

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE APIZACO

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN FILTRO ACTIVO DE
POTENCIA MONOFÁSICO UTILIZANDO EL TMS320F28335”**

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA MECATRÓNICA

PRESENTA

ING. KEVIN EMMANUEL HERNÁNDEZ CASTAÑEDA

ASESORES:

DR. ROBERTO MORALES CAPORAL

DR. RAFAEL ORDOÑEZ FLORES

APIZACO, TLAXCALA

AGOSTO DE 2018

Resumen

En esta Tesis se presenta el diseño, simulación y desarrollo de un filtro activo de potencia, este sistema se caracteriza por corregir el factor de potencia y eliminar armónicos limpiando la red eléctrica de los problemas causados por cargas reactivas y cargas no lineales, en el diseño se divide en dos partes, la primera es el diseño de la parte electrónica, la segunda es la parte del diseño del control y el firmware de control que hará posible el funcionamiento del algoritmo matemático que gobernará el sistema, este algoritmo será programado en un microcontrolador procesador de señales (DSP), que permitirá al sistema ejecutar en tiempo real las variables leídas y entregarlos con una latencia de tiempo muy pequeña. El sistema se basa en el diseño de un convertidor que regula el voltaje en el bus de CD que obtiene de la red eléctrica y posteriormente inyecta la potencia que no contribuye a la transferencia total de energía, esto se realiza mediante un convertidor CD-CA que se basa en un inversor de voltaje del tipo inversor puente H completo “Full bridge” que tiene la particularidad de manejar potencias elevadas en la red.

En este trabajo se encontrará el diseño y desarrollo de un prototipo que mediante teorías de control digital puedan leer los datos recibidos por los sensores de corriente y voltaje realizar el cómputo del algoritmo que calcula la potencia no activa para compensarla mediante la etapa de potencia, todo esto con el fin de poder mitigar los efectos no deseados que se propaguen por toda la red eléctrica. Este diseño tiene la ventaja de no requerir fuentes externas, disminuyendo el costo de implementar más elementos en el sistema. La metodología que se siguió fue el análisis de diversos métodos para extraer la potencia que no contribuye a la transferencia total de energía, después se simuló mediante la herramienta matemática de simulación a bloques MATLAB Simulink donde se muestra el comportamiento del algoritmo de control, así como la respuesta que presenta el sistema ante diferentes cargas. Para finalizar se encuentra la parte del diseño y desarrollo de los elementos de hardware que se implementaron para corroborar de manera física el comportamiento del sistema mostrado en la simulación, así como también se detalla el firmware o el programa que controla al procesador digital de señales. Finalmente se muestran los resultados obtenidos, demostrando la congruencia del sistema físico con el sistema simulado.

Índice.

I.	Introducción	9
1.1.	Introducción	10
1.2.	Motivación del proyecto	12
1.3.	Justificación	12
1.4.	Objetivo General	13
1.4.1.	Objetivos Específicos	13
1.5.	Metodología (Alcances y limitaciones)	14
1.6.	Estado del Arte	15
II.	Marco teórico	18
II.	Introducción	19
2.1	Definición de calidad de energía.....	20
2.2	Problemas y perturbaciones en la red eléctrica.....	20
2.2.1.	Potencia Reactiva	20
2.2.2.	Corrientes Armónicas.....	22
2.2.3.	Fluctuaciones de tensión (FLICKERS).....	25
2.2.4.	Huecos de tensión (SAG).....	26
2.2.5.	Fluctuaciones de tensión (SWELLS).....	28
2.3	Teoría de potencias.....	29
2.3.1.	Potencia bajo condiciones Senoidales	29
2.3.2.	Potencia Aparente (S).....	30
2.3.3.	Potencia Activa(P)	31
2.3.4.	Potencia Reactiva(Q).....	31
2.3.5.	Potencia bajo condiciones no senoidales	31
2.3.6.	Definición de potencia basada en valores RMS	32
2.4	Filtros activos de potencia	33
2.4.1.	Filtro Activo Tipo Serie	33
2.4.2.	Filtro Activo Tipo Paralelo	34
2.4.3.	Filtro Activo de Potencia Híbrido	35
2.4.4.	Filtro Activo Universal (Acondicionador de calidad de la energía Unificado).....	36
2.4.5.	Filtro activo de potencia monofásico Half-bridge	37
Capítulo III	Diseño y Desarrollo del Prototipo.....	39

3.1	Teoría de potencia no activa de Fryze	40
3.2	Simulación del sistema	44
3.3	Etapa acondicionadora de señales.....	48
3.3.1	Etapa inversora.....	49
3.3.2	Amplificador operacional con tensión offset de entrada.	50
3.3.3	Filtro pasa bajos	51
3.3.4	Circuito limitador de tensión.....	53
3.3.5	Transductor de voltaje LEM LV-25	53
3.3.6	Transductor de corriente HAS 100-S.....	54
3.3.7	Amplificador de aislamiento ISO124-P.....	55
3.4	Inductor de corriente	56
3.5	Modulación PWM.....	60
3.6	Gate drive	63
3.7	Circuito de protección por sobre tensión de voltaje dv/dt en tiristores	67
3.8	Firmware de control.....	70
3.8.1	Inicialización del sistema	73
3.8.2	Configuración del ADC.....	75
3.8.3	Configuración del Módulo ePWM	78
Capítulo IV Resultados Experimentales		81
4.1.	Prototipo final	82
4.2.	Cargas puestas a prueba	83
4.3.	Set de pruebas.....	84
4.3.	Resultados obtenidos.....	84
Capítulo V Conclusiones y Trabajos futuros.....		89
5.1.	Conclusiones.....	90
5.2.	Trabajos futuros	91
Bibliografía		92

Nomenclatura

V_{tri}	Voltaje de onda triangular
$V_{Carrier}$	Voltaje de onda portadora
V_{sin}	Voltaje de onda sinusoidal
V_{DC}	Voltaje continuo
T_s	Período de conmutación
f_s	Frecuencia de conmutación
THD_u	Distorsión armónica total de tensión
THD_i	Distorsión armónica total de corriente
U_h	Tensión con armónicos
U_1	Tensión fundamental
I_h	Corriente con armónicos
i_s	Corriente de la red
i_L	Corriente de la carga
i_f	Corriente del filtro activo de potencia
L_f	Inductancia del filtro activo de potencia
m_a	Índice de modulación de amplitud
m_f	Índice de modulación de frecuencia
V_O	Voltaje de salida
V_{conv}	Voltaje de convertidor
V_{grid_pp}	Voltaje pico-pico de la red
$\overline{V_{an}}$	Voltaje promedio línea neutro
V_{grid_rms}	Voltaje RMS de la red
λ	Pendiente de onda triangular
ξ	Amplitud de onda triangular
V_{an}	Voltaje línea neutro
L	Inductor
C	Capacitor

$\overline{V_{conv}}$	Voltaje promedio del convertidor
$\overline{V_{grid}}$	Voltaje promedio de la red
f	Frecuencia de la red
X_L	Reactancia inductiva
i_{grid}	Corriente de la red
ΔV_{max}	Voltaje máximo del capacitor
C_{min}	Valor mínimo de capacitor
i_c	Corriente del capacitor
P_1	Potencia activa del convertidor
P_2	Potencia activa de la red
Q_1	Potencia reactiva del convertidor
Q_2	Potencia reactiva de la red
V_{conv_rms}	Voltaje RMS del convertidor
I_{conv_rms}	Corriente del convertidor RMS
m	Índice de modulación del convertidor
i_{Lh}	Corriente de la carga con armónicos
i_{L60}	Corriente fundamental de la carga
\overline{T}	Matriz de transformada de Park
Φ_{boost}	Margen de fase del controlador
$PM_{deseado}$	Margen de fase deseado
$\Phi_{sistema}$	Margen de fase del sistema
G_c	Función de transferencia del controlador
K	Constante proporcional
G_{ci}	Función de transferencia del controlador de corriente
G_{pi}	Función de transferencia de la planta de corriente
G_l	Función de transferencia de la planta de corriente por el controlador de corriente
G_{cif}	Función de transferencia del controlador final de corriente

E	Energía del capacitor
I_{fd}	Corriente del filtro del eje d
G_{pv}	Función de transferencia de voltaje
f_{BW}	Ancho de banda
G_{cv}	Función de transferencia del controlador de voltaje
G_{pv}	Función de transferencia de la planta de voltaje
G_{cvf}	Función de transferencia del controlador final de voltaje
I_{F_d}	Corriente del filtro eje d
I_{F_q}	Corriente del filtro eje q
I_{F_0}	Corriente del filtro eje 0

I. Introducción

1.1. Introducción

Desde principios del siglo pasado se han desarrollado teorías para definir el concepto de potencia, y su división en diferentes componentes, para explicar la no coincidencia de la potencia activa, que se traduce directamente en watts o dicho en de otra manera “trabajo”, con otros tipos de potencia que circulan por las redes eléctricas y que son agrupar bajo el termino de potencia no activa [1].

En la actualidad es muy común la necesidad de utilizar compensadores de potencia reactiva debido a la amplia diversidad de cargas que existen, por ejemplo, todas las maquinas eléctricas, los hornos de arco, los molinos de acero, los transportadores de mina, que son alimentadas en corriente alterna convierten la energía eléctrica suministrada en trabajo mecánico y calor. Esta energía se mide en kWh (Kilo Watt /hora) y se denomina energía activa, los receptores que absorben únicamente este tipo de energía se denominan resistivos; ciertas cargas consumen otro tipo de energía que es denominada reactiva [2], [3].

El motivo es que las cargas altamente inductivas absorben energía de la red durante la creación de los campos magnéticos que necesitan para su funcionamiento y la entregan durante la destrucción de los mismos, este transporte de energía entre la fuente de alimentación y las cargas generan pérdidas en los conductores, caídas de tensión y deterioro en los conductores, presentando un riesgo a la instalación. Las compañías eléctricas penalizan el consumo de energía reactiva, y que genera tener un bajo factor de potencia; el tener un factor de potencia alto brinda ciertos beneficios debido que la instalación eléctrica se optimiza en componentes mejorando su rendimiento, esto quiere decir que a nivel proyecto se logra reducir la sección de los conductores previniendo desperfectos en la instalación [2].

Otra situación que es importante considerar en una instalación eléctrica son los armónicos. Estos son tensiones o corrientes sinusoidales que poseen frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia a la cual el sistema de alimentación está diseñado para operar. La distorsión armónica se origina debido a las características no lineales de los equipos y cargas de un sistema de potencia, produciendo un calentamiento en los conductores o en los embobinados de los transformadores de distribución disparos sin causas aparentes de los dispositivos de protección y uno de los mayores problemas irreversibles es el deterioro del aislamiento de los conductores que además de reducir el tiempo de vida de los equipos puede provocar corto circuitos, entre otras dificultades [1].

De acuerdo con [4] el factor de potencia es el indicador sobre el correcto aprovechamiento de la energía, de forma general es la cantidad de energía que se ha convertido en trabajo, de acuerdo a el factor de potencia CFE realiza una bonificación o una penalización dependiendo el rango donde se encuentre, en la Figura 1 podemos observar los valores que puede tomar el factor de potencia en un sistema determinado.



Figura 1.1 Rango del factor de potencia permitido por CFE

El valor ideal del factor de potencia es 1, esto indica que toda la energía consumida por los aparatos ha sido transformada en trabajo. Por lo contrario, un factor de potencia menor a la unidad significa mayor consumo de energía necesaria para producir un trabajo. Considerando lo anterior el factor de potencia por debajo del 0.9 o 90% significa que la energía es desperdiciada por la empresa y en consecuencia un incremento innecesario en el importe de su facturación por este concepto. De acuerdo al comportamiento del factor de potencia es como se aplica una penalización cuando el factor de potencia es menor al 90% existe una penalización o se realiza una bonificación cuando el factor de potencia es mayor al 90% conforme a lo que se expresa en la tabla 1.

Tabla 1-1-Formulas aplicables para la penalización o bonificación del factor de potencia.

Concepto	Formula	% aplicable	Máximo
Bonificación	$\frac{1}{4} \left(1 - \left(\frac{90}{F.P} \right) \right) * 100$	2.5	
Penalización	$\frac{3}{5} \left(\left(\frac{90}{F.P} \right) - 1 \right) * 100$	120	

Una solución para corregir el factor de potencia y filtrar los armónicos son los filtros activos de potencia. Los principios teóricos en los que se basa el funcionamiento de los filtros activos de potencia se establecieron en los años 70's, a lo largo de los años su implantación se ha visto un notable incremento, como consecuencia de las características de este tipo de filtros se presentan más ventajosas frente a las soluciones pasivas, esto debido a la disponibilidad de soluciones tecnológicas que posibilitan su construcción. En [5] resalta que debido a el avance tecnológico en el área de semiconductores de potencia, han desarrollado dispositivos que permiten una conmutación mucho más veloz, y nos han brindado una gran variedad de dispositivos de acuerdo a cada aplicación. Existen dispositivos de compuerta aislada ya se un IGBT (por sus siglas en inglés Insulated Gate Bipolar Transistor) o un MOSFET (por sus siglas en ingles Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor) de potencia, además de la opción de procesar todos los datos requeridos en DPS's (por sus siglas en inglés Digital Signal Processors) o en FPGA's (por sus siglas en inglés Field Programmable Gate Arrays). Otra parte fundamental son los costos accesibles de los convertidores A/D (por sus siglas en inglés Analog-to-Digital) los sensores tanto de corriente como de voltaje del tipo Hall y los amplificadores operacionales y de aislamiento lo que permite el desarrollo de nuevas herramientas tecnológicas para la compensación de energía reactiva y cancelación de armónicos.

Una de las características que tienen un Filtro Activo de Potencia (FAP) es que estos equipos tienen la capacidad para adaptarse a los cambios de las condiciones de operación, así como reducir las corrientes armónicas demandadas por las cargas no lineales, y de igual forma, pueden compensar el factor de potencia de la carga. Esto debido a que puede generar la corriente requerida por el conjunto de cargas altamente inductivas y/o no lineales, e inyectar tal corriente (reactiva) que compensa el factor de potencia en las cargas.

1.2. Motivación del proyecto

En los últimos años el crecimiento poblacional en México y en relación con el crecimiento de sistemas electrónicos en hogares, oficinas, y empresas, ha obligado al proveedor de la energía eléctrica que en el caso de México se encarga la Comisión Federal de Electricidad (CFE), a emplear en sus redes de distribución equipos los que maximicen los recursos energéticos que la empresa produce a la nación. Esto ha originado crear aplicaciones de solución a los problemas y perturbaciones en el sistema eléctrico nacional, además a nivel mundial ya se está haciendo frente con soluciones altamente tecnológicas en cuyos equipos se están incluyendo sistemas y equipos embebidos basados en electrónica de potencia, así como el uso de plataformas de cálculo informático que maximicen el cálculo del algoritmo de control empleado. Este concepto redefine un nuevo esquema vincula a equipos electrónicos de estado sólido de alta velocidad y aterrizada a un uso específico en el sistema eléctrico nacional, mejorando significativamente la respuesta del sistema frente a otras tecnologías ya existentes pero deficientes, en la mayoría de ocasiones.

1.3. Justificación

Uno de los retos energéticos del siglo XXI se centra, en la mejor manera de aprovechar los recursos energéticos que el país requiere para el desarrollo económico, de acuerdo con los datos de la secretaria de energía, en 2015 se generaron 309,553 GWh de energía eléctrica. El 79.7% de la electricidad generada proviene de tecnologías no renovables tales como el carbón, petróleo y gas natural, y tan solo el 20.3% restante de tecnologías limpias[1].

En el proceso de generación, transporte y distribución de la energía eléctrica solo sufre transformación en magnitud en voltaje y corriente hasta que llega al cliente de consumo, donde se comienza a apreciar una serie de fenómenos no deseados propios de los aparatos eléctricos y electrónicos que limitan el funcionamiento de la red eléctrica. Las perturbaciones en las redes de suministro de energía eléctrica pueden surgir por una gran variedad de situaciones entre las cual se destacan las dos más importantes ya que son las generadas por los elementos de consumo de energía eléctrica.

Bajo factor de potencia: Cual definición es el cociente de la relación entre la potencia activa entre la potencia aparente, en otras palabras, es un término utilizado para determinar la cantidad de energía se ha convertido en trabajo. Esto se debe a el atraso

(efecto inductivo), o bien el adelanto (efecto capacitivo) de la corriente eléctrica con respecto al voltaje[2].

Armónicos: Por definición son tensiones o corrientes sinusoidales que poseen las frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental a la cual el sistema eléctrico funciona. La causa de la aparición de estas corrientes o voltajes son las cargas no lineales que acceden a la red de distribución. Este tipo de circuitos se componen de componentes semiconductores de estado sólido, y son capaces de modificar forma de onda sinusoidal ideal, en una forma de onda cuasi-sinusoidal, este efecto es totalmente no deseado, ya que disminuye el tiempo de vida de muchos aparatos eléctrico-electrónicos, además de producir efectos los cuales pueden desencadenar en un mal funcionamiento de los mismos[3].

En este trabajo se presenta la propuesta, el diseño y desarrollo de un compensador de potencia reactiva atendiendo la solución dinámica para compensar y corregir el factor de potencia.

Siendo estos los dos problemas más comunes en el sistema eléctrico y los que más repercuten al mismo se abordará con más detalle en este trabajo, siendo el objetivo principal la detección y corrección de estos fenómenos nocivos al sistema eléctrico, proponiendo el diseño e implementar una solución la cual sea capaz de hacerlo en tiempo real.

1.4. Objetivo General

El propósito de este trabajo es analizar y dar solución a los problemas y perturbaciones existentes en la red de distribución eléctrica nacional, mediante un prototipo funcional que aplique las tecnologías competentes, robustez y fiabilidad de los equipos que actualmente se comercializan en mercados de otras naciones. Aplicando los conocimientos y técnicas en ingeniería de control digital, electrónica analógica, electrónica de potencia, instrumentación, análisis y procesamiento de señales en tiempo discreto.

1.4.1. Objetivos Específicos

El reto de este trabajo es analizar las diferentes teorías de control digital, logrando, asimilar y dominar la técnica que mejor se adapte para el óptimo funcionamiento del sistema. Esto implica la utilización de herramientas computacionales de alta velocidad, las cuales serán las responsables de ejecutar en tiempo real el algoritmo matemático que gobierne al sistema. De manera específica las habilidades a desarrollar.

- Proponer con base a los elementos físicos que gobiernan del sistema, la teoría que mejor se adapte a la implementación digital del sistema. Es decir que trabaje en función del tiempo.

- Simular el algoritmo matemático por el cual se rige el sistema, dicho proceso se realizará en el software Simulink de Matlab.
- Dominio de la plataforma computacional la cual será la unidad central encargada de ejecutar el algoritmo programado y hacer el correcto funcionamiento del sistema.
- Diseñar e implementar la etapa de accionamiento de señales, cuyo funcionamiento consiste en interpretar las variables físicas de corriente AC, voltaje AC y voltaje de DC, en señales eléctricas que puede interpretar el sistema informático sin dañarse.
- Diseñar e implementar la etapa de potencia la cual servirá de actuador, es decir será quien mediante señales que envié la plataforma digital se enlace con la red eléctrica y sea así como el sistema pueda compensar los efectos no deseados de las cargas lineales y cargas no lineales.
- Diseñar e implementar los elementos de protección del sistema, los cuales serán los responsables de salvaguardar la integridad de los componentes electrónicos del sistema.
- Diseñar e implementar la unidad de enlace de usuario final, esta etapa electrónica será la responsable de informar al usuario el estado del sistema, así como, iniciar el sistema y detenerlo según sea el caso.

1.5. Metodología (Alcances y limitaciones)

El proceso a seguir para la elaboración de este trabajo consiste en el estudio de los parámetros de funcionamiento que la empresa requiere, parámetros tales como el voltaje nominal de operación (V_{RMS}), la corriente nominal de operación (I_{RMS}), frecuencia nominal (Hz) de operación, a que sector va dirigido y el tipo del sistema de conexión que va a tener el sistema en la red de distribución eléctrica. De esto se deriva la potencia nominal P_{RMS} , potencia máxima P_{Peak} , y potencia en modo reposo del sistema $P_{Standby}$.

Una vez obtenidos los parámetros propuestos por la empresa **Tecnologías EOS SA. de C.V.** se continuará con la búsqueda de la teoría eléctrica simplificada para el análisis del principio de funcionamiento del sistema, cuyo producto final es la obtención de un prototipo que demuestre el funcionamiento operativo, partiendo de la búsqueda de las topologías existentes de este tipo de equipos ya sea para el caso trifásico, así como para el caso monofásico con el objetivo de determinar los componentes eléctricos- electrónicos necesarios para la implementación, englobando a la electrónica de potencia, la electrónica de acondicionamiento de señales, protecciones sensores de corrientes, sensores de voltaje DC, sensores de voltaje de AC, dispositivos de almacenamiento de energía, gabinetes especiales para proteger a la electrónica en general y la unidad central de procesamiento de señales.

Se buscará información acerca de las teorías existentes de control digital para la implementación en la unidad de procesamiento de señales, considerando como objetivos el óptimo funcionamiento, facilidad de implementación, fiabilidad del algoritmo, robustez del

algoritmo y precisión. Después de adquirir la información necesaria para la operación del sistema, se acudirá a la búsqueda de normas que rigen en el país, con el fin de estandarizar la construcción del prototipo y poder operar el equipo dentro de las normas establecidas en el territorio nacional.

Finalmente se mostrarán los resultados obtenidos en la simulación y se compararán con los resultados experimentales obtenidos durante la implementación de todo el sistema, y posteriormente se elaborarán los reportes técnicos que se enviarán a la empresa, con el fin de una correcta interpretación y manipulación de los equipos entregables a la empresa y que los operadores de pruebas puedan obtener los mismos resultados obtenidos dentro del laboratorio del Instituto Tecnológico de Apizaco. Además, se hablará de los trabajos futuros en materia de calidad de energía, que serán derivados de las pruebas realizadas al equipo con el fin de perfeccionar los defectos del sistema.

1.6. Estado del Arte

El desarrollo de en la industria de los semiconductores de potencia que pueden operar en rangos de varios kV y kA, esto ha producido campos de investigación y la búsqueda de soluciones a problemas que respecta al sector eléctrico y por ende aplicaciones bajo estos dispositivos.

La electrónica de potencia es la rama de la electrónica que auxilia el control y funcionamiento de estos dispositivos, con aplicaciones tanto industriales, domesticas, comunicaciones, etc. Esto es debido a la habilidad de procesar y controlar el flujo de corriente proveniente de una fuente de alimentación hasta la carga de consumo. En otras palabras, la electrónica de potencia se encarga de la modificación de tanto de la tensión, así como la corriente de una fuente de energía para cumplir con las especificaciones de la carga. Para poder cumplir con tales características existen esencialmente dos métodos: el primero consiste en utilizar los dispositivos que trabajen en su zona lineal como en el caso de los Tiristores (SCR, TRIACS). El segundo método estriba en utilizar componentes electrónicos que operen tanto en su zona de corte como el de saturación (MOSFET, IGBT), a este tipo de dispositivos también se le conocen como discretos ya que operan como dispositivos lógicos accionados por un 1 para encendido y un 0 para el apagado del dispositivo; lo anterior resulta en que la energía que se disipa en el interruptor (pérdidas) son menores a las que disipa un dispositivo en el estado lineal. Lo anterior se resume que mientras que con un regulador de tensión se logra alcanzar una eficiencia de tan solo el 30%, con este método de conmutación la eficiencia puede llegar hasta valores encima del 90%. [6]

La utilización de la electrónica de potencia tiene sus inicios en los proyectos de transmisión de corriente continua a alta tensión, mejor conocida como HVDC, (High Voltaje Direct Current). Estos sistemas utilizan convertidores de corriente alterna a directa y vice-versa controlados por tiristores. Con el paso del tiempo estas técnicas permiten la construcción de equipamientos capaces de realizar alteraciones de alta velocidad en el sistema eléctrico.

Los equipamientos bajo el concepto de FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System), comenzaron a ser implementados a finales de la década de los 60' por diversos grupos. El término de FACTS engloba la totalidad de sistemas basados en la electrónica de potencia que se utilizan para la transmisión de energía CA, los sistemas principales son [7]:

Compensador estático (SVC)

Condensador en serie fijo y controlado por tiristores (TC [7] [8]SC)

Transformador de desplazamiento de fase (PST) y PST asistido (APST)

Compensador estático síncrono (STATCOM)

Controlador unificado de flujo de energía (UPFC)

Para el caso particular se hablará al respecto del Compensador Estático Síncrono (STATCOM) cuyo desarrollo comenzó en 1976, resultado de un trabajo de investigación japonés ligado a las compañías Kansa y Electric Co. Ltda. y Mitsubishi Electric Corporation. Este equipamiento utilizaba bloques de inversores compuestos por tiristores y circuitos auxiliares complejos para la conmutación forzada. Tenía como objetivo aumentar la capacidad de corriente de compensación, en contraste con las limitantes del SVC [9]. También el surgimiento del STATCOM prometía para el futuro grandes reducciones en cuanto al tamaño del equipamiento total del dispositivo, eliminando los grandes reactores y capacitores que poseen los SVC's. En 1980 el primer prototipo del STATCOM (en esta época este nombre no era utilizado) fue construido y probado [9]. Este fue dimensionado para una potencia de 20MVA a una tensión de 77kV y utilizaba tiristores con circuitos auxiliares de conmutación forzada. El objetivo de éste dispositivo era mejorar la dinámica del sistema eléctrico mejorando su estabilidad, a través de la compensación de reactivos.

En 1990, un grupo de investigadores japoneses anunciaba estar bastante avanzado en el desarrollo de un STATCOM de 80MVA a una tensión de 154kV [10]. A través de pruebas con un modelo reducido de 2 kVA, 200V, 48 pulsos, fueron verificados los sistemas de control y su principio de funcionamiento. Con un modelo parcial de 12 pulsos fueron verificados y probados los circuitos snubber, como también los dispositivos de conmutación que fueron empleados.

En 1992 el primer STATCOM entró en operación en la subestación de Inuyama, perteneciente a Kansay Electric Corporation Co., Ltd. [9]. Éste STATCOM de 48 pulsos poseía una potencia de 80 MVA a una tensión de 154 kV y utilizaba transformadores especiales con configuraciones en zig-zag. Fueron utilizados GTO's de 4,5kV/3kA en los inversores.

En 1995, un STATCOM americano de ± 100 MVA relatado por [11], fue construido en la subestación de Sullivan, perteneciente a TVA, Tennessee Valley Authority. Éste STATCOM

fue implementado con una estructura de 48 pulsos para neutralizar armónicos. Esta estructura utilizaba GTO's de 4,4kV/4kA, cinco unidades de GTO's fueron conectados en serie asociados con diodos antiparalelos. En el lado de corriente continua se colocó un capacitor de 65 kJ y 2948 μ F, con una tensión nominal de 6,6 kV, este STATCOM estaba conectado a una línea de 161 kV.

II. Marco teórico

II. Introducción

Uno de los principales retos del siglo que la humanidad debe de hacer frente, se refiere a lograr tener un sistema eléctrico más eficiente, esto es debido al cambio climático que enfrenta el planeta. Actualmente existen diversos métodos que contribuyen a la obtención un sistema eléctrico mejor, tanto para la generación de energía eléctrica como para la gestión de la energía generada. Un factor muy importante para el uso racional de la energía eléctrica es la evitar la contaminación que existen en las líneas de distribución y consumo eléctrico disminuyendo las perdidas energéticas que no contribuyan a la transferencia total de la energía eléctrica. En este proceso intervienen directamente diversos factores que contaminan y hace menos eficiente la red eléctrica donde se conecta, factores que van desde los físicos naturales como lo son las descargas atmosféricas, efectos naturales de los materiales empleados para consumo eléctrico (cargas reactivas) y elementos electrónicos activos (cargas no lineales). Para localizar donde comienza el problema, en la Figura 2.1 se aprecia el proceso que debe recorrer la energía eléctrica que parte desde la fuente que es generada en la central eléctrica, el voltaje que sale de la central es elevado mediante un transformador de potencia con el fin de transportar la potencia generada aumentando la diferencia de potencial y disminuyendo el amperaje para que la energía viaje grandes distancias a través del cableado eléctrico, una vez acercándose al cliente, pasa por un transformador de potencia que disminuye la tensión a valores seguros de voltaje pero con una corriente mayor.

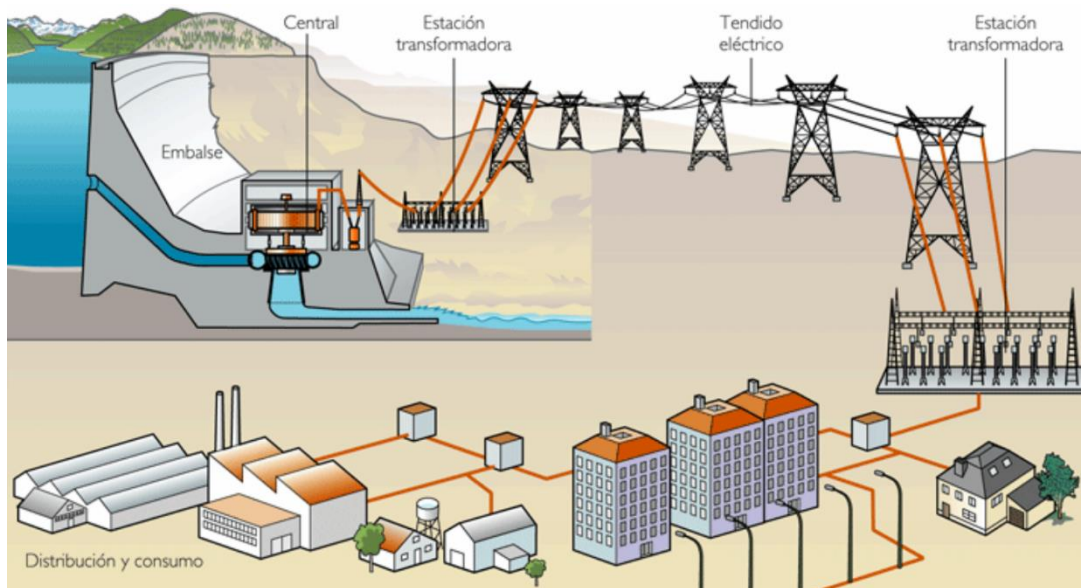


Figura 2.0.1 Proceso de generación, distribución y consumo de la energía eléctrica

Desde el proveedor del servicio eléctrico hasta el usuario final debe ser responsable de darle un buen uso a los recursos energéticos, manteniendo estándares de calidad en las líneas eléctricas que alarguen la durabilidad, el buen funcionamiento de los equipos que son conectados a la red. El objetivo de este capítulo es dar a conocer los diferentes problemas por

el cual atraviesa el sector eléctrico mostrando los diferentes tipos de perturbaciones que generalmente afectan al sector.

