
DISEÑO Y EVALUACIÓN DE UN RECTIFICADOR EN MEDIO PUNTE CON FACTOR DE POTENCIA UNITARIO



Memoria presentada como requisito para optar al título de
Ingeniero Electrónico de la Universidad Santo Tomás

Jhon Erik Navarrete Gómez

Facultad de Ingeniería Electrónica
Universidad Santo Tomás, Bogotá

Junio 2014

CopyLeft 2014 by Jhon Erik Navarrete Gómez
MATLAB® es una marca registrada de The MathWorks® , Inc.
Code Composer Studio© es una marca registrada de Texas Instruments®

DISEÑO Y EVALUACIÓN DE UN RECTIFICADOR EN MEDIO PUENTE CON FACTOR DE POTENCIA UNITARIO

Este proyecto de grado ha sido dirigido
por el Ing. **Carlos Javier Mojica Casallas**
y el M.Sc. Ing. **José Jairo Soriano Mendez**

Proyecto de grado en el área de Electrónica de Potencia
y Control Automático

Facultad de Ingeniería Electrónica
Universidad Santo Tomás, Bogotá
Junio 2014

El trabajo de grado titulado “Diseño, implementación y evaluación de un rectificador en medio puente con factor de potencia unitario”, presentado por el estudiante Jhon Erik Navarrete Gómez como requisito para optar al título de Ingeniero Electrónico de la Universidad Santo Tomás ha sido revisado y aprobado.

Ing. Carlos Javier Mojica Casallas
Director del proyecto

M.Sc. Ing. José Jario Soriano Méndez
Co-Director del proyecto

Ing. Carlos Torres
Jurado 1 del proyecto

Ing. Jorge López
Jurado 2 del proyecto

A Dios. A mis padres, Martín e Isabelina, quienes siempre me guiaron con sus sabias palabras e infundieron en mi el amor por el aprendizaje. A mi hermano Freddy por su compañía incondicional, a Ana por su apoyo y también al Ing. Carlos Mojica, por sus enseñanzas, paciencia, confianza y ayuda.

Índice

I	Preámbulos	1
1.	Introducción	3
1.1.	Introducción	3
1.2.	Planteamiento del problema	5
1.3.	Justificación	7
1.4.	Factibilidad	8
1.5.	Objetivos	8
1.6.	Presupuesto	9
1.7.	Metodología	10
1.8.	Actividades	11
1.9.	Cronograma	12
II	Fundamentos Teóricos	15
2.	Generalidades de Circuitos Eléctricos y Electrónica de Potencia	17
2.1.	Circuitos Eléctricos	17
2.1.1.	Definición del estado permanente o estable	17
2.1.2.	Promedio de energía y corriente rms	18
2.1.3.	Formas de onda de CA de estado permanente con voltajes y corrientes sinusoidales	18
2.1.3.1.	Representación fasorial	18
2.1.3.2.	Potencia, potencia reactiva y factor de potencia	19
2.1.4.	Formas de onda NO sinusoidales de estado permanente	22
2.1.4.1.	Análisis de Fourier para formas de onda periódicas	23
2.1.4.2.	Distorsión de corrientes de línea	24

2.1.4.3. Potencia y factor de potencia	26
2.2. Transistores de Potencia	27
2.2.1. Transistores de unión bipolar	27
2.2.2. MOSFET de potencia	29
2.2.3. SIT	32
2.2.4. IGBT	32
2.3. Resumen	34
3. Generalidades del Control Digital	35
3.1. Introducción	35
3.1.1. Control Continuo	36
3.1.2. Control Digital	36
3.1.2.1. Lazo abierto	37
3.1.2.2. Lazo cerrado:	37
3.2. Sistemas en tiempo discreto	37
3.3. Transformada Z	37
3.3.1. Transformada de un pulso unitario	38
3.3.2. Transformada de un Escalón Unitario	38
3.3.3. Transformada de una Secuencia Geométrica	39
3.3.4. Transformada de una Función Exponencial Muestreada	39
3.3.5. Linealidad	40
3.3.6. Traslación	40
3.3.7. Convolución	41
3.3.8. Retardo de tiempo	41
3.3.9. Valor Inicial	41
3.3.10. Valor Final	41
3.4. Transformada Z inversa	41
3.4.1. Expansión en Serie de Potencias	42
3.4.2. Fracciones Parciales	42
3.4.2.1. Polos Complejos Conjugados	43
3.5. Análisis y diseño controladores digitales	44
3.5.1. Estructuras de Control	44
3.5.1.1. Feed-Back	44
3.5.1.2. Feed-Forward	45
3.5.2. Características del proceso controlado	47
3.5.2.1. Estado Transitorio	53
3.5.2.2. Estado Estable	53

3.6. Resumen	54
4. Estado del Arte	55
4.1. Introducción	55
4.2. Contextualización	57
4.3. Configuraciones	59
4.3.1. Clasificación Basada en su Topología	60
4.3.1.1. Convertidores Boost Unidireccionales	60
4.3.1.2. Conversores Boost Bidireccional	63
4.3.1.3. Convertidores Buck Unidireccionales	64
4.3.1.4. Convertidores Buck Bidireccionales	65
4.3.1.5. Convertidores Buck-Boost Unidireccionales	67
4.3.1.6. Convertidores Buck-Boost Bidireccionales	68
4.3.1.7. Convertidores Multinivel Unidireccionales	69
4.3.1.8. Convertidores Multinivel Bidireccionales	70
4.3.2. Clasificación Basada en el Convertidor	71
4.4. Estrategias de Control	72
4.5. Integración de IPQCS para Aplicaciones Especificas	75
4.6. Otras Opciones de Mejora de la Calidad Energética	77
4.7. Consideraciones de Selección de IPQCS para Aplicaciones Es- pecíficas	78
4.8. Últimas Tendencias y desarrollos futuros	79
III Metodología de Diseño	81
5. Modelo Matemático del Convertidor	83
5.1. Introducción	83
5.2. Método generalizado de promediado para conversión de cir- cuitos de potencia	84
5.2.1. Promedio Generalizado	85
5.3. Introducción de la topología propuesta	88
5.4. Análisis de la topología	89
5.5. Ecuaciones y modelo de señal grande	91
5.6. Ecuaciones de señal pequeña	95
5.7. Cambio de variables: Voltaje de suma y de resta	95
5.7.1. Modelo de señal grande con el voltaje de suma y de resta	98
5.7.2. Diseño del compensador de la corriente	101

5.8. Cálculo de H, el punto de operación fijo del circuito	105
5.9. Ecuaciones y modelado del voltaje de suma y resta	108
5.10. Diseño de compensadores para la suma y diferencia de V1 y V2	112
6. Simulaciones, Pruebas y Resultados	117
6.1. Resultados de la compensación de la corriente	118
6.2. Resultados de la compensación de la corriente y el voltaje de resta	120
6.3. Resultados de la compensación de la corriente, el voltaje de resta y voltaje de suma	122
6.3.0.1. Compensador con alta atenuación a 60Hz y 120Hz	122
6.3.0.2. Compensador con baja atenuación a 60Hz y 120Hz	125
6.3.0.3. Resultados Experimentales	128
Conclusiones	131
Anexo 1: Código del CCS	133
Bibliografía	143

Índice de figuras

1.1. Diagrama de Gantt del cronograma.	14
2.1. Circuito inductivo y sus gráficos de voltaje y corriente respec- tivos.	19
2.2. Análisis de Fourier.	23
2.3. Distorsión de corriente de línea	24
2.4. Tipos de transistores de unión bipolar.	27
2.5. Transistor como interruptor y su recta de carga.	28
2.6. Representación de los MOSFET.	30
2.7. Característica de transferencia de los MOSFET.	31
2.8. Representación y circuito equivalente de un IGBT.	33
2.9. Estructura de un IGBT.	33
3.1. Pulso Unitario muestreado.	38
3.2. Escalón Unitario muestreado.	39
3.3. Exponencial Decreciente muestreada.	40
3.4. Lazo Cerrado con utilización de computador.	44
3.5. Diagrama de bloques controlador FeedForward.	46
3.6. Espirales para una ζ constante.	49
3.7. Curvas para $\zeta\omega_n$ constantes.	50
3.8. Curvas para ω_n constante.	51
3.9. Región donde deberán estar los polos para cumplir con los criterios de diseño.	52
4.1. Clasificación basada en la topología del sistema del IPQC. . .	60
4.2. Clasificación basada en el convertidor del IPQC	61
4.3. Tipos de convertidores Boost Unidireccionales.	62
4.4. Tipos de convertidores Boost Bidireccionales.	63

4.5. Tipos de convertidores Buck Unidireccionales.	65
4.6. Convertidores Buck Bidireccionales.	66
4.7. Tipos de convertidores Buck-Boost Unidireccionales.	67
4.8. Convertidor Buck-Boost Bidireccional.	69
4.9. Tipos de convertidores Multinivel Unidireccionales.	70
4.10. Tipos de convertidores Multinivel Bidireccionales.	71
5.1. PFC en configuración de medio puente.	89
5.2. Circuito equivalente señal grande.	93
5.3. Comparación de respuestas entre el modelo conmutado y pro- mediado.	94
5.4. Circuito equivalente señal grande con cambio de variables.	99
5.5. Comparación de respuestas entre el modelo conmutado y pro- mediado con el cambio de variables.	100
5.6. Familia de curvas para la corriente en el dominio continuo.	104
5.7. Familia de curvas para la corriente en el dominio discreto te- niendo en cuenta el ZOH.	104
5.8. Familia de curvas para la corriente en el dominio discreto te- niendo en cuenta el ZOH y el retardo.	105
5.9. Circuito equivalente, lazo de corriente ideal.	109
5.10. Familia de curvas para el voltaje de suma y resta.	114
5.11. Circuito compensado en corriente, voltaje de suma y voltaje de resta.	115
6.1. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	118
6.2. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	119
6.3. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	120
6.4. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	121
6.5. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	122
6.6. Magnitud de los primeros armónicos de la señal de la corriente junto al valor de distorsión armónica total.	123
6.7. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	124
6.8. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	125
6.9. Magnitud de los primeros armónicos de la señal de la corriente junto al valor de distorsión armónica total.	126
6.10. Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.	127
6.11. Diagrama de flujo de la carga en los condensadores.	128
6.12. Mediciones reales de las variables del circuito.	129

Índice de Tablas

1.1. Presupuesto del proyecto.	9
3.1. Errores de estado Estable para diferentes tipos de sistemas. .	54

Parte I

Preámbulos

Capítulo 1

Introducción

*Elige un trabajo que te guste y no
tendrás que trabajar ni un día de tu vida.*

Confucio (551AC - 478AC)

RESUMEN: En el presente capítulo se mostrará una breve explicación acerca de los aspectos motivaron a la realización del proyecto, así como también un cronograma en el que se organizarán las fechas propuestas para la realización del mismo.

1.1. Introducción

El diseño de fuentes de alimentación en el contexto de la eficiencia energética ha sido siempre una tarea algo dispendiosa. Pero al igual que muchos de los problemas tradicionales, este no ha sido una excepción para proponer nuevas soluciones. Las normas reglamentarias que regulan los niveles de eficiencia están en constante cambio, así que estas deben ser satisfechas. La primera fase de estos cambios se ha centrado en la mejora de los niveles de consumo de energía en espera, es decir, el “modo pasivo”. Los demás cambios están abordando el problema más difícil, el de mejorar los niveles de eficiencia en “modo activo”.

Hoy en día, los equipos eléctricos en Europa y Japón deben cumplir con la norma IEC61000-3-2. Este requisito debe aplicarse a la mayoría de los aparatos eléctricos con una potencia de entrada de 75 watts o mayor, esta norma específica la amplitud máxima de cada uno de los armónicos en

la línea teniéndose en cuenta principalmente hasta hasta el número 39. Las normas son muy estrictas¹ y se necesita el esfuerzo conjunto de los fabricantes, proveedores e ingenieros para proporcionar soluciones que satisfagan los nuevos desafíos. En medio de estas tendencias, la corrección del factor de potencia más conocida como “PFC”, se destaca como el mayor punto de inflexión en el diseño de sistemas de suministro de energía en los últimos años.

Con el aumento de los niveles de potencia para todos los equipos y la ampliación de la aplicabilidad de las normas de reducción de armónicos, más y más diseños de fuentes de alimentación están incorporando su respectiva corrección al factor de potencia. Los diseñadores se enfrentan a la difícil tarea de incorporar la etapa PFC adecuada mientras se cumplen los requisitos reglamentarios como la eficiencia del modo activo y límites de EMI².

Las opciones para corregir el factor de potencia van desde circuitos pasivos a una gran variedad de circuitos activos, por lo que la solución apropiada para cada caso dependerá de la potencia a suministrar. Los avances en los semiconductores durante los últimos años, junto con la disponibilidad de circuitos integrados de control a un bajo precio, han hecho que las soluciones activas de PFC se hayan extendido a una amplia gama de aplicaciones. Al evaluar las soluciones de los PFC, es importante tener en cuenta el costo de la implementación completa del sistema así como también su rendimiento[1].

En este trabajo se presentará una visión general de convertidores de una sola etapa, se espera que este esfuerzo pueda ayudar a los lectores en la elección de un PFC adecuado, para la respectiva aplicación en la que se vaya a trabajar. Este proyecto de grado se enfocará en el diseño y la construcción de un rectificador de 500 W en configuración de medio puente con factor de potencia cercano a la unidad. Se proporcionarán directrices en el diseño del mismo, así como una explicación paso a paso de su construcción.

¹Muchos de los requisitos de eficiencia energética llevan como requisito la corrección del factor de potencia (PFC) como el Energy Star 5.0 para ordenadores y Energy Star 2.0 para fuentes de alimentación externas.

²Interferencia electromagnética, hace referencia a cualquier señal o emisión radiada en el espacio o conducida a través de un cable de alimentación, que pone en peligro el funcionamiento de la navegación por radio u otro servicio de seguridad. También puede degradar, obstruir o interrumpir seriamente y de forma repetida un servicio de comunicaciones por radio.

1.2. Planteamiento del problema

Todos los aparatos eléctricos que suministran energía ya sea en forma de luz, calor, sonido, rotación, movimiento u otro, consumen una cantidad de energía eléctrica mayor o equivalente a la entregada directamente de la fuente a la cual están conectados de acuerdo a su eficiencia. A la energía consumida se le denomina “Activa”, la cual se registra en los medidores y es facturada al consumidor por las respectivas empresas de suministro eléctrico. Algunos aparatos, debido a su principio de funcionamiento, toman de la fuente de electricidad una cantidad de energía mayor a la que registra el medidor, una parte de esta energía es la ya mencionada energía Activa, y la parte restante se le denomina energía “Reactiva”.

La energía reactiva no es una energía realmente consumida en la instalación, ya que no produce trabajo útil debido a que su valor medio es nulo, aparece en una instalación eléctrica en la que existen bobinas o condensadores, y es necesaria para crear campos magnéticos y eléctricos en los componentes anteriormente mencionados.

La energía total (formada por la Activa y la Reactiva) que es tomada de la red eléctrica se denomina “Aparente” y es la que finalmente debe ser transportada hasta el punto de consumo. La energía que toman los aparatos de la fuente, es normalmente alterna que debe ser convertida a continua en muchas aplicaciones, esta conversión puede provocar entre otros, el desfaseamiento de la corriente así como también la pérdida de su forma sinusoidal provocando un factor de potencia bajo[2].

El hecho de transportar una energía mayor a la que realmente se consume, impone la necesidad de que los conductores, transformadores y demás dispositivos que participan en el suministro de esta energía sean más robustos, por lo tanto se eleva el costo del sistema de distribución, además el efecto resultante de una enorme cantidad de usuarios en esta condición, provoca que disminuya en gran medida la calidad del servicio de electricidad (altibajos de tensión, cortes de electricidad, etc).

Por estos motivos, las compañías de distribución eléctrica, toman medidas que tienden a compensar económicamente la corrección del factor de potencia, o por el contrario penaliza al usuario facturando la utilización de energía Reactiva. De esta manera inducen a los usuarios a que corrijan sus instalaciones y generen un mínimo de energía Reactiva.

Las instalaciones eléctricas que operan con un factor de potencia menor a la unidad, afectan a la red eléctrica tanto en alta tensión como en baja

tensión, además tiene las siguientes consecuencias en la medida que el factor de potencia disminuye:

1. Incremento de las pérdidas por efecto joule:

La potencia que se pierde por calentamiento está dada por la expresión I^2R donde I es la corriente total y R es la resistencia eléctrica de los equipos (bobinados de generadores y transformadores, conductores de los circuitos de distribución, etc). Las pérdidas por efecto Joule se manifestarán en:

- Calentamiento de los cables.
- Calentamiento en los embobinados de los transformadores de distribución.
- Disparo sin causa aparente de los dispositivos de protección, tales como breakers o fusibles.

2. Sobrecarga en los generadores, transformadores y líneas de distribución:

El exceso de corriente debido a un bajo factor de potencia, ocasiona que los generadores, transformadores y líneas de distribución, trabajen con cierta sobrecarga y reduzcan su vida útil, debido a que estos equipos se diseñan para un cierto valor de corriente y para no deteriorarlos se deben operar sin que éste se supere[3].

3. Aumento de la caída de tensión:

La circulación de corriente a través de los conductores ocasiona una pérdida de potencia transportada por el cable, resultando en un insuficiente suministro de potencia a las cargas reactivas, las cuales pueden tener una reducción en su potencia de salida en el caso de que el transformador de suministro se encuentre casi a plena carga. Esta caída de voltaje afecta a:

- Los embobinados de los transformadores de distribución.
- Los cables de alimentación.
- Sistemas de protección y control.

Considerando lo expuesto, surge el planteamiento acerca de la conveniencia de corregir el Factor de Potencia en una instalación. Una instalación no compensada, seguramente ya está pagando o muy pronto deberá comenzar a pagar recargos en su facturación por consumo de electricidad.

El costo total de la compensación³ es prácticamente despreciable frente al costo de la instalación propiamente dicha o de los artefactos conectados a la misma, además el trabajo completo incluyendo materiales se amortiza en unos pocos meses con el ahorro del pago de la penalización o el recargo. De lo anterior, se resalta que la corrección del Factor de Potencia es de vital importancia y también que se requieren cálculos de ingeniería precisos y la experiencia de profesionales adecuados para diseñarlo e implementarlo.

1.3. Justificación

En libros, artículos y otros medios se define a la energía como la capacidad de efectuar trabajo. La capacidad de aprovechar y controlar dicha energía determina el potencial productivo en la industria así como también el continuo avance en la calidad de vida de la sociedad.

Desde el inicio de los procesos industriales, se ha creado la necesidad de construir sistemas y algoritmos que permitan controlar eficientemente las características de operación de los dispositivos que lo constituyen, para tal efecto, se han diseñado diferentes metodologías que han facilitado el mejoramiento de los sistemas generales de producción.

