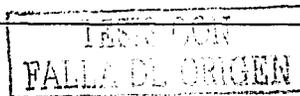
- Implementación y desempeño de un filtro activo de potencia en configuración serie.
- Implementación y desempeño de un filtro activo de potencia utilizando técnicas que utilicen procesamiento digital de la señal (DSP).
- Efecto de diferentes formas de onda de corriente de carga en el desempeño del filtro activo de potencia.
- Utilización de una inductancia como elemento de almacenamiento de la energía que requiere un filtro activo de potencia.

Estos puntos son los que consideramos que pueden contribuir a entender aun más el comportamiento y operación del filtro activo de potencia, para poder llegar a tener en un filtro activo de potencia de uso general.

REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- [1] Rodolfo Echavarría, Victor Cárdenas, Ciro Núñez, Salvador Martínez; REGULADORES DE TENSION DE CA; 1er seminario de electrónica del CENIDET, 1998, pp.19-26
- [2] Marco Oliver, Victor Cárdenas, Ciro Núñez; ESTIMACION DE LA IMPEDANCIA DE LINEA MEDIANTE EL USO DE FILTROS ACTIVOS; 1er seminario de electrónica del CENIDET, 1998, pp.53-59
- [3] Victor Cárdenas, Rodolfo Echavarría, Ciro Núñez, Salvador Martínez; CALIDAD EN LA POTENCIA ELECTRICA (POWER QUALITY): ELIMINACION DE ARMONICOS DE CORRIENTE MEDIANTE FILTROS ACTIVOS; 1er seminario de electrónica del CENIDET, 1998, pp.65-71
- [4] Su Chen, Géza Joós; ANALYSIS AND COMPARISON OF PASSIVE & ACTIVE HARMONIC SUPPRESSION FILTERS IN DISTRIBUTION SYSTEMS, IEEE 2000, pp.615-619
- [5] M.El-Habrouk, M.K.Darwish and P. Mehta; ACTIVE POWERS FILTERS: A REVIEW; IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.147, N°5 Septiembre 2000; pp. 403-413.
- [6] University of Wollongong; POWER QUALITY CENTRE; Technical Note 1; june 1998
- [7] Thoimas A.short; HARMONICS AND IEE 519; Power Technologies, Inc; for the Electric Council of New England, september 17, 1992.
- [8] Cornelia Kawann, Alexander E. Emanuel; PASSIVE SHUNT HARMONIC FILTERS FOR LOW AND MEDIUM VOLTAGE A COST COMPARISON STUDY; IEEE Transactions on Power Systems, Vol 11; No 4; November 1996.
- [9] Chic-Ju Chou, Chih-Wen Liu, June-Yown Lee, Kunc-Da Lee; OPTIMAL PLANNING OF LARGE PASSIVE-HARMONIC-FILTERS SET AT HIGH VOLTAGE LEVEL; IEEE Transactions on power systems ; vol. 15; N° 1; february 2000.
- [10] Bhim Singh, Kamal Al-Haddad, Ambrish Chandra; A REVIEW OF ACTIVE FILTERS FOR POWER QUALITY IMPROVEMENT; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol. 46; N° October 1999. Pp.960-971
- [11] El-Habrouk; K. Darwish; P. Mehta; ANALYSIS AND DESIGN OF A NOVEL ACTIVE POWER FILTER CONFIGURATION; IEEE Proc.-Electr. Power Appl.; Vol. 147; N°4; July 2000. pp 320-328

- [12] Charles A. Gougler; James R. Johanson; PARALLEL ACTIVE HARMONIC FILTERS: ECONOMIC VIABLE TECHNOLOGY; IEEE 1998. pp 1142-1146
- [13] Tien-Ting Chang, Hong-Chan Chang; AN EFFICIENT APPROACH FOR REDUCING HARMONIC VOLTAGE DISTORSION IN DISTRIBUTION SYSTEMS WITH ACTIVE POWER LINE CONDITIONERS; IEEE Transactions on power delivery, Vol15, N° 3 july 2000 pp. 990-995
- [14] Fermin Barrero, Salvador Martinez, Fernando Yeves, Pedro M. Martinez; ACTIVE POWER FILTERS FOR LINE CONDITIONING: A CRITICAL EVALUATION; IEEE Transactions on Power Delivery, Vol 15, N°1 January 2000 pp 319-325
- [15] Muhammad H.,Rashid; ELECTRONICA DE POTENCIA; Edit. Prentice Hall; 2° edición; México; pp. 356-410
- [16] Chin -Yuan Hsu; Horng-Yuan Wu; A NEW SINGLE-PHASE ACTIVE POWER FILTER WITH REDUCED ENERGY STORAGE CAPCITOR; IEEE 1995; pp 202-208
- [17] Torrey, David; Adel M.A.M.; Al Zemel; A SINGLE-PAHSE ACTIVE FILTER FOR MULTIPLE NONLINEAR LOADS; IEEE 1994; pp. 901-908
- [18] M. Taleb, A. Kamal, A. J. Sowied; AN ALTERNATIVE POWER FILTER; IEEE 1994; pp. 410416
- [19] IGBT MODULE, Applications and Technical Data Book, Terceras edición marzo,1993
- [20] Don A.G. Pedder, Andrew D. Brown, A PARALLEL-CONNECTED ACTIVE FILTER FOR THE REDUCTION OF SUPPLY CURRENT DISTORTION, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, N° 5, octubre 200, pp.1108-1117
- [21] E. Dallago, M. Passoni; SINGLE -PHASE ACTIVE OPWER FILTER WITH ONLY LINE CORRENT SENSING; Electronics Letters; 20 enero 2000; Vol36 N°2; pp105-106
- [22] Luowei Zhou, Ziecheng Li; A NOVEL ACTIVE POWER FILTER BASED ON THE LEAST COMPENSATION CURRENT CONTROL METHOD; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol 15 N° 4, julio 2000.
- [23] Sansung Kim, Prasad N. Enjenti; A NEW HYBRID ACTIVE POWER FILTER (APF) TOPOLOGY; IEEE Transactions on Power Electronics;VOL. 17, N° 1, enero 2002, pp. 48-54
- [24] Bhim Singh, Anurahda; D.P. Kothari, Ambria Chandra; COMPARISON OF PI, VSC AND ENERRGY BALANCE CONTROLLER FOR SINGLE PHASE ACTIVE FILTER CONTROL; IEEE 1998; pp.607-614
- [25] Manabu Kurokawa; claudio Yudi Inaba; Yoshihiro Konishi; Mustuo Nakaoka; THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE SOFT —WITCHNG ACTIVE POWER FILTER; IEEE 200; PP.205-