2.1 Definición de calidad de energía.

El termino de calidad de energía de alguna es algo indeterminado ya que presenta múltiples definiciones en general el concepto de “calidad de energía eléctrica” es un tema el cual en las últimas décadas ha ido evolucionando con base en las perturbaciones y distorsiones que aparecen en el sistema eléctrico y pueden ocasionar daño o mal funcionamiento a equipos eléctricos que están conectados en la misma red de distribución eléctrica. Para el “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE) define que la calidad de energía es cuando existen características y condiciones adecuadas que les permita a los equipos y dispositivos mantener su continuidad sin que se afecte su desempeño ni provoque fallas a sus componentes, esto está descrito en la norma IEEE Std 519-2014 [4].

La importancia de un estudio de calidad de energía es vital para ver el comportamiento del sistema eléctrico, para así ver los problemas eléctricos a los que esta sujetas las cargas, dichos problemas pueden dañar, reducir directamente la confiabilidad de los equipos conectados a la red, disminuir la productividad e inclusive en los casos más extremos puede poner en riesgo la seguridad del personal a cargo.

2.2 Problemas y perturbaciones en la red eléctrica.

El sistema eléctrico enfrenta múltiples desafíos entre los cuales se destaca solucionar la contaminación que presenta en las líneas eléctricas de distribución y consumo. Actualmente, las normas nacionales e internacionales referentes a la calidad de la energía eléctrica y la contaminación hacia la red eléctrica tales como, la NOM-001-CRE/SCFI-2018, especifican los parámetros que deben cumplir los fabricantes de equipos electrónicos que miden e inyectan energía a la red. Idealmente la onda de tensión debe de ser una senoidal pura con una frecuencia constante; sin embargo, en la realidad esto no sucede, ya que la onda de tensión presenta contaminación y alteraciones debido la modulación de cargas no lineales que funcionan mediante una modulación PWM.

2.2.1. Potencia Reactiva

La potencia eléctrica la potencia eléctrica se define como la capacidad que tiene un el equipo eléctrico para realizar un trabajo o la cantidad de trabajo que realiza por unidad de tiempo. La unidad de medida es el Watt en honor al ingeniero mecánico James Watt, sus múltiplos más empleados son el Kilo-watt (kW) y el Mega-watt (MW), mientras que sus submúltiplos corresponde al mili-watt (mW).

La potencia reactiva está presente en equipos de corriente alterna (CA) cuyo funcionamiento se basa en electromagnetismo y osciladores, es decir, para que estos equipos funcionen requieren su principio de funcionamiento está basado en dispositivos capacitivos y/o

inductivos. Un claro ejemplo es un motor, cuyo principio de funcionamiento es generar un campo electromagnético en sus devanados y debido a la ley de polos opuestos que presentan los imanes producen un movimiento en el rotor. Al hablar de devanados se está refiriendo a un inductor, este llega a desfasar a la corriente por este efecto natural inductivo del embobinado, la potencia reactiva está directamente ligado al desfase de la corriente con respecto al voltaje y este desfase está completamente ligado al número de vueltas de los devanados ya que entre mayor sea la inductancia la relación la relación del campo electromagnético es mayor.

Una transferencia total de potencia es cuando el ángulo “ ϕ ” tiende a ser igual a cero, en otras palabras la potencia la potencia activa (P) tiende ser igual a la potencia aparente (S). En la Figura 2.2 se aprecia el triángulo de potencia que representa mejor lo explicado anteriormente donde, Donde el ángulo “ ϕ ” es formado entre la potencia aparente y la potencia activa define el desfase entre la tensión entre el voltaje (V) y la corriente (i) y sus coseno que es equivalente la factor de potencia (FP) en redes libres de distorsión armónica.

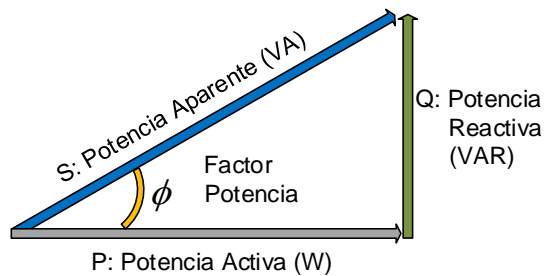


Figura 2.2 Triangulo de potencias

El factor de potencia (FP) es la relación entre la potencia activa (P) y la potencia aparente (S) y está determinado por el tipo de cargas conectadas a la instalación. En la figura 2.3 se muestran los diferentes tipos de cargas que típicamente se conectan a la red de energía eléctrica, partiendo de las cargas del tipo capacitivas las cuales se definen con un adelanto de la corriente con respecto a la tensión (a); las cargas resistivas, son el tipo de cargas que tiene un FP muy cercano a la unidad ya que va en fase la tensión y la corriente (b); y por ultimo las cargas del tipo inductivo cuya característica es ir atrasada la corriente respecto de la tensión (c).

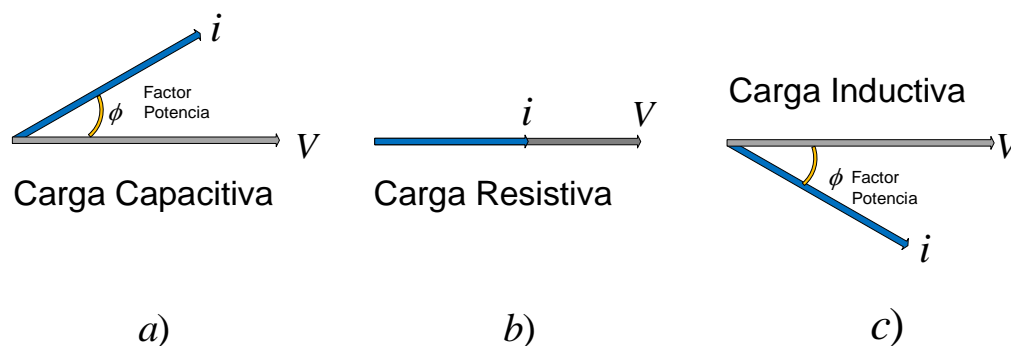


Figura 2.3 Diagrama fasorial de: a) carga capacitiva, b) carga resistiva, c) carga inductiva.

Los principales problemas que se derivan de un exceso de energía reactiva en el sistema son:

- Sobre dimensionamiento de los conductores eléctricos, para desarrollar el mismo trabajo.
- Calentamiento de conductores, acelerando el deterioro de los aislamientos reduciendo la vida útil de los mismos y pudiendo ocasionar cortocircuitos.
- Mayor generación de electricidad para compensar pérdidas por potencia reactiva.
- Calentamiento en los bobinados de los transformadores de distribución.
- Disparo de las protecciones sin una causa aparente.
- Aumento de la caída de tensión.

El buen funcionamiento de las redes eléctricas deriva de la oportuna detección y corrección de la energía reactiva ya que es el principal problema por el cual se enfrenta las líneas de distribución eléctrica, razón suficiente para detectar y corregir las cargas que demanden este tipo de potencia, por medios convencionales y/o medios avanzados como el que se realizará en este documento.

2.2.2. Corrientes Armónicas

El avance de la tecnología en especial en el ramo electrónico, ha mejorado los componentes electrónicos en todos los aspectos, desde microcomputadoras, micro sensores, visualizadores, hasta dispositivos controladores conmutados de alta potencia, que disminuyen su tamaño cada día más. Sin embargo, esto también ha tenido consecuencia en la red eléctrica quien es la fuente principal donde todos los componentes electrónicos se conectan, un claro ejemplo, son la fuente de alimentación.

Todos los dispositivos discretos los cuales se engloban, controladores, microcontroladores, circuitos de cálculos discretos, etc. funcionan con corriente continua. Sin embargo, la red donde se conectan estos dispositivos es de corriente alterna, para convertir la corriente alterna en corriente directa a lo largo de la historia se ha planteado muchas topologías electrónicas que dan solución la más conocida es el puente de diodos semiconductores. El proceso de conversión de corriente alterna a corriente directa por medio de diodos semiconductores se muestra en la Figura 2.4 donde inicia conectándose a la red eléctrica, pasa por un transformador que disminuye voltaje y adecua la corriente según sea el diseño del transformador pasa por el puente de diodos que rectifican la forma de la onda pasando al cuadrante positivo la señal aun oscilante y en la última etapa se filtra para poder tener una señal lineal la cual será entregada a la carga.

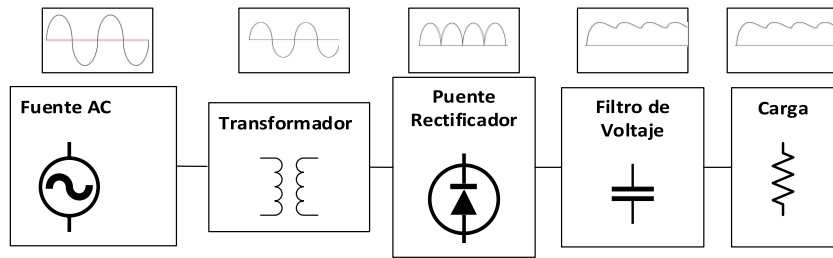


Figura 2.4 Diagrama a bloques de un convertidor rectificador CA-CD

Este proceso fue muy usado en el siglo pasado, sin embargo, tiene la desventaja de ser un gran generador de corrientes armónicas en las líneas de consumo ya que el proceso en el que se hace la conversión de corriente directa a corriente alterna deja de ser lineal ya que tiene pendientes muy pronunciadas de corriente, en la figura 2.5 se ve la corriente i_s generada por el circuito mostrado en la figura 2.4 donde es notable la deformación de i_s .

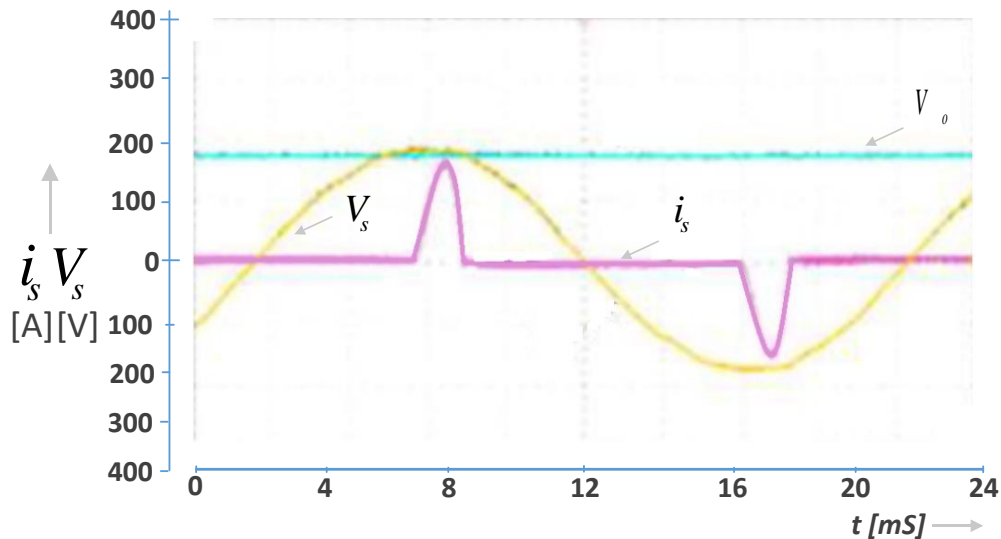


Figura 2.5 Formas de onda de voltaje de alimentación V_s , corriente de línea i_s el voltaje de salida V_o .

En la actualidad ya existen convertidores de corriente alterna a directa que por medio de algoritmos computacionales o bien circuitos integrados de aplicación específica que corrigen y mitigan las corrientes armónicas generadas en las líneas eléctricas, a este método se le conoce como convertidores PFF, que funcionan con el sensado de corriente y voltaje en la línea para determinar los armónicos a mitigar.

Las corrientes armónicas que circulan en las redes generan una gran cantidad de problemas con consecuencias perjudiciales: envejecimiento prematuro y destrucción de equipos, sobredimensionamiento de las instalaciones, disparos de las protecciones en forma impredecible. Todas estas consecuencias tienen un impacto económico importante: costo de equipos, pérdidas adicionales de energía, y pérdida de productividad. Para tener un mejor panorama de cómo se visualizan las corrientes armónicas en la red eléctrica en la figura 2.6

se muestra la aparición estas corrientes, donde en la parte superior se muestra la onda de corriente contaminada por corrientes armónicas que son múltiplos impares a la onda fundamental de (60 Hz), la tercera armónica (180Hz), la quinta armónica (300Hz), la séptima armónica (420Hz) y la novena armónica (540Hz).

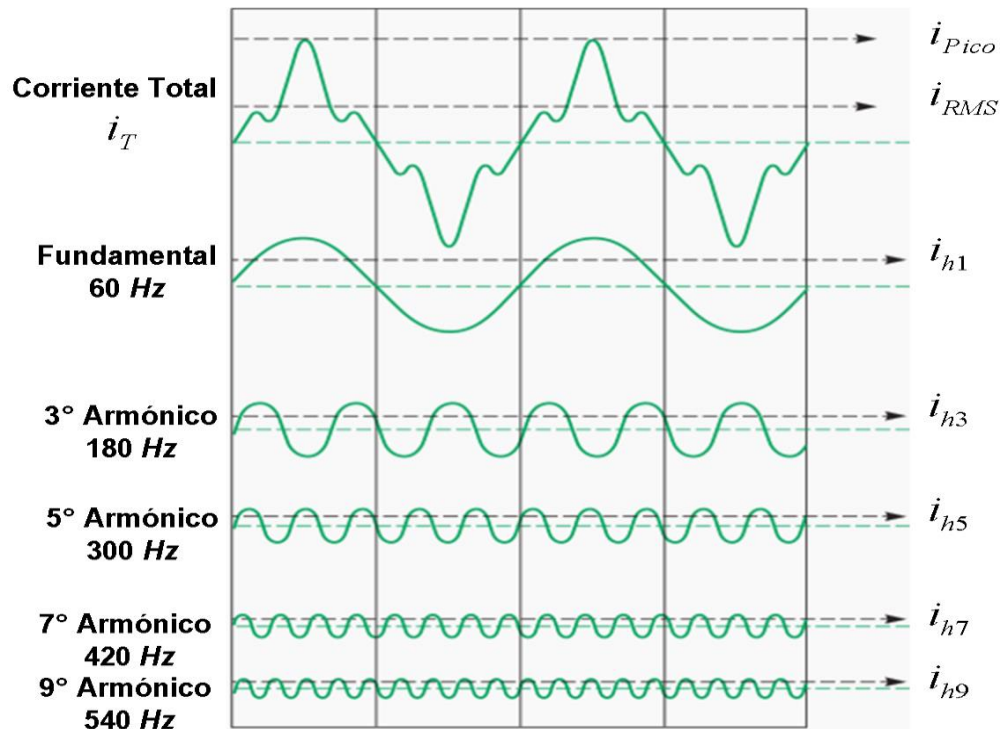


Figura 2.6 Contenido armónico para una onda de corriente de frecuencia fundamental de 60 Hz.

La aparición de este tipo de corrientes es el uso de cargas no lineales las cuales son los denominados convertidores electrónicos de potencia, estos pueden ser convertidores CA-CD los cuales van desde rectificadores controlados y rectificadores no controlados, elevadores de voltaje “boost”, reductores de voltaje “buck”, convertidores aislados del tipo “flyback” etc. La razón del porque este tipo de convertidores son tan nocivos en la red eléctrica es que operan a frecuencias diferentes a la frecuencia natural de la red eléctrica.

Existen diferentes maneras de atenuar y cancelar este tipo de efectos no deseados, ya sea de manera pasiva, mediante filtros compuestos por inductancias y condensadores, o bien de manera activa mediante el uso de teorías de compensación selectiva de armónicos junto con elementos de electrónica de potencia.

Los componentes principales del filtro pasivo son las inductancias y condensadores, conectados en una configuración de circuito resonante, sintonizados en el orden de las frecuencias armónicas a ser eliminadas. Estos dispositivos se conectan en paralelo con el generador de armónicos. Este circuito paralelo absorberá las corrientes armónicas, evitando su circulación en el circuito de alimentación. Un equipo puede incluir varios dispositivos para eliminar los armónicos según el orden correspondiente.

2.2.3. Fluctuaciones de tensión (FLICKERS)

Las fluctuaciones de tensión entre las cuales se encuentran el parpadeo, mejor conocidos del inglés como “flicker”, es uno de los mayores problemas de regulación de tensión en la industria eléctrica que se refleja en costos, ya que es el principal motivo de mal funcionamiento e inclusive avería de electrónicos equipos sensibles[5].

Las variaciones de tensión tienen una duración entre varios milisegundos, las principales causas que provocan este fenómeno son las descargas atmosféricas, la salida o apagado de cargas altamente inductivas y las cargas no lineales dentro del sistema eléctrico, o en aquellas cargas sin sistemas de control de inhibición de transitorios. Los efectos que estos generan en ocasiones no se pueden percibir, aunque en algunos casos se puede apreciar en la variación de la luminosidad de una lámpara y quien lo percibe experimenta una situación desagradable, o bien si el impulso de voltaje es elevado puede llegar a dañar equipos electrónicos.

Las fluctuaciones de tensión son catalogadas según el efecto producido en a la red, en la Figura 2.7 se aprecia la generalización de este tipo de perturbaciones en la red eléctricas.

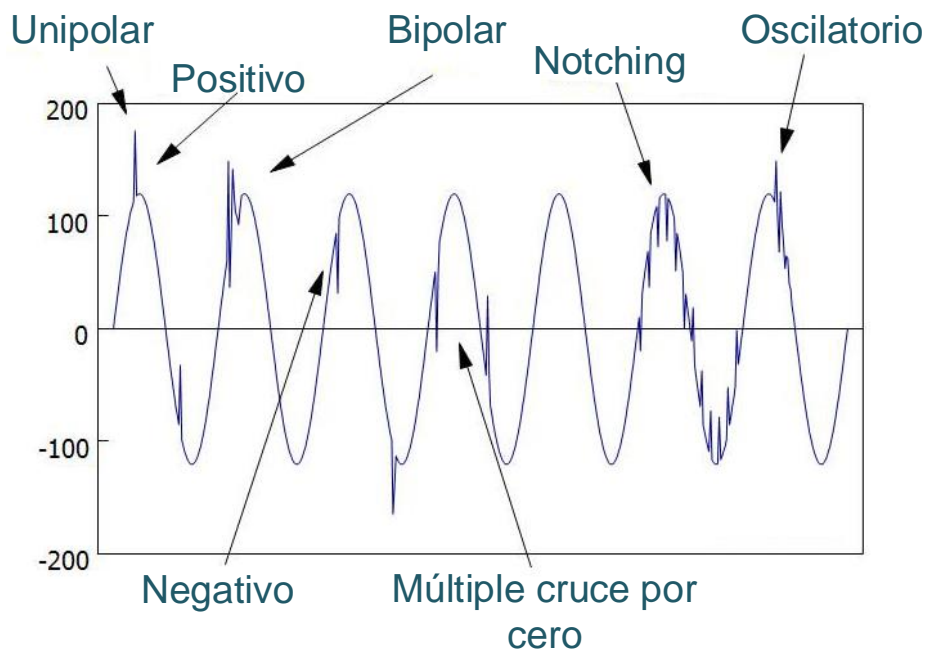


Figura 2.7 Perturbaciones en la en las líneas eléctricas

Aunque el efecto de una fluctuación de tensión es un pico de voltaje, se catalogan por el comportamiento de este impulso a través de tiempo en:

- Unipolar. Este impulso se caracteriza por suceder en un solo cuadrante del plano eléctrico.

- Positivo. Este caracteriza por suceder en una sola dirección (dirección positiva) reincorporándose a su curso natural de la onda cuando este termina.
- Negativo. Este caracteriza por suceder en una sola dirección (dirección negativa) re-incorporándose a su curso natural de la onda cuando este termina.
- Bipolar. Este impulso es la combinación de un transitorio positivo y un transitorio negativo, reincorporándose a su curso natural de la onda cuando esta perturbación termina.
- Múltiple cruce por cero. Esta serie de impulsos son generados en la mitad del plano eléctrico, es perjudicial en equipos que a partir del cruce por cero comienzan su operación.
- Notching. Sus efectos son micro cortes a lo largo de la onda de voltaje provocando inestabilidad en el sistema eléctrico.
- Oscilatorio. A diferencia del tipo bipolar este tiene la característica de se produce un transitorio oscilatorio es decir que la incorporación al curso natural de la onda se hace de manera paulatinamente, y es provocado por la conexión y desconexión de cargas altamente inductivas.

2.2.4. Huecos de tensión (SAG)

Los huecos de tensión también conocidos en América como “sags” o en el caso de Europa “dips” son bajas de tensión en el sistema eléctrico generada por la incorporación de cargas con alta demanda de corriente o sobre cargas a la línea, cortocircuitos. Posteriormente, cuando se despejan las fallas ocurre el fenómeno inverso, es decir, elevaciones de tensión también conocidos como swells. En la Figura 2.8 se muestra la aparición de un hueco de tensión en el cual podemos ver la recuperación del sistema en el sexto ciclo, además en la parte inferior se puede ver el valor RMS de la tensión que obtuvo durante el fenómeno.

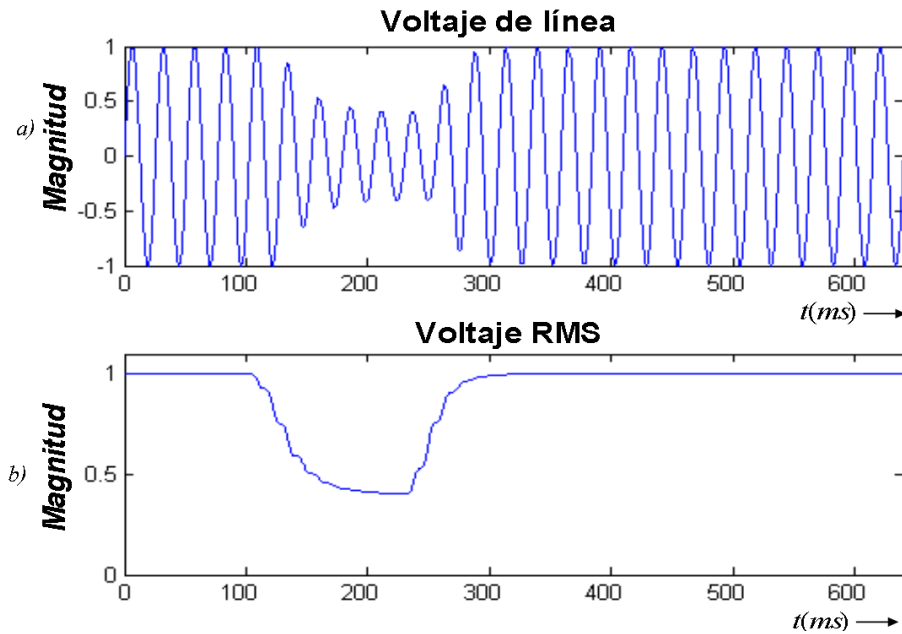


Figura 2.8 Visualización de una swell a) respuesta de voltaje instantánea b) respuesta de voltaje RMS

En principio no se sabe que combinación de variación- duración será la perjudicial para un determinado equipo. Sin embargo, se puede suponer que a mayor duración serán mayores los efectos, debido a esto, los fabricantes de equipos eléctricos han determinado establecer regímenes de voltaje de operación en sus convertidores de potencia. La ventaja establecer rangos de tensión es poder operar sus equipos a nivel global, pero además se tiene la ventaja de que a pesar de tener huecos de tensión los convertidores de potencia empleados pueden compensar esas variaciones ya que usan algoritmos de control inteligentes que permiten hacerlo. En el mundo se han establecido normas en las que describen los valores de voltaje de entrada con las que se deben de diseñar los convertidores de potencia CA-CD, y se han propuesto los siguientes rangos de voltaje de entrada partiendo desde el tipo universal el cual tiene un rango de operación de 90 VAC a 264 VAC; el del tipo de rango extendido que tiene un límite inferior de operación de 80 VAC y un límite superior de 305 VAC; y un alto rango de voltaje el cual su límite inferior de operación es de 90 VAC hasta 528 VAC. En la figura 2.9 se muestra la clasificación de los convertidores de potencia empleados en los aparatos electrónicos.

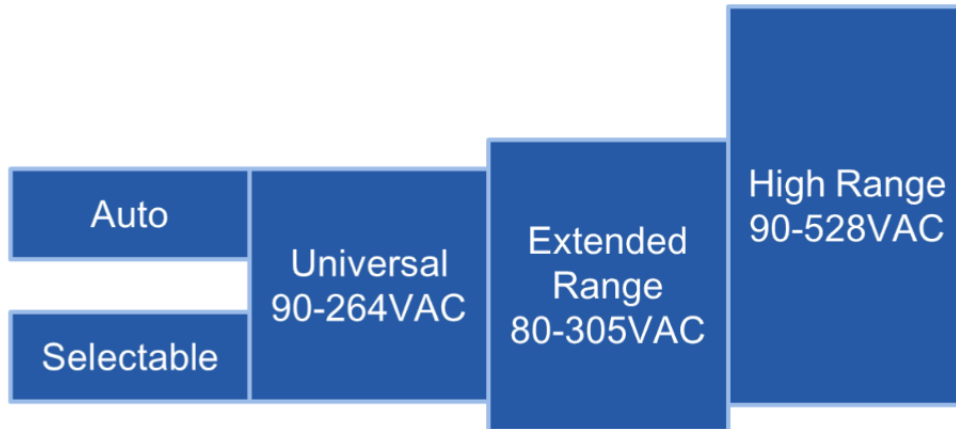


Figura 2.9 Esquema de clasificación global de fuentes de alimentación

2.2.5. Fluctuaciones de tensión (SWELLS)

Un swell es un incremento en el valor eficaz de la tensión a la frecuencia fundamental, con magnitudes que se encuentran por lo menos un 10% arriba del valor nominal y tiene una duración de medio ciclo hasta un minuto. Generalmente los swell se presentan después de una caída de tensión breves (sags)[6].

Son ocasionados por la desconexión de cargas grandes y no llega a ser un sobre voltaje, sino un efecto transitorio mientras se regula el voltaje de línea a un estado estable o con poca variación de cargas salientes y entrantes a la red eléctrica. Los incrementos en la tensión pueden ocasionar trastornos en los dispositivos de control y controladores de estado sólido de motores, particularmente en variadores de velocidad, los cuales pueden interrumpir su operación al accionarse la protección de sus circuitos electrónicos. También pueden someter a esfuerzos dieléctricos a los componentes electrónicos, a su vez reducir drásticamente el tiempo de vida de los aparatos electrónicos que son conectados a esa red. En la figura 2.10 se puede apreciar el efecto que se presenta los swells en la red eléctrica.

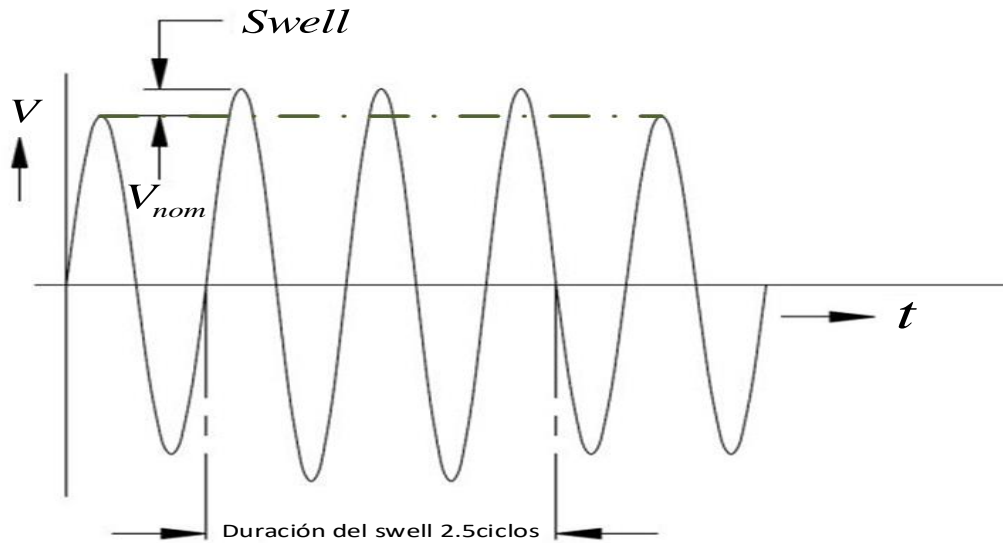


Figura 2.10 Respuesta de voltaje instantáneo de un swell

2.3 Teoría de potencias.

2.3.1. Potencia bajo condiciones Senoidales

Desde la creación de un método alterno de la energía en Corriente Directa (CD) a finales del siglo XIX, y buscando llegar más lejos y más eficiente, Nikola Tesla el año 1882 creó un sistema de generación senoidal de frecuencia constante llamada Corriente Alterna (CA), revolucionando la generación, transmisión y consumo tal como ahora lo conocemos.

Con la aparición de la fuente de tensión sinusoidal, la red de energía eléctrica podría ser más si la corriente de carga se encuentra en fase con la tensión de la fuente. Es así como surge el concepto de Potencia Activa el cual fue definido para representar la cantidad de potencia eléctrica debida a la corriente de la carga está en fase con la fuente de tensión. El promedio de la potencia activa durante un periodo es cero, en otras palabras, esta potencia no contribuye a la transferencia de potencia que viene desde la fuente hasta la carga. Al mismo tiempo fueron creados los conceptos de Potencia Reactiva (Q) y factor de potencia (FP).

Donde el voltaje instantáneo y la corriente instantánea están analíticamente definidas por:

$$i(t) = \sqrt{2V} \sin(\omega t) \quad (1)$$

Sin embargo, la teoría nos dice que se debe de analizar el voltaje y la corriente bajo los regímenes RMS, entonces la corriente y el voltaje quedan definidos como se muestra en la ecuación XX y XX.

$$v(t) = \sqrt{2V} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$V = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (3)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{t} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (4)$$

La definición de potencia eléctrica en un sistema monofásico con fuente senoidal y carga lineal está definido como:

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = \sqrt{2V} \sin(\omega t) \sin(\omega t \pm \phi) = VI \cos \phi - VI \cos(2\omega t \pm \phi) \quad (5)$$

Donde V es el valor eficaz de la tensión, I es la corriente eficaz, ω es la frecuencia angular y ϕ es el ángulo de desfase de la corriente respecto del voltaje.

La ecuación (5) muestra que la potencia instantánea de un sistema monofásico no es constante. Esta tiene una componente de frecuencia distinta y un valor DC dados por $VI \cos(\phi)$. Descomponiendo la componente oscilante y reorganizando (6) se tiene los siguientes términos, los cuales derivan el concepto tradicional de potencia activa y reactiva.

$$p(t) = \underbrace{VI \cos \phi [1 - \cos(2\omega t)]}_i - \underbrace{VI \sin \phi \sin 2\omega t}_{ii} \quad (6)$$

La descomposición de la ecuación anterior muestra dos partes de la potencia instantánea, que son interpretadas de la siguiente manera.

Parte I: Tiene un valor promedio igual a $VI \cos(\phi)$. Y tiene una componente oscilatoria del doble de la frecuencia de línea. Esta parte nunca es negativa, por lo tanto, representa un flujo de potencia unidireccional de la fuente hacia la carga.