La corrección del factor de potencia da forma a la corriente de entrada en las fuentes de alimentación, para así maximizar la potencia real disponible de la red eléctrica. Idealmente, el sistema debe presentar una carga que emula una resistencia pura, en cuyo caso la potencia reactiva consumida por el sistema es cero.[4]

Inherente a este escenario, hay ausencia de armónicos en la corriente de entrada porque la corriente es una réplica perfecta de la tensión de entrada, que por lo general es una onda sinusoidal y está exactamente en fase con ella. En este caso la corriente extraída de la red eléctrica está en el mínimo para mantener la potencia real necesaria de realizar el trabajo requerido. Esto minimiza las pérdidas asociadas no sólo con la distribución de la potencia, sino también con la generación de la misma. La ausencia de armónicos también minimiza la interferencia con otros dispositivos que se alimentan de la misma fuente.

³**Resolución CREG-082 de 2002. Artículo 11°: Transporte de energía reactiva.** En caso de que la energía reactiva consumida por un Usuario, sea mayor al cincuenta por ciento (50 %) de la energía activa (kWh) que le es entregada en cada periodo horario, el exceso sobre este límite, en cada periodo, se considerará como energía activa para efectos de liquidar mensualmente el cargo por uso del respectivo sistema, de acuerdo con lo contenido en el Anexo No. 4 de esta Resolución.

Para realizar el PFC se estudiarán técnicas de control digital y con la implementación de estas es posible reducir costos, disminuir el consumo de energía y alcanzar tiempos mínimos para estabilizar las variables según como se hayan priorizado previamente. También es posible definir rangos admisibles para las variables de interés, como por ejemplo los definidos por la potencia máxima, los niveles de saturación de actuadores, los umbrales de seguridad para las variables, etc⁴.

1.4. Factibilidad

La Universidad Santo Tomás incentiva este tipo de proyectos investigativos y genera un gran apoyo a los mismos ya que proporciona las herramientas necesarias para la realización del trabajo de grado. El proyecto requiere conocimientos en electrónica de potencia y control automático que no se abordan durante el pregrado, sin embargo, los directores del proyecto, el Ing. Carlos Javier Mojica y el M.Sc.Ing. José Jairo Soriano pueden proporcionar la experiencia y el conocimiento necesario en el área de electrónica de potencia y control automático respectivamente, para de esta manera garantizar el éxito del proyecto.

Los resultados de este proyecto serán usados principalmente por aquellos grupos de investigación y desarrollo ligados al desarrollo de la electrónica de potencia y el control de la Universidad Santo Tomás y en general a todos aquellos que estén interesados en los temas pertinentes.

1.5. Objetivos

Objetivo General

Diseño y control de un rectificador de 500W, en configuración medio puente con factor de potencia mayor o igual a 0.98.

Objetivos Específicos

1. Diseñar el sistema de control digital apropiado para el rectificador.
2. Utilizar el SIMULINK de MATLAB® para la simulación del control del rectificador.

⁴Tomado y adaptado de Revista Electroindustria, Abril de 2004

3. Conocer y diseñar los drivers necesarios para el adecuado funcionamiento del rectificador.
4. Determinar los criterios de rendimiento en el controlador digital, desde los cuales se realizará la evaluación de resultados.
5. Documentar las características y el comportamiento del controlador basado en el estudio de los criterios de evaluación propuestos en el anterior objetivo.

1.6. Presupuesto

Para la ejecución de este proyecto de grado no se gastará dinero, sin embargo para una futura realización del mismo se anexará la Tabla 1.1 que detalla los items necesarios para la implementación, se debe tener en cuenta que los valores allí consignados suponen la compra de todos los insumos necesarios para la ejecución del proyecto.

PRESUPUESTO DEL PROYECTO	
Descripción	Costo
Mano de obra (Total)	\$ 6'000.000 pesos
Materiales	\$ 300.000 pesos
Circuitos Impresos	\$ 250.000 pesos
Software	
Matlab R2012a	\$ 100.000 pesos
Cadence OrCAD 16.6	\$ 400.000 pesos
Code Composer Studio 6.0	\$ 100.000 pesos
Equipos de laboratorio	
Multimetro	\$ 200.000 pesos
Osciloscopio	\$ 2'000.000 pesos
Fuente DC	\$ 1'500.000 pesos
Papelería	\$ 100.000 pesos
Imprevistos	\$ 300.000 pesos
TOTAL	\$ 11'250.000

Tabla 1.1: Presupuesto del proyecto.

El proyecto está programado para realizarse en un periodo de seis (6) meses, en la mano de obra se presupuestó un salario de \$1'000.000 pesos para la persona que trabaje en el mismo. De la misma manera se mencionó en la *Factibilidad* del proyecto que la Universidad Santo Tomás permite

el préstamo de las herramientas y el software necesarios. Por lo cual, al realizarse este proyecto, el costo estimado es de solo \$950,000 pesos que corresponden a los *Materiales, Circuitos Impresos, Papelería e Imprevistos*.

1.7. Metodología

El desarrollo del presente proyecto se llevará a cabo, en las etapas generales enunciadas a continuación:

1. **Preparación, redacción y elaboración del documento sobre el trabajo que se realizará:**

Esta etapa comienza con la redacción del anteproyecto y concluye con la entrega del documento final.

2. **Selección de la topología de PFC ha implementar:**

Se hará una observación general de diferentes topologías de PFC, señalando así algunas de sus ventajas y desventajas. Una vez hecho esto se escogerá el PFC que se construirá.

3. **Modelado y análisis del PFC escogido:**

Esta etapa consiste en la delimitación del modelo en función de los fenómenos que resultan relevantes de acuerdo al problema que se quiere resolver, en este caso la corrección del factor de potencia. Esta es una etapa que no puede sistematizarse fácilmente y que requiere por ende de una cierta dosis de intuición y por sobre todo de una basta experiencia en relación con el sistema a modelar.

4. **Estudio, selección y análisis de la técnica de control a implementar:**

Una vez delimitados los fenómenos que se consideraron relevantes para la construcción del modelo, se pasa a la siguiente etapa en la que se deben formalizar las relaciones constitutivas y estructurales asociadas respectivamente a los fenómenos considerados y a la forma en que estos se disponen dentro del sistema. En esta etapa se estudiarán las principales técnicas de control para la solución de este tipo de problemas, para de esta manera conocer sus diferencias y elegir la más adecuada para la implementación del sistema.

5. **Sintonización de los sistemas de control:**

Esta etapa consiste en la implementación del sistema de control en el SIMULINK de MATLAB®.

6. Evaluación del desempeño de los controladores implementados y el sistema en general:

La etapa final del proyecto, en esta se busca consolidar o comprobar los resultados trabajados a lo largo del proyecto y por ende las conclusiones del mismo.

1.8. Actividades

A continuación, se presentan las tareas específicas a desarrollar en las etapas generales anteriormente mencionadas en la sección de *Metodología*. La realización de estas tareas es necesaria para cumplir los objetivos del presente proyecto.

1. ETAPA 1: Preparación, redacción y elaboración del documento sobre el trabajo que se realizará.

- 1.1. Definición del problema a solucionar.
- 1.2. Traza de objetivos a seguir durante el proyecto.
- 1.3. Planeación del conjunto de procedimientos utilizados para alcanzar dichos objetivos.
- 1.4. Estudio del presupuesto.
- 1.5. Propuesta del cronograma de actividades.
- 1.6. Escritura del documento.

2. ETAPA 2: Selección de la topología de PFC ha implementar.

- 2.1. Planteamiento de las posibles soluciones al problema encontrado.
- 2.2. Revisión bibliográfica acerca de PFCs.
- 2.3. Observación de las diferentes topologías de PFC.
- 2.4. Consideraciones de las ventajas y desventajas sobre cada topología de PFC encontrada.

3. ETAPA 3: Modelado y análisis del PFC escogido.

- 3.1. Revisión bibliográfica sobre técnicas para el modelado de sistemas.
- 3.2. Modelado del PFC.
- 3.3. Simulación del modelo del PFC seleccionado.

4. ETAPA 4: Estudio, selección y análisis de la técnica de control a implementar.

- 4.1. Revisión bibliográfica de los términos generales de control digital.
- 4.2. Estudio del rendimiento de diferentes controladores digitales.
- 4.3. Selección de los controladores para cada variable a controlar.

5. ETAPA 5: Sintonización de los sistemas de control.

- 5.1. Revisión de los conceptos básicos de simulación en SIMULINK de MATLAB ®.
- 5.2. Diseño y desarrollo de la estrategia de control.
- 5.3. Validación de la estrategia de control.

6. ETAPA 6: Evaluación del desempeño de los controladores implementados y el sistema en general.

- 6.1. Evaluación del desempeño del controlador.
- 6.2. Ejecución de pruebas y análisis del desempeño del sistema en general.

1.9. Cronograma

A continuación se definirá la duración aproximada en semanas de cada una de las etapas anteriormente definidas⁵. En la figura 1.1, se mostrará el diagrama de Gantt correspondiente a las actividades para que se pueda apreciar de una manera más detallada.

1. Preparación, redacción y elaboración del documento sobre el trabajo que se realizará:

Duración aproximada: 4 semanas

2. Selección de la topología de PFC a implementar:

Duración aproximada: 5 semanas

3. Modelado y análisis del PFC escogido:

Duración aproximada: 9 semanas

⁵Algunas etapas se adelantaron mientras otras se seguían trabajando, por la misma razón la sumatoria de la duración entre etapas no es 32 semanas.

-
4. **Estudio, selección y análisis de la técnica de control a implementar:**
Duración aproximada: 8 semanas
 5. **Sintonización de los sistemas de control:**
Duración aproximada: 5 semanas
 6. **Evaluación del desempeño de los controladores implementados:**
Duración aproximada: 6 semanas

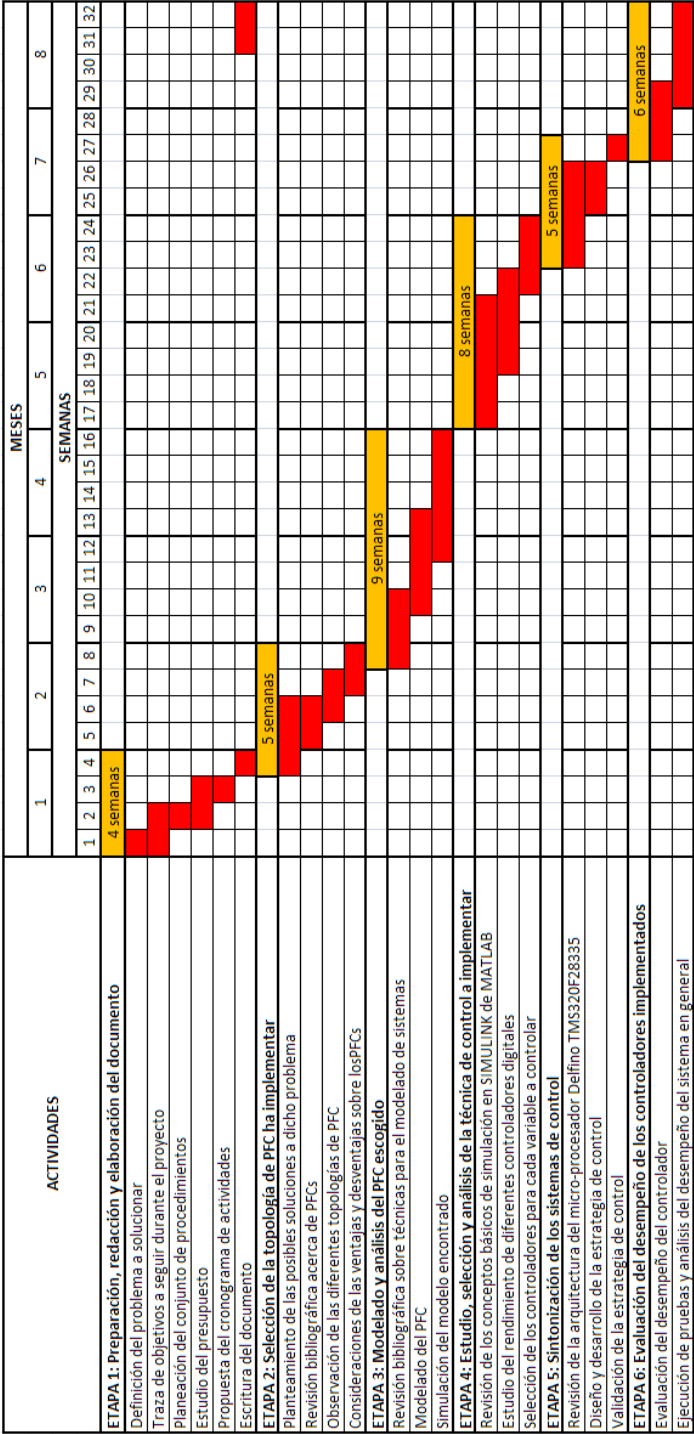


Figura 1.1: Diagrama de Gantt del cronograma.

Parte II

Fundamentos Teóricos

Capítulo 2

Generalidades de Circuitos Eléctricos y Electrónica de Potencia

Nadie puede llegar a la cima armado sólo de talento. Dios da el talento; el trabajo transforma al talentoso en genio.

Anna Pavlova (1881-1931)

RESUMEN: En este capítulo se hará una descripción concisa de las temáticas referentes a la electrónica de potencia que serán tratadas a lo largo del documento para permitir una fácil interpretación del mismo.

2.1. Circuitos Eléctricos

Se usará hasta donde sea posible los estándares de la IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Se representará con letras minúsculas el valor instantáneo de las cantidades que varíen en función del tiempo. De la misma manera con letras mayúsculas los valores promedio o los rms[5].

2.1.1. Definición del estado permanente o estable

En los circuitos de electrónica de potencia, los diodos e interruptores cambian de forma constante su estado activo a inactivo y viceversa. Por tanto,

surge la duda: ¿Cuándo uno de estos circuitos llega al estado permanente? La condición de estado permanente se alcanza cuando las formas de onda del circuito son periódicas, este periodo está determinado por la naturaleza específica de cada circuito.

2.1.2. Promedio de energía y corriente rms

El flujo de energía instantáneo entre una fuente y su carga es:

$$p(t) = vi \quad (2.1)$$

Cuando las formas de onda de v e i son periódicas en estado permanente. El promedio de flujo de energía puede ser calculado con la ecuación 2.2.

$$P_{prom} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = \int_0^T vi \cdot dt \quad (2.2)$$

Si la carga fuera meramente resistiva, entonces $v = Ri$ y por tanto se podría deducir que:

$$P_{prom} = R \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt \quad (2.3)$$

Así mismo, también se sabe que $P_{prom} = Ri^2$, por lo que al igualar dichas ecuaciones se revela que el valor rms de la corriente es igual a:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt} \quad (2.4)$$

Se observa que si i es una corriente constante, las ecuaciones siguen siendo válidas mientras que los valores promedio y rms permanezcan iguales.

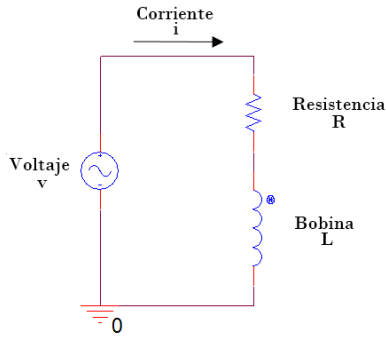
2.1.3. Formas de onda de CA de estado permanente con voltajes y corrientes sinusoidales

En este apartado se estudiará lo correspondiente a voltaje, corriente, potencia e impedancia en cuanto a ondas sinusoidales.

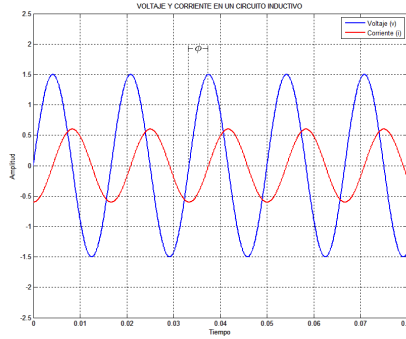
2.1.3.1. Representación fasorial

Como v e i tienen forma sinusoidal y son de la misma frecuencia, pueden representarse en el plano complejo por medio de la proyección de fasores

rotantes sobre el eje horizontal real. Convencionalmente, estos fasores giran en sentido opuesto al de las manecillas del reloj con una frecuencia angular ω y sus valores rms representan las magnitudes. Para las siguientes ecuaciones se supondrá el circuito serie de la figura 2.1a. En el cual se tendrá como referencia el voltaje de la fuente, por tanto el ángulo será 0.



(a) Circuito inductivo.



(b) Gráfico de voltaje y corriente en el circuito.

Figura 2.1: Circuito inductivo y sus gráficos de voltaje y corriente respectivos.

Como se observa en la figura 2.1b, ϕ es el ángulo de desplazamiento en voltaje y la corriente.

$$\begin{aligned} \mathbf{V} &= V e^{j0} \\ \mathbf{I} &= I e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (2.5)$$

En la ecuación 2.5, $\mathbf{V}$ e $\mathbf{I}$ están relacionados por la impedancia de carga compleja $\mathbf{Z} = R + j\omega L = Z e^{j\phi}$ de manera que:

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{Z}} = \frac{V e^{j0}}{Z e^{j\phi}} = \frac{V}{Z} e^{-j\phi} = I e^{-j\phi} \quad (2.6)$$

2.1.3.2. Potencia, potencia reactiva y factor de potencia

En líneas generales la potencia eléctrica se define como la capacidad que tiene un aparato eléctrico para realizar un trabajo. Su unidad de medida es el watt (W). Sus múltiplos más empleados son el kilowatt (kW) y el megawatt (MW), mientras el submúltiplo corresponde al miliwatt (mW). Sin embargo, coexisten tres tipos diferentes de potencia:

■ **Potencia Activa**

Representa la capacidad de una instalación eléctrica para transformar la energía eléctrica en trabajo útil: mecánica (movimiento o fuerza), lumínica, térmica, química, etc. Esta potencia es realmente la consumida en una instalación eléctrica. Se representa por la letra P y se mide en vatios (W). La suma de esta potencia activa a lo largo del tiempo es la energía activa (kWh).

■ **Potencia Reactiva**

No es una potencia (energía) realmente consumida en la instalación, ya que no produce trabajo útil debido a que su valor medio es nulo. Aparece en una instalación eléctrica en la que existen bobinas o condensadores, y es necesaria para crear campos magnéticos y eléctricos en dichos componentes. Se representa por Q y su unidad de medida es el VAR, su múltiplo es el kVAR (kilovolt-amper-reactivo).

La compañía eléctrica mide la energía reactiva con el contador (kVARh) y si se superan ciertos valores, incluye un término de penalización por reactiva en la factura eléctrica.

■ **Potencia Aparente**

Es la suma vectorial de las potencias activa y reactiva. Se representa por S y se mide en voltio-amperios (VA). Para una tensión dada la potencia aparente es proporcional a la intensidad que circula por la instalación eléctrica.