210.

- [26] Domenico Casadei; Gabriel Grandi; Ugo Reggiani; Claudio Rossi; CONTROL METHODS FOR ACTIVE FILTERS WITH MINIMUM MEASUREMENT REQUIREMENTS; IEEE 1999; PP-1153-1158
- [27] Hirofumi Akagi, Yukifumi Tsukamoto, Akira Nabae; ANALYSIS AND DESIGN OF AN ACTIVE POWER FILTER USING QUAD-SERIES VOLTAGE SOURCE PWM CONVERTERS; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol 26, N° 1, enero/febrero 1990; pp. 93-98
- [28] Yasuhiro Komatsu, Takao Kawabata; CHARACTERISTICS OF ACTIVE POWER FILTER CONTROLLED BY THE USE OF EXTENSION PQ THEORY; pp. 359-364
- [29] Janko Nastran, Rafael Cajhen, Matija Seliger, Peter Jereb; ACTIVE POWER FILTER FOR NONLINEAR AC LOADS; IEEE Transactions on Power Electronics Vol 9; N° 1 enero 1994; pp. 92-96.
- [30] J.H. Marks T.C. Green; PREDICTIVE CONTROL OF ACTIVE POWER FILTERS; Power Electronics and Variable Speed Drives; septiembre 2000; conference publication, N° 475. Pp 18-23
- [31] Luigi Malesani, Paolo Mattavelli, Simone Buso; ROBUST DEAD-BEAT CURRENT CONTROL FOR PWM RECTIFIERS AND ACTIVE FILTERS; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol 35; N° 3 mayo/junio 1999; pp. 613-620.
- [32] Fang Z. Peng, Donald J. Adams; HARMONIC SOURCES AND FILTERING APPROACHES; pp. 448-455
- [33] Metalect; TECHNICAL PAPERS A PRACTICAL 50KVA ACTIVE HARMONIC FILTER 2000
- [34] T.K. Abdel-Galil, E.F. El-Saadany M.M.A. Salama; IMPLEMENTATION OF DIFFERENT MITIGATION TECHNIQUES FOR REDUCTION OF HARMONIC DISTORTION IN MEDIUM VOLTAGE INDUSTRIAL DISTRIBUTION SYSTEM; IEEE; 2001; pp. 561-566.
- [35] Pichai Jintakosonwitt, Hidekai Fujita, Hirofumi Akagi; CONTROL AND PERFORMANCE OF A FULLY-DIGITAL-CONTROLLED SHUNT ACTIVE FILTER FOR INSTALLATION ON A POWER DISTRIBUTION SYSTEM; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol 17; N° 1; enero 2000; pp. 132-140
- [36] Stephen Williams, Richard Hofstetter; IMPLEMENTATION OF CURRENT SOURCE INVERTER FOR POWER LINE CONDITIONING; IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol 27; N° 4; julio/agosto 1991; pp. 773-779.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

- [37] Teresa Esther Nuñez-Zuñiga, Jose antenor Pomilio; SHUNT ACTIVE POWER FILTER SYNTHESIZING RESISTIVE LOADS; IEEE Transactions on Power Electronics; Vol 17 N°2 marzo 2002; pp.273-278
- [38] S.J. Huang J. C. Wu; DESIGN AND OPERATION OF CASCADED ACTIVE POWER FILTERS FOR THE REDUCTION OF HARMONIC DISTORTIONS IN A POWER SYSTEM; iee proceedings online N° 719990065; 1999; pp. 193-199
- [39] Fabiana Pöttker de Souza, Ivo Barbi; POWER FACTOR CORECTION OF LINEAR AND NON-LINEAR LOADS EMPLOYING A SINGLE PHASE ACTIVE POWER FILTER BASED ON A FULL-BRIDGE CURRENT SOURCE INVERTER CONTROLLED THROUGH THE SENSOR OF THE AC MAINS CURRENT; IEEE 1999; pp.387-392
- [40] Bor-Ren Lin, yi-Lang Hou; SINGLE PHASE INTEGRATED POWER QUALITY COMPESATOR BASED ON CAPCITOR-CLAMPED CONFIGURATION; IEEE Transactions on Industrial Electronics; Vol 49 N° febrero 2002; pp. 173-185