Parte II: Tiene una componente oscilante pura al doble de la frecuencia (2ω) y tiene un valor pico igual a $VI \sin \phi$. Claramente su valor promedio es cero.

Convencionalmente, la potencia instantánea dada en 2.3 es representada por tres potencias denominado “triángulo de potencias”, el cual muestra las relaciones entre las potencias activa(P), reactivas (Q) y la potencia aparente (S).

2.3.2. Potencia Aparente (S)

La potencia aparente o potencia total es la suma, según el teorema de Pitágoras, de la potencia activa y la aparente. Estas dos potencias representan la potencia total que se toma de la red de distribución eléctrica, que es igual a toda la potencia que entregan los generadores en las plantas eléctricas. Estas potencias se transmiten a través de las líneas o cables de distribución para hacerla llegar hasta los consumidores, es decir, hasta los hogares, fábricas, industrias, etc. Su unidad de medida es el **V**oltio **A**mpere.

$$S = V \cdot I \quad [VA] \quad (7)$$

2.3.3. Potencia Activa(P)

La potencia activa representa en realidad la potencia útil medida en watts (W), es decir, la energía que realmente se aprovecha cuando se pone a funcionar un equipo eléctrico y realiza un trabajo. Por ejemplo, la energía que entrega el eje de un motor cuando pone en movimiento un mecanismo o maquinaria, la del calor que proporciona la resistencia de un calentador eléctrico, la luz que proporciona una lámpara, etc.

Por otra parte, la potencia activa es realmente la potencia contratada en la empresa eléctrica y que llega al domicilio, la industria, la oficina o cualquier otro lugar donde se necesite a través de la red eléctrica de distribución. La potencia consumida por todos los aparatos eléctricos utilizados normalmente se registra en contadores o medidores de electricidad, que instala la empresa suministradora para medir el total de la energía eléctrica consumida en el periodo de tiempo determinado en el contrato.

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\phi) \quad [W] \quad (8)$$

2.3.4. Potencia Reactiva(Q)

La potencia reactiva es la consumida por los motores, transformadores y todos los dispositivos o aparatos eléctricos que poseen algún tipo de bobina para crear un campo electromagnético. Esas bobinas, que forman parte del circuito eléctrico, constituyen cargas para el sistema eléctrico que consumen tanto potencia activa como potencia reactiva y la eficiencia de su trabajo depende el factor de potencia. Mientras más bajo sea el factor de potencia (más alejado de la unidad) mayor será la potencia reactiva consumida. Además, esta potencia reactiva no produce ningún trabajo útil y perjudica la transmisión de la energía a través de las líneas de distribución eléctrica, por lo que su consumo está penalizado por la compañía suministradora en la tarifa eléctrica. La unidad de medida de la potencia reactiva es el VAR y su múltiplo es el kVAr (kilovoltio- amperio-reactivo).

$$P = V \cdot I \cdot \sin(\phi) \quad [VAR] \quad (9)$$

El ángulo phi (ϕ), es la separación que forman los fasores de potencia S y P y puede tomar valores entre 0 y 1.

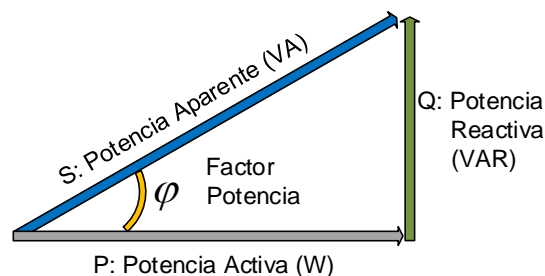


Figura 2.3 Triángulo de potencias

2.3.5. Potencia bajo condiciones no senoidales

El conjunto de definiciones de potencia establecida por [7] en 1927 son aún importantes para el análisis de potencia en el dominio de la frecuencia. Introdujo definiciones que son válidas para formas genéricas de tensión y corriente. No obstante, como estas están definidas

en el dominio de la frecuencia, solo pueden ser aplicadas en análisis de estado estable. Es decir, solo se cumple esto en ondas periódicas sin variaciones de frecuencia ni amplitud.

En un sistema monofásico de corriente alterna en estado estable donde la corriente y la tensión puedan ser descompuestas en series de Fourier. El faso correspondiente para cada componente armónica se puede determinar y las siguientes definiciones de potencia pueden ser definidas:

2.3.6. Definición de potencia basada en valores RMS

Cerca de 1930, Fryze propuso un grupo de definiciones de potencia basado en los valores RMS de tensión y la corriente, las ecuaciones que postuló Fryze se describen de la siguiente manera.

Potencia Activa P_w

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = V_w I = V I_w \quad (10)$$

Donde V e I son valores RMS V_w e I_w son la tensión activa y la corriente activa y se definen a continuación. Los valores RMS de tensión y corriente se calculan de la misma forma que en la ecuación (3) y (4). En conjunto con la potencia activa P_w los términos RMS forman el concepto básico de Fryze, de estos, todos los demás parámetros pueden ser definidos y calculados como de la siguiente manera.

Potencia Aparente P_S :

$$P_S = VI \quad (11)$$

Factor de potencia λ :

$$\lambda = \frac{P_w}{P_S} = \frac{P_w}{VI} \quad (12)$$

Potencia reactiva P_q :

$$P_q = \sqrt{P_S^2 - P_w^2} = V_q I = VI_q \quad (13)$$

Donde V_q e I_q son la tensión y la corriente reactivas las cuales se definen a continuación.

Factor de potencia reactivo λ_q

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2} \quad (14)$$

Tensión y corriente activas V_w y I_w

$$V_w = \lambda V \quad I_w = \lambda I \quad (15)$$

Tensión y corriente activas V_q e I_q

$$V_q = \lambda_q V \quad I_q = \lambda_q I \quad (16)$$

2.4 Filtros activos de potencia

Un filtro activo de potencia es capaz de medir, analizar y compensar la contaminación energética que existe en la red a causa de cargas reactivas y cargas no activas. Este proceso se realiza mediante una combinación de sistemas electrónicos potencia, analógicos y digitales.

En las últimas dos décadas, se han logrado progresos considerables en el campo de los filtros activos de potencia FAPs, con diferentes topologías y técnicas de control propuestas, dispositivos electrónicos, herramientas de computo más veloces y fiables que representan una respuesta favorable de ingeniería para su implementación. Los FAPs son superiores a los filtros pasivos en aspectos físicos, aunque por el momento su costo aun elevado. Sin embargo, representa un gran avance en el desarrollo tecnológico en términos características de filtrado y mejoramiento de la estabilidad del sistema removiendo los problemas de resonancia relacionados a los bancos de capacitores.

Los FAPs son convertidores estáticos de potencia que de forma controlada generan corrientes o tensiones que compensan las componentes no deseadas del sistema de potencia, las topologías más conocidas y aplicadas actualmente, los cuales se clasifican de acuerdo a la configuración física y la forma de enlace, entre el filtro activo y la red eléctrica, de la cual se derivan las siguientes topologías:

- Filtro activo tipo serie (filtro activo de tensión)
- Filtro activo tipo paralelo (filtro activo de corriente)
- Filtro activo tipo Híbrido (Combinación entre filtro activo y pasivo)
- Filtro activo universal (Combinación de filtros activos series y paralelos)

2.4.1. Filtro Activo Tipo Serie

Esta topología presenta la particularidad de una conexión o enlace hacia la red eléctrica del tipo serie a través de un transformador de distribución. El propósito de este transformador es permitir la conexión del a la red eléctrica y que la corriente circulando a través del circuito

de potencia del filtro se vea reducido en la misma proporción que la relación de vueltas del transformador.

Este filtro es usado para compensar desbalances de tensión provocadas por cargas desbalanceadas, flickers de tensión, huecos y picos de tensión en el lado de la carga, por lo cual es considerado de una fuente de tensión variable en función a las perturbaciones de voltaje en la red eléctrica. En la figura 2.5 se muestra el enlace a red de un filtro activo tipo serie.

Estos equipos no pueden compensar cortes largos de tensión, sin embargo, existen otros sistemas que desempeñan esta tarea tales como los (SAI) del inglés **S**istemas de **A**limentación **I**nterruptible.

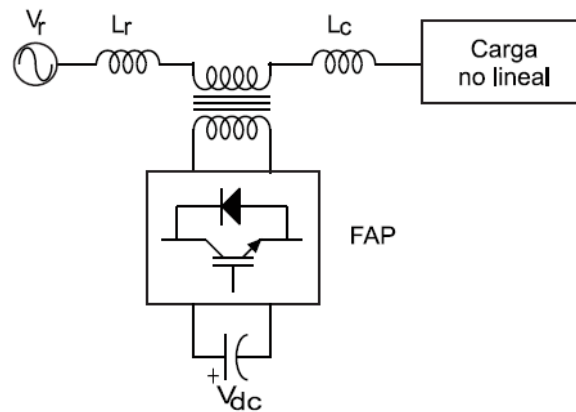


Figura 2.12 Filtro Activo Tipo Serie

2.4.2. Filtro Activo Tipo Paralelo

Estos filtros tienen la capacidad de reducir las corrientes armónicas demandadas por las cargas no lineales, también pueden compensar el factor de potencia de la carga, de tal manera que pueden generar la corriente requerida por el conjunto de cargas reactivas y/o no lineales e inyectar, tal corriente que compensa la carga haciendo que se comporte como una carga resistiva ideal para el sistema eléctrico.

Su principio de operación se basa en la inyección de la corriente reactiva requerida por la carga no lineal. De esta manera, el sistema de potencia solo aporta la componente fundamental de la corriente y en fase con la repetitiva tensión fase-neutro. Una condición para tener una mayor eficiencia en la compensación de la corriente reactiva es mantener una impedancia de carga mayor a la impedancia de línea [12]. En la figura 2.6 muestra la configuración de enlace a red de un sistema de filtro activo paralelo.

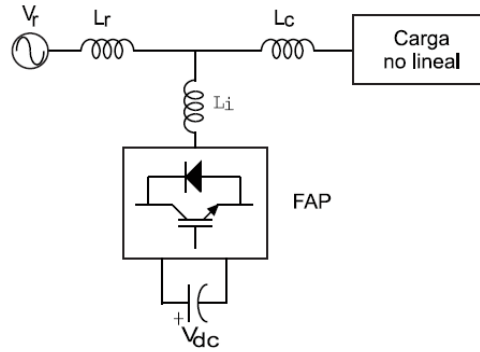


Figura 2.13 Filtro Activo de Potencia Tipo Paralelo

2.4.3. Filtro Activo de Potencia Híbrido

Estos son arreglos en los cuales combinan las características de los filtros activos y filtros pasivos. El propósito principal de estos arreglos es reducir los costos iniciales, mejorar su eficiencia, y dar mayor tiempo de vida al filtro activo. Los arreglos que se pueden tener en estos filtros son:

Filtro activo paralelo-filtro pasivo paralelo (Figura 2.7).

Filtro activo serie-filtro pasivo paralelo (Figura 2.8)

Filtro activo serie-filtro pasivo paralelo (Figura 2.9)

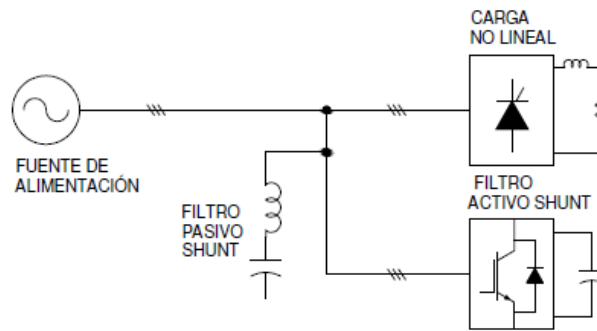


Figura 2.14 Filtro Híbrido: Filtro activo paralelo-filtro pasivo paralelo

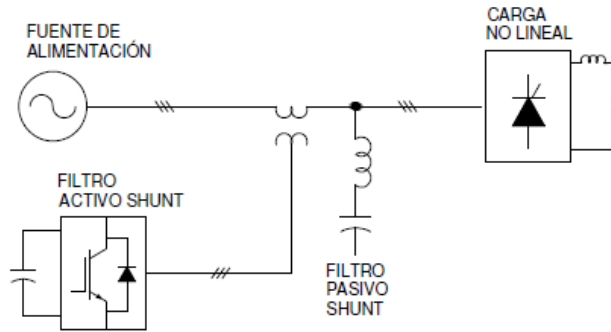


Figura 2.15 Filtro Híbrido: Filtro activo serie- filtro pasivo paralelo

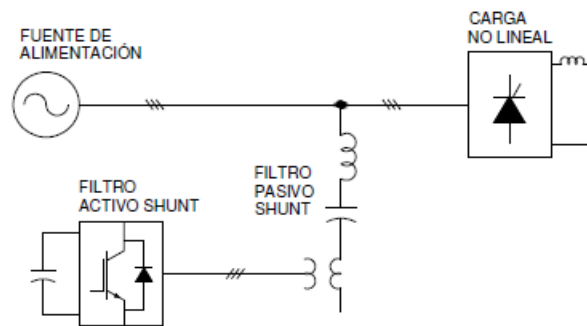


Figura 2.16 Filtro Híbrido: Filtro activo serie-filtro pasivo paralelo

2.4.4. Filtro Activo Universal (Acondicionador de calidad de la energía Unificado)

Estos filtros activos son arreglos que combinan los filtros activos en paralelo y serie [13]. Los elementos de almacenamiento en los buses de CD ya sean del tipo capacitivo o inductivo, son compartidos entre ambos convertidores empleados por cada uno de los filtros, es decir, no se requieren elementos de almacenamiento para cada uno de los filtros. Idealmente filtros eliminan tensiones y corrientes armónicas y son capaces de mantener una energía libre de distorsión para cargas sensibles. En la figura 2.10 se muestra la configuración de este filtro.

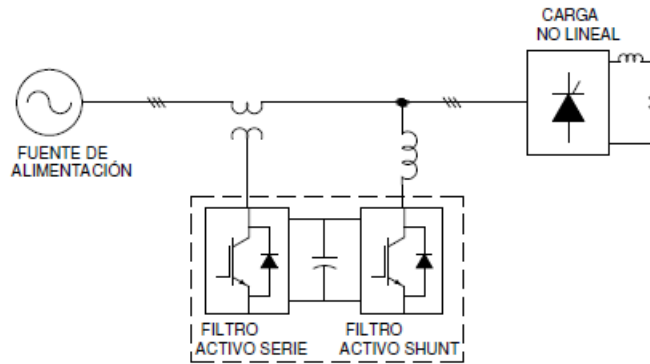


Figura 2.17 Filtro Activo Universal (Acondicionador de Calidad de la Energía Unificado)

2.4.5. Filtro activo de potencia monofásico Half-bridge

De acuerdo a la red donde el filtro activo de potencia será instalado dependerá el módulo de potencia empleado, es decir si el sistema es monofásico, trifásico a tres hilos o trifásico a cuatro hilos. Para un sistema monofásico el módulo de potencia puede estar constituido por una rama (Half-bridge) figura 2.12, o dos ramas (full-bridge) figura 2.13. El convertidor Half-bridge tiene la ventaja de reducir el costo de los componentes electrónicos que se utilizan, si es comparado con el del tipo Full-Bridge, sin embargo, la potencia que es capaz de manejar mucho es menor.

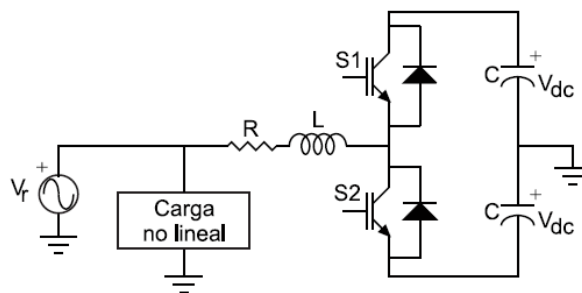


Figura 2.18 Convertidor Monofásico Half-bridge

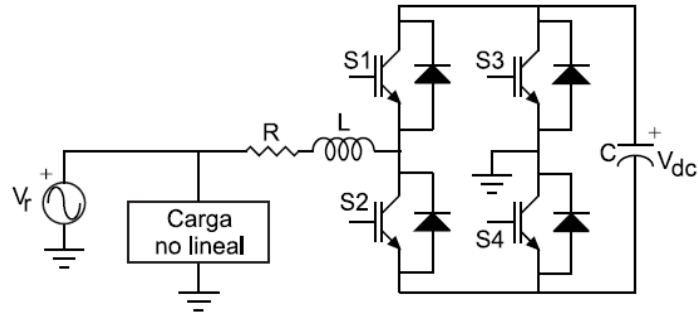


Figura 2.19 Convertidor Monofásico Full-bridge

En estos esquemas, el enlace de corriente se compone por una inductancia no ideal (LR), como elemento almacenador de energía un condensador (C) y como dispositivo de conmutación electrónica transistores de compuerta aislada (IGBT).

Dependiendo la potencia de compensación del filtro es el empleo de las topologías antes mencionados; para una baja potencia se suele implementar la topología half-bridge debido a la facilidad del control, además un costo menor. Si se requiere mayor potencia, la interfaz de potencia full-bridge es la mejor opción ya que permite obtener tensiones de salida de doble magnitud en referencia a la topología half-bridge.

Capítulo III Diseño y Desarrollo del Prototipo

3.1 Teoría de potencia no activa de Fryze

El trabajo de un **F**iltro **A**ctivo de **P**otencias (FAP), es compensar y emular a una carga resistiva cuando la carga posee propiedades no activas, es decir, debe ser capaz de suministrar la potencia no activa y compensar de tal manera que la carga se comporte como si fuera una resistencia. Existen diversas teorías de control que resuelve el problema de la contaminación energética, tales como, la teoría instantánea P-Q también conocida como el método unitario de factor de potencia, el método ID-IQ también conocido como marco de referencia síncrono, la estrategia de eliminación perfecta de armónicos PHC, entre otras. Dentro de las teorías de compensación de se eligió la teoría de compensación P-Q de Fryze, que explica que en el nodo **P**oint **C**omun **C**ople (PCC) la corriente de la fuente i_s será igual a la corriente activa i_A (Figura 1b), y esto se debe a que la corriente i_{FAP} compensa la corriente no activa de la corriente de carga i_L , logrando así una transferencia total de energía Figura(1b) (R. Ordoñez,2005.).

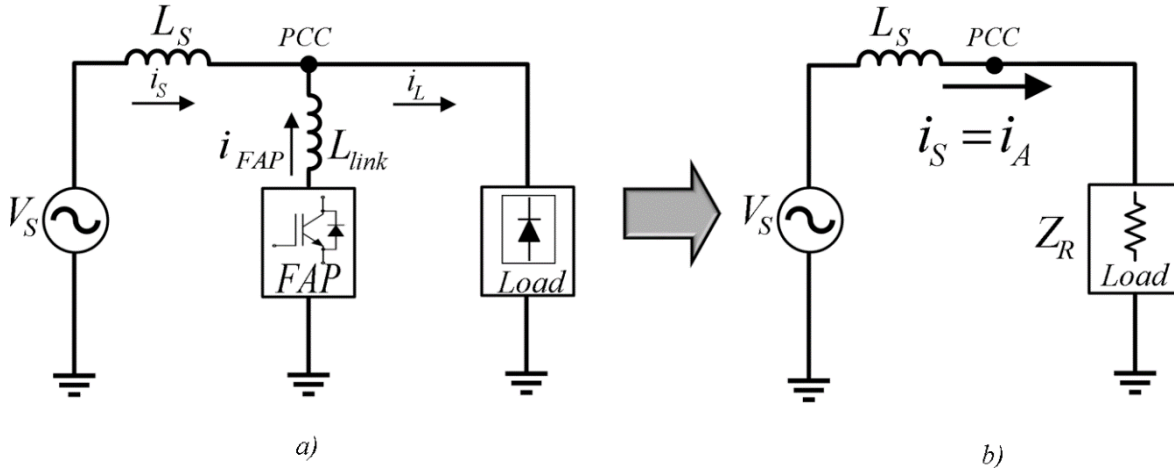


Figura 3.1.1 Emulación de una impedancia resistiva

La teoría P-Q también es conocida como una emulación resistiva (Z_R) ya que emula la carga con propiedades no activas como si fuera una resistencia. En la figura XX_a se muestra el esquema de funcionamiento del FAP donde V_s representa al voltaje de la fuente, i_s la corriente que entrega la fuente, L_s la inductancia parasita de los cables de distribución. En el nodo llamado Punto Común de Acoplamiento en inglés (*PCC*), es el punto donde se interconecta la fuente con la carga y el FAP.

El filtro activo de potencia está conformado a grandes rasgos, por un convertidor de potencia CD_CA del tipo puente H completo, un inductor enlazador de corriente cuya función es filtrar o suavizar los cambios bruscos que genera el actuador de potencia por la conmutación PWM (conmutación dura), la corriente que pasa por el inductor se le llama i_{APF} , y el elemento a prueba es una carga no activa que a través de ella circula la corriente i_L . En la figura XX_b resume el trabajo que hace el FAP cuya corriente i_s sea igual a la corriente activa i_A es decir que se cumpla la emulación resistiva antes mencionada.

La corriente activa se describe en la ecuación (17) donde se aproxima el valor de la corriente en función de la impedancia y el voltaje de la fuente.

$$i_A = \frac{1}{Z_R} V_S(t) \quad (17)$$

La potencia activa P_A que es entregada de la fuente a la Z_R se encuentra definida por:

$$P_A = \frac{V_S^2}{Z_R} \quad (18)$$

Donde V_S esta dada en valores *RMS* de voltaje cuya definición es:

$$V_S = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t V_S^2(\tau) d(\tau)} \quad (19)$$

Donde V_S es la componente fundamental de voltaje T_c es el intervalo de tiempo en $[t - T_c, t]$. Para el circuito visto en la figura XXX la corriente de carga en el nodo PCC se define por:

$$i_L = i_s(t) + i_{FAP}(t) \quad (20)$$

Donde i_{APF} representa las componentes no activas de la corriente en la carga que incluye la corriente reactiva y los armónicos que hay en la corriente [$i_{APF} = i_{NA}$], donde la corriente no activa está definida como:

$$i_{NA}(t) = i_L(t) - i_A(t) \quad (21)$$

En las ecuaciones 20 y 21 los conceptos definidos por Fryze de corriente no activa están dados en valores de voltaje de entrada RMS.

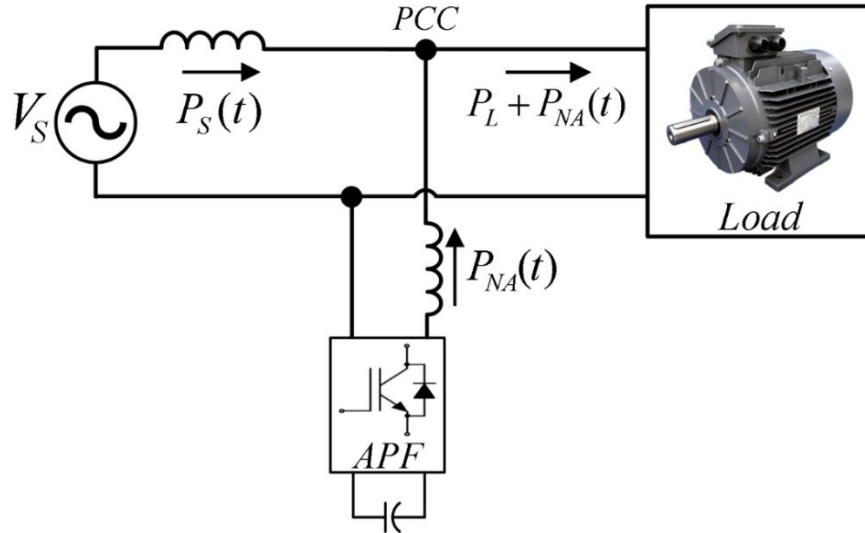


Figura 3.2 Flujo de potencias en el nodo PCC

$$V_s = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t V_s^2(\tau) d\tau} \quad (22)$$

En la ecuación (22) se deduce que al ser integrado todo un ciclo completo de V_s este contiene las componentes activas V_p , componentes reactivas V_q y componentes armónicas V_h . Estas componentes deben de ser consideradas para la compensación, de F.P. unitario, o eliminación de armónicos, ver ecuación (23).

$$V_s = V_p + V_q + V_h \quad (23)$$

De acuerdo con el principio de conservación de la energía, si la fuente de potencia activa P_S es igual a la carga activa P_L , significa que la potencia suministrada por la fuente es consumida totalmente por la carga, entonces la potencia que proporciona el filtro activo de potencia P_{NA} es cero, esto asumiendo dispositivos ideales sin pérdidas de potencia (24).

$$P_S = P_L; P_{NA} = 0 \quad (24)$$

El sistema mostrado en la Figura 3.3 muestra el flujo de transferencia de potencia que existe en la red eléctrica de un sistema monofásico, donde P_S es la potencia que entrega la fuente, P_{NA} es la potencia no activa que entrega el FAP para compensar la demanda de P_{NA} de la carga, y P_L es la potencia activa de la carga.

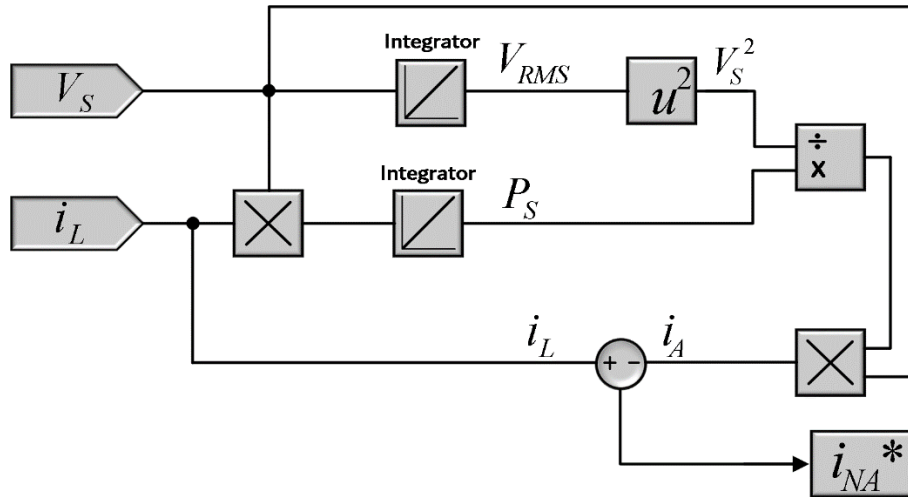


Figura 3.3 Diagrama a bloques para la obtención de la potencia no activa

Debido a que la fuente de alimentación que determinará el valor del V_{dclink} se obtendrá de la misma red es necesario implementar un lazo de control que regule la carga en el acumulador de energía (capacitores), logrando obtener un voltaje mayor a al voltaje pico de la red eléctrica, y además se debe de mantener estable ante perturbaciones tanto en la red y en la carga. En la ilustración 3.4 se observa el bloque de carga del banco de capacitores, que inicia con un valor de referencia de carga V_{dc}^* a este se le resta el valor actual sentido en los capacitores V_{dc} de ahí pasa por un controlador de tipo **P**roportional **I**ntegral cuya salida es una referencia I_P que debe de estar en sincronía con la línea de tensión, es por eso que en el diagrama se multiplica por una señal de sincronía de amplitud RMS unitaria para finalmente obtener la señal de control de referencia.

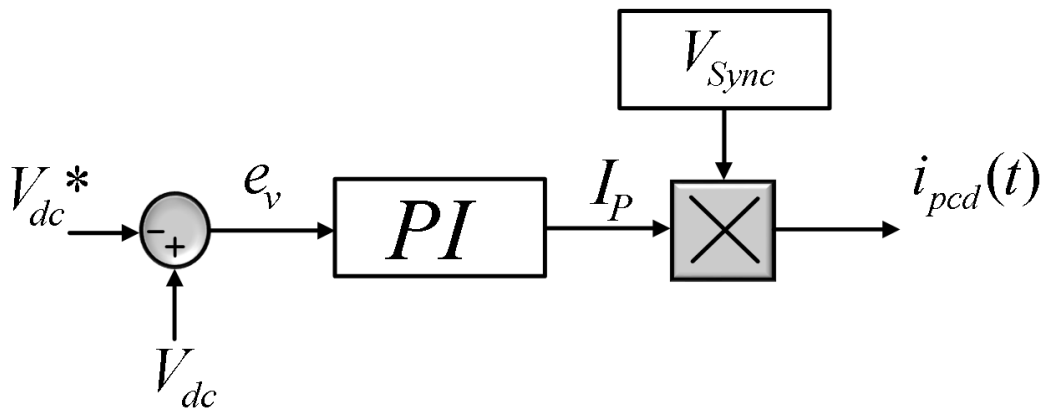


Figura 3.4 Diagrama a bloques del controlador de carga de los capacitores

Teniendo en mente el cálculo de la potencia no activa, además el lazo de carga de acumuladores se integran los bloques para obtener el esquema final de control que será implementado, en la Figura 3.5 se muestra el esquema a bloques del sistema que inicia con el sentido del voltaje línea V_S y la corriente de carga i_L para hacer el cálculo de la corriente no activa i_{NA} . Por el otro lado se obtiene la medición del voltaje de los capacitores, pasa por

un filtro pasa bajos para atenuar los ruidos producto de la conmutación del puente H, en seguida entra al controlador de carga de los capacitores y es comparada con la señal de referencia de la corriente no activa para así obtener una señal de referencia que se comparará con la señal de corriente medida en el inductor para así obtener una señal de referencia que pasará al modulador PWM con el propósito de discretizar la señal a valores “1” y “0” donde el puente H puede interpretar, así se obtienen una modulación PWM con un ciclo de trabajo variable y una frecuencia constante.