A continuación se definirán cada una de ellas de una manera más detallada. La potencia compleja $\mathbf{S}$ se define como:

$$S = VI^* = V e^{j\phi} \cdot I e^{j\phi} = V I e^{j\phi} = S e^{j\phi} \quad (2.7)$$

A la magnitud de esta potencia también se le llama Potencia Aparente, sus unidades son voltios-amperes, y es:

$$S = VI \quad (2.8)$$

La potencia promedio real P es:

$$P = Re_{[S]} = VI \cos \phi \quad (2.9)$$

Es común definir una cantidad llamada “Potencia Reactiva” $\mathbf{Q}$ con las unidades de VAR (voltios-amperios-reactivos). Cuando se define la potencia compleja $S = P + jQ$ y se usan las ecuaciones 2.7 y 2.8.

$$Q = VI \sin \phi = V I_q = (S^2 - P^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.10)$$

Una carga inductiva absorbe VARs positivos, que son llamados VARs en atraso. Por el contrario una carga capacitiva absorbe VARs negativos, que de la misma manera son llamados VARs en adelanto (en otras palabras, suministran VARs positivos al sistema eléctrico).

Debe entenderse la importancia física de S , P y Q . El costo de la mayoría de equipo eléctricos, tales como generadores, transformadores y líneas de transmisión, aumentan con $S = VI$, pues su tamaño de aislamiento eléctrico y tamaño del núcleo magnético depende de V , mientras que su tamaño de conductor depende de I . La potencia P tiene una importancia física, pues representa el índice de trabajo útil que se realiza más las pérdidas de potencia. En la mayoría de aplicaciones es deseable que la potencia reactiva Q sea 0.

A partir del párrafo anterior, se puede definir el “Factor de Potencia” como una medida de la efectividad con la que la carga absorbe la potencia real. Esta medida no tiene dimensiones, en un caso ideal el factor de potencia debería ser 1.0, por consiguiente Q debe ser 0 para absorber potencia con una magnitud de corriente mínima, y por tanto minimizar las pérdidas en el equipo eléctrico y posiblemente en la carga. El factor de potencia puede estar definido como lo describe la ecuación 2.11.

$$\text{Factor de Potencia} = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \cos\phi \quad (2.11)$$

- **Ejemplo:** Una carga inductiva conectada a una fuente de CA de 120V y 60Hz absorbe 1kW con un factor de potencia de 0.8. Calcúlese la capacitancia requerida en paralelo con la carga para producir el factor de potencia combinado de 0.95 (en atraso).

• *Solución:*

Para la carga:

$$\begin{aligned} P_L &= 1000W \\ S_L &= \frac{1000}{0.8} = 1250 \text{ VA} \\ Q_L &= \sqrt{(S_L)^2 - (P_L)^2} = 750 \text{ VA (En retraso)} \end{aligned}$$

Por ende, la potencia compleja de la carga es:

$$\begin{aligned} S_L &= P_L + jQ_L \\ S_L &= 1000 + j750 \text{ VA} \end{aligned}$$

La potencia reactiva jalada por el condensador se representa como $-jQ_C$ porque la corriente del condensador se queda adelante

del voltaje por 90° . Por tanto, el total de la potencia compleja suministrada de la fuentes es:

$$\begin{aligned} S &= (P_L + jQ_L) - jQ_c \\ &= j(Q_L - Q_C) \end{aligned}$$

Puesto que el factor de potencia combinada es 0.95 (de retraso).

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{(P_L)^2 + (Q_L + Q_C)^2} = \frac{P_L}{0,95} \\ (Q_L - Q_C) &= P_L \sqrt{\left(\frac{1}{0,95^2} - 1\right)} = 328,7 \text{ VA (de retraso)} \end{aligned}$$

Y por tanto,

$$Q_C = 750 - 328,7 = 421,3 \text{ VA (adelantado)}$$

Puesto que,

$$\begin{aligned} Q_C &= \frac{V^2}{X_C} = \frac{V^2}{\left(\frac{1}{\omega C}\right)} = V^2 \omega C \\ C &= \frac{421,3 \times 10^6}{2\pi \times 60 \times 120^2} = 77,6 \mu F \end{aligned}$$

2.1.4. Formas de onda NO sinusoidales de estado permanente

Ocurre muy frecuentemente que la corriente de línea tomada de la fuente principal de alimentación por el equipo de electrónica de potencia se presenta muy distorsionada. En estado permanente este tipo de formas de onda se repiten con un periodo T y una frecuencia de $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{T}$. A esta frecuencia de repetición se le denomina frecuencia fundamental. Además de una componente dominante en la frecuencia fundamental, estas formas de onda contienen componentes en otras frecuencias llamadas “armónicos”, que son múltiplos de la frecuencia fundamental. Estas componentes pueden ser calculadas con el análisis de Fourier.

2.1.4.1. Análisis de Fourier para formas de onda periódicas

En general, una forma de onda NO sinusoidal $f(t)$ que se repite con una frecuencia angular w se expresa como:

$$f(t) = F_o + \sum_{n=1}^{\infty} f_n(t) = \frac{1}{2}a_o + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\} \quad (2.12)$$

donde $\frac{1}{2}a_o$ y es también el valor promedio en la ecuación 2.12.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \text{ para } n = 0, \dots, \infty \quad (2.13)$$

Y también

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \text{ para } n = 1, \dots, \infty \quad (2.14)$$

Con las ecuaciones descritas anteriormente, se efectuará y mostrará el análisis de Fourier en la figura 2.2.¹

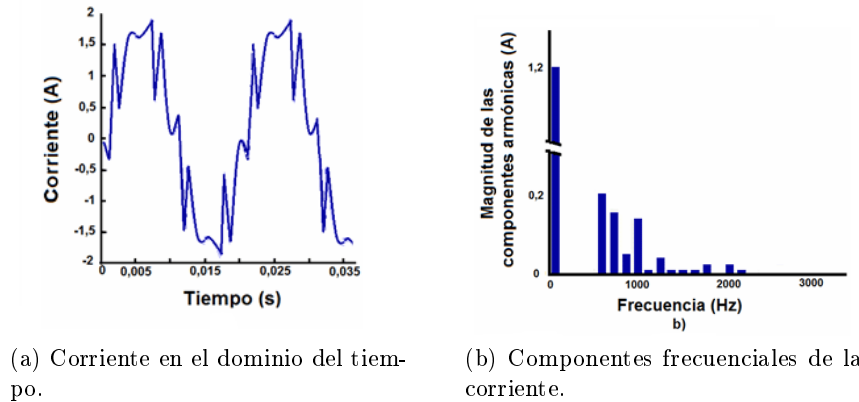


Figura 2.2: Análisis de Fourier.

La anterior es conocida como la serie trigonométrica de Fourier, cabe mencionar que se puede llegar al mismo resultado con la “serie exponencial

¹Tomado de: Harmonic effects on permanent - capacitor single- phase induction motors by: Dr. Percy R. Viego Felipe, Dr. Julio R. Gómez Sarduy, Dr. Marcos A. de Armas Teyra, MSc. Vladimir Sousa Santos, Universidad de Cienfuegos Carlos Rafael Rodríguez, Cuba.

de Fourier” ya que son básicamente lo mismo, esto es expresado en la ecuación 2.15.

$$e^{\pm j\omega} = \cos(\omega) \pm j \sin(\omega) \quad (2.15)$$

2.1.4.2. Distorsión de corrientes de línea

Una corriente distorsionada, como la que se muestra en la figura 2.3 puede llegar a generar una distorsión en la tensión suministrada por la fuente de alimentación principal. Sin embargo, dicha distorsión suele ser pequeña. Con el fin de simplificar el análisis de una manera significativa, se supondrá que el voltaje de entrada suministrado por la fuente será puramente sinusoidal con una frecuencia fundamental ω en $\frac{Rads}{Seg}$ como lo presenta la ecuación 2.16.

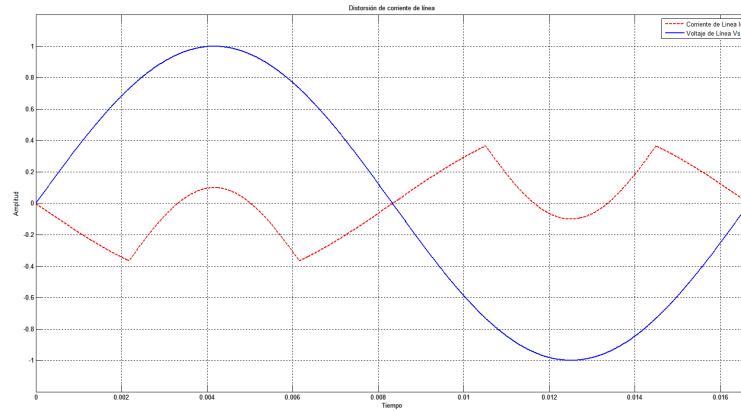


Figura 2.3: Distorsión de corriente de línea

$$V_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.16)$$

La corriente de entrada en estado permanente es la suma de sus componentes de Fourier, es decir la suma de sus armónicos. Sin embargo, para este análisis no hay ninguna componente de CC en i_s .

$$i_s(t) = i_{sa}(t) + \sum_{n \neq 1} i_{sn}(t) \quad (2.17)$$

Donde i_{s1} es el componente fundamental e i_{sn} es el componente en la frecuencia armónico n. Estas componentes de la señal se pueden expresar en

la ecuación 2.18.

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{n \neq 1} \sqrt{2}I_{sn} \sin(\omega_n t - \phi_n) \quad (2.18)$$

Donde ϕ_1 es el ángulo de fase entre el voltaje V_s y la corriente I_s . El valor rms I_s de la corriente de línea se calcula al aplicar la definición de rms dada en la ecuación 2.4 al principio del capítulo. Aplicando dicha definición se puede deducir que:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (i_s(t))^2 \cdot dt} \quad (2.19)$$

Se sustituirá i_s de la ecuación 2.17 en la ecuación 2.19. Se debe recordar que el producto de dos componentes de frecuencia son individualmente cero. Se puede observar esto a continuación

$$I_s = \sqrt{(I_{s1})^2 + \sum_{n \neq 1} (I_{sn})^2} \quad (2.20)$$

El monto de la distorsión en la forma de onda, en este caso la de la corriente de entrada, se cuantifica por medio de un índice llamado *Distorsión Armónica Total*². El componente de distorsión se expresará como i_{dis} y será expresado en la ecuación 2.21.

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{n \neq 1} i_{sn}(t) \quad (2.21)$$

La THD de una señal, en el caso actual en la corriente (indicado por el subíndice i), se define como:

$$\%THD_{dis} = 100 * \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.22)$$

$$= 100 * \frac{\sqrt{(I_s)^2 - (I_{s1})^2}}{I_{s1}} \quad (2.23)$$

$$= 100 * \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left(\frac{I_{sn}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (2.24)$$

$$(2.25)$$

²THD, por sus siglas en inglés *Total Harmonic Distortion*

2.1.4.3. Potencia y factor de potencia

Se comenzará con la definición básica de potencia promedio.

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) \cdot dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) \cdot dt \quad (2.26)$$

Se usa v_s de la ecuación 2.16 e i_s de la ecuación 2.18 y nuevamente se nota que las integrales de todos los términos de productos cruz son de manera individual cero.

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \sin(\omega_1 t) \cdot \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) \cdot dt = V_s I_{s1} \cos(\phi_1) \quad (2.27)$$

Observe que los componentes de corriente en frecuencias armónicas no contribuyen a la potencia promedio, es decir potencia real, tomada de la fuente de voltaje sinusoidal V_s . La potencia aparente S es el producto del voltaje rms V_s y la corriente rms I_s , de manera que

$$S = V_s I_s \quad (2.28)$$

El factor de potencia se sigue expresando como

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.29)$$

Pero con las ecuaciones 2.29 y 2.27 se puede encontrar que

$$PF = \frac{V_s I_{s1} \cos(\phi_1)}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\phi_1) \quad (2.30)$$

El factor de potencia de desplazamiento, DPF³, que es lo mismo que el factor de potencia en circuitos lineales con voltajes y corrientes sinusoidales se define como el coseno del ángulo ϕ_1 . Por lo tanto, el factor de potencia de una corriente que no es sinusoidal es

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.31)$$

De manera que se puede deducir que una gran distorsión en la forma de onda de la corriente generará un valor pequeño entre la relación de I_{s1} e

³DPF, que por sus siglas en inglés son *Displacement Power Factor*

I_s , y como resultado a ello un factor de potencia bajo. En términos de la distorsión armónica total, dicho factor de potencia puede expresarse como:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} DPF \quad (2.32)$$

2.2. Transistores de Potencia

Los transistores de potencia en general son utilizados en aplicaciones de baja potencia como elementos conmutadores, que operan con características controladas de activación y desactivación y velocidades mayores a la de los tiristores.

2.2.1. Transistores de unión bipolar

Básicamente es interruptor controlado por corriente que está conformado por un diodo de unión p-n y una segunda región p o n. Posee tres terminales denominadas Base, Colector y Emisor, así como dos uniones: la unión colector base y la unión base emisor. Existen dos tipos fundamentales, los NPN y los PNP, aunque para aplicaciones de potencia los más usuales y utilizados son los primeros, debido a que se presentan una mayor movilidad en los electrones respecto a los agujeros, reduciendo así los tiempos de conmutación del componente y por tanto sus pérdidas.

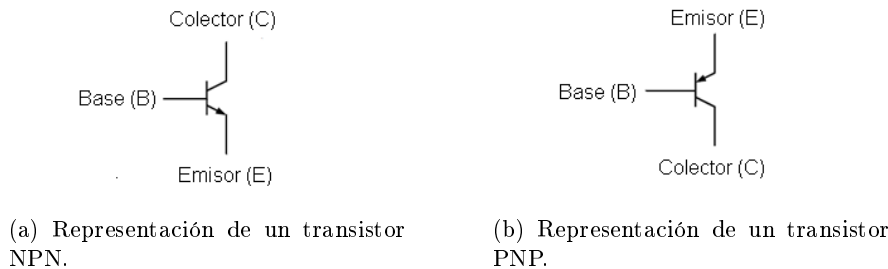


Figura 2.4: Tipos de transistores de unión bipolar.

Características de régimen permanente

Existen tres configuraciones posibles colector común, base común y emisor común, sin embargo la última es la utilizada generalmente para aplica-

ciones de conmutación.

La operación normal de un transistor se hace con la unión base-emisor directamente polarizada, y la unión base-colector inversamente polarizada.

En el transistor existe tres regiones de operación: activa, de corte y de saturación. En la región de corte el transistor esta desactivado o la corriente de base no es suficiente para activarlo. En la región activa se comporta como un amplificador, que posee una ganancia en la corriente del colector y disminuye el voltaje colector-emisor por medio de la corriente de base. En la región de saturación el transistor se comporta como un interruptor, donde el voltaje colector-emisor es bajo porque la corriente de base es alta.

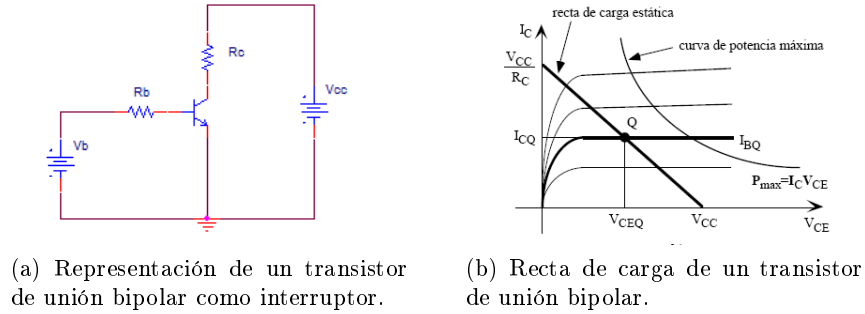


Figura 2.5: Transistor como interruptor y su recta de carga.

Tomando el circuito de la figura 2.5, donde el transistor se comporta como un interruptor, siempre que el voltaje colector emisor sea mayor o igual al voltaje base emisor, la unión colector base tendrá polarización inversa y el transistor estará en la región activa donde la máxima corriente que se le puede suministrar al colector para que se encuentre en la región activa se evidencia en la ecuación 2.33.

$$I_{CM} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{R_c} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_c} \quad (2.33)$$

El valor máximo para la corriente de base se observa en la ecuación 2.34, donde β es la ganancia de corriente.

$$I_{BM} = \frac{V_{CM}}{\beta} \quad (2.34)$$

La saturación del transistor se puede definir como el punto por arriba del cual cualquier incremento en la corriente de base no aumenta significativamente la corriente del colector. Si se tiene que el voltaje colector-emisor es

$V_{CE_{SAT}}$, la corriente del colector se evidencia en la ecuación 2.35 y el valor de la corriente de base en la ecuación 2.36.

$$I_{CS} = \frac{V_{cc} - V_{CE_{SAT}}}{R_c} \quad (2.35)$$

$$I_{BS} = \frac{V_{cs}}{\beta} \quad (2.36)$$

Para usos prácticos, el circuito se diseña de tal forma que I_B sea mayor que I_{BS} , a la razón de estos dos parámetros se les conoce como factor de sobre-excitación ODF, que se define en la ecuación 2.37.

$$I_{BS} = \frac{I_B}{I_{BS}} \quad (2.37)$$

La pérdida total de potencia en las uniones es de:

$$P_T = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C \quad (2.38)$$

Para lo cual se concluye que un alto valor de factor de sobrecarga aumentara V_{BE} por el incremento de la corriente de base, resultando una perdida aumentada de potencia en la unión base-emisor.

Características de conmutación

Una unión p-n con polarización directa manifiesta dos capacitancias paralelas: una capacitancia de la capa de agotamiento y una de la capa de difusión. Por otra parte, si es polarizada en inversa solo tiene una capacitancia de agotamiento. En condiciones transitorias influyen en el comportamiento de activación y desactivación del transistor.

Por ello el transistor no se activa de forma instantánea, y debe esperar un tiempo de retraso mientras se carga la capacitancia de la unión base emisor al voltaje de polarización directa V_{BE} . Esto lleva a que la corriente de base es mayor a la requerida para saturar el transistor, de manera que aumenta el factor de sobre-excitación y la carga adicional o de saturación almacenada en la base.

2.2.2. MOSFET de potencia

Es un dispositivo controlado por voltaje, que requiere solo una pequeña corriente de entrada, con velocidades de conmutación muy altas que requie-

ren tiempos en el orden de nanosegundos, sin embargo poseen problemas de descargas electrostáticas.

Posee tres terminales denominadas compuerta, drenaje y fuente. Existen dos tipos de MOSFET: los de agotamiento y los de enriquecimiento. El MOSFET tipo agotamiento de *canal n*, se forma en un sustrato de silicio de tipo p con dos silicios n fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia, la compuerta está aislada del canal mediante una capa de óxido. Por otra parte, el MOSFET de enriquecimiento de *canal n* no tiene un canal físico y las polaridades de V_{DS} , I_{DS} y V_{GS} se invierten.