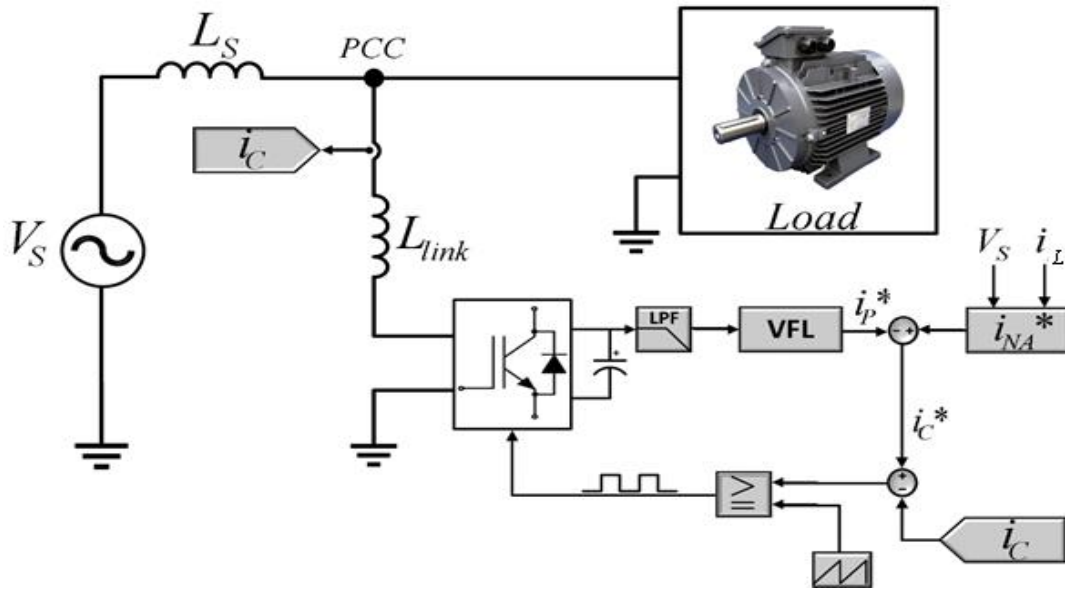


Figura 3.5 Diagrama a bloques del sistema de control para el filtro activo de potencia

3.2 Simulación del sistema

Para demostrar el funcionamiento de los bloques tanto de control, así como de la adquisición de la referencia se ha simulado el sistema en el software Matlab Simulink, en la figura 3.6 se muestra el programa a bloques realizado para demostrar su funcionamiento del filtro activo de potencia, donde se aprecia cada una de los componentes mostrado anteriormente. La simulación de este tipo de sistemas mediante esta herramienta permite analizar de manera gráfica el comportamiento del sistema, analizando las posibles variables que el desarrollador pueda enfrentarse, dando pauta a corregir y mejorar en el algoritmo que en un futuro se implementará.

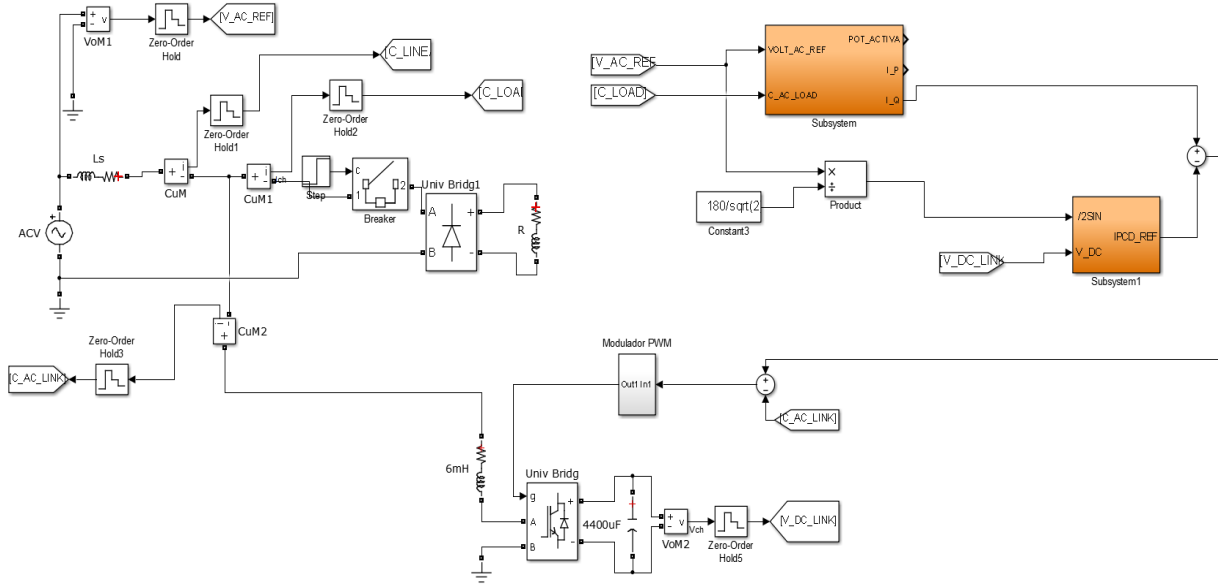


Figura 3.6 Programa realizado a bloques en el software MATLAB Simulink.

Para efectuar la simulación fue necesario demostrar la efectividad del sistema, es por ello que se simularon dos tipos de cargas, la primera del tipo reactiva y la segunda del tipo no lineal cuyo resultado de la simulación para la carga reactiva se muestra en la Figura 3.7, donde se visualizan tres gráficas simultaneas, la primera corresponde a la señal temporal del voltaje de línea V_s (señal roja), la señal de la corriente de carga i_L se muestra de color azul, en la segunda graficase muestra la corriente que circula por el inductor y que corresponde a la corriente no activa i_{NA} , para finalizar el voltaje de carga de los capacitores se muestra en la tercera grafica V_{dc} .

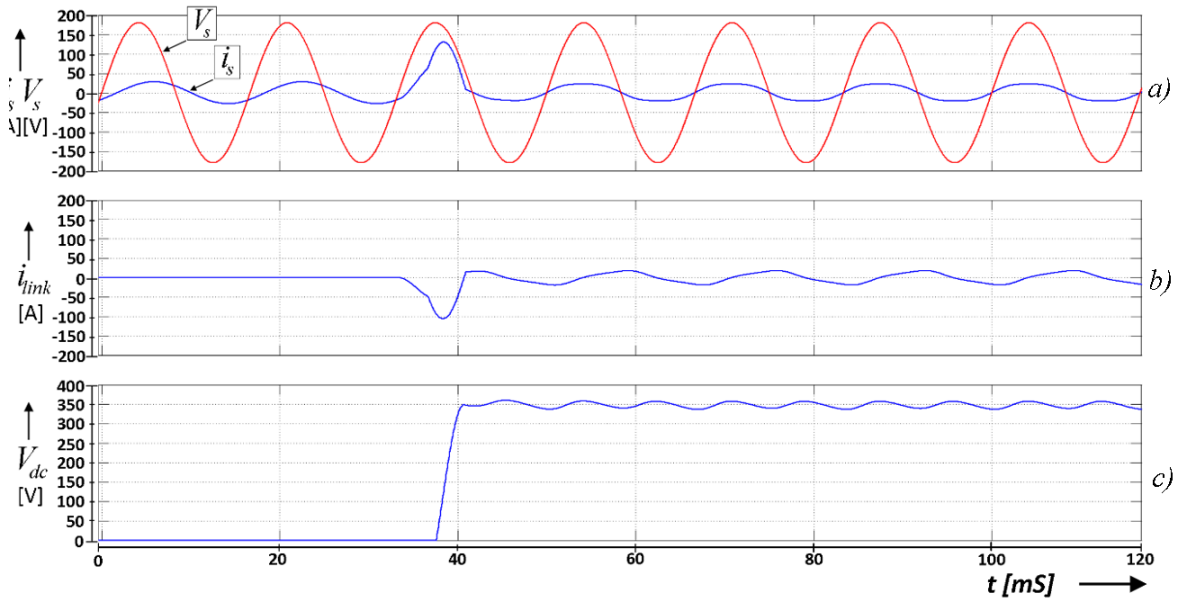


Figura 3.7 Desempeño obtenido en la simulación al conectar una carga reactiva donde a) es la respuesta instantánea de la corriente y el voltaje, b) la corriente en el inductor y c) el voltaje de carga de los capacitores.

En el gráfico 3.8 se muestran tres graficas simultaneas, en la primera corresponde a la corriente i_s (señal azul) y el voltaje de línea (señal roja) V_s , en la segunda gráfica, corresponde a la potencia que es demandada a la fuente P_s , y para el tercer gráfico se muestra la potencia no activa P_{NA} . En este gráfico muestra la entrada del filtro activo de potencia, y como se observa cuando el FAP entra en operación la potencia demandada es mayor, esto es debido a que es necesario cargar los capacitores y eso le demanda la corriente vista en el gráfico, una vez cargados los capacitores se aprecia que la potencia de la fuente vuelve a su estado normal y cuando eso sucede se muestra en el gráfico 3 que la potencia no activa se ha compensado tomando un valor igual a cero.

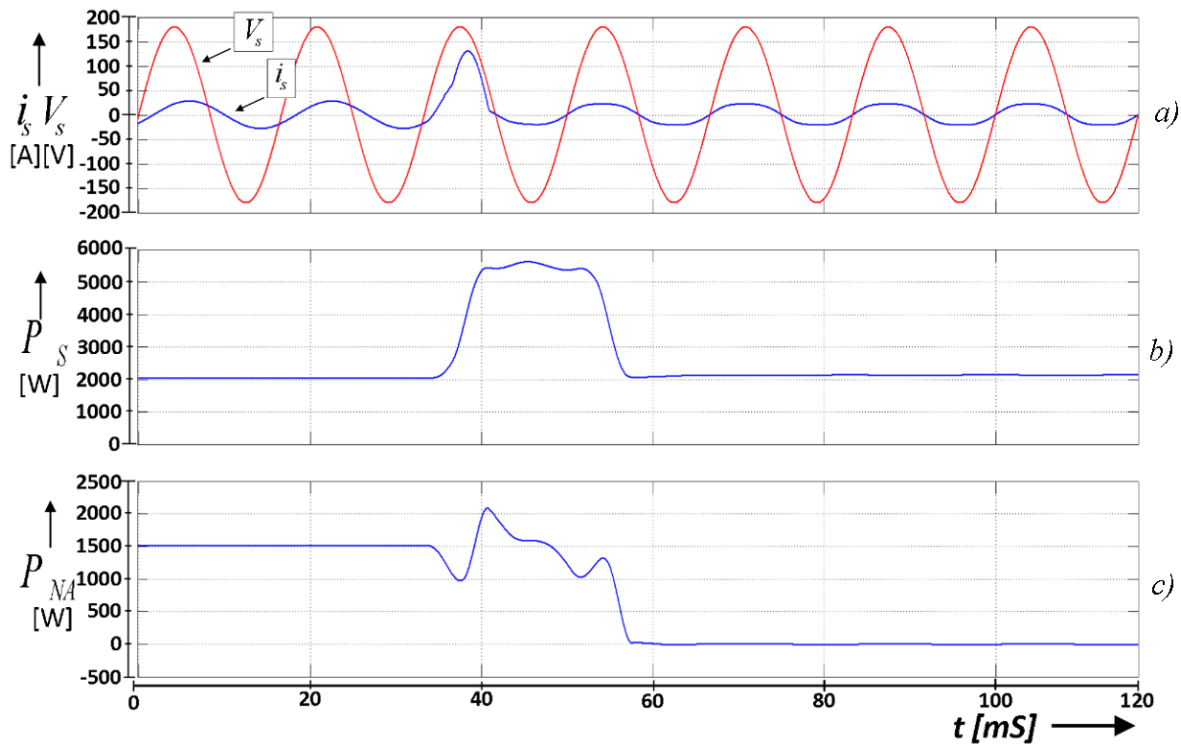


Figura 3.8 Resultados obtenidos en la simulación donde, a) es la respuesta instantánea de la corriente y el voltaje, b) es la potencia que consume de la fuente y c) es la potencia no activa

Demostrando la efectividad del sistema, la segunda prueba se realizó mediante la simulación de una carga del tipo no lineal cuyo resultado de la simulación para la carga reactiva se muestra en la figura 3.9, donde se visualizan tres gráficas simultaneas, la primera corresponde a la señal temporal del voltaje de línea V_s (señal roja), la señal de la corriente de carga i_L se muestra de color azul, en la segunda graficase muestra la corriente que circula por el inductor y que corresponde a la corriente no activa i_{NA} , para finalizar el voltaje de carga de los capacitores se muestra en la tercera grafica V_{dc} .

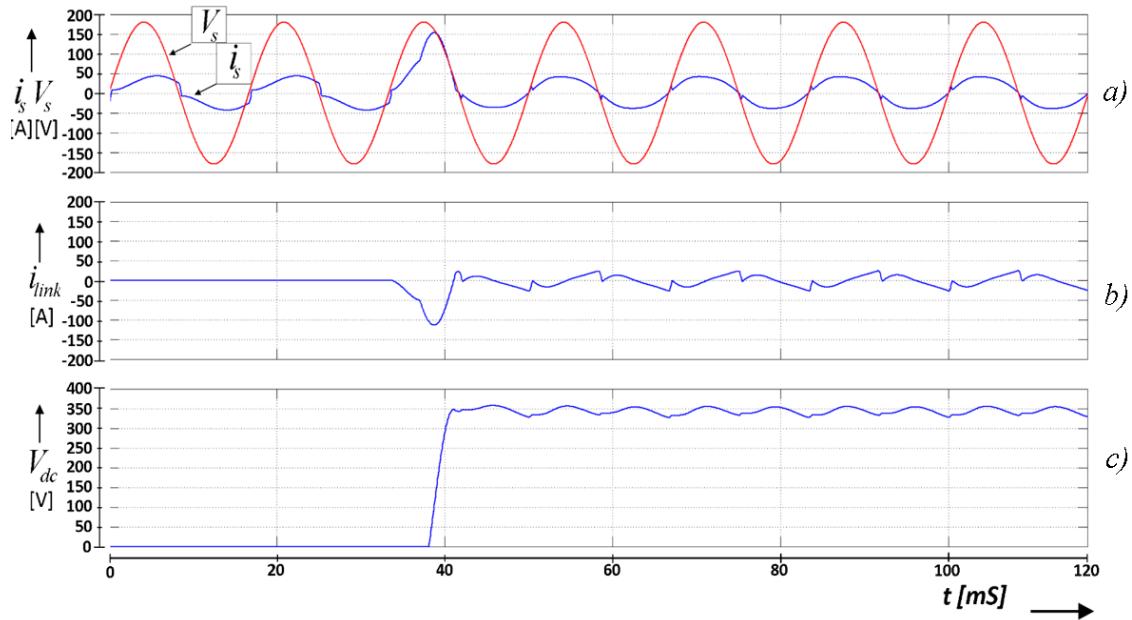


Figura 3.9 Desempeño obtenido en la simulación al conectar una carga no lineal donde a) es la respuesta instantánea de la corriente y el voltaje, b) la corriente en el inductor y c) el voltaje de carga de los capacitores.

En el gráfico mostrado en la figura 3.10 se muestran tres graficas simultaneas, en la primera corresponde a la corriente i_s (señal azul) y el voltaje de línea (señal roja) V_s , en la segunda gráfica, corresponde a la potencia que es demandada a la fuente P_s , y para el tercer grafico se muestra la potencia no activa P_{NA} . Donde se aprecia el momento en el que el filtro activo de potencia entra en operación y cuando eso sucede la potencia que es demandada a la fuente se incrementa durante la carga de los capacitores, una vez cargados los capacitores se aprecia que la potencia de la fuente vuelve a su estado normal y cuando eso sucede se muestra en el grafico 3 que la potencia no activa se ha compensado tomando un valor igual a cero, pero además en el grafico 1 la corriente de la fuente vuelve a tomar la forma senoidal del voltaje.

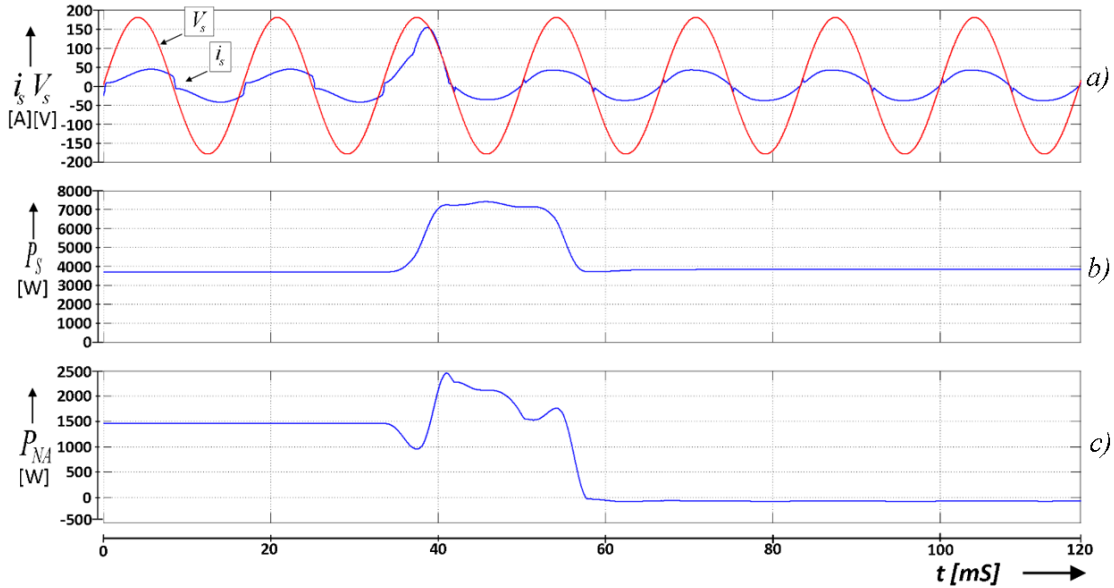


Figura 3.10 Resultados obtenidos en la simulación donde, a) es la respuesta instantánea de la corriente y el voltaje, b) es la potencia que consume de la fuente y c) es la potencia no activa

3.3 Etapa acondicionadora de señales

El proceso de digitalización de una señal comienza por medir la variable física en su entorno natural, esto se realiza mediante un sensor cuya función es trasladar magnitud física a una señal eléctrica, la cual debe llevar un tratamiento electrónico con las especificaciones de entrada que el fabricante de microcontrolador señala. La tarjeta acondicionadora de señales tiene el propósito de atenuar, filtrar y limitar las señales de entrada que entregan los transductores y sensores del sistema, a parámetros que el fabricante Texas instruments señala en la hoja de especificaciones del microcontrolador TMS320F28335. El valor máximo de voltaje de entrada a través de los pines de entrada del convertidor analógico digital es de 3v.

La tarjeta de adquisición de datos está compuesta por las configuraciones de amplificadores operacionales, que en total cumplen la función de acondicionar las señales recibidas por los transductores de corriente y voltaje. El resultado de englobar la circuitería de adquisición de datos se muestra en la figura 3.11 que fue diseñada en el software de diseño de PCB Altium designer, en donde se visualizan los dispositivos electrónicos empleados para el desarrollo de la misma.

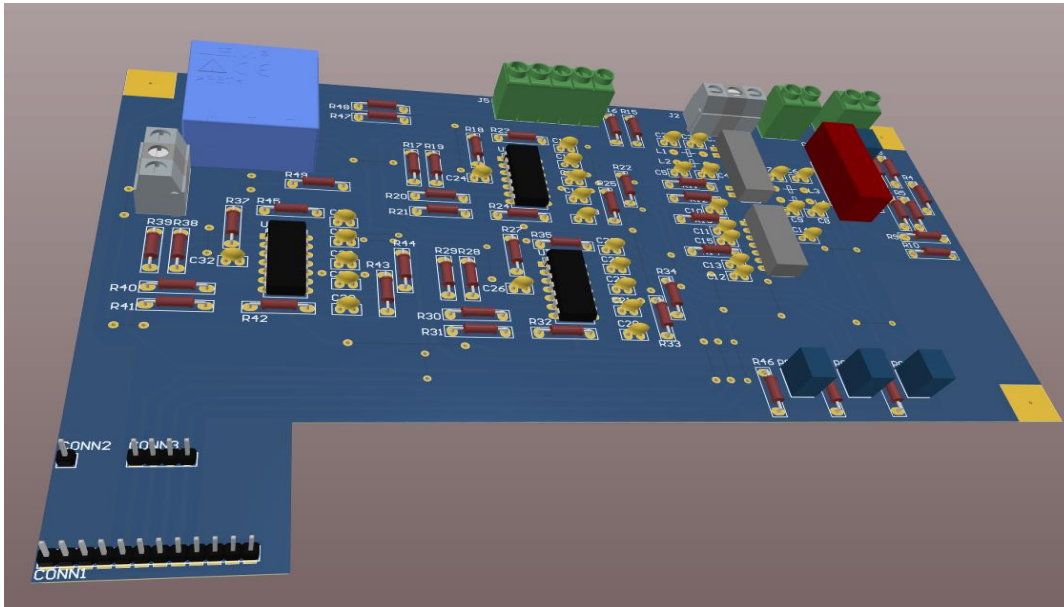


Figura 3.11 Vista en 3D de la tarjeta de adquisición de datos.

Para el desarrollo de la tarjeta de adquisición de señales se empleó el uso de amplificadores operacionales de bajo ruido con diversas configuraciones, que están sujetas al proceso antes mencionado para la adquisición de señales. A continuación, se describirá el diagrama funcional que se desarrolló para integrar la tarjeta de acondicionamiento de señal

3.3.1 Etapa inversora

Entre las diversas configuraciones de los amplificadores operacionales se encuentra la del inversor de señal que su principio de operación es desfazar 180° las señales salientes con respecto a las señales de entrada, además si la aplicación lo requiere puede ver una amplificación de la señal o una atenuación, esto se configura mediante R_f y R_i , en la Figura 3.12 se aprecia el diagrama de configuración del amplificador operacional en modo inversor, y en la ecuación (25) se aprecia la ganancia que tendrá el amplificador operacional[8].

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (25)$$

Donde.

A_v representa a la ganancia.

v_i la tensión de entrada.

v_o la tensión de salida.

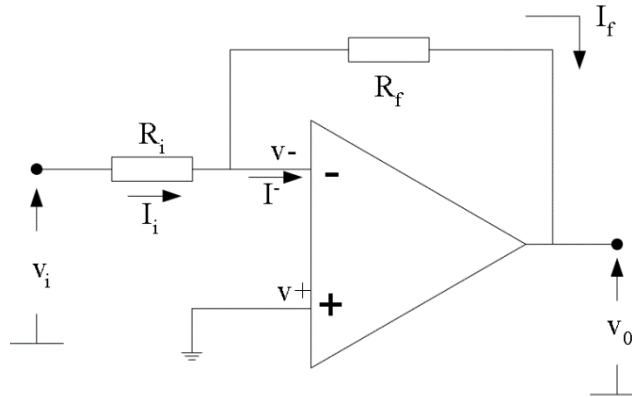


Figura 3.12 Diagrama del amplificador operacional en modo inversor de señal

El amplificador operacional no amplifica de la misma manera para todo el espectro de frecuencias, conforme a se va incrementando la frecuencia de la señal tiene a disminuir la capacidad de amplificar una señal, en la figura se aprecia en rango de frecuencias en donde el amplificador operacional TL072 opera eficientemente, conociendo la Figura 3.13 se dictaminó la viabilidad de este dispositivo para el proyecto.

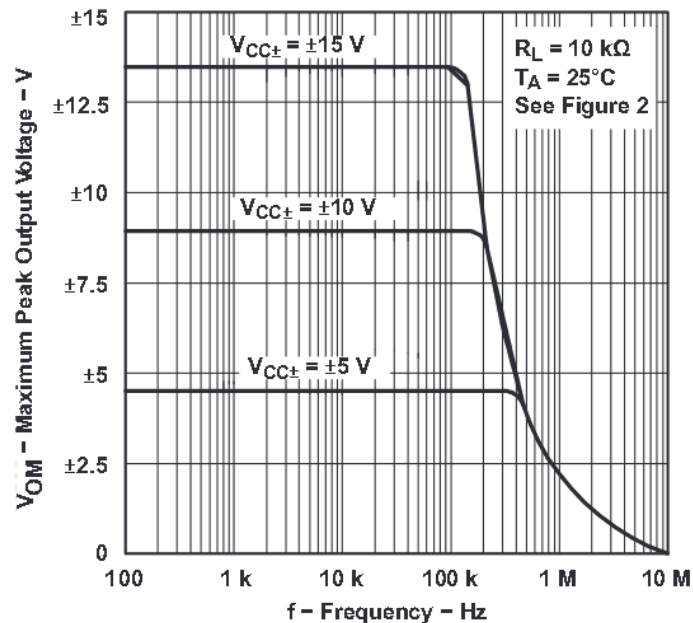


Figura 3.13 Respuesta a la frecuencia del amplificador operacional TL 072.

3.3.2 Amplificador operacional con tensión offset de entrada.

Esta configuración requiere de una tensión de corriente directa “offset” que se suma con otra señal de corriente alterna, su magnitud debido a esto la señal puede pasar a un solo cuadrante donde es deseable para la mayoría de dispositivos convertidores analógicos a digital, para ello se necesita una fuente externa que proporcione el voltaje de corriente directa, el impacto

en este trabajo es pasar a un solo cuadrante las señales el voltaje de AC, y las corrientes de AC de la carga tanto de la carga como la que atraviesa por el sensor del inductor. A esta configuración también se le conoce como amplificador diferencial modificado por la configuración Thevening entre la terminal no inversora, donde se le aplica la tensión deseada. En la figura 3.14 muestra el diagrama del amplificador operacional con un offset de entrada.

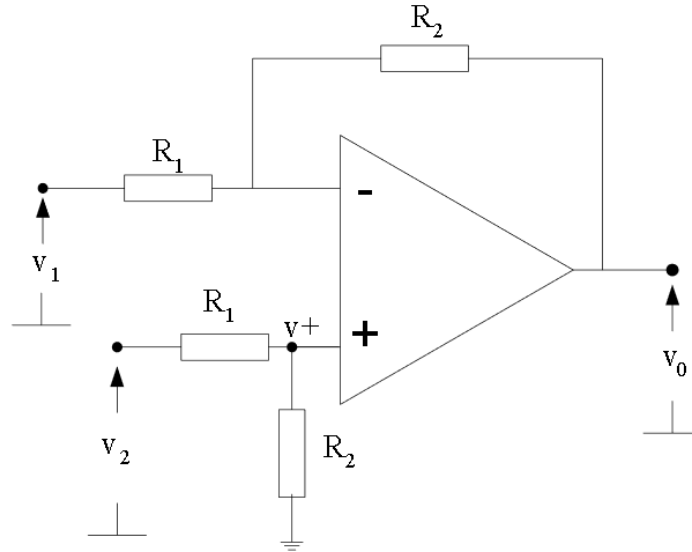


Figura 3.14 Diagrama eléctrico del amplificador operacional en modo diferencial modificado.

La ganancia de este modelo se describe en la ecuación 26.

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} [v_2 - v_1] \quad (26)$$

3.3.3 Filtro pasa bajos

La función básica de un filtro pasa bajos es dejar pasar las frecuencias de un rango inferior a la frecuencia de corte definida por el diseñador, existen diversas topologías con distintas características que las distinguen de otras el filtro implementado para este proyecto de investigación fue del tipo Butterworth que tiene una atenuación de la señal a partir del corte de 20 dB por cada década. Las partes de un filtro pasa bajos se muestra en la Figura 3.15 donde se aprecia el eje de las abscisas que muestra la frecuencia angular normalizada respecto a la frecuencia de corte. El eje de las ordenadas muestra la función de transferencia del filtro, en la figura también se puede apreciar dos zonas bien definidas en la respuesta del filtro las cuales son, la banda de paso, que son todas las componentes que pasan libremente. También se muestra la banda de corte o suprimida, que inicia los -3dB de atenuación con un ángulo de 45° con respecto a la frecuencia ωc y es donde todas las frecuencias se suprimen o son atenuadas por el filtro.

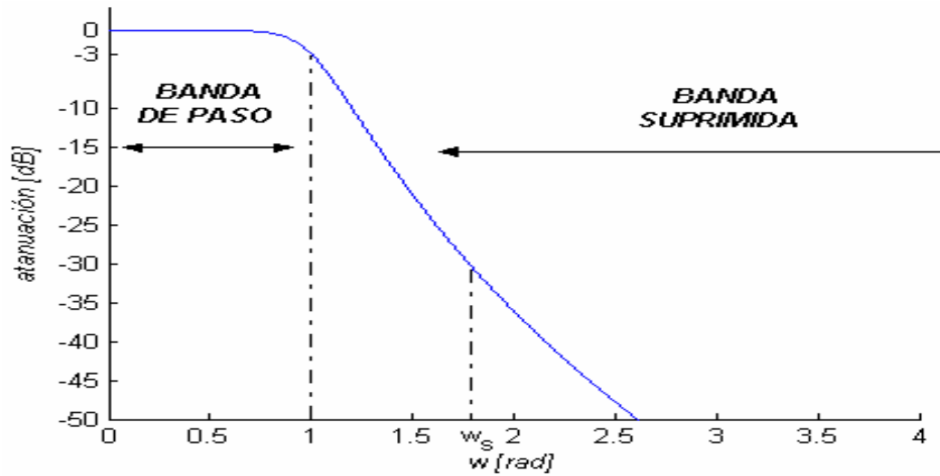


Figura 3.15 Grafica de bode del filtro pasa bajas de topología Butterworth.

El filtro implementado en la tarjeta acondicionadora de señales fue un filtro pasa bajas activo del tipo Butterworth cuyo diagrama se aprecia en la imagen 3.16. La función de transferencia del filtro se muestra en las ecuaciones (27) y (28) donde la ganancia está dada por H_o y F_c representa la frecuencia de corte a la cual estará el filtro sintonizado.

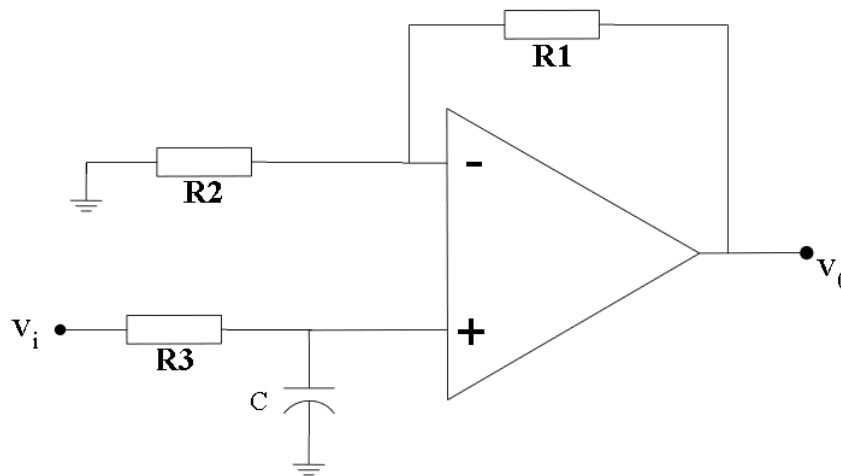


Figura 3.16 Diagrama eléctrico del filtro pasa bajas tipo Butterworth

$$H_o = -\frac{R_1}{R_2} \quad (27)$$

$$F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C} \quad (28)$$

3.3.4 Circuito limitador de tensión

Una de las características de la tarjeta de adquisición de voltaje es un circuito limitador de voltaje, para proteger al microcontrolador contra picos de sobre voltaje que pudieran presentarse en la etapa acondicionadora de señales ocasionada por la pérdida de tensión en alguna fuente de alimentación, o bien, un sobre impulso en la carga de capacitores. En la figura 3.17 se muestra el circuito que desempeña el trabajo de limitar la tensión a un máximo de 3v, que es el voltaje máximo que soporta el circuito.

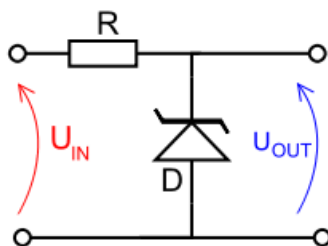


Figura 3.17 Diagrama eléctrico del limitador de voltaje mediante un diodo zener.