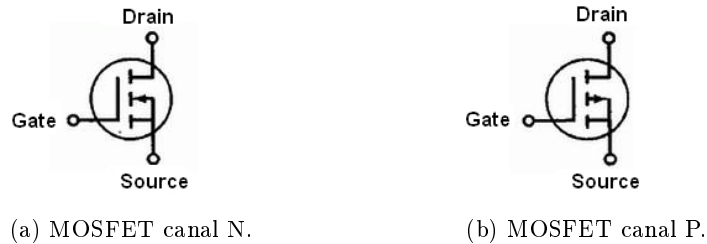


Figura 2.6: Representación de los MOSFET.

Características de régimen permanente

La circulación de I_D por el canal produce una caída de tensión que produce un “*Efecto embudo*”, o sea, el canal es más ancho en la frontera con la región N^+ que cuando se conecta la región N^- . Un aumento de I_D lleva a una mayor caída de tensión en el canal y a un mayor “*Efecto embudo*”, lo que conduciría a su colapso y a la extinción de la corriente. Obviamente el fenómeno tiende a un punto de equilibrio, en el cual la corriente I_D se mantiene constante para cualquier V_{DS} , caracterizando una región activa o de saturación del MOSFET⁴.

⁴Imagen tomada de internet, autor desconocido.

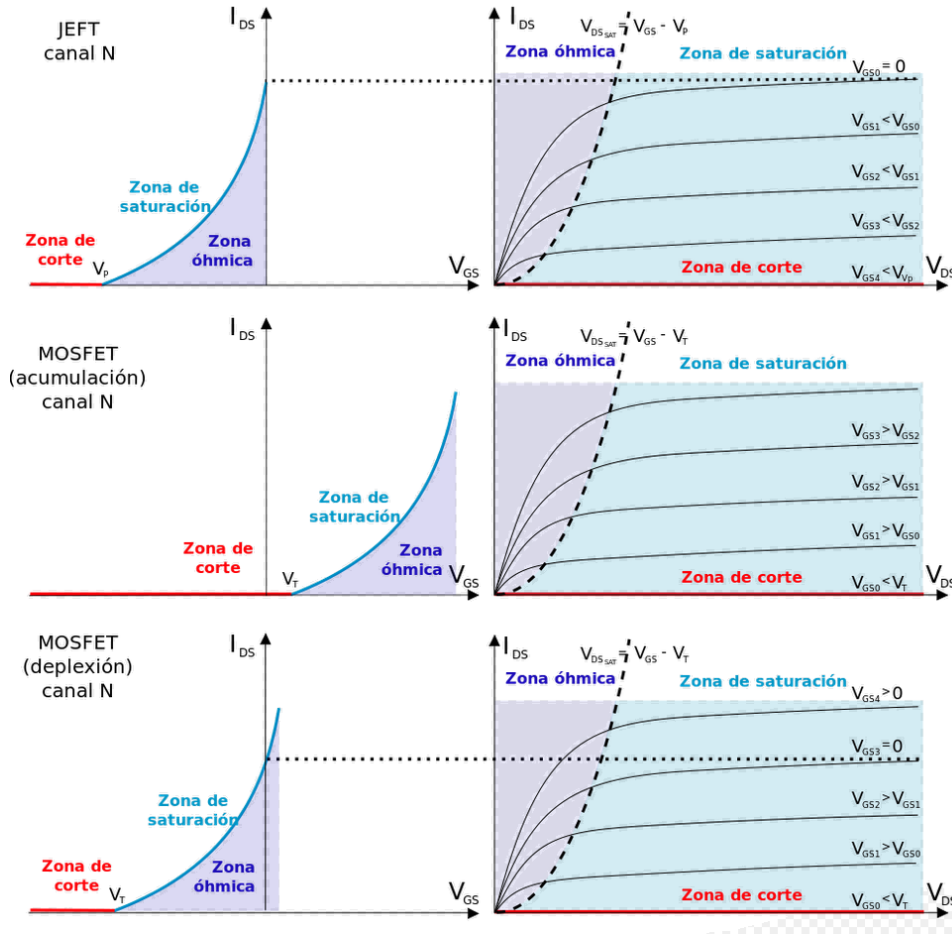


Figura 2.7: Característica de transferencia de los MOSFET.

De forma análoga a los bipolares, tenemos fundamentalmente tres zonas de trabajo bien diferenciadas:

- **Corte:** La tensión entre la puerta y la fuente es más pequeña que una determinada tensión umbral (V_T), con lo que el dispositivo se comporta como un interruptor abierto.
- **Óhmica:** Si la tensión entre la compuerta y la fuente (o surtidor) es suficientemente grande y la tensión entre el drenador y la fuente es pequeña, el transistor se comporta como un interruptor cerrado,

modelado por una resistencia, denominada R_{ON} .

- **Saturación:** Si el transistor está cerrado pero soporta una tensión drenador-fuente elevada, éste se comporta como una fuente de corriente constante, controlada por la tensión entre la puerta y el surtidor. La disipación de potencia en este caso puede ser elevada dado que el producto tensión-corriente es alto.

2.2.3. SIT

Dispositivo de alta potencia y frecuencia con estructura vertical y canales cortos. Los electrodos de la compuerta están dentro de las capas n-epi del drenaje y de la fuente. Tiene una longitud corta de canal, una baja resistencia en serie de compuerta, una baja capacitancia compuerta-fuente y una resistencia térmica pequeña. Tiene bajo ruido, baja distorsión y alta capacidad de potencia en audiofrecuencia. Los tiempos de activación y desactivación son muy pequeños, de alrededor de 0,25 microsegundos[6].

Es un dispositivo normalmente activo, desactivado por un voltaje negativo de compuerta. La anterior característica y la alta caída en ese estado limita sus aplicaciones en conversiones de potencia en general.

2.2.4. IGBT

El transistor IGBT, de las siglas en inglés “*Isolated Gate Bipolar Transistor*”, es un dispositivo híbrido, que aprovecha las ventajas de los transistores descritos en los apartados anteriores, es decir, reúne la facilidad de disparo de los MOSFET junto con las pequeñas pérdidas en conducción de los BJT de potencia. La puerta está aislada del dispositivo, con lo que se tiene un control por tensión relativamente sencillo. Entre el colector y el emisor se tiene un comportamiento tipo bipolar, con lo que el interruptor es muy cercano a lo ideal. La figura 2.8 muestra la simbología para este tipo de transistores[6].

Su velocidad de conmutación en principio es similar a la de los transistores bipolares, aunque ha crecido en los últimos años, permitiendo que funcione a centenas de kHz, en componentes para corrientes del orden de algunas decenas de Amperios.

Principio de funcionamiento y estructura

La estructura del IGBT es similar a la del MOSFET, pero con la inclusión de una capa $P+$ que forma el colector del IGBT. Gracias a la estructura

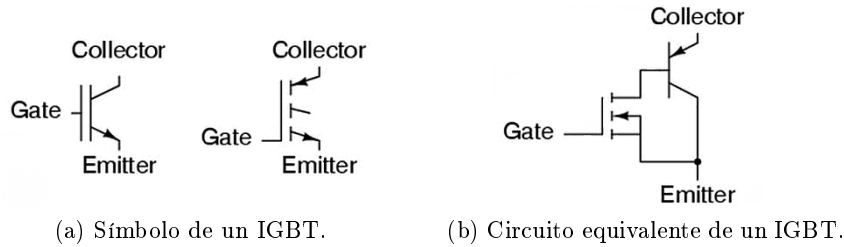


Figura 2.8: Representación y circuito equivalente de un IGBT.

interna puede soportar tensiones elevadas, típicamente 1200_V y hasta 2000_V (algo impensable en los MOSFETs), con un control sencillo de tensión de puerta. La velocidad a la que pueden trabajar no es tan elevada como la de los MOSFETs, pero permite trabajar en rangos de frecuencias medias, controlando potencias bastante elevadas.

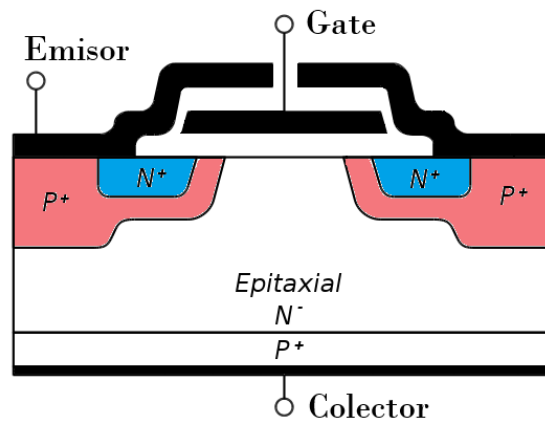


Figura 2.9: Estructura de un IGBT.

En términos simplificados se puede analizar el IGBT como un MOSFET en el cual la región N^- tiene su conductividad modulada por la inyección de portadores minoritarios (agujeros), a partir de la región P^+ , una vez que J_1 está directamente polarizada. Esta mayor conductividad produce una menor caída de tensión en comparación a un MOSFET.

El control del componente es análogo al del MOSFET, o sea, por la

aplicación de una polarización entre puerta y emisor. También para el IGBT el accionamiento o disparo se hace por tensión.

La máxima tensión que puede soportar se determina por la unión J_2 (polarización directa) y por J_1 (polarización inversa). Como J_1 divide 2 regiones muy dopadas, se puede concluir que un IGBT no soporta tensiones elevadas cuando es polarizado inversamente. Los IGBT presentan un tiristor parásito. La construcción del dispositivo debe ser tal que evite el disparo de este tiristor, especialmente debido a las capacidades asociadas a la región P. Los componentes modernos no presentan problemas relativos a este elemento indeseado.

Como conclusión, el IGBT tiene una alta impedancia de entrada como el MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo como el Bipolar, pero no presenta ningún problema de ruptura secundaria como los BJT. Así como también, el IGBT es inherentemente más rápido que el BJT. Sin embargo, la velocidad de conmutación del IGBT es inferior a la de los MOSFETs.

2.3. Resumen

Una vez recordados los fundamentos teóricos correspondientes a electrónica de potencia, se concluye que para esta aplicación se usarán MOSFETs. Esto debido a que la frecuencia de conmutación se encuentra en $20kHz$ y la potencia del sistema en $500w$. La referencia del MOSFET que se usará es: IXYS IXFH50N60P3, que es un MOSFET canal N con las siguientes características:

- $$V_{DSS} = 600v$$

.

- $$I_D = 50Aa25grados$$

.

- $$R_{DSon} \leq 145m\omega$$

.

Capítulo 3

Generalidades del Control Digital

*Vacía tu bolsillo en tu mente, y tu mente
llenará tu bolsillo.*

Benjamin Franklin (1706-1790)

RESUMEN: Durante este capítulo se repasarán de manera breve los temas relacionados con el control digital. Se darán algunos ejemplos para orientar al lector sobre el uso de dichos conocimientos así como también una posible aplicación de los mismos.

3.1. Introducción

El control automático de procesos es parte del progreso industrial que se ha desarrollado durante lo que ahora se conoce como la segunda revolución industrial. El uso intensivo del control automático es producto de una evolución que es consecuencia del uso difundido de las técnicas de medición y control. Su estudio intensivo ha contribuido al reconocimiento universal de sus ventajas. El control automático de procesos se usa fundamentalmente porque reduce el costo de los procesos industriales, lo que compensa con creces la inversión en equipo de control. Además hay muchas ganancias intangibles, como por ejemplo la eliminación de mano de obra pasiva, la cual provoca una demanda equivalente de trabajo especializado, la eliminación de errores, entre otras.

El principio del control automático emplea una realimentación o medición para accionar un mecanismo de control. El mismo principio del control automático se usa en diversos campos, como control de procesos químicos y del petróleo, control de hornos en la fabricación del acero, control de máquinas herramientas, etc.

El uso de las computadoras digitales ha posibilitado la aplicación de ideas de control automático a sistemas físicos que hace apenas pocos años eran imposibles de analizar o controlar. Es necesaria la comprensión del principio del control automático en la ingeniería moderna, por ser su uso tan común como el uso de los principios de electricidad o termodinámica, siendo por lo tanto, una parte de primordial importancia dentro de la esfera del conocimiento de ingeniería.

3.1.1. Control Continuo

Es un sistema en el cual las variables involucradas varían en el tiempo y toman valores dentro de los rangos definidos, pueden de igual modo usarse para hacer operaciones matemáticas y lógicas, en este control la señales son moduladas cuando se habla de un sistema AC y no moduladas en un sistema DC. El control continuo tiene dos subdivisiones.

3.1.2. Control Digital

Las variables de este tipo de control no son continuas en el tiempo y son comúnmente tratadas por un microprocesador. En el control digital se busca cuantificar la amplitud de los periodos de muestreo obtenidas de una señal análoga sin involucrar variaciones en el hardware, solo variación en el software, lo que genera optimización y agilidad en los procesos de diseño. Algunos de los conceptos claves que se deben tener en cuenta a la hora de implementarlo son el muestreo y la cuantificación[7].

- **Cuantificación:** Es método por el cual se le asignan palabras binarias a la amplitud de cada pulso.
- **Muestreo:** Se usa normalmente para tomar datos periódicos de una señal continua. Es también conocido como modulación de amplitud de cada muestra.

Tanto el control continuo como el discreto tienen dos subdivisiones:

3.1.2.1. Lazo abierto

No tiene en cuenta las variaciones en el sistema sino que actúa bajo las condiciones ya definidas en el controlador, es un sistema sin realimentación donde la salida no influye de ningún modo en las variables controladas.

3.1.2.2. Lazo cerrado:

Es un tipo de control que sucede sobre la variable controlada por el valor de referencia, lo que se logra mandando una señal desde la salida a la entrada con el fin de corregir cualquier tipo de desviación.

3.2. Sistemas en tiempo discreto

En este tipo de sistemas las señales son discontinuas en el tiempo, por ello su valor toma importancia en algunos intervalos de tiempo constantes, lo que se conoce como periodo de muestreo siendo este una secuencia de forma cerrada. Por ejemplo:

$$\mathbf{X}_k = 1, 0, 5, 0, -0,26, \dots$$

$$\mathbf{X}_k = e^{\frac{-k}{3}} \cos\left(\frac{k}{4}\right)$$

Con $k = 0, 1, 2 \dots n$

3.3. Transformada Z

La secuencia puede representarse como una suma de términos desplazados en el tiempo, de la forma:

$$\mathbf{Z}_{\{x_{\{kT\}}\}} = X_{\{z\}} = \sum_{n=0}^{\infty} x_n(nT)Z^{-n} \quad (3.1)$$

Donde Z es el operador desplazamiento y cuyo exponente representa el número de periodos en el que se desplaza la cantidad X_n la cual representa la variable de la transformada, por último la función $X(z)$ es lo que forma la secuencia total dentro de los puntos discretos de muestreo.

3.3.1. Transformada de un pulso unitario

El pulso unitario, denotado como $\delta(k)$, se define como un valor de 1 para $k=0$ y valor 0 para $k \neq 0$.

$$\mathbf{Z}_{\{\delta(k)\}} = \sum_{n=0}^{\infty} \delta(n) z^{-n} = 1(z^{-0}) = 1 \quad (3.2)$$

Esto indica que la región de convergencia es todo el plano Z .

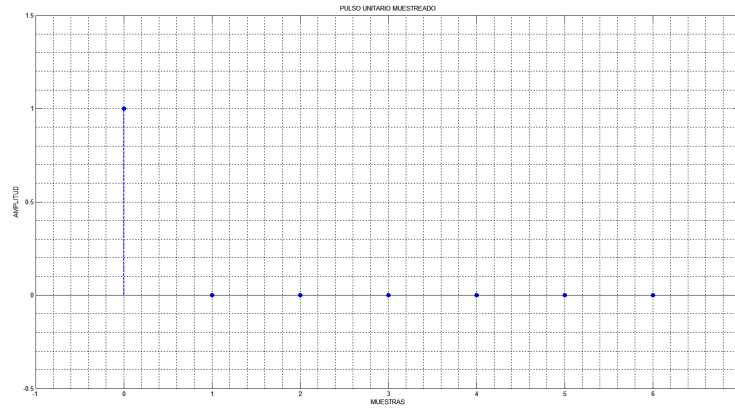


Figura 3.1: Pulso Unitario muestreado.

3.3.2. Transformada de un Escalón Unitario

El escalón unitario, denotado como $1(k)$, se define como un valor de 1 para $k \geq 0$ y valor 0 para $k \leq 0$, la región de convergencia está determinada por $Z < 1$ del resultado de la serie geométrica infinita de la siguiente ecuación:

$$\mathbf{Z}_{\{1(k)\}} = \sum_{n=0}^{\infty} 1_{(n)} z^{-n} = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (3.3)$$

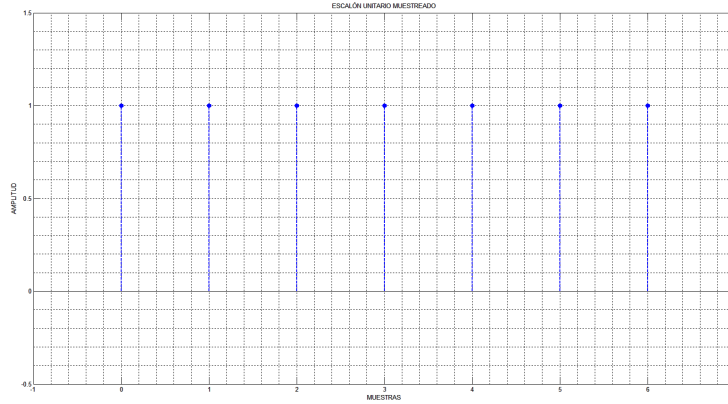


Figura 3.2: Escalón Unitario muestreado.

3.3.3. Transformada de una Secuencia Geométrica

La transformada Z para la secuencia $f(k) = \{a^k\}$ con $k = 0, 1, 2, \dots$ $f(k) = 1, a, a^2, a^3, \dots$ es:

$$\mathbf{F}_{(z)} = \sum_{n=0}^{\infty} a^n z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} (az^{-1})^n = \frac{1}{1 - az^{-1}} \quad (3.4)$$

Que converge para todo $|az^{-1}| < 1$ ó $a < |z|$.

3.3.4. Transformada de una Función Exponencial Muestreada

Para la función de tiempo continuo

$$\mathbf{f}(t) = e^{-bt} \quad (3.5)$$

y una frecuencia de muestreo uniforme de T^{-1} Hertz, la señal muestreada es $f_{(kT)} = e^{-bkT}$ Para $k=0,1,2,3,\dots$. La secuencia se verá acotada si $b > 0$ y no acotada si $b < 0$. Si en la ecuación de la transformada geométrica z se reemplaza $a = e^{-bT}$:

$$\mathbf{F}_{(z)} = \frac{z}{z - e^{-bT}} \text{ y } |z| > e^{-bT} \quad (3.6)$$

Donde la transformada de las señales muestreadas no difiere mucho de la transformada de secuencias normales, excepto en el parámetro T (periodo de muestreo).

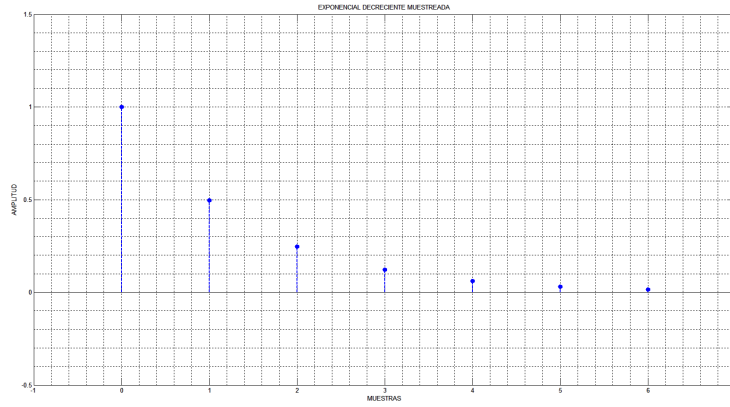


Figura 3.3: Exponencial Decreciente muestreada.

3.3.5. Linealidad

Tanto la transformada directa como la inversa obedecen a la propiedad de linealidad. Si $Z_{f(k)}$ y $Z_{g(k)}$ se denotan respectivamente como $F(z)$ y $G(z)$.

$$Z_{af_k+bg_k} = aF_{(Z)} + bG_{(Z)} \quad (3.7)$$

Donde a y b son cualquier constante que multiplique. La validez de la ecuación depende directamente de la definición de la transformada Z de una secuencia.

3.3.6. Traslación

Los términos de una ecuación con frecuencia involucran señales desplazadas en el tiempo de la forma $f(k+n)$ donde n es un entero.

$$Z_{f(k+n)} = z^n F(z) - [z^n f(0) + z^{n-1} f(1) + z^{n-2} f(2) + \dots + z f(n-1)] \quad (3.8)$$

Donde $f(0), f(1), f(2), \dots, f(n-1)$ representan las condiciones iniciales.

3.3.7. Convolución

La convolución discreta es importante para hallar la respuesta de un sistema de tiempo discreto dada una secuencia de entrada arbitraria. En el dominio de z la operación equivalente es un producto.

$$\mathbf{Z}_{\{f(k)*g(k)\}} = F(z)G(z) \quad (3.9)$$

Donde $F(z)$ y $G(z)$ son las transformadas de $f(k)$ y $g(k)$ respectivamente.

3.3.8. Retardo de tiempo

Asumiendo que todas las señales tienen importancia para $k \geq 0$, el siguiente es un resultado práctico:

$$\mathbf{Z}_{\{f(k-n)\}} = z^{-n}F(z) \quad (3.10)$$

Donde $F(z)$ es la transformada de $f(k)$, sin tener en cuenta condiciones iniciales.

3.3.9. Valor Inicial

El valor inicial de la secuencia $f(0)$ puede ser encontrado sin anti transformar y hallar para el valor en $k = 0$ mediante el uso de la expresión:

$$\mathbf{f}(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} f(z) \quad (3.11)$$

3.3.10. Valor Final

En ocasiones es requerido conocer el valor de estado estable de una secuencia. Este puede ser obtenido sin antitransformar y luego reemplazar. La única condición para hallar el valor final es que este valor exista.

$$\mathbf{f}(\infty) = \lim_{z \rightarrow \infty} f(k) = \lim_{z \rightarrow \infty} (1 - z^{-1})f(z) \quad (3.12)$$

3.4. Transformada Z inversa

La transformada Z inversa de una función de variable compleja $X(z)$ se define como:

$$X(n) = \frac{1}{2\pi i} \oint_c X(z)Z^{n-1} \cdot dz \quad (3.13)$$

Donde la integral se calcula sobre una curva cerrada simple C orientada positivamente que encierra al origen y cae en la región de convergencia (*ROC*) de $X(z)$. A pesar de la definición dada anteriormente, es más conveniente calcular la transformada Z inversa buscando las señales que tienen como transformada Z a la expresión $X(z)$.

3.4.1. Expansión en Serie de Potencias

El método consiste en dividir el numerador por el denominador mediante una división larga. La división se realiza de tal forma que se obtenga una serie de términos de z con exponente negativo. El coeficiente del término z^{-n} es el n -ésimo elemento de la secuencia. Por ejemplo:

$$\mathbf{Y}_{(Z)} = \frac{z^3 - 2z^2 + 2z}{z^3 - 3z^2 + 3z - 1} \quad (3.14)$$

Realizando la división del numerador por el denominador se obtiene:

$$\mathbf{Y}_{(Z)} = 1 + z^{-1} + 2z^{-2} + 4z^{-3} + \dots \quad (3.15)$$

Por definición de transformada z :

$$\mathbf{Y}_{(k)} = \{1, 1, 2, 4, \dots\} \quad (3.16)$$

El hecho de que el método de expansión de series de potencias no resulte en una forma cerrada le quita utilidad, pero en muchas situaciones no es posible o no se desea determinar la ecuación cerrada.

3.4.2. Fracciones Parciales

Es el método más útil para propósitos generales de inversión. La función general se descompone en fracciones elementales y utilizando tablas se escribe la función antitransformada como la suma de las antitransformadas de las fracciones parciales, como se ve a continuación:

$$\frac{f(z)}{Z} = \frac{Q(z)}{(z - p_1)(z - p_2)\dots(z - p_N)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A_n}{(z - p_n)} \quad (3.17)$$

Donde $p_o = 0$ y A_o puede ser cero de acuerdo a la cancelación del factor de z del numerador y del denominador. Los valores de cada A_n pueden ser encontrados de acuerdo con la siguiente fórmula (formula del residuo).

Si p es un polo sencillo:

$$RES_{F(z), p} = (z - p)F(z)_{z=p} \quad (3.18)$$

Si p es un polo de orden m :

$$RES_{F(z), p} = \frac{1}{(m-1)!} \cdot \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} \{(z - p)F(z)_{z=p}\} \quad (3.19)$$

Un polo de orden m genera m términos separados al realizar la expansión. Si $F(z)$ tiene un polo de orden m en $z = p$ los términos asociados con el polo p están dados por:

$$\frac{q'(z)}{(z - p)^m} = \frac{B_m}{(z - p)^m} + \frac{B_{m-1}}{(z - p)^{m-1}} + \dots + \frac{B_1}{(z - p)} \quad (3.20)$$

Los coeficientes B_m de la fórmula del residuo pueden ser hallados de la siguiente forma:

$$B_{m-n} = \frac{1}{n!} \dots \frac{d^n}{dz^n} [q'(z)]|_{z=p} \quad n = 0, 1, \dots, m-1 \quad (3.21)$$

Donde $q'(z)$ es todo $F(z)$ excepto el factor $(z - p)^m$ del denominador.

3.4.2.1. Polos Complejos Conjugados

Cuando un polo p es complejo, hay otro polo en p^* . Los dos valores pueden ser invertidos a una secuencia oscilatoria de valores reales.

$$Y(z) = \dots + \frac{A_1}{z - \alpha - j\beta} + \frac{A_2}{z - \alpha + j\beta} + \dots \quad (3.22)$$

Dado que A_1 es el residuo de $p_1 = \alpha + j\beta$, luego $A_2 = A_1^*$ es el residuo para $p_2 = \alpha - j\beta$

$$\mathbf{A}_1 = (z - p_1)^{Y(z)_{z=p_1=Me^{j\theta}}}} \quad (3.23)$$

$$\frac{zMe^{j\theta}}{z - p_1} + \frac{zMe^{-j\theta}}{z - p_1^*} = \frac{2zMCos\theta(z - \alpha - 2z\beta MSen\theta)}{(z - \alpha)^2 + \beta^2} \quad (3.24)$$

El cual puede ser invertido utilizando una tabla de pares de transformada-antitransformada

3.5. Análisis y diseño controladores digitales

3.5.1. Estructuras de Control

3.5.1.1. Feed-Back

La forma en la que se produce una excitación depende de dos sistemas uno de ellos es el control de lazo abierto el cual deriva su excitación completamente siendo esta independiente de su respuesta, y el segundo es el control lazo cerrado cuya excitación si depende de algún modo de la respuesta, donde la salida es retornada a la entrada y de esta manera comparada, a esto se le denomina feed back. Un adecuado uso de este brinda al sistema beneficios tales como sensibilidad reducida a las inexactitudes del modelo, perturbaciones aleatorias y variación de los parámetros.

El control lazo cerrado es superior al control lazo abierto ya que tiene la capacidad de adaptarse a circunstancias imprevistas en el sistema. Y un sistema básico de lazo cerrado con la utilización del computador se evidencia en la flexibilidad de este para dar señales al actuador y producir una respuesta aceptable en la planta, en la figura 3.4 se observan conversores análogo a digital (ADC) y digital a análogo (DAC) para acondicionar las señales de entrada y salida del computador, adicional a esto hay elementos fijos como lo son en este caso el actuador que suministra la energía necesaria para el control y la planta que en este caso es la parte pasiva de los elementos fijos, es decir que la energía del actuador es aplicada a la planta bajo estímulos de la señal de error para producir el comportamiento deseado en la salida.

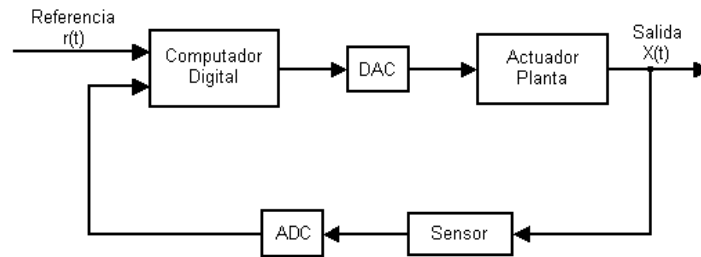


Figura 3.4: Lazo Cerrado con utilización de computador.

La señal de referencia es suministrada en algunos casos por el compu-

tador supervisor que gobierna la operación de muchos lazos de control.

Considerando un control con retroalimentación unitaria con $G(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$, donde $G(z)$ es la función de transferencia del conjunto computador digital, DAC y planta, N y D son polinomios numerador y denominador sin factores comunes. Calculando la función de transferencia total $\mathbf{T}(z) = \frac{C(z)}{R(z)}$:

$$\mathbf{T}(z) = \frac{G(z)}{1 + G(z)} = \frac{N/D}{1 + N/D} = \frac{N(z)}{N(z) + D(z)} \quad (3.25)$$

Algunas de las desventajas del control por feed-back son:

- No se ejerce ninguna acción correctiva hasta tanto no se produce una desviación de la variable controlada.
- No provee de ninguna acción predictiva para compensar los efectos de las perturbaciones.
- Puede no dar resultados satisfactorios para procesos con grandes constantes de tiempo o largos retardos.
- Si ocurren grandes y frecuentes perturbaciones el proceso puede operar continuamente en transitorio y nunca alcanzar el estado estacionario deseado.
- En algunas aplicaciones la variable a controlar no puede medirse en línea, y por tanto el control feedback no es aplicable.

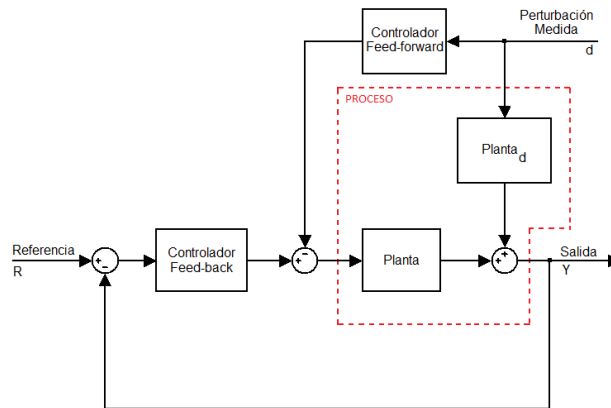
El control feed-back afecta solamente la localización de los polos, la cual determina el tipo de respuesta transitoria que evoluciona hacia el estado estable, o en caso de un polo fuera del círculo unitario, hacia la inestabilidad del sistema.

3.5.1.2. Feed-Forward

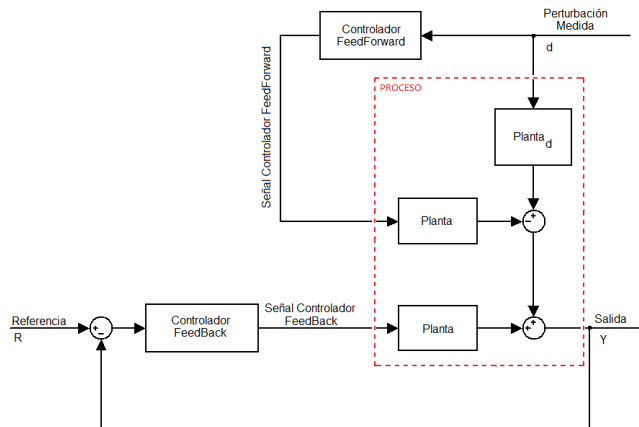
El control por feed-forward combinado con el control por feed-back puede mejorar significativamente el rendimiento del sistema cada vez que hay una perturbación importante que se puede medir antes de que afecte a la salida del proceso. En una situación ideal, el control feed-forward podría eliminar por completo el efecto de la perturbación medido en la salida del proceso.

Incluso cuando hay errores de modelado, el control feed-forward a menudo puede reducir el efecto de la perturbación medido en la salida mejor

que la que puede conseguirse mediante el control feed-back. Sin embargo, la decisión de si debe o no utilizar el control feed-back depende de si el grado de mejora en la respuesta a la perturbación medida justifica los costos adicionales de implementación y mantenimiento. Los beneficios económicos del control feed-forward pueden dar como resultado menores costos de operación y/o aumento de la posibilidad de venta del producto debido a su calidad más consistente. Generalmente, este control solo se usa en conjunto con el control feed-back ya que este último es necesario para controlar los cambios de consigna y suprimir las perturbaciones no medidas que están siempre presentes en cualquier proceso real.



(a) Estructura de control FeedForward tradicional.



(b) Modelo de bloques equivalente.

Figura 3.5: Diagrama de bloques controlador FeedForward.

En la figura 3.5a se muestra un diagrama de bloques tradicional de un sistema de control feed-forward. La figura 3.5b muestra el mismo diagrama de bloques, pero vuelve a dibujar la planta con el fin de mostrar claramente que la parte de alimentación feed-forward del sistema de control no afecta a la estabilidad del sistema de retroalimentación y por tanto que cada sistema puede ser diseñado de forma independiente. Sin embargo también esta estrategia presenta desventajas:

- Las perturbaciones deben medirse en línea y eso no es posible en todos los casos.
- Debe contarse con algún modelo del proceso, por simplificado que sea, de modo de poder predecir la respuesta de la variable de salida a los cambios en la variable manipulada y en la carga.
- El control ideal no es físicamente realizable, aunque se pueden lograr aproximaciones.

3.5.2. Características del proceso controlado

En los sistemas de segundo orden se debe encontrar una forma de diseñar un controlador que pueda forzar a un sistema de orden superior a comportarse como un sistema normal de segundo orden. La combinación de controles Feed Back y Feed Forward pueden ser utilizados para alterar tanto los polos como los ceros del sistema.

Partiendo de la función de transferencia de segundo orden en s:

$$\mathbf{T}_{(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.26)$$

Con ζ como el coeficiente de amortiguamiento y ω_n como la frecuencia natural. Llevando esta ecuación al dominio de Z por medio del método de mapeo de polos y ceros:

$$\mathbf{T}_{(z)} = \frac{Y_{(z)}}{R_{(z)}} = \frac{(1 - b \cos(a))z + b^2 - b \cos(a)}{z^2 - (2b \cos(a))z + b^2} \quad (3.27)$$

Siendo $Y(z)$ y $R(z)$ las variables controladas y de referencia respectivamente, a y b representan los dos parámetros del sistema, aplicando la

función escalón unitario se puede observar la manera como los parámetros a y b influyen en el comportamiento de la respuesta.

$$\frac{Y(z)}{z} = \frac{T(z)}{(z-1)} \quad (3.28)$$

Reemplazando la ecuación 3.28 en la 3.27 y realizando la transformada z inversa para encontrar la secuencia $Y(k)$:

$$\mathbf{Y}_{(k)} = 1 - b^k \text{Cos}(ak) \quad (3.29)$$

La forma de la señal obtenida es una función cosenoidal cuya amplitud varía exponencialmente en adición a un nivel de valor unitario. En la siguiente figura se observa que los parámetros a y b son exactamente las coordenadas polares del sistema. Donde X es la parte real del polo y b la distancia radial hacia la localización del polo en el plano z .

$$\mathbf{k} = 1 - x, z_1 = -(b^2 - x)(1 - x)^{-1}; \quad x = b \cos(a) \quad (3.30)$$

En la ecuación 3.30 se puede observar que el valor del cero y el valor de la ganancia depende de los polos. De igual modo se evidencia que por condiciones de estabilidad b debe tener valor inferior a 1 de lo contrario la señal sería una función exponencial creciente. Algunas de las especificaciones de diseño más usadas se muestran a continuación.

■ **Estado Estable:**

El error $e(k) = r(k) - y(k)$ es cercano a cero en estado estable para $b < 0$ cuando la entrada de referencia $r(k)$ es una función escalón.

■ **Tiempo de Estabilización:**

Se obtiene cuando el error es del 2 %, es decir que $b_n = 0,02$, luego $t_s = NT$, siendo T el tiempo de muestreo.

■ **Tiempo de Pico:**

Es el tiempo en el cual se llega al primer pico de sobrepasamiento o máximo sobre-impulso. $t_p = \frac{\pi T}{a}$ o $k_p = \frac{\pi}{a}$

■ **Porcentaje de Sobre-impulso:**

Es el valor de pico máximo por unidad. Suele expresarse como el porcentaje en el cual el máximo sobreimpulso sobrepasa al valor de la señal en estado estable.

$$\mathbf{M}_P \% = 100 \% [y(k_p) - 1] = 100b_p^k \quad (3.31)$$

La especificación de porcentaje de Sobre-impulso, también llamada *Over-Shoot*, es la guía para localizar los polos y ceros del sistema en el plano z , con el fin de guiar el diseño de controles digitales. La restricción del porcentaje de sobre impulso se expresa como $b^{\frac{\pi T}{\alpha}}$, obteniendo en el plano z espirales logarítmicas. Así como en el tiempo continuo, el Over-Shoot dependerá de ζ como se muestra en la figura 3.6.