Para comprobar la efectividad del circuito, mediante un generador de funciones se ha generado una señal senoidal de amplitud $8 V_{pp}$, donde en la Figura 3.18 se puede corroborar que efectivamente a los 3 voltios limita la señal entregada por los sensores al microcontrolador.

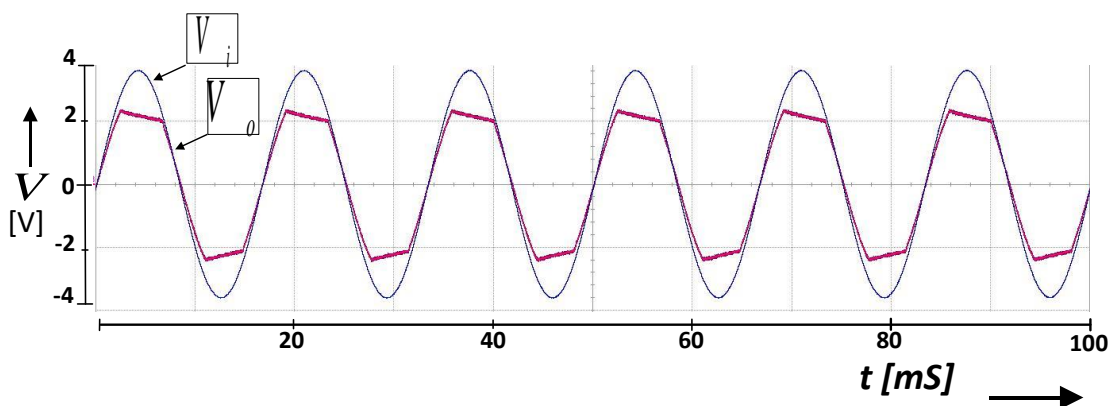


Figura 3.18 Respuesta del circuito limitador de tensión

3.3.5 Transductor de voltaje LEM LV-25

El transductor de voltaje LV-25 es capaz de medir y atenuar voltajes del tipo AC, DC e impulsos de voltaje, con un rango de operación de entrada que oscilan entre los 10v a los 500v. las ventajas que posee este transductor son:

- Exente resolución de adquisición de señales.
- Muy buena linealidad en las mediciones.
- Alta inmunidad a interferencias externas.
- Bajas perdidas de calor.
- Bajo tiempo de respuesta.
- Gama amplia de respuesta.
- Baja perturbación en modo común.

La configuración del LV-25p se muestra en la ilustración XXX, en la que se puede observar el proceso en la que se adquiere la señal de voltaje en AC, el cual comienza por la medición física de la señal mediante el transductor de voltaje mediante el sensor LV-25p enseguida pasa por la etapa acondicionadora de voltaje, cuyo propósito es atenuar y limpiar la señal para que la unidad de procesamiento central en la terminal física analógica uno pueda leer e interpretar la magnitud y ejercer la rutina de control digital programada.

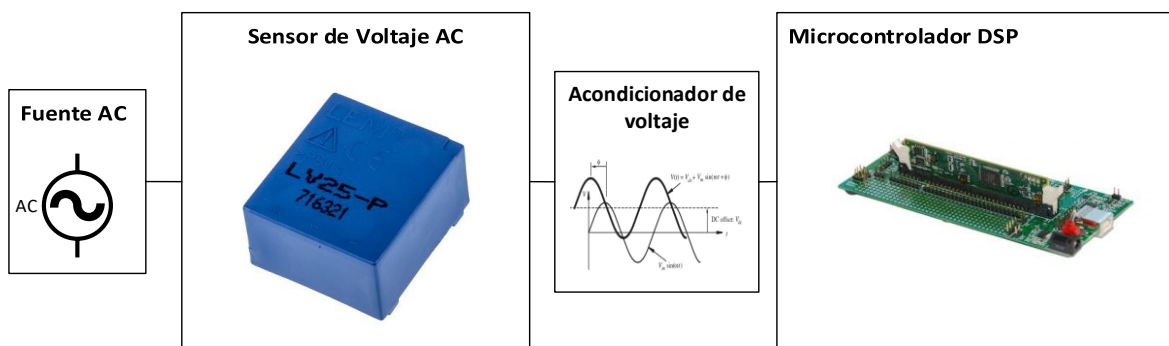


Figura 3.19 Esquema de flujo de las señales para el sensor de voltaje LV-25.

3.3.6 Transductor de corriente HAS 100-S

El transductor de corriente tiene la finalidad de medir corrientes del tipo AC, DC y pulsantes, con lo que concluimos que es ideal para la detección de corriente de carga y la corriente que circula por el inductor del filtro activo de potencia. Este sensor de corriente tiene un rango de operación que oscila entre 0 a 100 Amp. Las ventajas que ofrece son:

- Bajo consumo.
- Alta inmunidad a interferencias externas.
- Fácil montaje.
- Compacto.

- Único diseño para un rango amplio de corrientes.

El proceso de adquisición de corriente se muestra en la figura XXX, donde el proceso de adquisición de señales de corriente comienza con la medición física de la señal de corriente a través del sensor HAS 100-S, inmediatamente pasa por el acondicionador de señal cuyo propósito es de filtrar, atenuar, aplicar un offset de voltaje y limitar la señal con el propósito entregar al microcontrolador una señal con una amplitud de 0v a 3v, para finalmente aplicar los algoritmos de control. Este mismo esquema se presenta para la adquisición de señal de retroalimentación de la corriente de carga cuya terminal analógica deriva en la terminal dos del microcontrolador, y en la adquisición de la corriente del laso de corriente del inductor cuya entrada analógica culmina el circuito en el terminal número tres del microcontrolador.

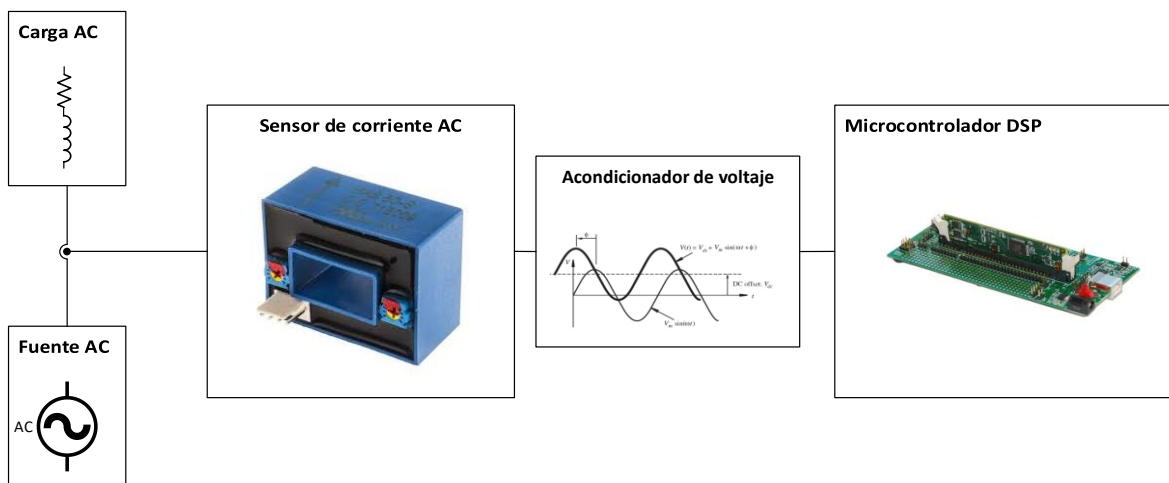


Figura 3.20 Esquema de flujo de las señales para el sensor de voltaje LV-25.

3.3.7 Amplificador de aislamiento ISO124-P

El amplificador de aislamiento ISO124-P es un amplificador de precisión que incorpora un modulador y un demodulador PWM embebidos en hardware. La señal es transmitida de manera digital a través del capacitor de barrido diferencial de 2-pF, el barrido no afecta a la integridad de la señal, resultando un excelente amplificador de aislamiento con un buen ancho de banda para la señal que se está adquiriendo.

En la figura 3.21 se aprecia el flujo de la señal de retroalimentación del laso de control del voltaje de carga del capacitor, cuyo inicio se presenta en la medición física a en el capacitor de almacenamiento del voltaje mediante un divisor de voltaje cuyo propósito es atenuar el voltaje de entrada a un valor máximo de 15V cuando el valor en la carga de los capacitores es de 500V; después pasa a la etapa de acondicionamiento de voltaje, cuyo propósito es filtrar la señal y limitar el valor de voltaje en un rango de 0 a 3 volts cuya conexión culmina en la entrada analógica cuatro del microcontrolador.

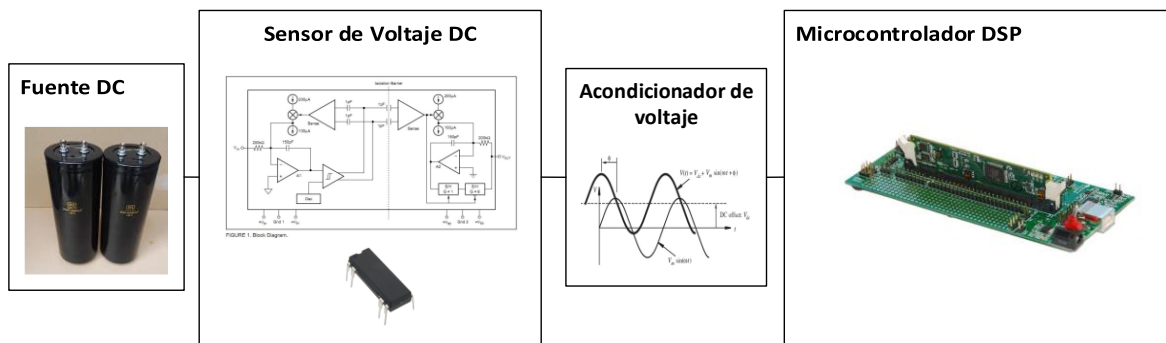


Figura 3.21 Esquema del flujo de señales que sigue el sensor de adquisición del voltaje de corriente directa.

3.4 Inductor de corriente

Un inductor es un componente eléctrico que se opone a cualquier cambio en la corriente eléctrica. Está compuesto por una bobina de alambre de cobre enrollada alrededor de un núcleo de soporte. El comportamiento de los inductores se basa en fenómenos asociados con campos magnéticos, la fuente del campo es la carga en movimiento, o la corriente. Si la corriente varía con el tiempo el campo magnético también varía con el tiempo. Un campo magnético variable con el tiempo, es el elemento clave para la obtención una señal limpia es el inductor, ya que este elemento es el que se encargará de disminuir el rizo de corriente resultado de la conmutación que realizan los dispositivos discretos[9]. La inductancia de una bobina es el parámetro del circuito que describe un inductor, su unidad de medida es henrio (H). La relación entre el voltaje y la corriente en el inductor está dada por la ecuación (29).

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (29)$$

donde v está en voltios, L en henrios, i en amperios, t en segundos. La ecuación (29) refleja la convención de signos pasiva (la referencia de la corriente corresponde a la dirección de la caída de voltaje en el inductor).

Existen una gran variedad de núcleos donde el material de construcción es un factor importante ya que determinara el tamaño del núcleo, la frecuencia máxima de operación y el factor de calidad del inductor. Los motivos por los cuales se prefieren las inductancias con núcleo toroidal a las clásicas bobinas cilíndricas son variados y los podemos resumir en los siguientes:

- Los núcleos toroidales, debido a su forma, no tienen campo magnético disperso y por lo tanto no es necesario encerrarlos en un blindaje metálico.
- El factor Q (factor de calidad) de una bobina sobre un toroide es mayor que sobre una bobina convencional. Valores 150-200 son fáciles de alcanzar siempre y cuando se utilice el núcleo adecuado.

- El Q (factor de calidad) de un bobinado sobre un toroide es mayor que sobre una bobina convencional. Valores de 150 — 200 son fáciles de alcanzar, siempre que se utilice el núcleo adecuado. Esto es muy conveniente para la construcción de determinados circuitos, como, por ejemplo, filtros pasabanda donde el factor de calidad de las bobinas empleadas influye en su respuesta de frecuencia.
- El valor de la inductancia depende fielmente del material empleado en el núcleo y del número de espiras, por lo que es muy fácil calcular el valor de la inductancia.
- Con los núcleos toroidales se consiguen inductancias muy compactas y de reducido tamaño.

Existen una gran variedad de núcleos toroidales, afortunadamente también existe también una normalización que permite una mejor selección del núcleo de acuerdo a la aplicación donde se emplee, además la correcta selección del núcleo permite optimizar el sistema electrónico debido a que se evitará la aparición de resonancia en los circuitos, la formación de corrientes y voltajes armónicos, además el conocer la frecuencia de operación de cada tipo de núcleo permitirá el uso adecuado de estos tipos de dispositivos, en la Figura 3.22 se muestran algunos ejemplos de núcleos empleados en electrónica[10].

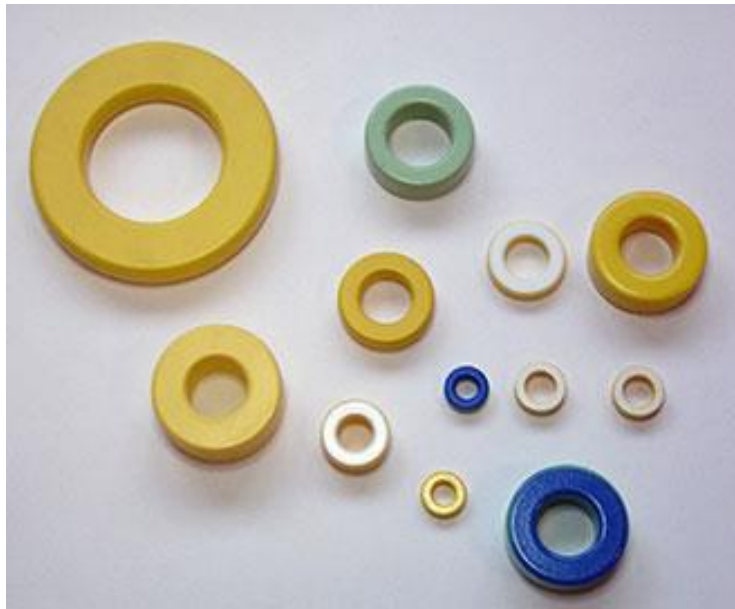


Figura 3.22 Ejemplos de distintos tipos de núcleos de ferrita

Los datos sobre núcleos toroidales que aparecen en distintas publicaciones a veces son algo confusos. En las siguientes líneas se recopiló el mayor número de datos sobre esta cuestión, ordenándolos para una mejor comprensión por parte del lector.

En la tabla 3-1 se indica el tipo de toroide, el diámetro exterior, diámetro interior, altura y desarrollo, es decir, la longitud de cada espira.

Tabla 3-0-1 Parámetros del núcleo de ferrita, según la nomenclatura y el diámetro de cada núcleo

Parámetros del núcleo de ferrita				
Tipo	Diámetro Exterior [mm]	Diámetro Interior[mm]	Altura [mm]	Desarrollo [mm]
T-12	3.1	1.5	1.3	4.2
T-16	4.1	1.8	1.5	5.3
T-20	5.1	2.0	1.8	6.7
T-25	6.4	3.0	2.5	8.4
T-27	6.9	3.4	3.1	9.7
T-30	7.6	3.8	3.3	10.4
T-37	9.4	5.1	3.3	10.9
T-44	11.2	5.8	4.0	13.4
T-50	12.7	7.6	4.8	14.7
T-60	15.2	8.4	4.8	16.4
T-68	17.3	9.4	4.8	17.5
T-80	20.3	12.4	6.4	20.7
T-94	23.9	14.2	7.9	25.5
T-106	26.9	14.2	11.2	35.1
T-130	33.0	19.0	11.2	36.4
T-157	39.9	24.1	14.5	44.8
T-184	46.7	24.4	18.0	58.3
T-200	50.8	31.7	14.0	47.1
T-200A	50.8	31.7	25.4	69.9
T-225	57.8	35.6	14.0	49.5
T-225A	57.8	35.6	25.4	72.3
T-300	76.2	48.8	12.7	52.8
T-300A	76.2	48.8	25.4	78.2
T-400	101.6	57.1	16.5	77.5
T-400A	101.6	57.1	33.0	110.5
T-520	132.1	78.2	20.3	94.5

Todos los datos están expresados en milímetros. Estas cifras son aproximadas debido a la conversión de pulgadas a milímetros. Así mismo las dimensiones de los núcleos pueden tener ciertas tolerancias, por lo que sus dimensiones reales pueden diferir ligeramente de las indicadas.

Como ya se ha dicho anteriormente, el color o colores del toroide indican el tipo de material empleado en su construcción y por tanto el margen de frecuencias dentro del cual debe ser utilizado preferentemente un determinado núcleo. En la tabla número 2 se relacionan estos colores y sus frecuencias asociadas.

Tabla 3-0-2 Frecuencia de operación de cada núcleo según su código de color

Color	Numero	Frecuencias
Amarillo-Blanco	26	Hasta 100KHz
Gris	3	50 KHz- 1MHz
Rojo-Blanco	15	0,1 - 3 MHz
Azul	1	0,5-5 MHz
Rojo	2	1 -30 MHz
Amarillo	6	2 - 50 MHz
Negro	10	5- 100 MHz
Azul-Amarillo	12	20 - 200 MHz
Verde-Blanco	17	20-200 MHz
Verde-Naranja	22	20-200 MHz
Marrón	0	50-500 MHz

En la primera columna se relacionan los colores del núcleo, en primer lugar, el color que ocupa tres de las cuatro caras y en segundo lugar el que ocupa la cuarta cara, si lo hay. La segunda columna indica el número normalizado que define el material del núcleo. En la tercera columna se indica el margen de frecuencias donde preferentemente se debe utilizar el núcleo.

La inductancia de enlace a red diseñada para la implementación del filtro activo de potencia L_f se ha desarrollado usando la ecuación; donde f_s es la frecuencia de operación del convertidor de potencia, ΔI_{max} representa el rizo máximo de corriente que será inyectado por el convertidor de potencia a la red cuando el ciclo de trabajo de los dispositivos discretos de potencia este 85%. Es importante que en el diseño del enlace de corriente se considere que al ser una técnica de modulación CB-PWM el ciclo de trabajo tiende a cambiar, ya que, cuando el ciclo de trabajo es bajo, la inductancia L_f sigue con mayor facilidad al error de la corriente no activa, sin embargo, cuando el ciclo de trabajo es mayor se incrementa el rizo de corriente, este parámetro afecta directamente al THD, en la figura 3.23 se muestra el rizo de corriente de acuerdo al ciclo de trabajo de la modulación CB-PWM.

$$L_f = \frac{V_{dc} - \hat{V}_s}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \quad (30)$$

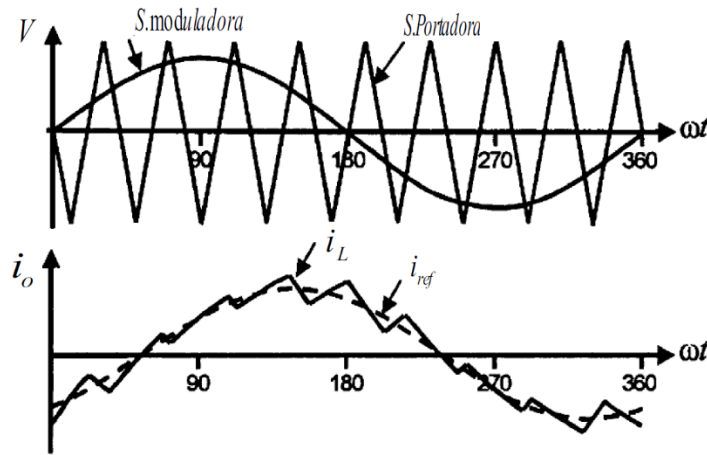


Figura 3.23 Seguimiento de la corriente eléctrica en una modulación PWM

De acuerdo con la información obtenida en las tablas 3.1 y 3.2 para el diseño de la bobina de enlace a red se empleó un núcleo T-300 con el código de color Amarillo – Blanco cuya frecuencia de operación es hasta 100 KHz, las especificaciones de diseño se muestran en la tabla 3.3 para el cálculo de la inductancia.

Tabla 3.3 Parámetros de diseño del filtro activo de potencia

Especificaciones de diseño	Parámetros Calculados
$P_o = 20 \text{ Kw}$	$L_f = 4.34 \text{ mH}$
$\widehat{V}_{AC} = 180 \text{ v}$	
$f_{\text{linea}} = 60 \text{ Hz}$	
$V_{\text{dclink}} = 350 \text{ V}_{dc}$	
$f_s = 20 \text{ KHz}$	
$\Delta I_{\text{max}} = 5\%$	

3.5 Modulación PWM

Las técnicas de modulación PWM se basan en el principio de balance voltio-segundo. Según este principio, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por el voltaje con amplitud y frecuencia deseada a la salida del inversor[11]. Existen dos enfoques para la implementación de la modulación PWM:

- Modulación PWM basada en portadora (CB-PWM).
- Modulación PWM basada en vectores espaciales (SV-PWM).

La señal portadora. Esta señal generalmente es periódica y su frecuencia está determinada por diversos criterios, tales como: el nivel de pérdidas por conmutación permitido, la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores de la etapa de potencia y las regulaciones de compatibilidad electromagnética vigentes, entre otras. La forma más común de la señal portadora es la triangular, sin embargo, otras variantes conocidas son: el diente de sierra con pendiente positiva, el diente de sierra con pendiente negativa y versiones aleatorias que varían entre las tres anteriores, ver Figura 3.24.

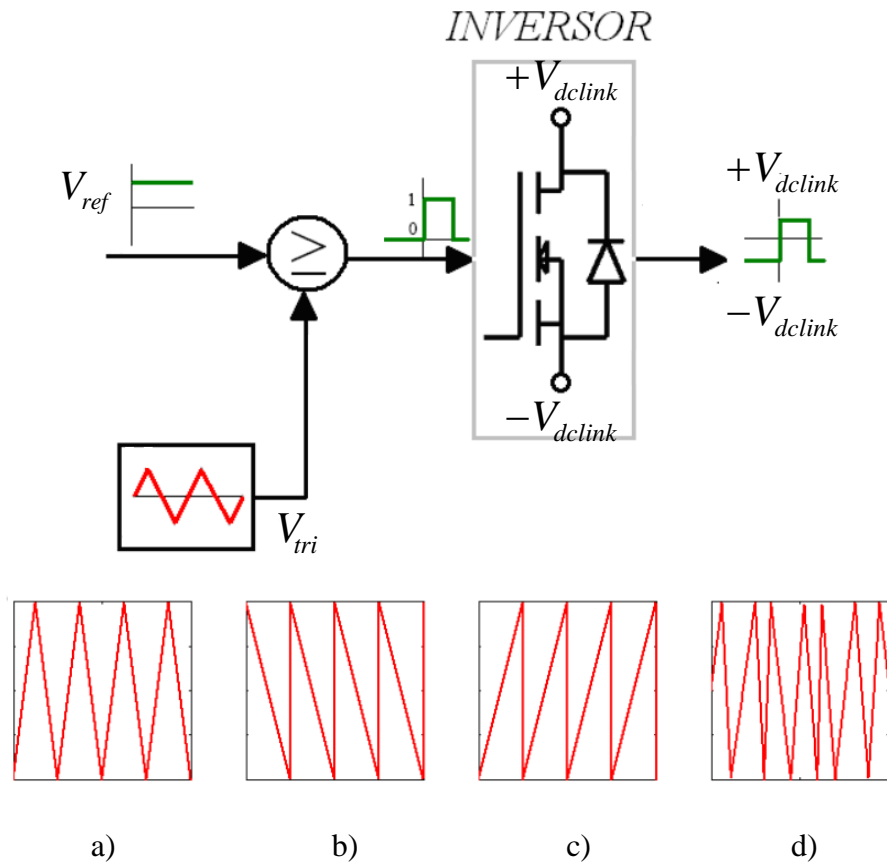


Figura 3.24 Moduladores tipo a) triangular b) diente de sierra descendente c) diente de sierra ascendente d) difuso

La forma de la señal portadora define el tipo de control que se hace sobre los flancos de la señal modulada. Cuando la portadora es del tipo diente de sierra el control del ancho de pulso se hace sobre uno de los flancos; en el caso de la pendiente negativa el control se realiza sobre el flanco de subida y los pulsos resultantes están alineados hacia la derecha, esta variación del PWM es denominada Leading Edge PWM, ver Figura 3.25b. Cuando la pendiente es positiva el control se realiza sobre el flanco de bajada, y la variación se denomina Trailing Edge PWM; en este caso los pulsos resultantes están alineados hacia la izquierda, ver Figura 3.25c.

Cuando la portadora es triangular, en cada periodo de portadora se generan 2 intersecciones con la moduladora, permitiendo el control tanto del flanco de subida como del flanco de bajada de los pulsos resultantes; esta variación se denomina Double Edge PWM, 3.25a.

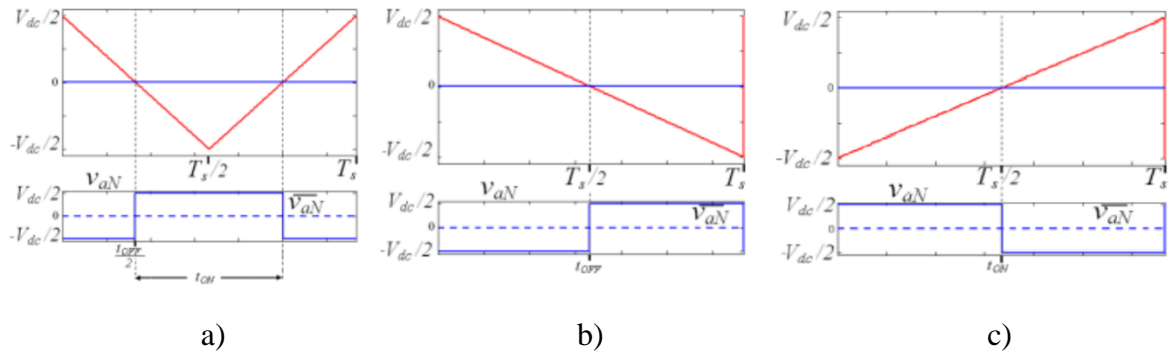


Figura 3.25 Modulación PWM a) Double Edge, b) Leading Edge y c) Trailing Edge

En el esquema PWM natural, la conmutación ocurre por la intersección instantánea entre la moduladora y la portadora. La Figura 3.26 ilustra el método para el caso de una portadora de forma triangular. Note que al emplear el PWM natural, los centros de los pulsos generados no quedan alineados con los picos de la señal triangular lo que provoca simetría en los pulsos resultantes.

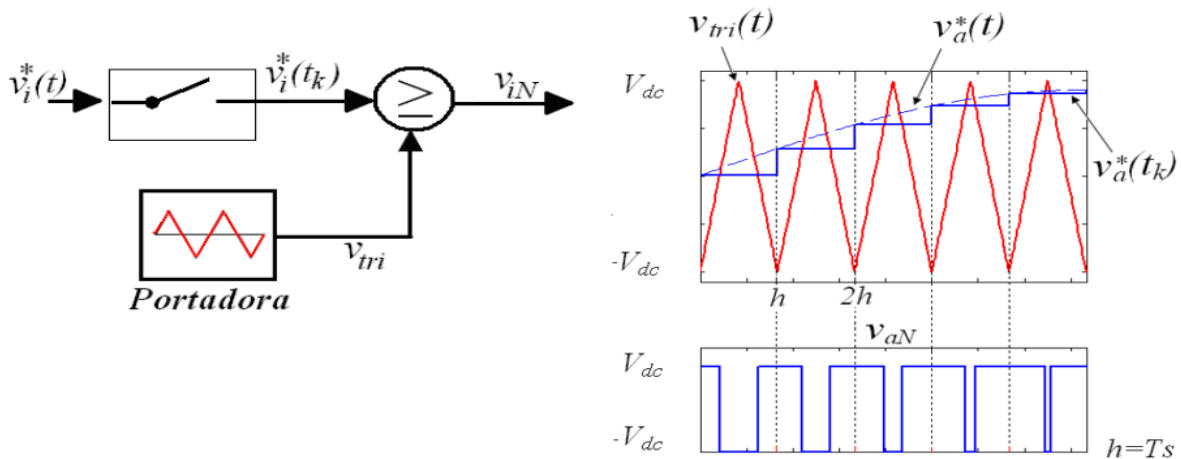


Figura 3.26 Modulación PWM triangular simétrico

Cuando el muestreo de la señal moduladora se realiza en los instantes de los picos negativos y positivos de la señal portadora (al doble de la frecuencia portadora), los flancos de bajada y los de subida son determinados empleando muestras diferentes de la señal moduladora. En este caso se genera un tren de pulsos asimétrico, como se muestra en la Figura XX. Este método recibe el nombre de PWM regular asimétrico, este método es empleado cuando se requiere promediar un numero n de muestras mayor a la frecuencia de conmutación del módulo de potencia.

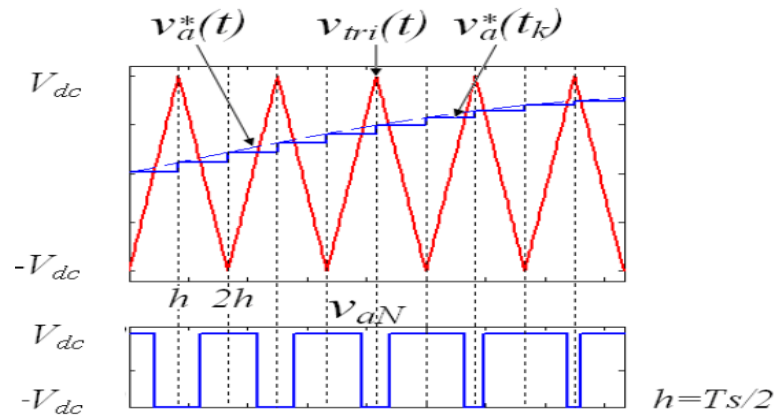


Figura 3.27 Modulación PWM triangular asimétrico

3.6 Gate drive

En la actualidad existen diversos controladores o acondicionadores de compuestas (del inglés gate drive), los cuales se clasifican en por el tipo de asilamiento en los que derivan ópticos (espectro visible) y galvánicos (electromagnéticos)[12]. En este trabajo se empleó los del tipo ópticos, los cuales se subdividen en 3 categorías los del tipo usos general; se caracterizan por estar limitados a tener arreglos de transistores en arreglos de corte y saturación en cascada; los del tipo dual son similares a los del tipo uso general, con la diferencia de poder controlar dos transistores en un mismo encapsulado, con ello se eficiente el diseño; Para finalizar se encuentran los de la categoría inteligentes cuyas características son tener múltiples sensores que detectan y toman la acción pertinente para proteger al sistema.

Para fines prácticos el circuito acondicionador de compuestas (gate drive), y desarrolla varias funciones; la más importante aislar ópticamente al módulo de electrónica de control del módulo de potencia; la segunda es de elevar el voltaje de control TTL cuyos valores oscilan entre 3.3v a 5v a valores de voltaje en el cual el módulo de potencia puede activarse, también conocidos como valores CMOS los cuales oscilan de 12.5v hasta 24v; la tercera es proteger a la etapa de potencia de alguna anomalía en la conmutación ya sea por un factor interno o una factor externo, anulando las funciones de la etapa de potencia llevando a un estado conocido donde evite un daño mayor al sistema. En el desarrollo de este trabajo se empleó el opto-drive de fabricante Avago con el número de serie HCPL-316j, las características principales son:

- Corriente de salida pico máxima de 2.5 A .
- Manejo de voltaje colector emisor (V_{CE}) hasta 1200V.
- Asilamiento óptico y estado de falla retroalimentado.
- Velocidad de conmutación de hasta 2 MHz.

- Apagado del Driver mediante software.
- Circuito de protección de IGBT, Desat (V_{CE}).
- Protección de bajo voltaje de salida embebida en hardware (UVLO).
- Configuración de usuario para invertir y no invertir la señal de entrada.
- Función de reseteo automático y auto apagado.
- Está aprobado mediante las normas UL, CSA, IEC/EN/DIN EN60747-5-2.

En la figura 3.28 se aprecia el circuito esquemático empleado en la elaboración de este prototipo seccionado en diferentes partes, las cuales se explicarán a continuación.

- A) El C_{boot} el cual el capacitor almacenador de carga, el cual amacena el voltaje teniendo una fuente de voltaje interrumpible que pueda abastecer a los transistores de salida
- B) Es un arreglo de filtro pasa bajas cuya frecuencia de corte es 350 MHz con el fin de evitar falsos positivos de alta frecuencia provenientes de pulsos en D_{DESAT}
- C) Es un diodo de recuperación rápida el cual debe de estar calculado para tener un voltaje en la región de ruptura inversa de 7v, ya que este valor de voltaje hace que active la protección del drive embebida en hardware apagando el dispositivo evitando un daño mayor a la electrónica.
- D) La función que tiene la resistencia en serie entre la salida del drive y la entrada del IGBT es limitar la corriente que entra al gate del IGBT evitando daño al dispositivo discreto.
- E) La resistencia de descarga de salida a compuerta, también conocida como resistencia pull-down, esta tiene la función de disipar el voltaje remanente de cada pulso de conmutación cuando pasa a ser a un estado “0” lógico, con el fin, de evitar un falso “1” lógico evitando un posible corto circuito.

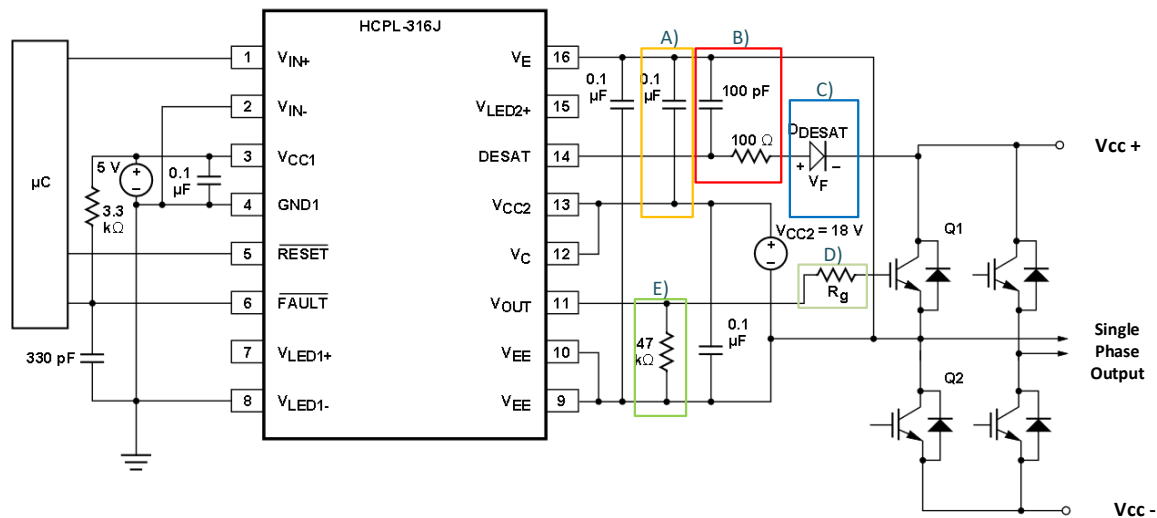


Figura 3.28 Diagrama eléctrico del acondicionador de compuertas HCPL-316J (gate drive)

En la parte lógica se tienen dos entradas (V_{in+} y V_{in-}), las cuales son selectores con el propósito de tener la opción de cambiar la polaridad del pulso mediante hardware, si se escoge V_{in+} el pulso a la salida (V_{out}) pasa sin cambiar su estado, mientras que si se conecta V_{in-} el pulso sale opuesto al valor de entrada. También se cuenta con dos terminales de control llamadas Fault y Reset cuyo funcionamiento de la terminal “fault” es detectar anomalías en el funcionamiento de la etapa de potencia cambiando de estado de “1” lógico a “0” en el caso de anomalía apagando el drive y esperando a que el microcontrolador tome una acción de control, sí la función programada en el microcontrolador fue tratar de continuar conmutando al dispositivo IGBT entonces debe reiniciar al drive cambiando de estado “1” lógico a “0”. En la figura 3.29 me muestra el diseño esquemático de la tarjeta acondicionadora de compuestas para un convertidor puente H completo desarrollado en el software de diseño de pcs Altium designer, y en la figura 3.30 se muestra el dibujo 3D de la tarjeta.

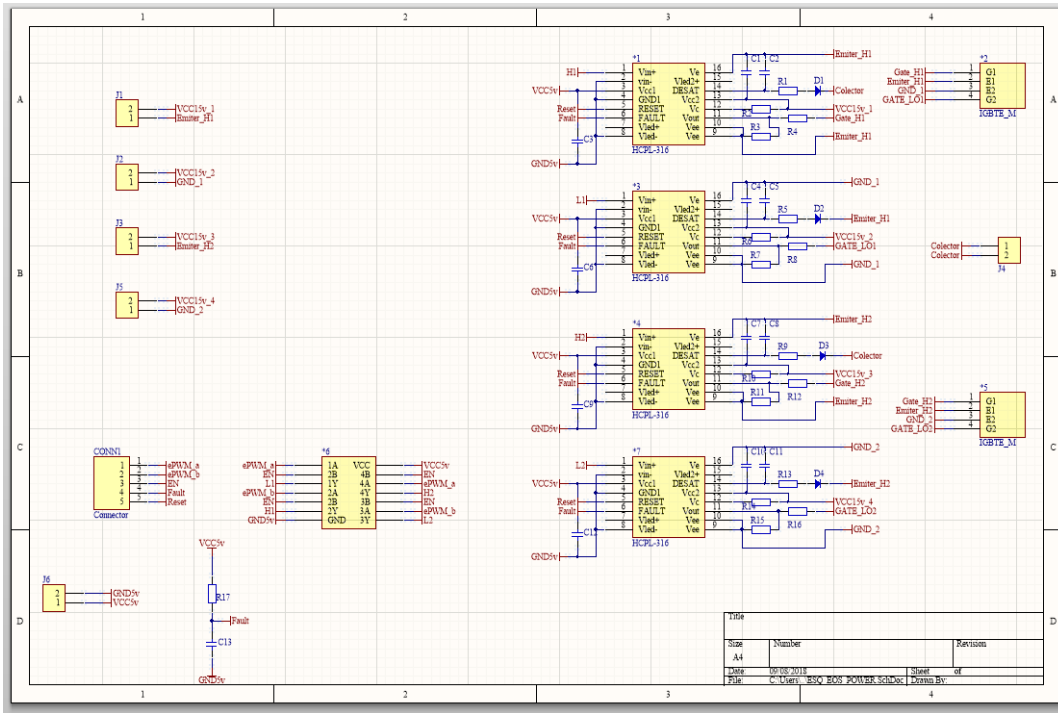


Figura 3.29 Diagrama esquemático usado para el prototipo de la tarjeta de disparo de los IGBTs

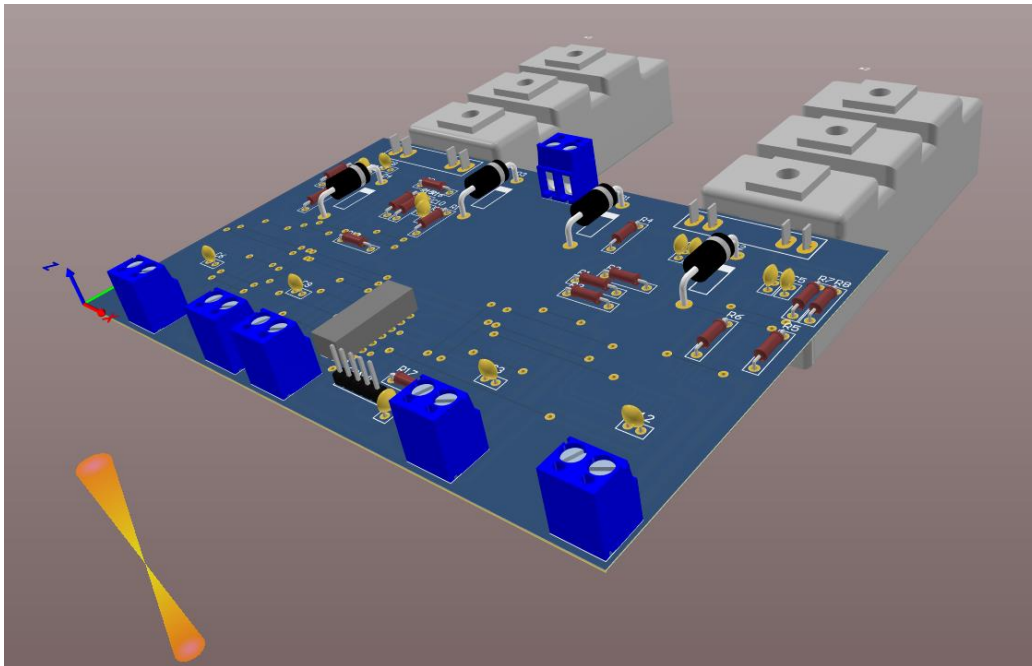


Figura 3.30 Vista en 3D de la tarjeta para el disparo de dispositivos de potencia (gate drive)

3.7 Circuito de protección por sobre tensión de voltaje dv/dt en tiristores

Los interruptores son el corazón de cada convertidor de potencia. Su funcionamiento determinará directamente la fiabilidad y la eficiencia del producto. Para mejorar el rendimiento del circuito de conmutación de los convertidores de potencia, los snubbers se colocan a lo largo de los interruptores para suprimir los picos de voltaje y amortiguar la oscilación transitoria provocada por la inductancia del circuito cuando se abre un interruptor. El diseño adecuado del snubber puede ofrecer mayor fiabilidad, mayor eficiencia y menor EMI. Entre muchos tipos de snubbers diferentes, el snubber del resistor-capacitor (RC) es el circuito de amortiguación más popular. Sin embargo, esta topología del circuito snubber para aplicaciones de alta potencia no es el más óptimo ya que debe de existir otro dispositivo que auxilie la eliminación del pico oscilatorio, es aquí donde entra la topología RCD, en la Figura 3.31 se observa su diagrama eléctrico.

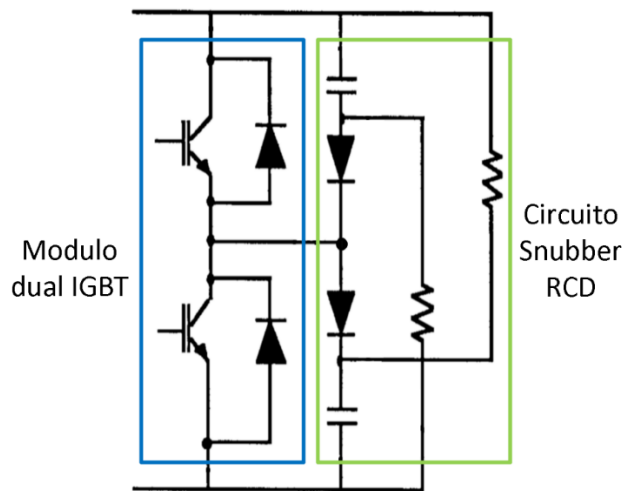


Figura 3.31 Diagrama del Circuito snubber de topología RCD

Cuando se diseña una red de protección adecuadamente, el interruptor tendrá que disipar menores picos de potencia, tensión y corriente, todo ello a costa de incrementar la circuitería y la complejidad del circuito. Para obtener un diseño efectivo se analizó el pico generado por los módulos discretos IGBT obteniendo los picos generados por la conmutación dura sin protecciones (ver Figura 3.32), donde se puede apreciar que teniendo un dc link de 180 volts pico las fluctuaciones de voltaje llegan hasta valores de 710volts, demostrando la importancia de incluir esta protección en el diseño.

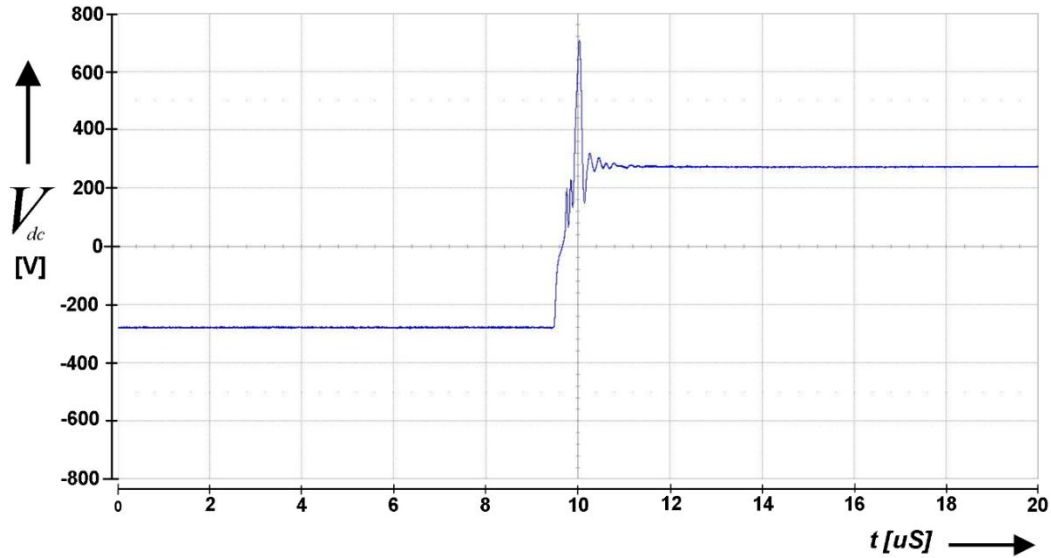


Figura 3.32 Respuesta transitoria del módulo IGBT sin red snubber

En estos casos donde la disipación de potencia es crítica, se debería usar un método de diseño mejor. Primero, mida la frecuencia de oscilación transitoria (F_{ring}) en el nodo del interruptor IGBT (SW) cuando se apague. Suelde un capacitor con ESR baja, de 100 pf y de tipo película a lo largo del IGBT. Aumente la capacitancia hasta que la frecuencia de oscilación transitoria sea la mitad del valor original medido. Ahora el total de capacitancia de salida del interruptor (la capacitancia agregada más la capacitancia parásita original) es aumentada por un factor de cuatro, ya que la frecuencia de oscilación es inversamente proporcional a la raíz cuadrada del producto de capacitancia de inductancia del circuito. Por lo tanto, la capacitancia parásita C_p es un tercio del valor del capacitor agregado de manera externa. La inductancia parásita L_p ahora se puede obtener al usar la siguiente ecuación:

$$F_{ring} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_p}} \quad (31)$$

Una vez que se calcule la inductancia parásita L_p y la capacitancia parásita C_p el resistor amortiguador R_{snub} y el capacitor C_{snub} se pueden elegir mediante el siguiente calculo.

$$R_{snub} = \sqrt{L_p \cdot C_p} \quad (32)$$

$$C_{snub} = \frac{1}{2\pi R_{snub} F_{ring}} \quad (33)$$

El resistor R_{snub} se puede ajustar aún más al reducir la oscilación si se detecta que es insuficiente, mediante la observación y la corrección durante la implementación de la red. La selección del diodo de enclavamiento D_{clamp} se realiza mediante la frecuencia F_{ring} donde se busca que sea lo suficientemente rápido, superando la frecuencia de oscilación del

sobretiro generado en el IGBT. En el desarrollo de este proyecto se empleó el diodo de recuperación ultra rápida el MUR 470, ya que presenta las características antes mencionadas.

Durante las pruebas realizadas al módulo de potencia aún sin interconectar el sistema a la red se realizó un test de prueba para obtener un panorama real de la atenuación de picos antes de tener el circuito snubber. Se generó una conmutación SPWM en la etapa de potencia y así generar a la salida una señal senoidal. Los parámetros eléctricos que se emplearon durante la prueba, están dados en la tabla 3.3.

Tabla 3-3 Parámetros de prueba para el circuito snubber

Parámetros de Prueba	Magnitud
V_{dclink}	180 v
f_{sw}	20 KHz
f_m	60 Hz

Teniendo en consideración los parámetros descritos anteriormente, los resultados de las pruebas se aprecian en las Figuras 3.33 y 3.34 donde en la primera aún no se le ha colocado el circuito snubber, esa es la razón porque se logra observar que los sobre impulsos de tensión son latentes y llegan hasta magnitudes de 450V cuando lo ideal debería ser el voltaje de alimentación de corriente directa V_{dclink} con un valor de 180v.

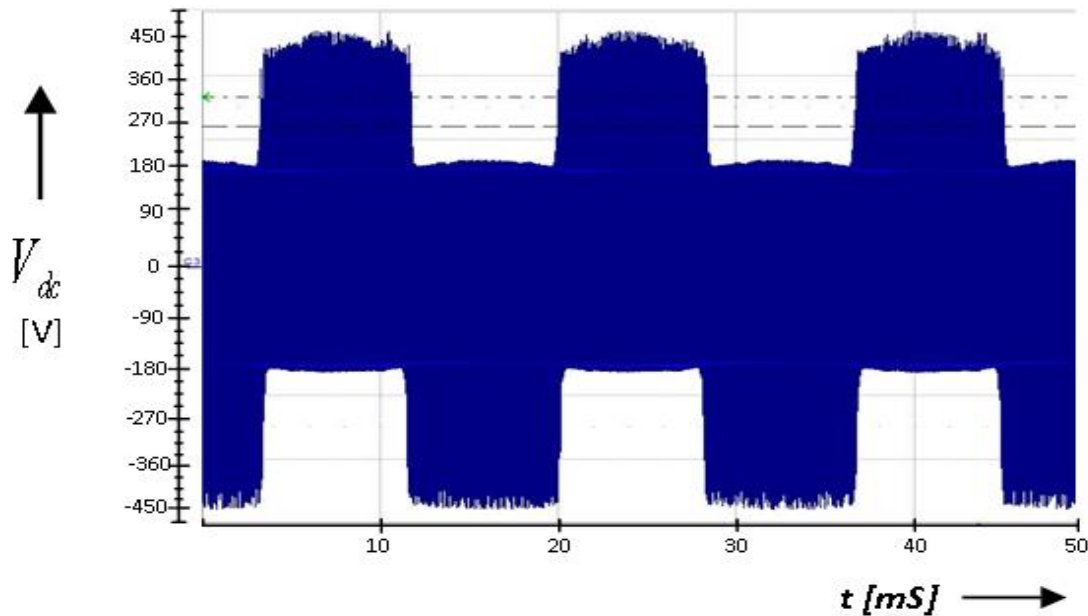


Figura 3.33 Respuesta transitoria de un tres de pulsos en el inversor sin snubber

En la Figura 3.34 se aprecia que los sobre impulsos disminuyeron radicalmente debido a la implementación del circuito snubber con un valor máximo pico de 240 v teniendo en cuenta que la alimentación en el bus de volteje de corriente directa V_{dclink} es de 180v.

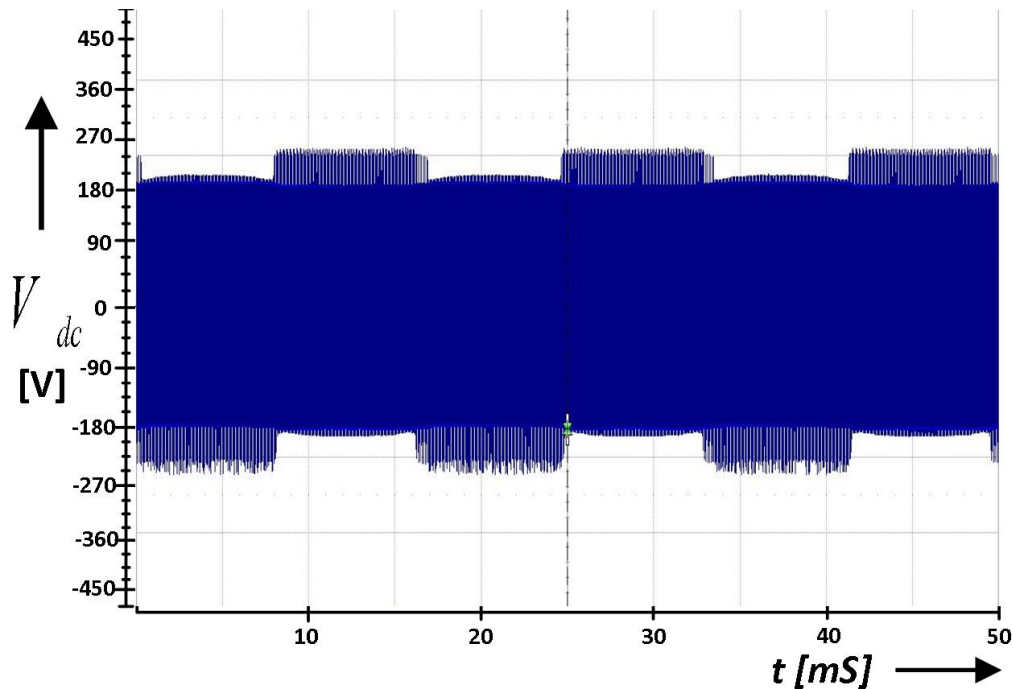


Figura 3.34 Respuesta transitoria de un tres de pulsos en el inversor sin snubber

3.8 Firmware de control

Un microcontrolador es un circuito integrado digital que puede ser usado para muy diversos propósitos debido a que es re-programable. Está compuesto por una unidad central de proceso (CPU), memorias de acceso aleatorio y memorias de solo lectura (ROM y RAM), periféricos de comunicación con otros dispositivos, y periféricos de control del microcontrolador[13].

El microcontrolador TMS320F28335 de Texas instruments es un microcontrolador del tipo Procesador Digital de Señales (DSP), es decir, que tiene la capacidad de resolver algoritmos matemáticos complejos, debido a la baja latencia de tiempo de respuesta entre la entrada, procesamiento y la salida de la señal. Esta fue la característica principal por la que se seleccionó este microcontrolador, puesto que, la sumatoria de tiempo que debe pasar entre adquirir la señal por medio del convertidor digital de señal (ADC), hacer los cálculos para determinar la potencia no activa, mantener la carga de los capacitores y dar una señal de respuesta debe antes de que el siguiente ciclo PWM inicie, es por esto que el tiempo de respuesta es fundamental para evitar errores de computo acumulativos que propicien al desfase entre la línea de suministro eléctrico y la señal inyectada a la red eléctrica. En la figura XXX se muestra el esquema de flujo que siguen las señales entre microcontrolador y el actuador electrónico de estado sólido.

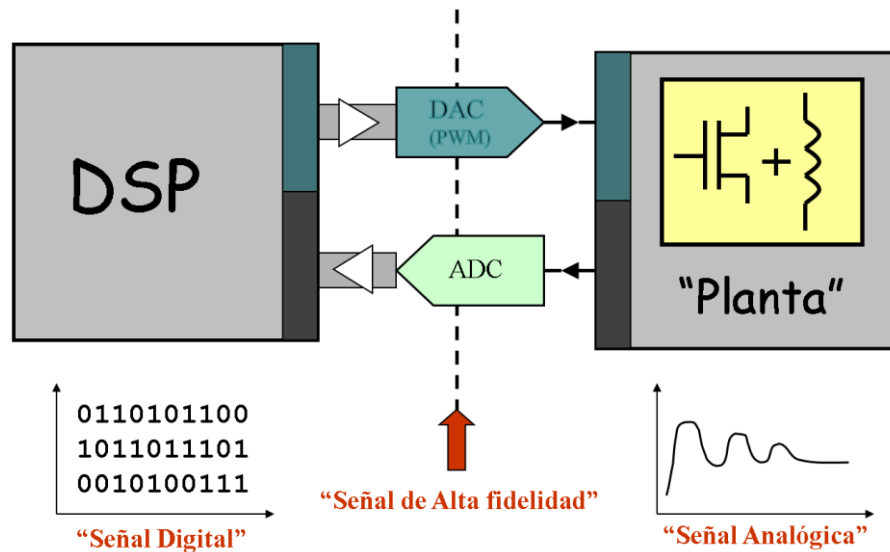


Figura 3.35 Flujo de las señales en el sistema procesador de señales

En este apartado el objetivo será mostrar el funcionamiento del firmware de control, así como la configuración del dispositivo procesador de señales, con el propósito de que el lector de este trabajo de investigación pueda asimilar y comprender el proceso de puesta en marcha de estos dispositivos. En la figura 3.35 se muestra el diagrama interno del hardware del TMS320f28335, donde se aprecia que hay dos buses interconectados entre sí, aunque están interconectados cada uno hace funciones diferentes. El bus de memoria está conformado por tres tipos diferentes de memoria, es el que se encarga de enlazar la memoria (**One Time Programmable**), el propósito de esta memoria es cargar el código que describe donde se encuentran alojados físicamente los diferentes registros de control y comunicación del microcontrolador para que cuando en el software de edición de código del fabricante pueda activar los periféricos y las regiones de memoria asignadas a cada tarea. Es el segundo tipo de memoria es del tipo ROM del inglés (**Read Only Memory**) cuya función es almacenar el firmware hecho por el editor y compilador de código de manera no volátil, es decir, que si se desenergiza el microcontrolador el código no se borrará. La tercera memoria que posee es del tipo RAM del inglés (**Random Access Memory**), este tipo de memoria tiene la particularidad de almacenar las variables del sistema y, debido a su arquitectura es del tipo volátil, y aunque se puede almacenar el firmware en esta memoria, no se recomienda ya que, si se desenergiza el sistema el firmware se perderá. El segundo bus, es el bus de periféricos, el cual se encarga de interconectar los periféricos de control y de comunicación, los periféricos de control están conformados por el módulo ePWM, eCAP, eQEP, ADC y Watchdog. Entre los periféricos de comunicación cuya misión es externar los resultados procesados digitalmente a visualizadores o bien a otros dispositivos, donde se pueda observar el resultado de los datos procesados en el microcontrolador ya sea para manipular la información o visualizar el comportamiento del dispositivo. Los diferentes dispositivos de comunicación que se encuentran internamente en el microcontrolador TMS320f28335 es el protocolo CAN en la versión 2.0, I2C, el protocolo serial SCI, SPI y las terminales de

propósito general GPIO. En el diagrama que se muestra en la figura 3.36 se aprecia cómo están interconectados los bloques del sistema.

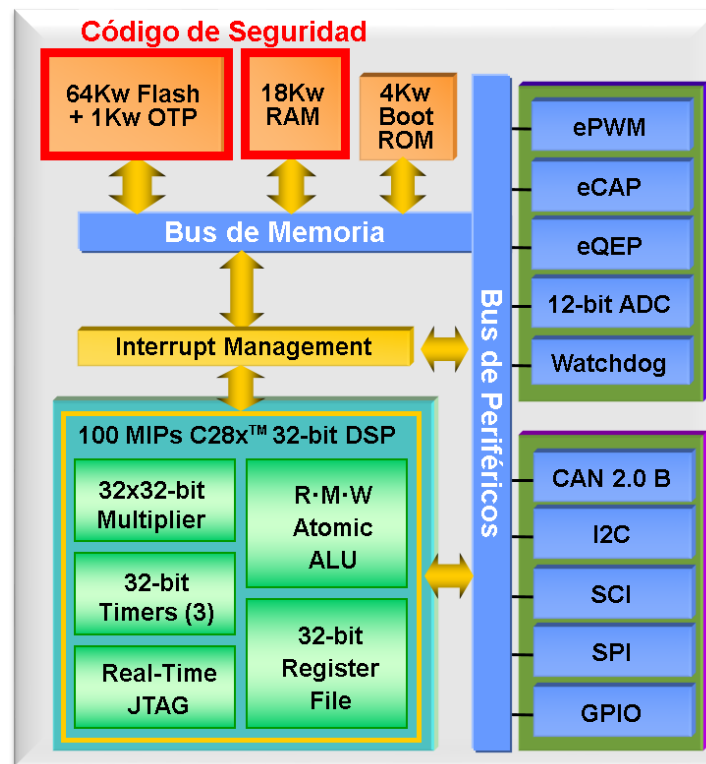


Figura 3.36 Esquema interno del microcontrolador TMS320F28335

Una de las ventajas más representantes de la familia C28 está en el núcleo de procesamiento ya que cuenta con un multiplicador y acumulador de 32 bits, eso significa que puede hacer una multiplicación con dos elementos de 32 bits o bien dos multiplicaciones simultáneas de 16 bits y acumularlas en una región de memoria predeterminada en un ciclo de reloj. También cuenta con tres temporizadores con un periodo de cuenta de 32 bits, un registro de variables de punto flotante de 32 bits, con lo cual ofrece una alta precisión en los resultados matemáticos entregados. Por último, el dispositivo ofrece funciones atómicas, cuyo propósito en el microcontrolador es ejecutar las operaciones y no permitir a funciones que estén solicitando el uso del procesador interrumpen la acción que actualmente se ejecute.

El trabajo del microcontrolador TMS320F28335, como se muestra en la figura 3.37 adquiere las señales del convertidor, procesa las señales aplicando el algoritmo visto en el capítulo 2 y entrega el resultado al convertidor de potencia mediante una modulación PWM[13].