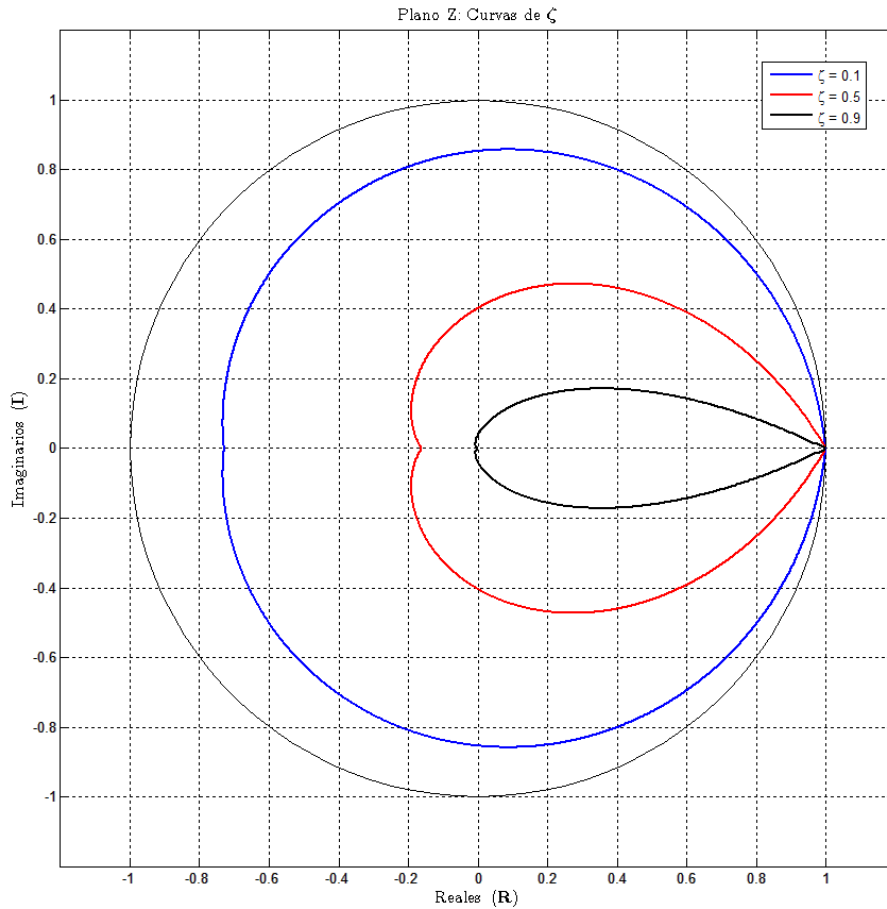


Figura 3.6: Espirales para una ζ constante.

El tiempo de establecimiento debe cumplir que este valor sea menor a un valor dado, para la localización en el plano z se obtienen círculos concéntricos con radio nT siendo N el número de intervalos de muestreo que se demora en estabilizar la señal. Este tiempo dependerá de $\zeta\omega_n$ de manera análoga al

tiempo continuo como se muestra en la figura 3.7.

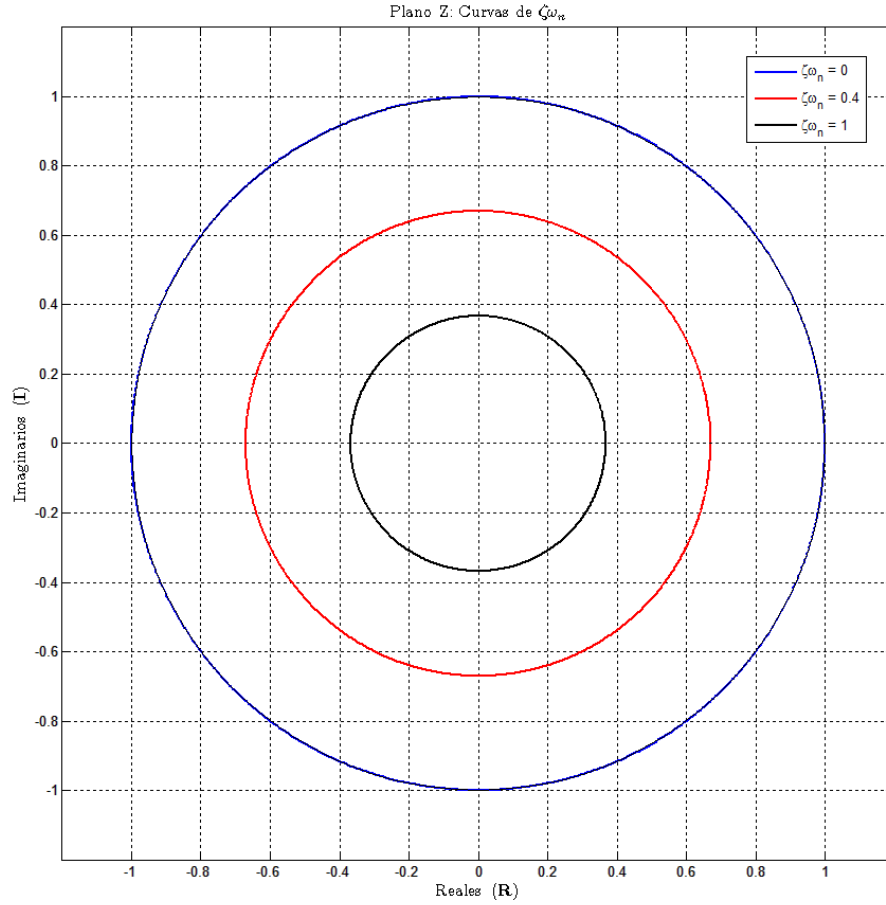
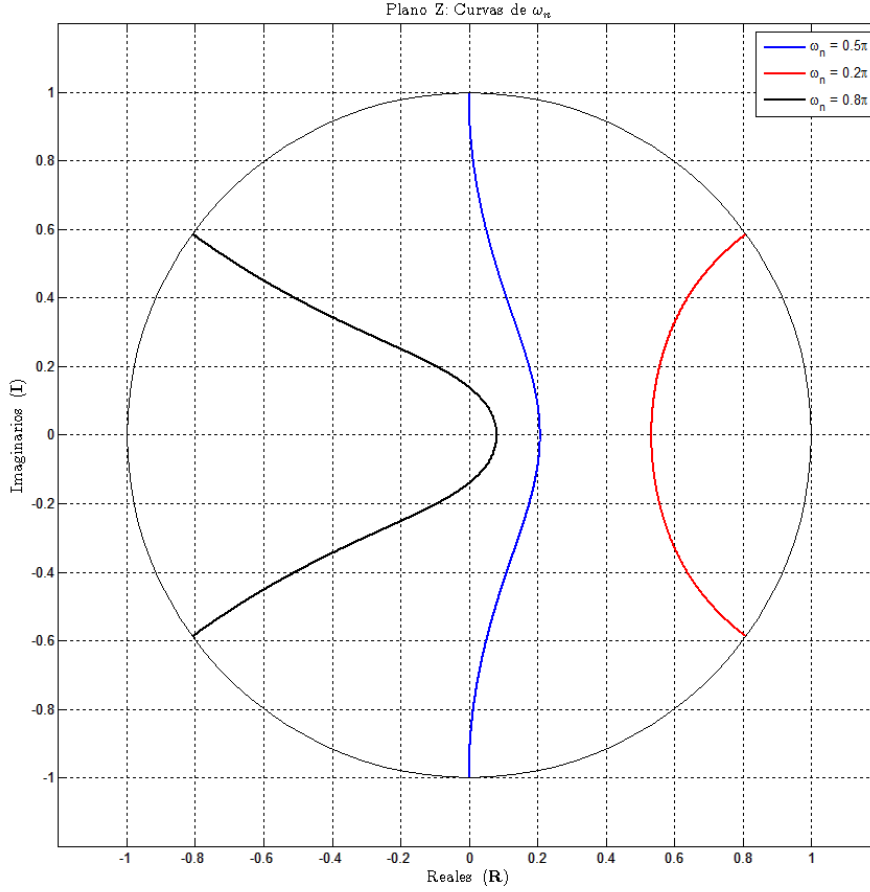


Figura 3.7: Curvas para $\zeta\omega_n$ constantes.

La especificación del tiempo de subida requiere que la frecuencia natural sea superior a determinado valor. La frecuencia natural es llamada también ω_n , a esta se asignará un valor constante y se graficará el resultado en la figura 3.8.

Figura 3.8: Curvas para ω_n constante.

La localización final de los polos del sistema diseñado debe estar dentro de la intersección de las anteriores curvas. Para el siguiente ejemplo, se necesitará un *OverShoot* inferior a 9,5% y un *Tiempo de establecimiento* que se encuentre entre 4 Segs y 6.6 Segs. Se procederá a calcular los valores de ζ y $\zeta\omega_n$ para después mostrar en la figura 3.9 la región sobre la cual deben encontrarse los polos para cumplir con esas especificaciones.

$$OV = 100e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

$$0,095 = e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{Ln(0,095)^2}{\pi^2 + Ln(0,095)^2}}$$

$$\zeta = 0,5996$$

$$\zeta \approx 0,6$$

$$\frac{4}{\zeta\omega_n} = 4 \quad \text{Por tanto} \quad \zeta\omega_n = 1$$

$$\frac{4}{\zeta\omega_n} = 6,6 \quad \text{Por tanto} \quad \zeta\omega_n = 0,606 \approx 0,6$$

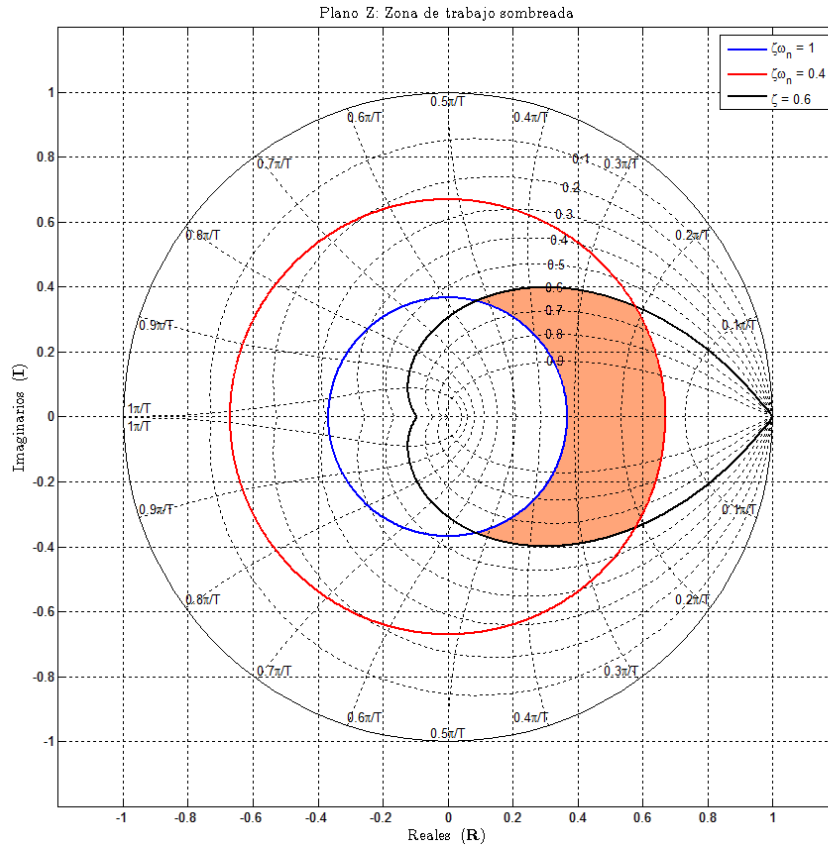


Figura 3.9: Región donde deberán estar los polos para cumplir con los criterios de diseño.

3.5.2.1. Estado Transitorio

Es la capacidad de un sistema de mantener el error pequeño cuando la señal de referencia $r(t)$ cambia. Las especificaciones de comportamiento de un transistor pueden ser realizada en el tiempo y luego trasladadas al dominio Z , ya sea en términos de la localización de los polos característicos de Z o en términos de la respuesta de la frecuencia como el ancho de banda y el pico de resonancia.

El tiempo pico, $t_p = \frac{\pi T}{a}$, es inversamente proporcional a la frecuencia como se ve en la siguiente figura.

El porcentaje de sobreimpulso, $100b \frac{\pi T}{a}$, es directamente proporcional a la frecuencia de oscilación e inversamente proporcional a b , ver la figura.

El tiempo de estabilización, $t_s = TN = T \ln \frac{(\text{Error})}{Lnb}$, es directamente proporcional a la constante b para un error dado del 2 % o 4 %.

3.5.2.2. Estado Estable

Es el requerimiento necesario que debe cumplir el sistema cuando todos los transitorios son despreciables, es decir que el error $r(t)-y(t)$ es muy pequeño. Las dos razones por las que el error no sea cero son debidas a la referencia y las perturbaciones. Una función de transferencia discreta de lazo abierto es de tipo N si $G(z)$ posee exactamente N polos en $Z=1$ después de remover todos los factores comunes del numerador y denominador. Dicho de otro modo es el calculo de los errores de estado estable para diferentes entradas. De este modo se puede obtener el error de estado estable utilizando la propiedad del valor final para la transformada Z . La estabilidad de $(1 - z^{-1})E(z)$ debe ser determinada antes de poder garantizar que este valor existe. Considerando la referencia escalón unitario $R(z) = (1 - z^{-1})^{-1}$, luego el error de estado estable al escalón unitario es:

$$e_{ss} = \lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = \lim_{k \rightarrow \infty} (1 - z^{-1})E(Z) = \frac{1}{1 + G(1)} \quad (3.32)$$

Cuando la referencia $R(z)$ es un escalón, el comando es para cambio en posición similar a cuando $R(z)$ es una rampa, el comando indica una variación en la frecuencia, es decir que varía la velocidad. En otros términos las entradas escalón, rampa y parábola son referencias de posición, velocidad

y aceleración, sin importar el sistema al que se aplique. Para una entrada de referencia rampa unitaria:

$$\mathbf{e}_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(1 - z^{-1})Tz(z-1)^2}{1 + G(z)} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1}{T^{-1}(z-1)G(z)} \quad (3.33)$$

Para una entrada de referencia parábola unitaria:

$$\mathbf{e}_{ss} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{(1 - z^{-1})(1/2)T^2z(z+1)}{(z-1)^3[1G(z)]} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1}{T^{-2}(z-1)^2G(z)} \quad (3.34)$$

De lo anterior se parte para hallar las constantes de error de estado estable con una entrada de referencia determinada. A continuación se mostrará una tabla que muestra el resultado de los errores de estado estable para cada uno de los sistemas mencionados anteriormente.

Tipo de Sistema	Entrada de Referencia		
	Escalón Unitario	Rampa Unitaria	Parabola Unitaria
0	$\frac{1}{1 + K_p}$	∞	∞
1	∞	$\frac{1}{K_v}$	∞
2	∞	∞	$\frac{1}{K_a}$
3	0	0	0

Tabla 3.1: Errores de estado Estable para diferentes tipos de sistemas.

3.6. Resumen

La transformada Z se puede usar para analizar la estabilidad y respuesta de un sistema muestreado, y para diseñar sistemas adecuados que incorporen un procesador. El procesador se usa para completar muchos calculos en el intervalo T_s de muestreo y para proporcionar una señal de salida adecuada para activar el actuador del proceso de forma estable.

Capítulo 4

Estado del Arte

*En principio la investigación necesita
más cabezas que medios.*

Severo Ochoa

RESUMEN: Este capítulo realiza una revisión integral de las configuraciones de los convertidores mejorados de calidad energética (IPQCs), por sus siglas en inglés “Improved Power Quality Converters”, los métodos de control, características de diseño, selección de componentes, otras consideraciones relacionadas, y su idoneidad y selección para aplicaciones específicas. Está dirigido a proporcionar un amplio espectro sobre el estado de la tecnología IPQC a investigadores, diseñadores e ingenieros de aplicaciones que trabajan en convertidores conmutados AC/DC.

4.1. Introducción

Los convertidores conmutados de estado sólido han alcanzado un nivel de maduración en cuanto a la mejora de calidad energética en términos de corrección del factor de potencia (PFC), la reducción de la distorsión armónica total en la red de corriente alterna de entrada y salida de CC regulada con precisión en buck, boost, buck-boost y modos de multinivel con flujo de potencia unidireccional y bidireccional.

La conversión de estado sólido de CA a CC se utiliza ampliamente en las unidades de velocidad ajustable (ASD), por sus siglas en inglés “Adjustable

Speed Drives”, fuentes de alimentación conmutadas (SMPS), por sus siglas en inglés “Switch Mode Power Supplies”, fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS), por sus siglas en inglés “Uninterrupted Power Supplies”, y en las fuentes de energía no convencionales tales como la energía solar fotovoltaica, sistemas de almacenamiento de energía en baterías (BESSs), por sus siglas en inglés “Battery Energy Storage Systems”, en procesos tecnológicos tales como la galvanoplastia, aparatos para soldar, fuentes de alimentación para sistemas de telecomunicaciones, equipos de prueba y mediciones, etc.

Los convertidores AC a DC, que también son llamados rectificadores, se desarrollan utilizando diodos y tiristores para proporcionar corriente continua controlada y no controlada con un flujo de energía tanto unidireccional como bidireccional. Tienen defectos en cuanto al tratamiento energético debido a los armónicos de corriente inyectados a la red que causan distorsión en la tensión, un factor de potencia bajo, es decir que tienen una escasa eficiencia y necesitan de filtros de CA y CC de un gran tamaño.

A la luz del aumento de sus aplicaciones, un nuevo tipo de rectificadores se ha desarrollado utilizando dispositivos de conmutación de estado sólido tales como MOSFETs, transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), por sus siglas en inglés “Insulated Gate Bipolar Transistor”, tiristores (GTO), por sus siglas en inglés “Gate Turn-Off Thyristor”, etc. Incluso algunos de estos no han sido bien pensados o no son posibles de desarrollar utilizando diodos o tiristores. Este nuevo tipo de rectificador es generalmente conocidos como convertidor, pero tienen aplicaciones específicas en las que pueden ser llamados rectificadores conmutados (RLG), por sus siglas en inglés “Switch-Mode Rectifiers”, correctores del factor de potencia (PFC), por sus siglas en inglés “Power Factor Corrector”, rectificadores por modulación de ancho de pulso (PWM), por sus siglas en inglés “Pulse Width Modulation”, rectificadores multinivel, etc.

Debido a la estricta exigencia en cuanto a la calidad energética de la red de corriente alterna de entrada se han desarrollado varias normas, algunas de ellas son:

1. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems, **IEEE Std. 519, 1992**.
2. Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3: Limits-Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16A per Phase), **IEC1000-3-2 Doc, 1995**.
3. Draft-Revision of Publication IEC 555-2: Harmonics, Equipment for

Connection to the Public Low Voltage Supply System, **IEC SC 77 A, 1990.**

Estas se han desarrollado y ya se están aplicando. Debido a la gravedad de los problemas de calidad energética se han desarrollado ampliamente algunas otras opciones como filtros pasivos, filtros activos (AFs), por sus siglas en inglés “Active Filters” y filtros híbridos en conjunto a los rectificadores convencionales, estos se han desarrollado sobre todo en alta potencia y en instalaciones ya existentes. Sin embargo, estos filtros son bastante costosos, pesados y voluminosos sin mencionar que tienen pérdidas razonables que reducen la eficiencia general del sistema completo. Bajo estas observaciones, se considera una mejor opción el incluir convertidores como parte esencial del sistema de conversión AC a DC, que ofrece un tamaño reducido, una mayor eficiencia y corriente continua controlada y regulada que proporciona una operación cómoda y flexible del sistema.