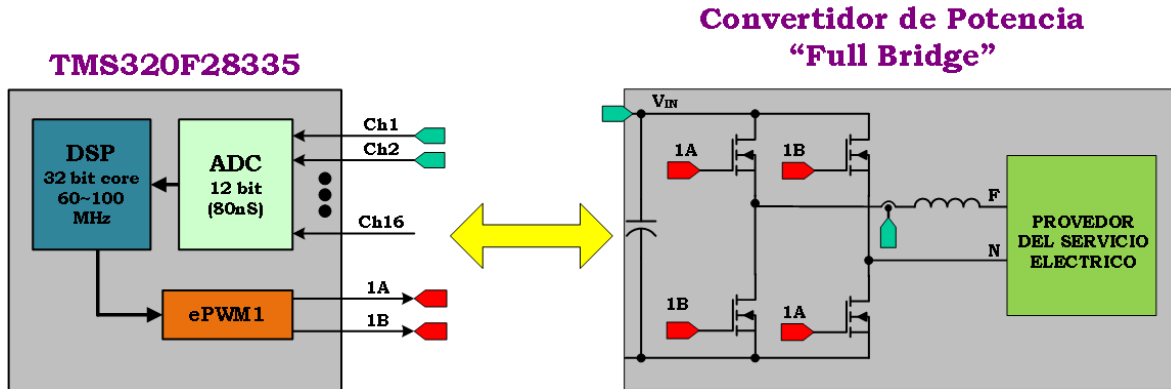


Figura 3.37 Diagrama de flujo de las señales en el sistema embebido de control y el sistema de potencia

3.8.1 Inicialización del sistema

En este apartado se explicará a profundidad los pasos a seguir para inicializar el sistema. Todo comienza por la activación de la terminal física RESET o bien cuando se enciende el sistema, esto hace a que se re-direccione a la localidad de memoria 0x3FF9CE, dirección en la cual se almacena dos funciones que hace comprobar el estado de las cuatro terminales de inicio del sistema, estas se encargan básicamente de decirle al sistema de donde va buscar el firmware de todo el sistema, si es de manera interna, puede ir por el código en la memoria RAM, ROM, o bien en la memoria OTP. En el caso de que fuera de que el firmware fuera de manera externa el código puede cargarse por algún protocolo de comunicación, como lo son CAN, SCI-A, I2C, SPI, McBSP, GPIO. Estas configuraciones se realizan en el hardware del microcontrolador y por lo general los fabricantes de los kits de desarrollo los dejan embebidos en sus productos mediante jumpers, dip switch, o alguna interfaz para que el usuario pueda manipularlos fácilmente. En la ilustración XXX me muestra el flujo que lleva el sistema al iniciar el sistema.

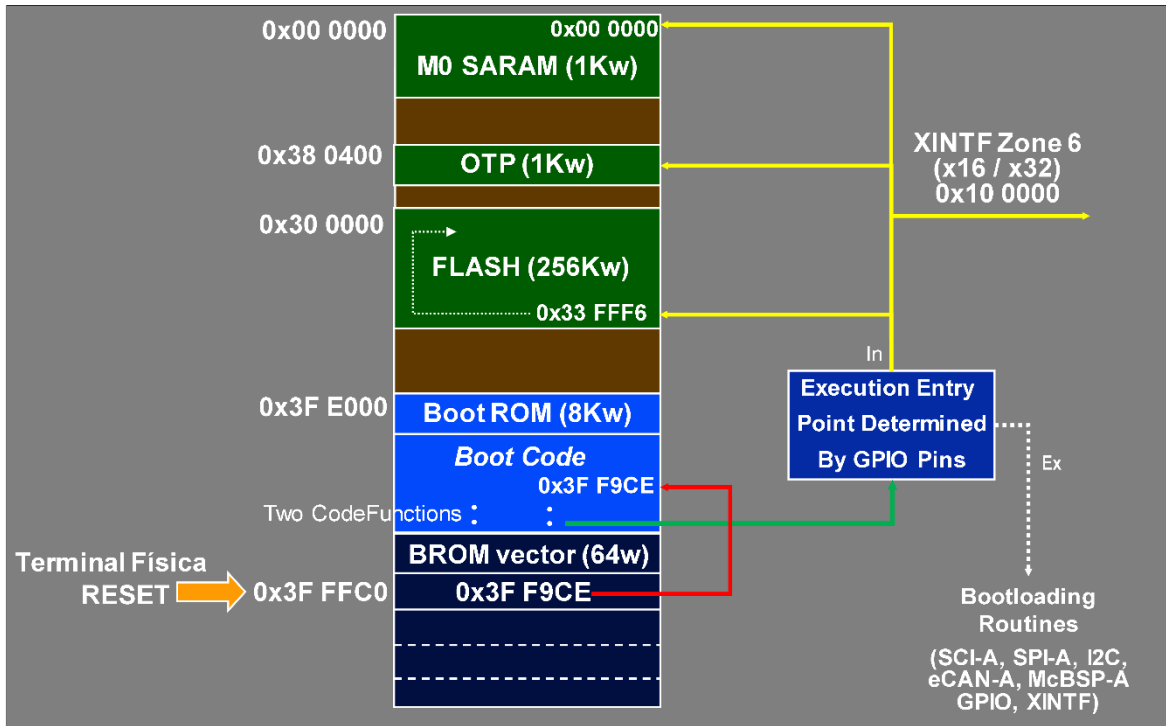


Figura 3.38 diagrama de flujo de reinicio en el microcontrolador TMS320F28335.

Una vez seleccionado en el hardware donde el código va a adquirir el código procedemos a configurar el reloj del sistema, cuyo propósito es generar el ciclo de reloj a la frecuencia deseada con el propósito de que este sincronice a los periféricos del dispositivo. La manera de generar la señal de reloj se puede hacer de dos maneras, la primera es mediante el cristal externo que esta embebido en el hardware del fabricante del kit de evaluación, la segunda manera es mediante una señal cuadrada de manera externa con una frecuencia no mayor a 150 MHz y un voltaje pico máximo de 1.8v.

Esta señal de reloj llega a una compuerta XOR con el propósito de que solo un contador de reloj permee y ejerza control sobre el sistema, inmediatamente se encuentra un bypass, si se desea que la frecuencia de entrada sea la frecuencia que permeé al sistema, o si el usuario requiere modificar esta frecuencia está el bloque PLL cuyo fin es incrementar la frecuencia que permeé al sistema mediante pre-escaladores, los cuales se modifican en el registro *SysCtrlReg.PLLCR.bit.DIV* el valor de los pre-escaladores se encuentran en la figura 3.39. Después de incrementar la frecuencia en el registro *SysCtrlReg.PLLSTS.bit.DIVSEL* se divide la frecuencia alcanzada en el PLL donde el mínimo divisor que puede seleccionado es dos. Este es el flujo que se debe de seguir para ajustar la frecuencia de operación del microcontrolador donde la frecuencia seleccionada mediante los pre-escaladores (*CLKIN*) es la frecuencia con la que el núcleo del microcontrolador sincroniza a todo el sistema y realiza las operaciones (*SYCLKOUT*). Una vez generado el *SYCLKOUT* sincroniza a todos periféricos, en dos secciones, uno de alta velocidad llamada HISPCP, donde, se sincronizan los periféricos de control de alta prioridad tales como el ADC, PWM, eCAP, etc. La segunda sección es de baja velocidad llamada LOSPCP, y es esta etapa es donde los periféricos de comunicación se sincronizan, tales como, SPI, SCI, I2C, CAN y McBSP.

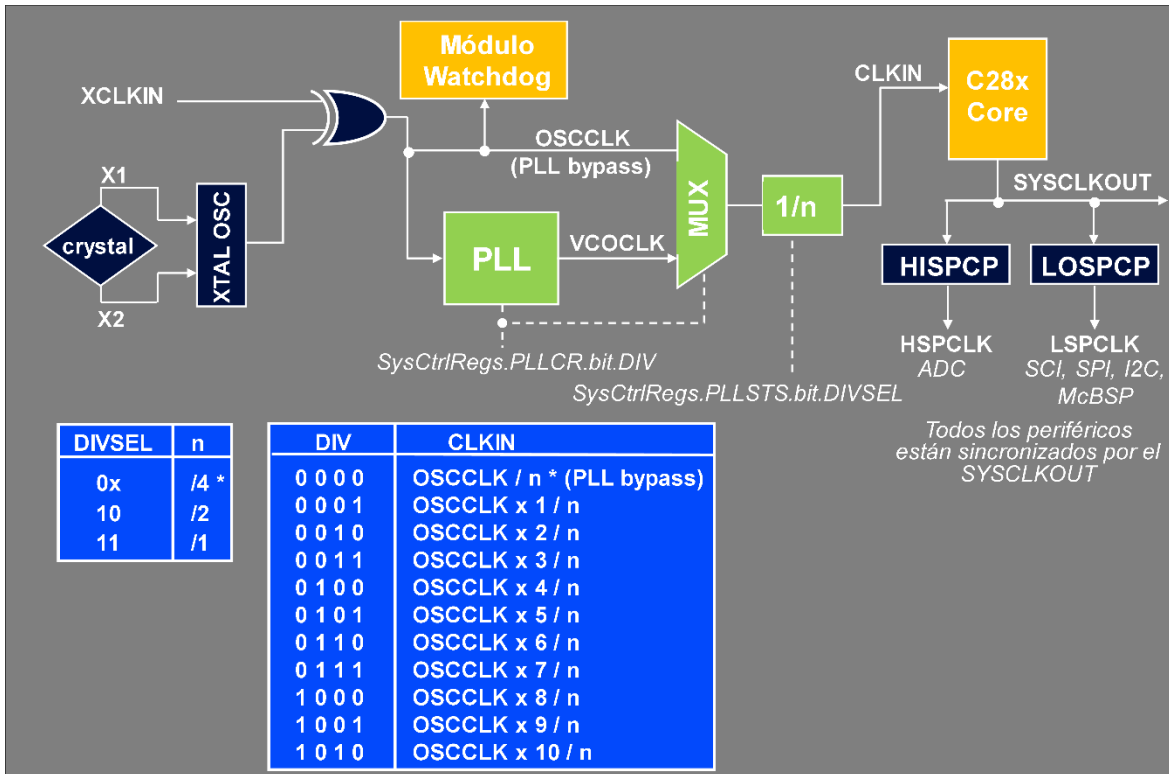


Figura 3.39 Flujo de configuración del reloj central del microcontrolador TMS320F28335

3.8.2 Configuración del ADC

EL periférico de control encargado de adquirir las señales y hacer el proceso de pasarlo a número binarios que el procesador pueda leer (digitalización) es el convertidor analógico a digital (del inglés Analog Digital Converter), las características del ADC microcontrolador TMS320F28335 son:

- ADC de 12 bits con doble sample and hold (S/H).
- Configuración del ADC para adquirir muestreos simultáneos o muestreos secuenciales.
- Voltaje de entrada de 0v a 3v.
- Velocidad de conversión de hasta 12.5 MHz o bien 6.25 MSPS.
- 16 canales de entrada multiplexados por dos S/H.
- 16 registros de resultados para almacenar 16 diferentes mediciones.
- Disparo de inicio de secuencia para la conversión del ADC por hardware y software.

La configuración del ADC es una configuración ya que Texas Instruments ofrece soporte a través de sus manuales y sus herramientas de trabajo disponibles en su página web en este apartado se dará una descripción desde como configurar el reloj de sincronía del módulo ADC, hasta la configuración del módulo para la correcta adquisición de las señales.

Una vez haciendo la configuración desde el reloj de entrada (CLKIN) multiplicándola en el registro (PLLCR) y dividiéndola en el registro (PLLSTS) se obtiene la velocidad que sincroniza a todo el microcontrolador (SYSCLKOUT), esta velocidad se divide en dos grupos (HSPCLK y LOSPCP). El reloj que sincroniza al módulo ADC es el HSPCLK y es aquí donde se inicia la configuración del reloj del ADC. Suponiendo que se tiene una frecuencia de reloj de 150 MHz en el HSPCLK, solo es necesario habilitar el módulo ADC, para ello se escribe al registro PCLKCR0.ADCENCLK = 1, este registro hace que permee el reloj del ADC a todo el módulo, después pasa por un preescaldor el cual divide la frecuencia a un valor máximo de 25 MHz, sin embargo, el ADC necesita 2 ciclos de reloj para hacer una lectura y almacenarla en los registros de memoria correspondiente al módulo ADC, esta es la razón de que la velocidad máxima de adquisición de datos es 12.5 MHz o bien 6.25 MPS. Ver Figura 3.40.

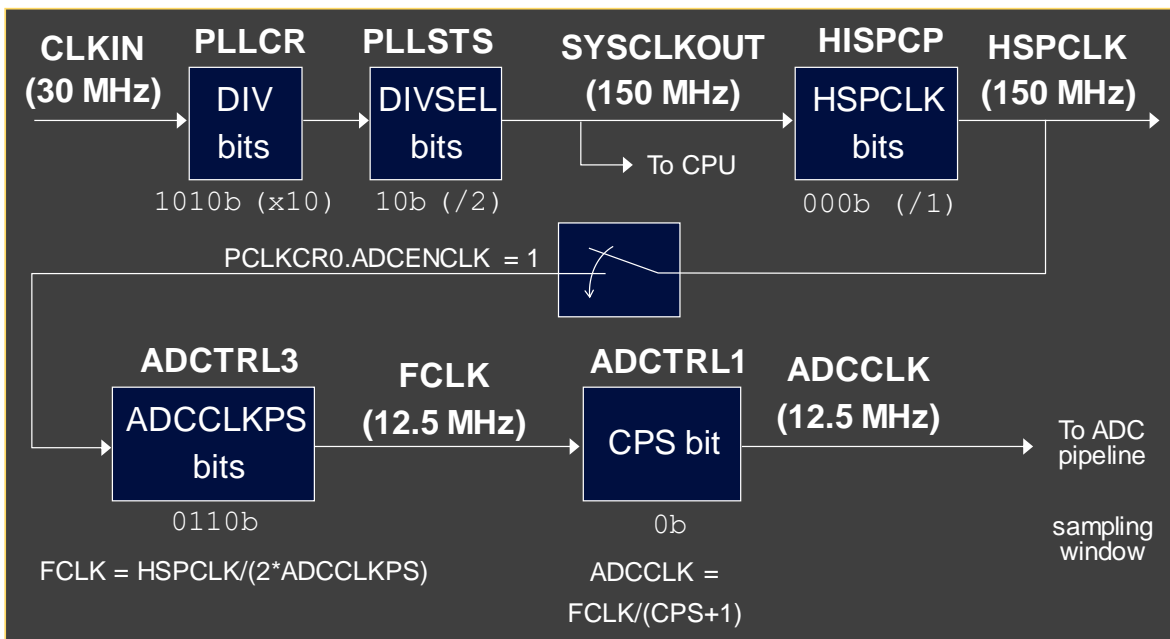


Figura 3.40 Diagrama de flujo para configuración del reloj interno del ADC

Una vez configurando el reloj que sincronizará al módulo ADC, queda por conocer la partes que conforman al módulo ADC del microcontrolador TMS320F28335, que está conformado por 16 canales ADC que están divididos en dos multiplexores, uno llamado MUX A y MUX B que entregan los datos adquiridos los dos S/H de nombre S/H A y S/H B que retienen la muestra hasta que el secuenciador permite su conversión y deja seguir su camino por medio de un multiplexor así permitiendo su conversión al módulo que digitalizará la señal convirtiendo el valor de voltaje en una variable digital de 12 bits y depositarla en los registros RESULTn donde el usuario puede manipular la adquisición realizada por el microcontrolador. El módulo ADC cuenta con dos secuenciadores SEQ 1 y SEQ 2 que se configuran de tal manera que fácilmente el usuario puede manipular el comportamiento de la secuencia de conversión sin importar en donde se encuentre la entrada del ADC físicamente en el microcontrolador. Los secuenciadores son habilitados o bien disparados por medio de tres opciones para el secuenciador 1 y dos opciones para el secuenciador 2. Para el

secuenciador 1 se puede habilitar por medio de software indicándolo en el programa, también se puede habilitar por medio de la sincronía con el módulo ePWM en el registro ePWM_SOC_A, o bien la última manera de activar el secuenciador es mediante una terminal física en el microcontrolador la cual es la GPIO/XINT2_ADCSOC. Para el secuenciador 1 las dos únicas maneras de dispararlo es mediante la habilitación en el software y mediante la sincronía del módulo ePWM en el registro ePWM_SOC_B. En la Figura 3.41 se aprecia el diagrama a bloques del módulo ADC del microcontrolador de Texas Instruments TMS320F28335.

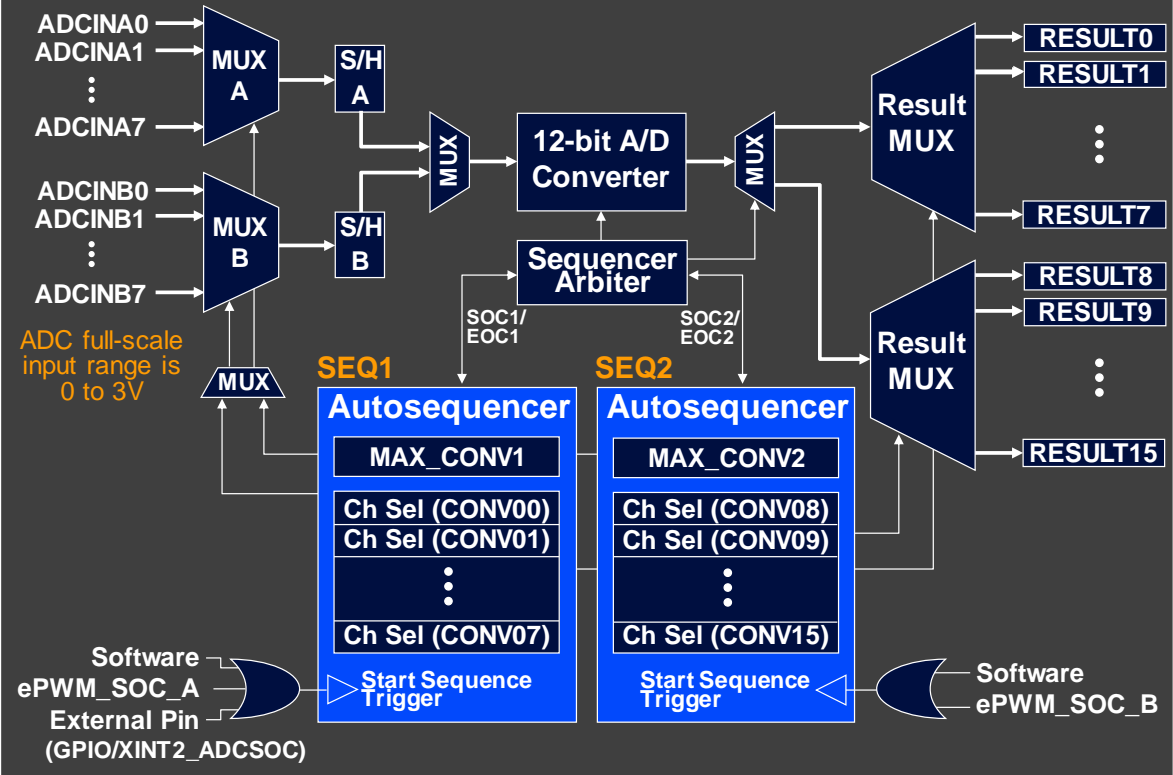


Figura 3.41 Diagrama interno del ADC

El proceso de adquisición del ADC se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 3.42 donde comienza por configurar los registros del ADC que determinará el funcionamiento del periférico en el chip, para el caso de esta aplicación se esperará al disparo que emite el módulo ePWM para iniciar la secuencia de conversión, una vez obtenido el disparo de arranque, carga en el sistema las conversiones que debe de realizar para después iniciar la secuencia de conversión del módulo (SEQ_CNTR) haciendo las cuatro conversiones correspondientes a la captura de los cuatro sensores embebidos en la tarjeta de adquisición de señales, durante la conversión, cada resultado adquirido se va escribiendo en el registro ADCRESULT0 hasta el ADCRESULT3, por cada conversión realizada el contador de la secuencia SEQ_CNTR va decrementado en uno hasta que termina la secuencia. Para finalizar la conversión, el

sistema de adquisición de muestras limpia el registro de las secuencias de conversión INT_SEQn y se prepara para el siguiente disparo del módulo ePWM.

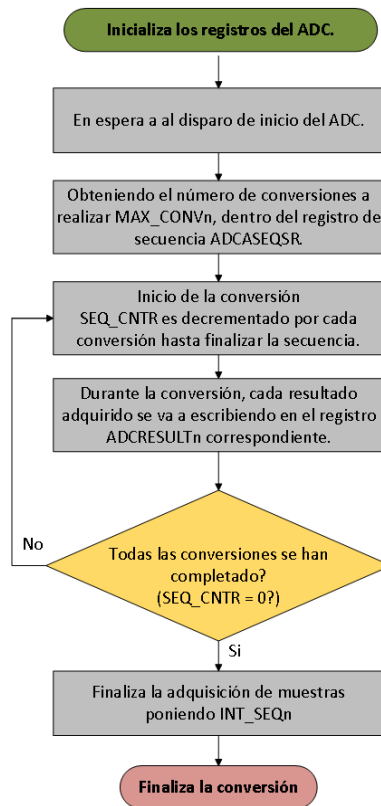


Figura 3.42 Diagrama de flujo de las conversiones que realiza el ADC

3.8.3 Configuración del Módulo ePWM

Una de las características más importantes que posee el microcontrolador TMS320F28335 es el módulo ePWM el cual tiene características robustas que hace de esta plataforma digital ideal para aplicaciones que requieren una precisión de grado militar, en este apartado se explicará brevemente cual es el proceso por el cual se debe de configurar correctamente el módulo ePWM de este microcontrolador.

Una vez configurado el reloj central de este dispositivo en el Clock Prescaler (TBCLK) que hacer permear el reloj central a los sub-módulos ePWM, sin embargo, cada uno de los seis canales ePWM debe ser habilitado individualmente mediante el registro SysCtrlRegs.PCLKCR1.bit.EPWMxENCLK, la razón de habilitar cada uno de estos módulos se centra en el ahorro de energía en el microcontrolador. En la figura XXX se aprecia el esquema a bloques de cada módulo ePWM donde se aprecian las partes que lo componen.

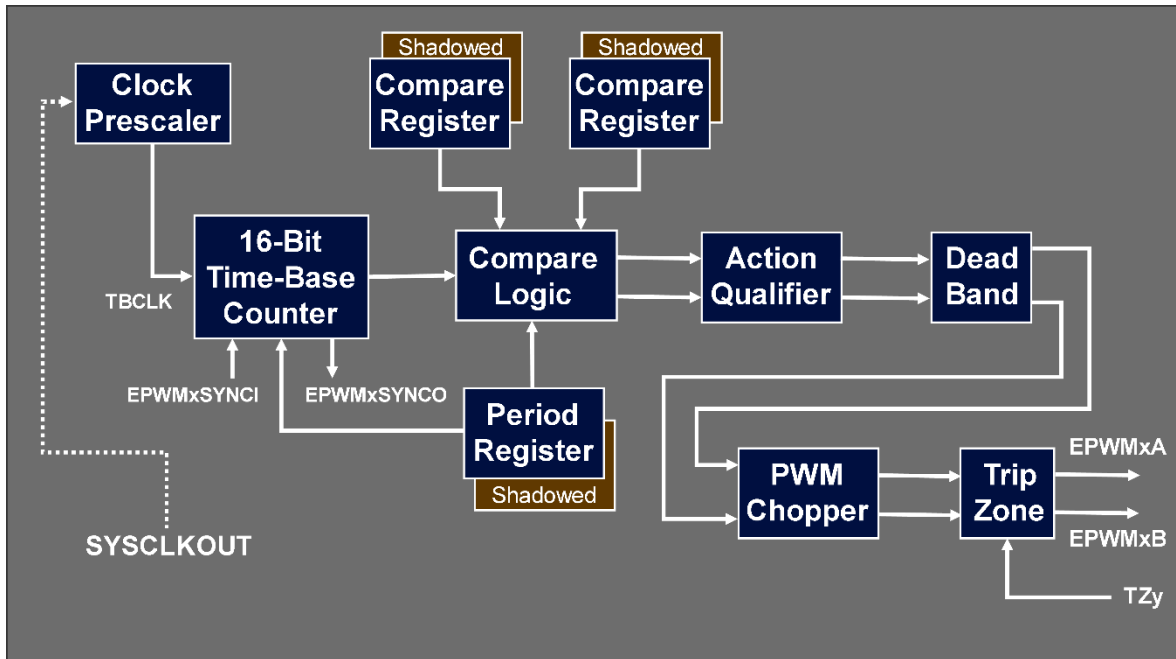


Figura 3.43 Esquema interno del módulo ePWM del microcontrolador TMS320F28335

Una vez habilitando el módulo se obtiene un contador de periodo de 16 bits que garantiza una alta resolución a la salida. Habilitado el canal de ePWM deseado solo queda configurar el periodo del contador que determinará la frecuencia de salida (TBPRD), el periodo del contador ePWM se puede configurar de tres maneras diferentes se manera rampa ascendente, rampa descendente o bien una triangular que es la suma de ambos conteos, tal y como se aprecia en la Figura 3.44.

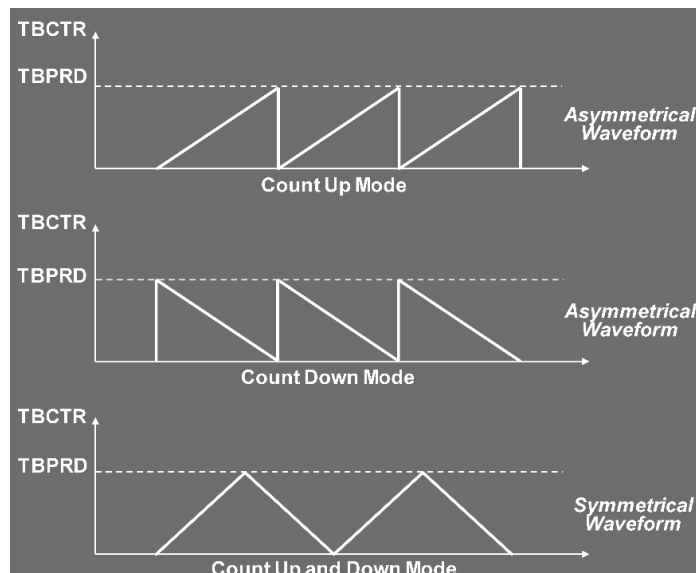


Figura 3.44 Modulador ePWM del microcontrolador TMS320F28335

Otra particularidad del microcontrolador es el poder generar un tiempo muerto mediante el software, característica importante cuando la aplicación requiere la conmutación simultánea en una rama del puente H, dando una pauta o un tiempo antes de iniciar el siguiente pulso, con esto se logra activar y desactivar los dispositivos discretos de potencia evitando cortos circuitos en la conmutación. A esto Texas instruments le llama la Dead Band (Banda muerta). El tiempo muerto que recomienda el fabricante Mitsubishi es de al menos 600ns, aunque debido a la potencia empleada para las pruebas se optó por programarle un tiempo muerto de 1 μ s.

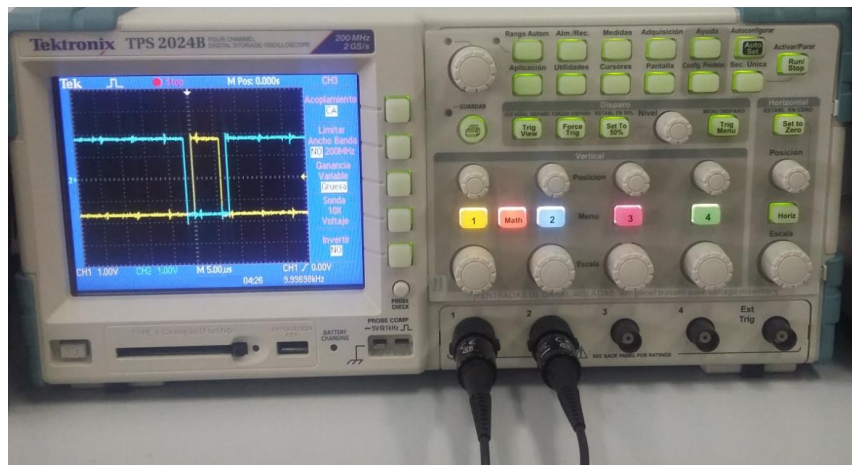


Figura 3.45 Tiempo muerto generado en el microcontrolador a 1 μ s

Capítulo IV Resultados Experimentales

4.1. Prototipo final

El producto final de este trabajo es un sistema como el que se aprecia en la Figura XXX donde se describen todos los elementos los elementos que lo conforman, entre ellos se encuentra el microcontrolador que gobernará al sistema, la tarjeta de adquisición de señales quien acondicionará los voltajes a valores que el microcontrolador pueda leerlo y no sea nocivo o pueda dañarlo, también se encuentran los sensores de corriente tanto para la corriente en el inductor como para la corriente de carga, el inductor de enlace a red, los capacitores acumuladores de tensión, el módulo de potencia compuesto de dispositivos IGBT, así como, su respectiva tarjeta de control de compuertas, por último se encuentra el interruptor de enlace a red, que también es la protección que tiene el sistema para evitar sobre corrientes. En la finalización del prototipo se propuso entregar la circuitería en un gabinete con un asilamiento IP 66 con el propósito de aislar el prototipo contra el polvo.

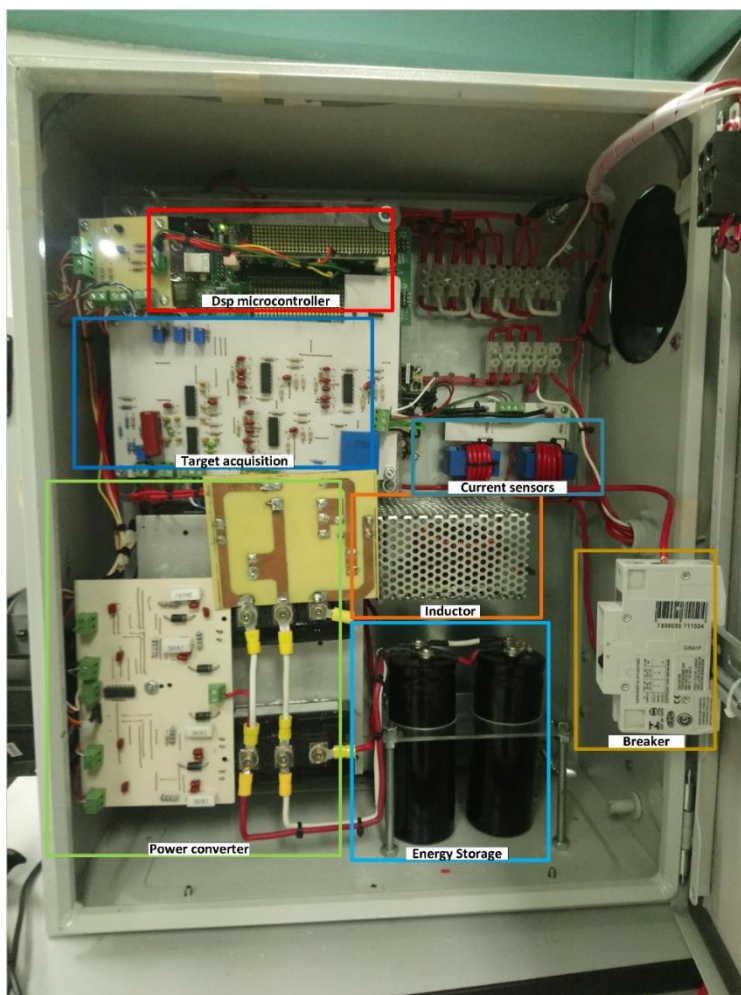


Figura 4.1 Partes del prototipo finalizado ya montado sobre el gabinete.