Por otra parte, varias topologías comparativas de convertidores se han presentado en publicaciones recientes. Por lo tanto, se considera oportuno el presentar una amplia perspectiva sobre el estado de la tecnología de los convertidores AC a DC para los ingenieros que trabajan en ellos y que de esta manera solo deban ocuparse de las cuestiones de la calidad energética. Este exhaustivo trabajo ha sido tomado, traducido y adaptado de Bhim Singh, Senior Member, IEEE, Brij N. Singh, Member, IEEE, Ambrish Chandra, Senior Member, IEEE, Kamal Al-Haddad, Senior Member, IEEE, Ashish Pandey, Student Member, IEEE, and Dwarka P. Kothari, Senior Member, IEEE que han sido referenciados en la bibliografía[8].

4.2. Contextualización

La tecnología IPQC se ha desarrollado a un nivel razonablemente madurado para la conversión AC a DC, con armónicas reducidas, alto factor de potencia, baja interferencia electromagnética (EMI) e interferencia de radiofrecuencia (RFI), la entrada de corriente alterna bien regulada y la salida de corriente continua de buena calidad con cargas de alimentación que van desde algunos mili-watios hasta varios cientos de kilo-watios de potencia en gran número de aplicaciones. Se ha revolucionado en los últimos diez años con diferentes configuraciones, métodos de control, dispositivos de estado sólido, la integración de circuitos, etc, para tipos de convertidores tales como boost, buck, buck-boost, y de múltiples niveles tanto unidireccionales como bidireccionales. Un gran número de configuraciones IPQC han evolucionado para

adaptarse a las diversas necesidades de diferentes aplicaciones, manteniendo un alto nivel de calidad energética en la entrada de la fuente de corriente alterna y la salida de corriente continua.

Con extensivo uso de la conversión CA a CC de estado sólido, la calidad energética se ha convertido en un tema importante. Con el creciente uso de estos convertidores en vastos diversos niveles de potencia y tensión, se clasifican a los IPQC en cuatro categorías principales llamadas boost, buck, buck-boost y multinivel con un alto nivel de calidad energética en la fuente de corriente alterna de entrada y en salida de CC.

En algunas aplicaciones, se requiere una tensión continua de salida que sea constante y regulada, con el flujo de energía unidireccional como en las SMPSS, acondicionadores de aire, etc., mientras que en algunas aplicaciones se requiere un flujo de energía bidireccional. Por lo tanto, estos IPQCs se clasifican en convertidores Boost unidireccional y convertidores Boost bidireccional. Además, hay un gran número de aplicaciones que requieren amplificar la tensión de corriente continua que normalmente es suministrada por un rectificador convencional o un rectificador de tiristores controlados con el flujo de potencia tanto unidireccional como bidireccional. Para reemplazar estos sistemas, un tipo mejorado de convertidores de calidad energética se ha desarrollado y clasificado como buck unidireccional y buck bidireccional con ayuda de la conmutación PWM y el uso de dispositivos de estado sólido. Por otra parte, hay algunas aplicaciones típicas las cuales aumentan las funciones u operaciones en el mismo convertidor y por tanto requieren dinero, de esta manera se añade una clasificación adicional a los convertidores llamada boost-buck que tiene un flujo de energía unidireccional y bidireccional. Sin embargo, para aplicaciones de alta tensión y de alta potencia, el concepto de convertidores multinivel es el que podría evitar un transformador de baja frecuencia y de la misma manera reducir la frecuencia de conmutación de los dispositivos.

Una de las principales razones por la que la evolución de los convertidores AC-DC es tan notable se debe a los dispositivos de conmutación, por ejemplo, en baja potencia los MOSFETs tienen un rendimiento sin igual, debido a su alta velocidad de conmutación con pérdidas insignificantes. En la clasificación de potencia media, un IGBT se considera un dispositivo ideal para tales convertidores con tecnología PWM. Para una mayor potencia, el GTO se utiliza normalmente conmutando para revertir la tensión de bloqueo a muy poca frecuencia de conmutación, por el orden de los kilohertz. Muchos fabricantes están desarrollando módulos de potencia inteligentes (IPMs), por sus siglas en inglés “Intelligent Power Modules” para dar una estructura eco-

nómica y compacta para los IPQCs. Un avance diferente en los IPQCs ha sido la respuesta rápida de tensión de efecto Hall en sensores de corriente y amplificadores de aislamiento que normalmente se requieren para las mediciones utilizadas en el control de estos convertidores, para de esta manera resultar en un alto nivel de rendimiento de estado estable y dinámico. Muchos fabricantes como ABB, LEM, HEME, Analog Devices y otros están ofreciendo estos sensores a bajos precios competitivos.

Otro avance importante para la tecnología IPQC se ha debido a una revolución en microelectrónica. Debido a los requisitos de volumen, una serie de fabricantes como Unitrode, Analog Devices, Siemens, Fairchild, etc, han desarrollado los circuitos integrados dedicados en función de controlar dichos convertidores de manera rentable y compacta. Por otra parte, una alta velocidad y precisión en los microcontroladores y procesadores de señales digitales (DSPs) están disponibles a un costo razonablemente bajo. Muchos procesadores se han desarrollado para dar salidas PWM directas con software rápido que son utilizados normalmente en algunos de estos convertidores, lo que reduce drásticamente el hardware. Con estos procesadores ahora es posible implementar nuevos algoritmos de control mejorados en tiempo real para proporcionar un rendimiento dinámico y rápido en IPQCs, comenzando con los controladores (PI) convencionales-proporcionales integral, controladores difusos y controladores basados en redes neuronales que se han empleado en el control de estos convertidores. Aparte de esto, hay una serie de instrumentos disponibles para medir el rendimiento de los IPQC, tales como los llamados analizadores de redes, monitores de potencia, analizadores de espectro, etc, que proporcionan información directa del espectro así como de la distorsión armónica total, incluso hasta a el 51^{va} armónico, factor de potencia (PF), factor de cresta (CF), factor de desplazamiento (DF), kVA, kVAR, kW, de la energía consumida, etc.

4.3. Configuraciones

Los IPQCs se clasificarán con base en la topología del tipo de convertidor utilizado. Esta clasificación se basa en función de los tipos boost, buck, buck-boost y multinivel con un flujo de energía tanto unidireccional como bidireccional. El tipo de convertidor puede ser Chopper de subida, Chopper de bajada, estructurado en medio puente o puente completo, etc. La Figura 4.1 y la Figura 4.2 muestran estos dos tipos de clasificaciones de IPQCs.

4.3.1. Clasificación Basada en su Topología

Esta clasificación de IPQCs se basa en las topologías utilizadas en los convertidores. Estos se clasifican como Boost, Buck, Buck-Boost, y Multinivel con el flujo de energía unidireccional y bidireccional, como lo muestra la Figura 4.1. Estos convertidores se desarrollan en diferentes configuraciones para cumplir los requisitos exactos de una gran variedad de aplicaciones. Algunas de las configuraciones iniciales de IPQCs se mejoraron para proporcionar un mejor rendimiento. Las siguientes figuras muestran las configuraciones de circuitos básicos de IPQCs en las ocho categorías de conversión CA-CC.



Figura 4.1: Clasificación basada en la topología del sistema del IPQC.

4.3.1.1. Convertidores Boost Unidireccionales

La Figura 4.3 muestra diferentes configuraciones de un convertidor boost para mejorar la calidad energética tanto en la red eléctrica de entrada (corriente alterna) como en la de salida (corriente continua), presenta reducción de pérdidas y ruidos así como también disminuye drásticamente su peso y volumen. En principio, es una combinación entre un puente de diodos rectificador y un elevador Chopper DC con elementos de filtrado y almacenamiento de energía.

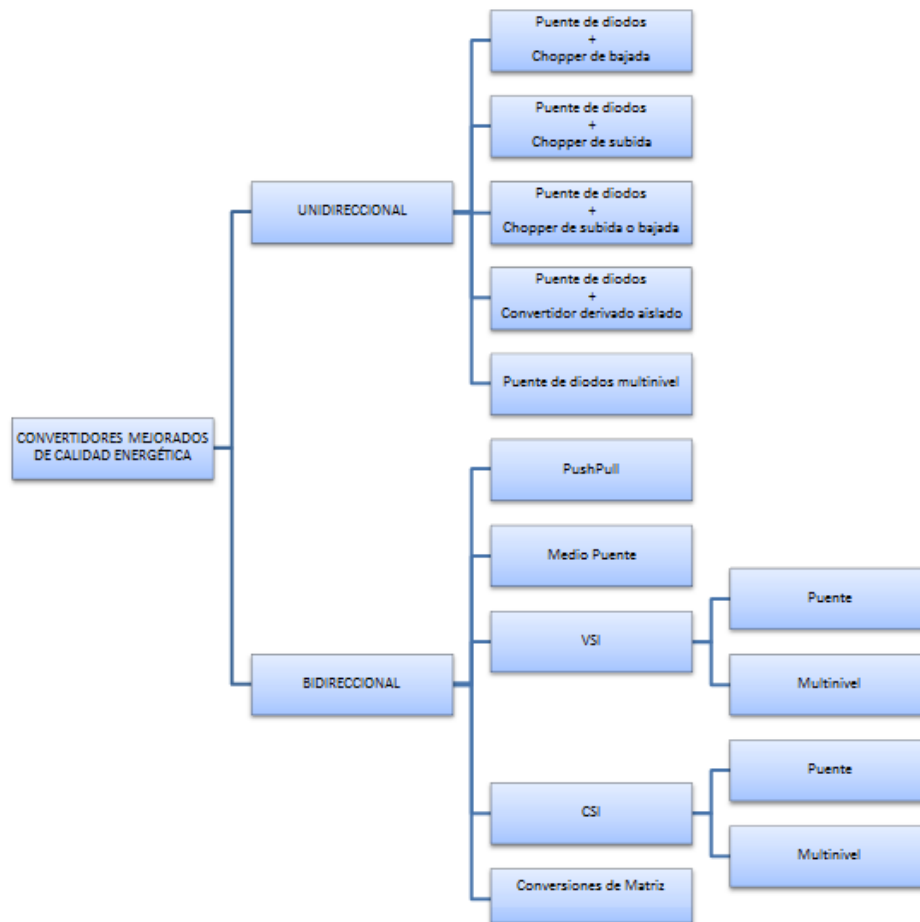
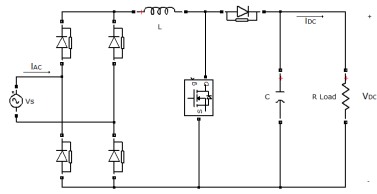
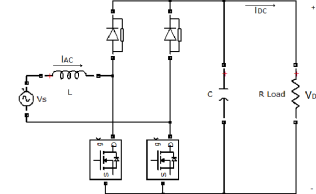


Figura 4.2: Clasificación basada en el convertidor del IPQC

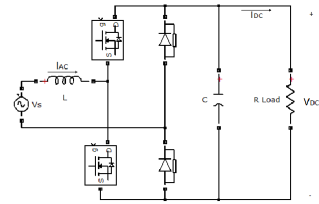
Han habido muchas modificaciones como se muestra desde la Figura 4.3b a la Figura 4.3e, en algunas de ellas se utiliza el concepto de multi-celda entrelazada para mejorar su desempeño. Actualmente se usan técnicas PWM de alta frecuencia y de control para controlar los convertidores en el lazo interno, es decir el de corriente ya que es de un gran ancho de banda, mientras que al lazo externo, correspondiente al de tensión, se le proporciona una respuesta rápida y de alto nivel de calidad energética en la red de corriente alterna de entrada y la salida de CC.



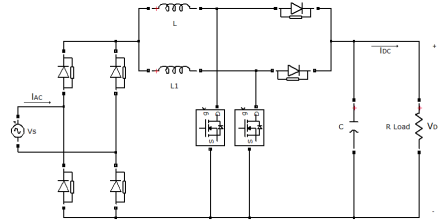
(a) Convertidor Boost Unidireccional.



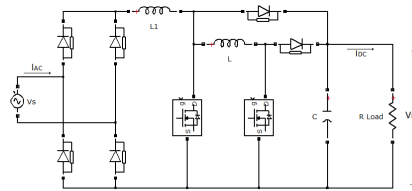
(b) Convertidor Boost Unidireccional Simétrico de dos MOSFETs.



(c) Convertidor Boost Unidireccional Asimétrico de dos MOSFETs.



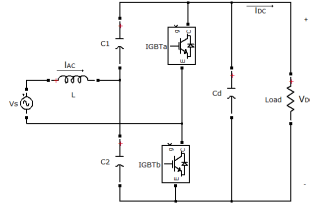
(d) Convertidor Boost Unidireccional de dos celdas entrelazadas.



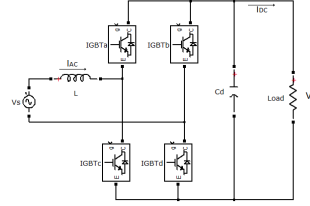
(e) Convertidor Boost Unidireccional con filtro activo de alta frecuencia EMI.

Figura 4.3: Tipos de convertidores Boost Unidireccionales.

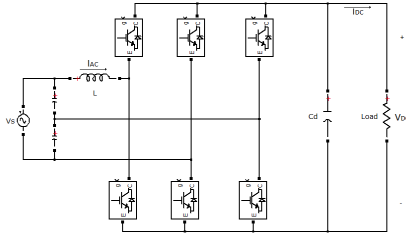
Estos IPQCs proporcionan una buena regulación de tensión continua en la salida incluso cuando hay una amplia variación de la tensión de entrada AC entre 90v a 300v y la frecuencia variando entre 40 a 70Hz. Estos convertidores se utilizan ampliamente en los balastos electrónicos, fuentes de alimentación, unidades de velocidad variable para el motor de CA, refrigeradores, bombas, ventiladores, etc.



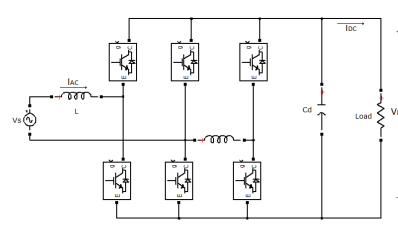
(a) Convertidor Boost Bidireccional de medio puente.



(b) Convertidor Boost Bidireccional de puente puente completo VSI.



(c) Puente Convertidor Bidireccional Boost con Compensación del Riple DC usando Punto Medio AC en los Capacitores y una Tercera Rama.



(d) Puente Convertidor Bidireccional Boost con Compensación del Riple DC usando un inductor y una Tercera Rama.

Figura 4.4: Tipos de convertidores Boost Bidireccionales.

4.3.1.2. Conversores Boost Bidireccional

Observando el éxito del anterior convertidor, se desarrollaron estos tipos de convertidores para satisfacer los requisitos de aplicaciones de flujo de potencia bidireccional, además de mejorar la calidad energética en la red de corriente alterna en la entrada, hablando en términos de la obtención de un alto factor de potencia y una baja Distorsión Armónica (THD) con una tensión continua de salida bien regulada.

La Figura 4.4 muestra algunos circuitos de este tipo de convertidor. A partir de su topología básica, los circuitos están evolucionaron para mejorar su rendimiento. Algunas de sus aplicaciones son la carga y descarga de baterías en una UPS, BESS, y aplicaciones de transporte como el metro, etc. Este convertidor también se utiliza como interfaz en las fuentes de energía no convencionales, tales como celdas foto-voltáicas, eólicas, etc. La topología básica es un inversor como fuente de tensión basada en PWM con un

inductor de filtro de entrada de corriente alterna y la salida se toma del condensador de almacenamiento DC.

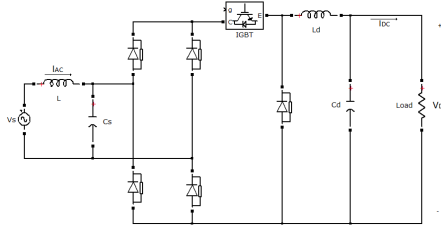
El concepto de reducción del ripple generado en el condensador en CC también se investigó usando una tercera rama activa como se muestra en la Figura 4.4c y la Figura 4.4d para mejorar su rendimiento y reducir la necesidad de un condensador de almacenamiento de energía en el circuito intermedio. Estas nuevas configuraciones de convertidores también proporcionan un control rápido y generan un gran ancho de banda en la salida de corriente continua.

4.3.1.3. Convertidores Buck Unidireccionales

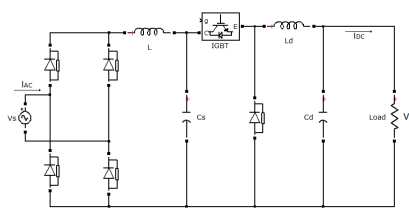
Los circuitos básicos de esta topología se muestran en la Figura 4.5. Es una combinación entre un puente rectificador de diodos y un chopper reductor con filtros de entrada y de salida. Su rendimiento se mejora utilizando un filtro de rizado en la salida de corriente continua para la reducción de armónicos en la red de corriente alterna y la reducción de ondulaciones en la tensión continua de salida. Hoy en día, también se desarrolla utilizando un diodo rectificador en conjunto con un filtro entre otras diversas combinaciones de convertidores DC-DC con y sin un transformador de aislamiento de alta frecuencia.

La Figura 4.5d muestra uno de estos circuitos utilizando el convertidor DC-DC en puente completo con aislamiento de alta frecuencia. Puede haber muchas otras combinaciones de configuraciones aisladas utilizando push-pull, convertidores DC-DC de medio puente, etc. Tienen las características de alto factor de potencia, bajo contenido armónico en la red de corriente alterna y además se cumple con el requisito de tener una tensión continua variable y controlable en la salida.

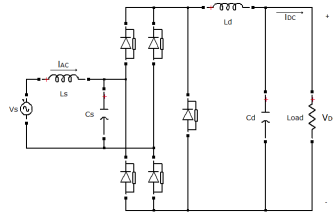
Estos convertidores también proporcionan una respuesta muy rápida en comparación a los semi-convertidores convencionales, esto es resultado del tamaño reducido de CA y por tanto la CC filtra menos tensión en la carga y otros componentes. Se utiliza en el control de velocidad de motores de corriente continua de pequeña clasificación, carga de baterías, alimentación aislada de CC regulada, etc. En una calificación de alta potencia, se puede hacer con un GTO como se muestra en la Figura 4.5c.



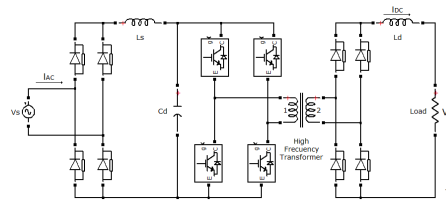
(a) Convertidor Buck Unidireccional con filtro entrada AC.



(b) Convertidor Buck Unidireccional con filtro en la entrada DC.



(c) Convertidor Buck Unidireccional basado en un puente de GTOs.



(d) Convertidor Buck Unidireccional con nivel Buck aislado DC-DC de alta frecuencia.

Figura 4.5: Tipos de convertidores Buck Unidireccionales.