4.2. Cargas puestas a prueba

Para lograr poner a prueba el sistema se ha seleccionado tres tipos de cargas, la primera del tipo resistiva (arreglo de bombillas incandescentes), la segunda del tipo inductiva (motores de diferentes potencias) y una carga del tipo no lineal (Motor de corriente directa de 1 HP acoplado a un motor eléctrico de CA), además se han conectado en paralelo cada una de las cargas con sus respectivos interruptores tal y como se observa en el diagrama de la Figura XXX.

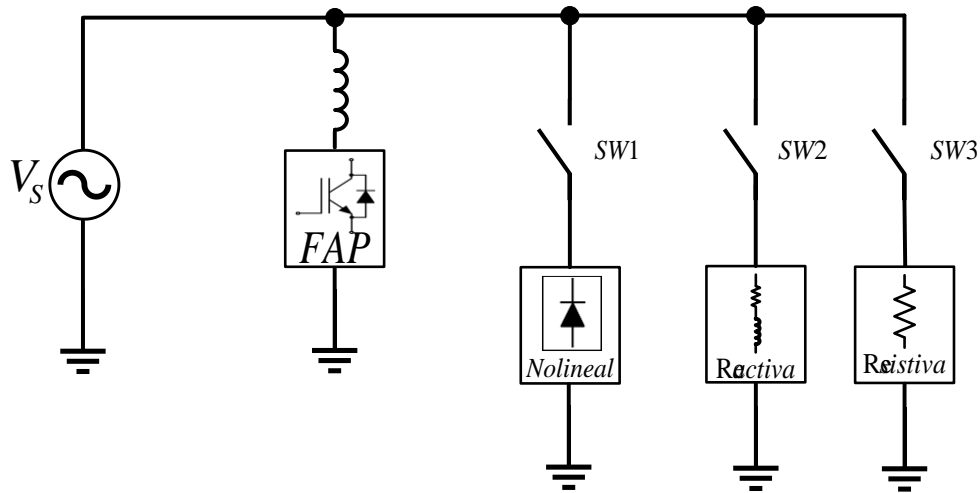


Figura 4.2 Diagrama del set donde se ejecutarán las pruebas

Las cargas en el sistema físicamente se aprecian en la figura XXX donde se observan dos motores de inducción monofásicos que demanda una potencia total de 1500w, además se aprecia un motor de 1Hp de corriente directa acoplado mecánicamente en a un motor de CA con el propósito de aumentar la demanda de corriente y por ende una mayor carga no lineal.

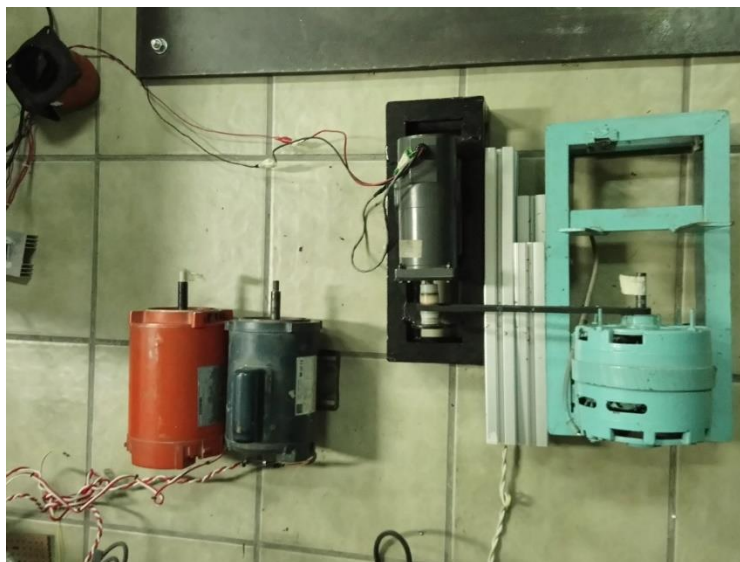


Figura 4.3 Banco de cargas reactivas y activas

4.3. Set de pruebas

Para validar la correcta operación del equipo diseñado e implementado se ha montado un banco de pruebas donde se analizarán los resultados obtenidos aplicando diferentes tipos de cargas, los equipos de medición donde se verificarán los resultados es un osciloscopio de la marca Lecroy con sus respectivas puntas de corriente propias de la marca, puntas diferenciales de tensión de alto voltaje de fabricante HP Agilent, analizador de calidad de energía Fluke, y analizador de calidad de energía de fabricante Gfuve, en la Figura XXX se puede apreciar las herramientas utilizadas para la obtención de los resultados mostrados en este documento.



Figura 4.4 Laboratorio donde ejecutaron las pruebas para observar y analizar el funcionamiento del FAP

4.3. Resultados obtenidos

Para mostrar el funcionamiento del algoritmo de obtención de la corriente no activa, lo primero que se realizó fue conectar una carga no lineal y correr el firmware de control hasta el bucle donde hace el cálculo de la potencia no activa para verificar que correctamente se estaba realizando el computo, en la Figura 4.5 se logra apreciar la extracción de la señal procedente del cómputo interno del microcontrolador, este proceso se realizó mediante la

habilitación del canal ePWM1a (señal amarilla) y el canal ePWM1b (señal azul), sin embargo, debido a que a la salida se del microcontrolador solo se logra ver una señal digital con un ciclo de trabajo variable el método que se usó para reconstruir la señal (volverla analógica) fue la implementación de un filtro pasa bajas RC con una frecuencia de corte a 2.5 KHz, que representa un cuarto de la frecuencia de conmutación PWM. Para obtener la señal resultante (señal roja) que es la suma de ambos canales PWM, fue necesario procesada mediante la función matemática del osciloscopio.

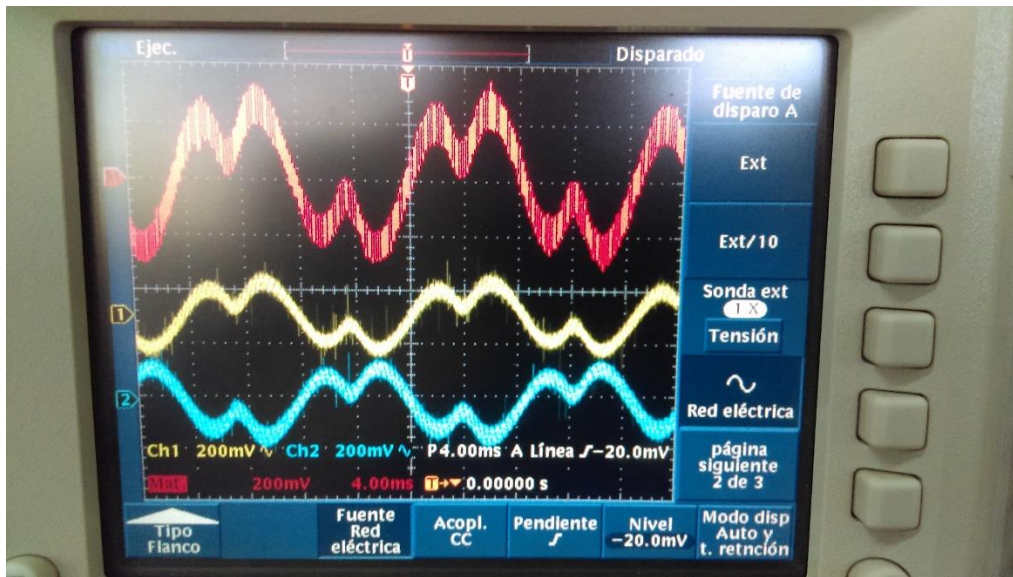


Figura 4.5 Señales correspondiente a la lectura de la potencia no activa visualizadas a través de la reconstrucción de mediante un filtro pasa bajas.

Teniendo la certeza de obtener los resultados del cómputo de la corriente no activa, el siguiente paso a seguir fue el enganchamiento del sistema a la red eléctrica, para ello se hicieron múltiples pruebas en las cuales se concluyó que una sintonización suave en el control de carga de los capacitores, es decir una ganancia pequeña en K_p y una ganancia elevada de K_i disminuyen el sobre tiro de enganchamiento a la red eléctrica, esto es debido a que al aumentar la ganancia de K_p en combinación con un tiempo de muestreo igual a la frecuencia de conmutación demanda un mico de corriente altamente elevado a la red, corriente pasa a través del puente H de IGBTs lo cual, si es mayor a la corriente permitida por el puente H ocasiona un deterioro del dispositivo o el peor de los casos la destrucción del dispositivo. Lo dicho anteriormente se muestra en la figura 4.6, donde se aprecia a V_S que es el voltaje de línea y la corriente de línea está representada por i_S .

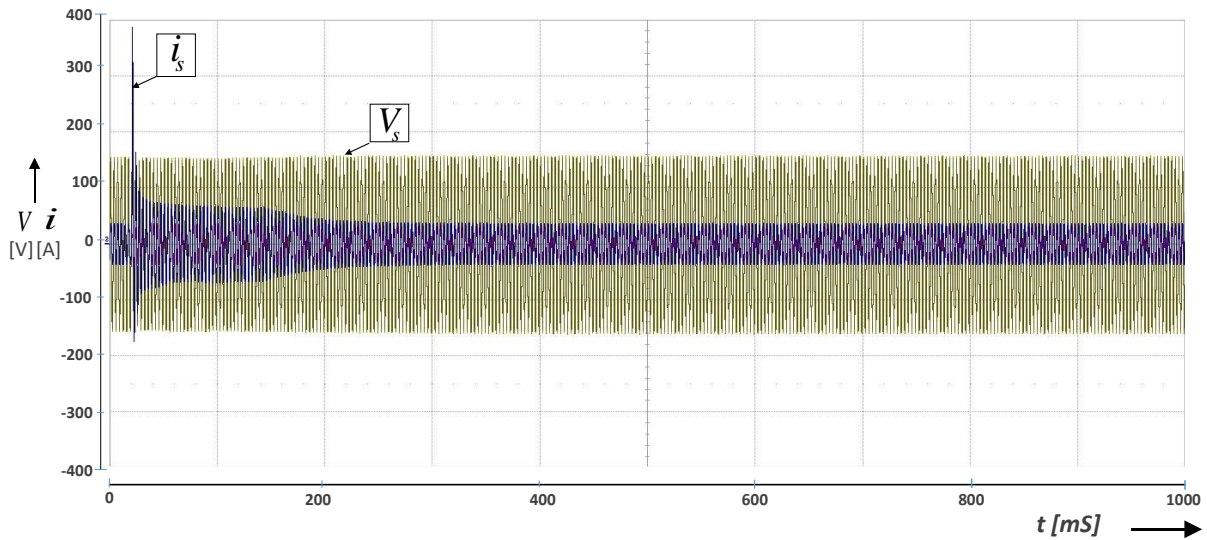


Figura 4.6 Respuesta transitoria de la demanda de corriente durante la sincronía del equipo con la red eléctrica, sin ajustar las ganancias del control de carga de los capacitores .

La siguiente prueba se realizó ajustando las ganancias K_p y K_i del controlador de voltaje disminuyendo el sobre tiro de corriente demandada a la línea, donde el sobre impulso no rebasa los 200 volts cuyo valor de tensión es permitido por los dispositivos de potencia, el resultado obtenido se muestra en la Figura 4.7.

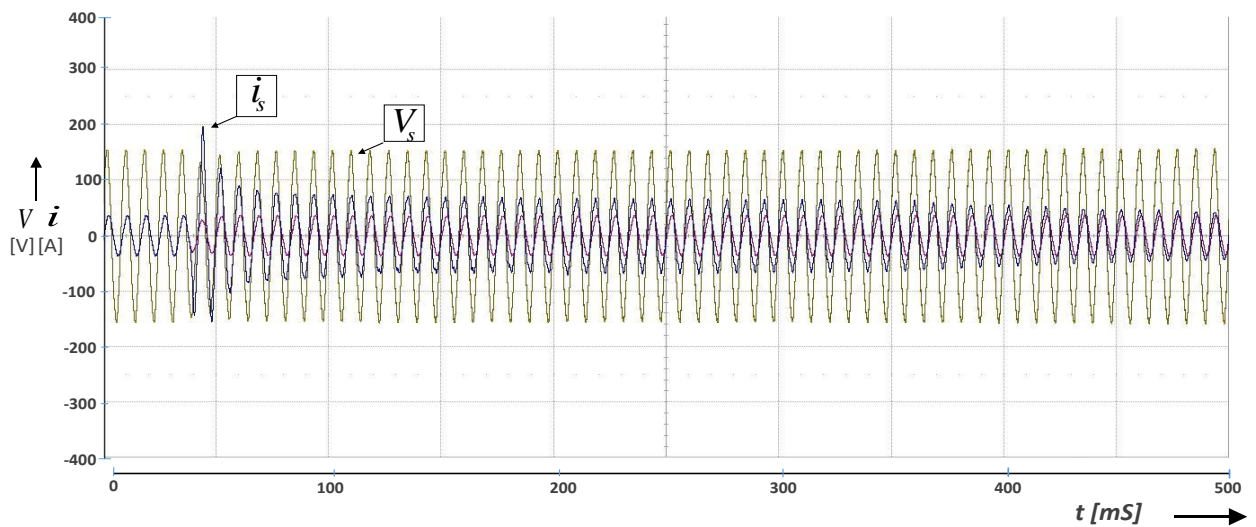


Figura 4.7 Respuesta transitoria de la demanda de corriente durante la sincronía del equipo con la red eléctrica, una vez ajustadas las ganancias del control de carga de los capacitores.

El enganchamiento o sincronización del sistema a la red eléctrica se muestra en la figura 4.8 donde se puede apreciar que apesar de que lleva un sentido la corriente eléctrica el sistema es capaz sincronizarse con la línea, esto es debido a la referencia unitaria vista en el capítulo 2 y que a diferencia de no usar un algoritmo PLL el sistema responde correctamente.

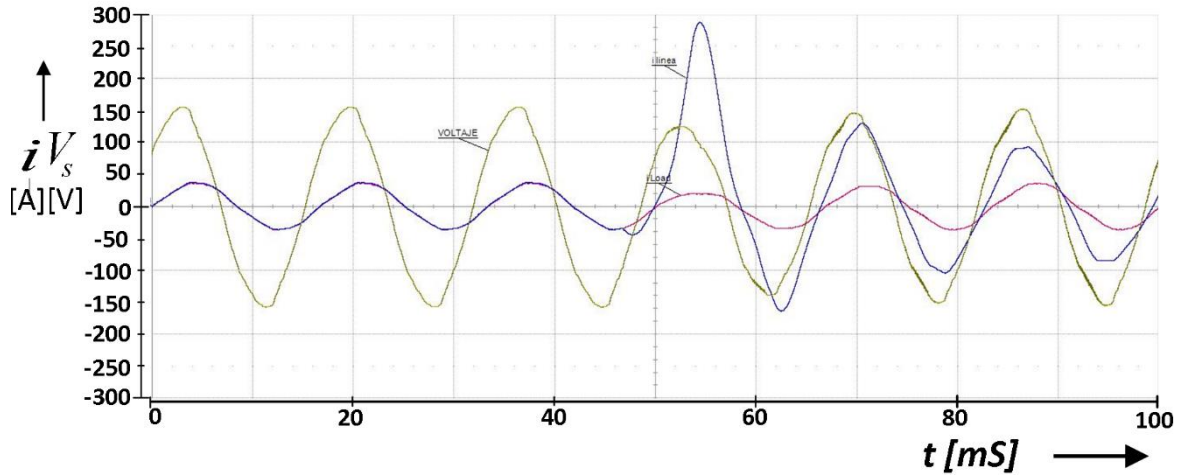


Figura 4.8 sincronización de la corriente del equipo hacia la red

En la figura 4.9 se muestra el acople del filtro a la red donde se logra apreciar mejor el fenómeno descrito anteriormente donde en el grafico superior se muestra el voltaje y la corriente de línea y en el grafico inferior se muestra la carga de los capacitores ante el valor de referencia programado que fue de $360V_{dc}$. También se muestra el proceso que lleva la carga de capacitores, por medio de una carga suave de voltaje y al par que va cargando los capacitores va disminuyendo la corriente demandada a la línea hasta llegar al punto de referencia programado.

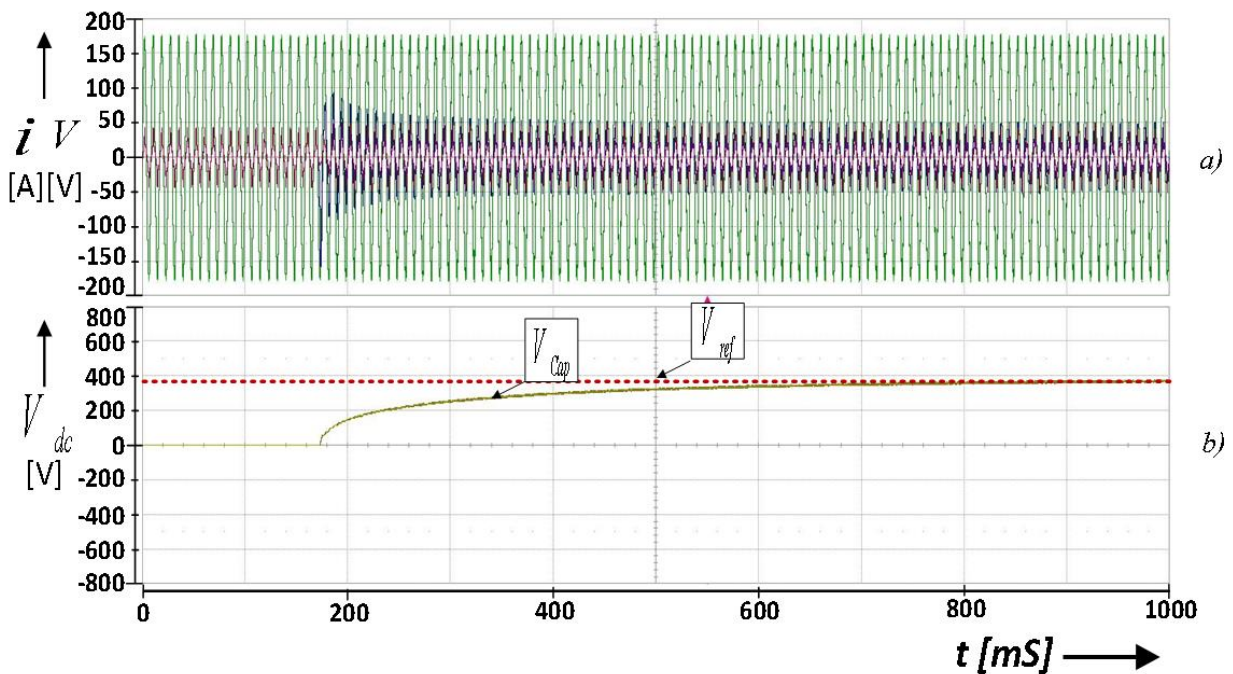


Figura 4.9 Respuesta del sistema durante el acople a red del sistema, a) respuesta temporal de las variables de voltaje y corriente, b) voltaje de carga de los capacitores al valor de referencia programado.

Teniendo el sistema sintonizado realizando los ajustes necesarios para la correcta operación del dispositivo, para esta prueba fue necesario conectar una carga del tipo inductiva que cuyos resultados se aprecian en la Figura 4.10 donde V_s representa al voltaje de línea (señal amarilla), i_s a la corriente que se demanda a la fuente (señal azul) y la corriente que consume la carga i_L (señal roja). El resultado fue una compensación del factor de potencia aun valor cercano a la unidad.

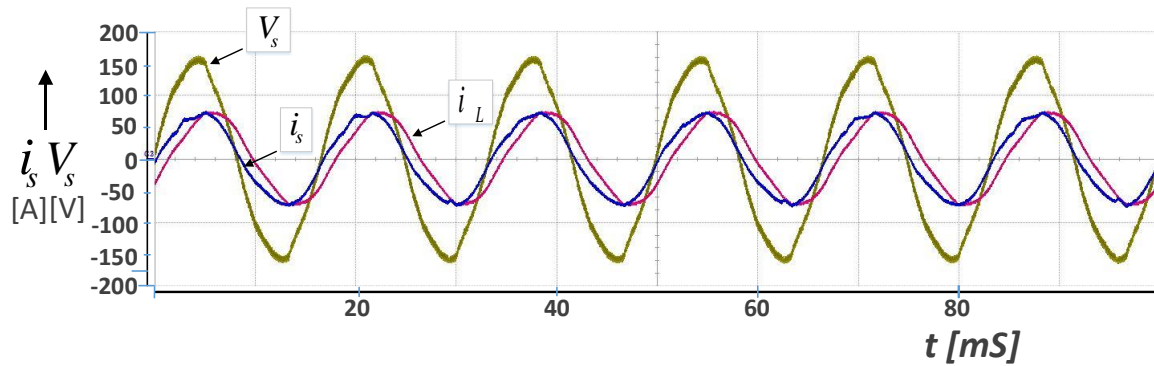


Figura 4.10 Resultados de la compensación del FAP, ante una carga reactiva, donde V_s es el voltaje de la fuente, i_s es la corriente de la fuente y i_L es la corriente de carga.

Para demostrar el comportamiento del sistema para la corrección cargas no activas, y demostrar lo que expresa Fryze “la compensación del factor de potencia aún en condiciones no senoidales de corriente” en su teoría se conectó una carga no activa obteniendo los resultados mostrados en la figura 4.11 donde el V_s representa al voltaje de línea (señal verde), i_s a la corriente que se demanda a la fuente (señal azul) y la corriente que consume la carga i_L (señal roja). El resultado tal y como lo dice Fryze el factor de potencia se vuelve unitario y además trata volver senoidal la forma de onda de la corriente de línea.

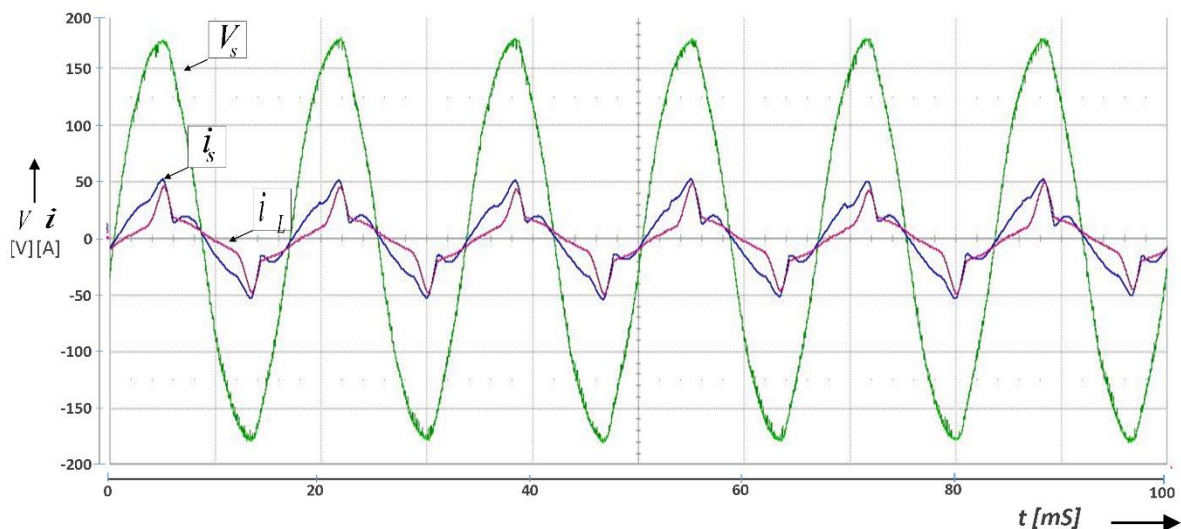


Figura 4.11 Resultados de la compensación del FAP, ante una carga no activa, donde V_s es el voltaje de la fuente, i_s es la corriente de la fuente y i_L es la corriente de carga.

Capítulo V Conclusiones y Trabajos futuros

5.1. Conclusiones

Durante el desarrollo de este trabajo se obtuvieron resultados experimentales de un filtro activo de potencia monofásico de estado sólido que fue diseñado para una carga efectiva de 20 KVA, sin embargo, solo se llegó a un valor de 5000 KVA ya que es la capacidad máxima que puede soportar las instalaciones eléctricas del laboratorio. Para corroborar el funcionamiento se desarrolló un sistema electrónico integral que abarcó desde la electrónica analógica para acondicionar las señales de adquiridas, pasando por los drivers de potencia que hacen conmutar a los dispositivos discretos de potencia que, en el caso particular de este trabajo fueron del tipo IGBT, concluyendo que, en la parte experimental surgen varios factores que no se contemplan en el diseño, como lo es; un ruteo de pistas anti interferencias electromagnéticas (EMI) en la PCB, cuando se elaboran circuitos impresos es crucial tener en mente que el cobre en la placa interactúa con muchos otros conductores, que llevan información a lo que conlleva a la mezcla de señales en el circuito, estas pueden inducirse o conducirse, dependiendo de la magnitud y la forma de onda, por ello es necesario tener en cuenta implementar formas que finalicen con este tipo de interferencias debido a que si se hace un buen ruteo se puede ahorrar la implementación de filtro pasa bajas que aumentan el número de componentes pasivos y la posibilidad del desfase de las señales en la PCB. Además, consultando en la teoría para un ruteo efectivo en sistemas electrónicos, se menciona que menos susceptible atender el problema de interferencias electromagnéticas si se incrementa el número de pistas en la PCB de al menos 4 capas, aunque lo más recomendado son 6 y en al menos en dos capas lleve el plano de tierras y voltaje de alimentación.

En la implementación, otro factor que determinó la culminación de este trabajo, fue el dominio de la plataforma digital ya que el uso de plataformas de procesamiento digital facilita el tratamiento de las señales en el firmware, disminuyendo el costo en componentes electrónicos e incrementando significativamente la fiabilidad del sistema.

Durante las pruebas realizadas se logró observar el funcionamiento de la teoría de Fryze concluyendo la veracidad de la corrección del factor de potencia, aún bajo condiciones no senoidales de corriente y aunque la teoría es da resultados significativamente buenos, aun se puede mejorar el desempeño del sistema mediante la búsqueda de otras teorías y comparar el desempeño de cada una de ellas.

Con respecto la etapa de potencia se observó que durante la implementación el tener un circuito snubber mejora significativamente el desempeño ante los sobre impulsos generados por la conmutación de los interruptores discretos junto con inductancias parasitas del módulo IGBT y la inductancia de la bobina de acople a red. El haber hecho pruebas de diferentes topologías del circuito snubber permitió tener un mejor panorama del desempeño de cada una de estas y elegir la que mejor desempeño tuvo.

5.2. Trabajos futuros

Durante el desarrollo de este prototipo se encontró con diferentes desafíos que quedan pendientes por resolver, el primero es la búsqueda e implementación de más teorías para comparar el funcionamiento del sistema que desarrolló con otras teorías que desempeñan el mismo fin. Para estas pruebas se implementará tanto para el caso trifásico, así como para el caso monofásico, buscando siempre el sistema más óptimo teniendo en mente las variables, calidad de energía, costo y durabilidad.

En la elaboración del módulo de potencia se observó que el módulo de potencia tipo puente H no es la tecnología más apropiada para un producto final ya que no es tolerante a fallos, es decir que si alguna de las ramas deja de operar el sistema entra en un cortocircuito que imposibilita la operación del sistema. La topología que se propone es la del puente H multinivel por los beneficios operativos de su arquitectura, como lo es un menor estrés de los dispositivos discretos de potencia, mayor voltaje en el bus de corriente directa y el manejo de potencias mayores, en este prototipo se plantea la conexión y desconexión del sistema de manera automática mediante relevadores de estado sólido que hagan posible un mejor manejo de la energía, además se plantea que para esta aplicación se usen dispositivos semiconductores de carburo de silicio, disminuyendo el tamaño de componentes, aumentando la frecuencia de conmutación y haciendo el sistema mucho más eficiente.

Aunque el sistema eléctrico nacional en su mayoría es para el consumidor habitacional se pretende indagar en la investigación y el desarrollo de equipos trifásicos ya que puede manejar mayores niveles de potencia, llegando a la mayor cantidad de población con menos dispositivos operando.

En el campo de la investigación que abarca la calidad de energía se ha puesto atención a los inversores de paneles fotovoltaicos de interconexión a red, ya que estos hasta el momento no cumplen con las normas establecidas por la Comisión Reguladora de Energía por lo que actualmente usan equipos con un alto contenido armónico razón por lo que es una muy buena oportunidad para aplicar este tipo de tecnologías en la red de CFE, llevando este tipo de equipos a al mercado nacional.

Bibliografía

- [1] M. Román Lumbreras, «Filtros activos de potencia para la compensación instantanea de armonicos y energia reactiva,» Universitat Politècnica de Catalunya, Cataluña, 2006.
- [2] S. Electric, «Compensación de energía reactiva y filtrado de armónicos,» 2007.
- [3] E. Gómez Morales, «Compensación de potencia reactiva,» Instituto Politecnico Nacional, México, D.F., 2009.
- [4] C. F. d. Electricidad, «Comisión Federal de Electricidad,» Factor de potencia, [En línea]. Available:
<http://www.cfe.gob.mx/Industria/AhorroEnergia/Lists/Ahorro%20de%20energia/Attachments/3/Factordepotencia1.pdf>.
- [5] A. Hirofumi, «Active Harmonic Filters,» *Proceeding of the IEEE*, vol. 93, nº 12, pp. 2128-2141, 2005.
- [6] R. J. Valery Vodovozov, *Power Electronic Converters*, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.
- [7] ABB, «FACTS, Poderosos Sistemas Para una Transmisión Flexible de la Energía,» *ABB Review*, vol. 5, nº 5, pp. 1-3, 1999.
- [8] S. K. M. M., «DEVELOPMENT OF A LARGE VAR GENERATOR USING SELF-COMMUTATED INVERTERS FOR IMPROVING POWER SYSTEM STABILITY,» *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, nº 1, pp. 371-377, 1993.
- [9] Y. S. Y. H. T. H. M. Y. K. I., «NEW STATIC VAR CONTROL USING FORCE CONMMUTATED INVERTERS,» *IEEE Transactions on Power*, vol. 100, nº 9, pp. 4216-4224, 1981.
- [1] E. C., «“ADVANCED STATIC VAR GENERATOR EMPLOYING GTO THYRISTORS”,» *IEEE PES Winter Power Meeting,,* Vols. %1 de %2PWRS-4, nº 38, pp. 177 - 179, 1988.
- [1] N. G. H. L. G., «UNDERSTANDING FACTS Concepts And Tecnology Of Flexible AC Transmission Systems,» *IEEE PRESS*, vol. 1ST EDITION, nº 1ST EDITION, 2000.
- [1] A. R. G. Ivan., «Filtro Activo Serie Trifasico para Compensacion de Armonicos de Tension,»
2] Tesis de, Cuernavaca, Morelos, 2000.
- [1] H. akagi, «New trends in active filters for power conditioning,» *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 32, nº 6, p. 6, 1996.