4.3.1.4. Convertidores Buck Bidireccionales

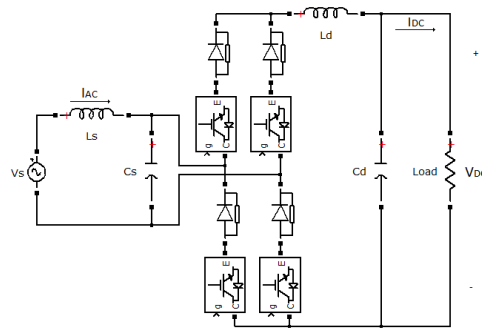
La Figura 4.6 muestra dos circuitos típicos de este tipo de convertidores. Su circuito básico es un inversor fuente de corriente basado en PWM con dispositivos de conmutación. Tanto los MOSFETs como BJTs e IGBTs no tienen capacidad de bloqueo de tensión inversa, se requiere un diodo en serie para proporcionar capacidad de bloqueo de tensión inversa. Sin embargo, si se utiliza un GTO no se requiere este diodo adicional, sin embargo no podría funcionar con un PWM de alta frecuencia, que es un factor primordial para reducir el tamaño de los elementos de almacenamiento de energía en el filtro.

Se puede considerar como reemplazo un puente rectificador de tiristores en una sola fase. De esta manera se tiene corriente continua unidireccional y bidireccional controlable con tensión en el circuito intermedio para proporcionar un flujo de energía bidireccional. Se proporciona una respuesta mucho más rápida en comparación con un convertidor dual convencional.

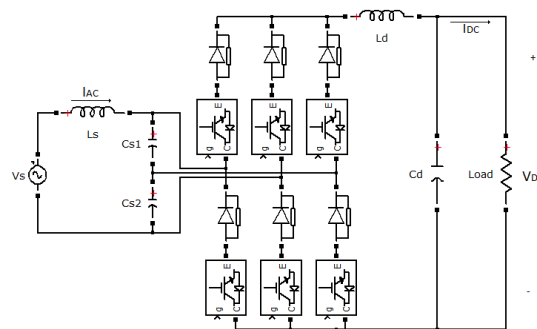
También se realiza una compensación de ondulación en la salida de co-

riente continua utilizando una tercera rama como se muestra en la Figura 4.6b y se necesitaría un filtro de tamaño reducido con buen rendimiento en la red de corriente alterna de entrada y la salida de CC en la carga, en conjunto con la conexión de doble puente en antiparalelo, que proporciona un rendimiento similar al de un doble convertidor de tiristor convencional. En el rango de alta potencia se utilizan varios convertidores serie con transformadores en un sistema de una sola fase aislada con GTO para mejorar la calidad energética de la red eléctrica de corriente alterna de entrada y en la salida de corriente continua.

También se puede utilizar en las unidades de carga de baterías y para proporcionar una fuente de corriente DC ideal, capaz de alimentar un motor de corriente alterna basado en un inversor de corriente.



(a) Convertidor Buck Bidireccional.

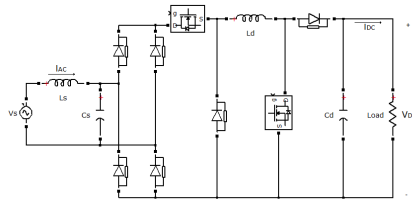


(b) Convertidor Buck Bidireccional con una rama neutral.

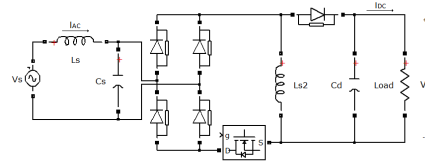
Figura 4.6: Convertidores Buck Bidireccionales.

4.3.1.5. Convertidores Buck-Boost Unidireccionales

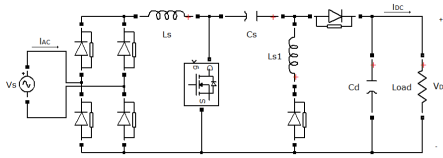
Estos convertidores se desarrollan tanto en configuraciones aisladas como NO aisladas. La figura 4.7 muestra un algunos circuitos de este tipo de convertidores. Es una combinación entre un puente rectificador de diodos y un convertidor DC-DC Buck-Boost. Desde que se empezaron a desarrollar convertidores Buck-Boost tanto aislados como NO aislados se han reportado un gran número de configuraciones, tales como Buck-Boost, Flyback, SEPIC, Zeta, Cuk, etc.



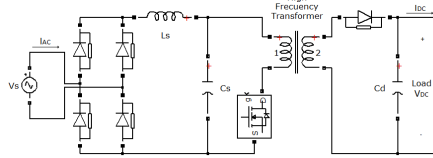
(a) Convertidor Unidireccional Buck-Boost en cascada.



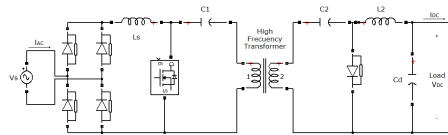
(b) Convertidor Unidireccional Buck-Boost de un único dispositivo de conmutación.



(c) Convertidor Unidireccional Buck-Boost derivación SEPIC.



(d) Convertidor Unidireccional Buck-Boost basado en Flyback.



(e) Convertidor Unidireccional Buck-Boost derivado de un Cuk aislado.

Figura 4.7: Tipos de convertidores Buck-Boost Unidireccionales.

Los anteriormente mencionados están en cascada con un puente de diodos rectificador para mejorar la calidad energética en la red eléctrica de corriente alterna de entrada con el requisito de tener tensión continua de salida controlable y variable.

Un transformador de aislamiento de alta frecuencia proporciona un ajuste en la tensión para un mejor control, seguridad en la carga, reducción de peso y tamaño, reducción de pérdidas y adecuación para diferentes aplicaciones. Además, solo se necesita un único conmutador como se muestra desde la Figura 4.7b a la Figura 4.7e. Estos son intrínsecamente capaces de dar salida de CC regulada con ondulación reducida y alto factor de potencia en conjunto con una baja distorsión armónica total en la red eléctrica de corriente alterna a través de un control adecuado.

El concepto de conmutación suave utilizando circuitos resonantes también se utiliza para reducir las tensiones y pérdidas en la conmutación de los dispositivos y que de esta manera puedan funcionar a una alta frecuencia de conmutación y así reducir aún más el tamaño de los elementos almacenadores de energía. Por lo tanto, un gran número de topologías para estos circuitos son posibles y utilizadas, pero aquí sólo se muestran unos pocos circuitos básicos para proporcionar una comprensión básica de estos convertidores. Estos IPQCs se utilizan ampliamente en SMPs, señalización ferroviaria, cargadores de baterías, UPS, motores de corriente alterna sin escobillas, etc.

4.3.1.6. Convertidores Buck-Boost Bidireccionales

La Figura 4.8 muestra el circuito de este tipo de convertidor. Este circuito es similar a un convertidor de matriz, ya que las salidas de tensión de CC son bidireccionales, variables y reversibles. Es un convertidor muy versátil con el flujo de potencia bidireccional. Puede funcionar como una fuente de corriente o un rectificador de voltaje con los elementos de almacenamiento de energía reducidos para una respuesta rápida.

Es un convertidor muy interesante, que funciona como un convertidor de cuatro cuadrantes y tiene la capacidad de operar tanto de manera Boost como de manera Buck. Aumentando la frecuencia de conmutación se puede reducir aún más el tamaño de los filtros de entrada y salida. Sin embargo, para un grado de potencia mucho más alta, puede ser implementado usando GTOs que también evita el diodo en serie usado normalmente se utilizan IGBTs para proporcionar capacidad de bloqueo de tensión inversa.

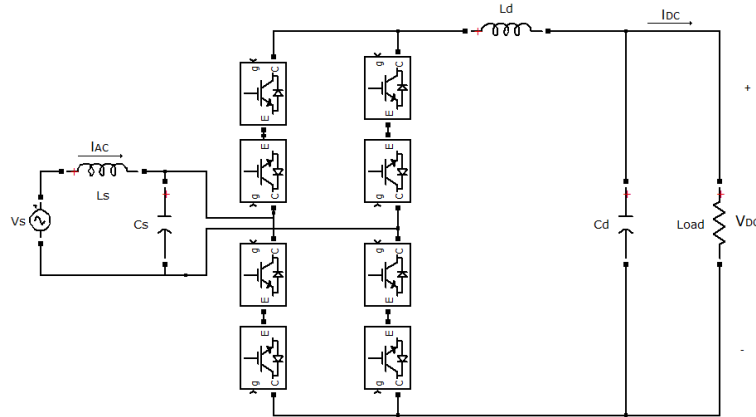


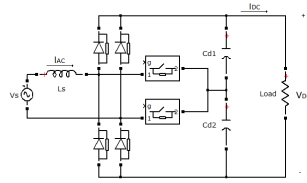
Figura 4.8: Convertidor Buck-Boost Bidireccional.

4.3.1.7. Convertidores Multinivel Unidireccionales

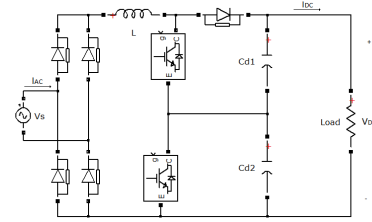
La figura 4.9 muestra cinco circuitos de este tipo de convertidores. Se implementan mediante un puente rectificador de diodos en conjunto con un controlador PWM y un interruptor bidireccional activo para reducir los armónicos.

Muchas configuraciones de este circuito son reportados en la literatura, algunos de estos de muestran de la Figura 4.9a a la Figura 4.9b, en estos se evidencia el uso de interruptores unidireccionales y bidireccionales con condensadores individuales, dobles, y triples en el circuito intermedio. Estos convertidores ofrecen un alto factor de potencia y la reducción de distorsión armónica sobre la red eléctrica de corriente alterna de entrada mientras que la tensión de salida de corriente continua es regulada y libre de rizado.

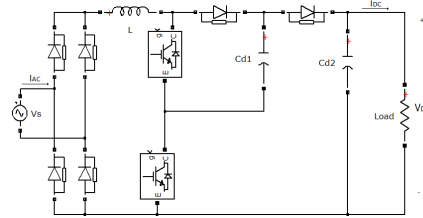
Así mismo, reduce las tensiones en los componentes y ofrece el mismo nivel de rendimiento reduciendo la frecuencia de conmutación, lo que resulta en bajas pérdidas de conmutación y de alta eficiencia. Estos son ampliamente utilizados para la alimentación de motores sin escobillas que necesiten un control de velocidad variable. Así mismo se usan en aplicaciones tales como el aire acondicionado, los ventiladores de velocidad variable, bombas, compresores, etc.



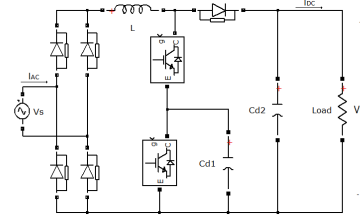
(a) Convertidor Multinivel Unidireccional Conmutado en dos Direcciones.



(b) Convertidor Multinivel Unidireccional Conmutado en dos Direcciones con punto medio.



(c) Convertidor Multinivel Unidireccional Adaptado.



(d) Convertidor Multinivel Unidireccional Adaptado y Modificado.

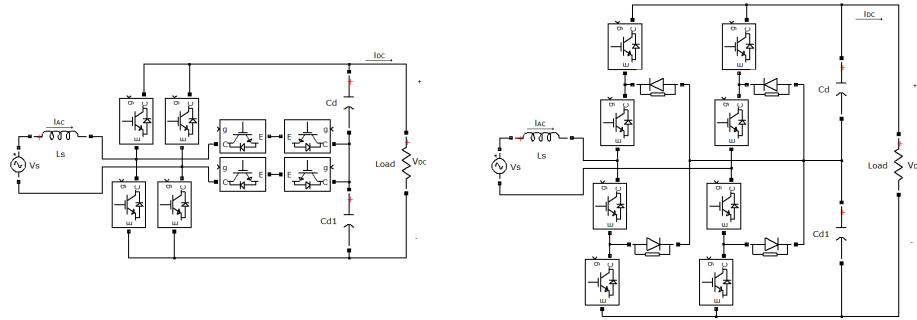
Figura 4.9: Tipos de convertidores Multinivel Unidireccionales.

4.3.1.8. Convertidores Multinivel Bidireccionales

Otros tipo de convertidores Boost bidireccionales son los convertidores multinivel como se muestran en la Figura 4.10. Estos convertidores ofrecen las ventajas de tensiones bajas sobre interruptores, reduciendo así el stress de los mismos, reducción de pérdidas cuando la frecuencia de conmutación y mejora de la eficiencia en términos de reducción de armónicos y un alto factor de potencia en la red eléctrica de corriente alterna en la entrada entrada y la tensión de corriente continua en la salida, libre de rizado y regulada a diferentes cargas.

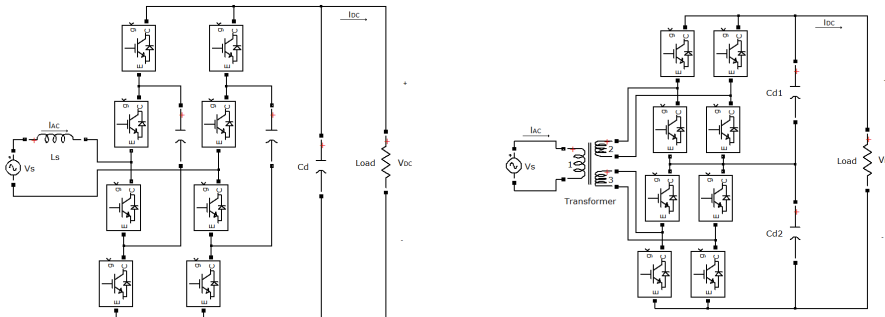
De la Figura 4.10a a la Figura 4.10d se muestran convertidores que tienen flujo de potencia bidireccional y se utilizan incluso para aplicaciones de alta potencia como BESS, metros, etc. Estos pueden ser desarrollados para un gran número de niveles en aplicaciones de alta tensión y de potencia. Se ha informado que la Distorsión Armónica en la entrada de Corriente Alterna se puede reducir por debajo de 1 % sin utilizar control por PWM.

La tensión generada por el convertidor multinivel tiene forma escalonada. Los convertidores multinivel evitan los armónicos de orden elevado, reducen las pérdidas de conmutación y el stress en los dispositivos de conmutación. Estos son los más adecuados para aplicaciones de gran potencia y alta tensión.



(a) Convertidor bidireccional de 3 niveles usando 2 interruptores bidireccionales.

(b) Convertidor bidireccional de 3 niveles usando diodos.



(c) Convertidor bidireccional de 3 niveles usando un condensador flotante.

(d) Convertidor Bidireccional de 5 niveles en cascada.

Figura 4.10: Tipos de convertidores Multinivel Bidireccionales.

4.3.2. Clasificación Basada en el Convertidor

Este tipo de clasificación se basa en el convertidor, mencionada anteriormente en la Figura 4.2. Estos son ampliamente clasificados en dos tipos, convertidores unidireccionales y bidireccionales.

Los Convertidores Unidireccionales se realizan utilizando un puente de diodos en conjunto con otro convertidor electrónico básico de potencia, es

decir, Step-Down Chopper, Step-Up Chopper, Step-Up/Down chopper, aislado, flyback, push pull, medio puente, puente completo, SEPIC, Cuk, Zeta, etc. El concepto de múltiples celdas intercaladas, y la conmutación suave son desarrollos pioneros para mejorar su rendimiento. Hoy en día, estos convertidores se implementan en una sola etapa para reducir el tamaño, costo, peso, volumen y pérdidas. Un transformador de aislamiento de alta frecuencia ofrece la reducción de tamaño, costo, peso, la regulación de tensión adecuada, y el aislamiento óptimo.

El Convertidor Multinivel tiene la ventaja de proporcionar un bajo stress sobre los dispositivos, bajas pérdidas y por lo tanto tener alta eficiencia, así mismo son adecuados para aplicaciones de gran potencia. Tiene una forma de onda de voltaje escalonado en lugar de usar PWM y así mismo se han reducido los armónicos de corrientes a alta frecuencia. Los convertidores unidireccionales han sido muy populares en un gran número de aplicaciones, tales como fuentes de alimentación, unidades de velocidad variable para los ventiladores, compresores, aire acondicionado, etc.

Los convertidores AC a DC Bidireccionales consisten en convertidores básicos utilizados normalmente en los inversores, tales como push-pull, medio puente, inversores de voltaje e inversores de corriente que emplean MOSFETs para un bajo consumo energético, los IGBT para potencias medias, y los GTO para altas potencias. Estos convertidores AC-DC se emplean ampliamente para variadores de velocidad utilizados para conducir cargas activas, tales como un elevador, una grúa, UPS, BESS etc. Cuatro cuadrantes convertidores AC-DC se implementan normalmente mediante convertidores matriciales. Estos convertidores tienen las características adicionales de elevar aún más la salida de tensión continua en comparación a los convertidores clásicos basados en tiristores.

Los convertidores multinivel con un gran número de niveles tienen las ventajas de evitar el magnetismo del transformador de bajas frecuencias y la conmutación de PWMs, resultando en una reducción de tamaño, mejora de la eficiencia, y reducción del ruido de alta frecuencia. Estos son considerados una nueva generación de convertidores para aplicaciones de alta tensión y de una gran potencia.

4.4. Estrategias de Control

La estrategia de control es el corazón de IPQCs y normalmente es implementado en tres partes. En la primera parte de control, se buscan las

variables esenciales que se utilizarán para el control, se escalan y se realimentan a los procesadores para usarlas en un algoritmo de control como el de la retro-alimentación. Estas señales de entrada son la tensión de la red de corriente alterna, la corriente de alimentación, la salida de tensión continua y en algunos casos otras señales tales como el voltaje en un condensador o la corriente en algún inductor, ya que podrían ser utilizados en la etapa intermedia de los convertidores.

La señal de voltaje en la corriente alterna se mide utilizando transformadores de potencial (PTs), Sensores de voltaje de efecto Hall, amplificadores de aislamiento, y de bajo costo opto-acopladores son utilizados para detectar los voltajes de corriente continua, especialmente en las pequeñas fuentes de alimentación. Estas señales son escaladas y acondicionadas a una magnitud adecuada para enviar a los procesadores a través de canales de ADC o como las señales de sincronización para la detección de cruce por cero.

Las señales de corriente son medidas utilizando transformadores de corriente (CTs), sensores de corriente de efecto Hall y resistencias shunt de bajo costo. Estas señales de corriente también están condicionadas y se utilizan como realimentación en diferentes etapas de control, ya sea en el algoritmo de control, en la etapa de control de corriente en controladores PWM o en ambas etapas de control. Estas señales en ocasiones deben ser filtradas ya sea a través de hardware analógico o a través de software en el procesador para evitar problemas de ruido en el control.

Estas señales de tensión y corriente medidas también se usan a veces para monitorear, medir, registrar y mostrar los diversos índices de rendimiento, como el THD, factor de desplazamiento, factor de distorsión, factor de potencia, factor de cresta, armónicos individuales, factor de ondulación, ondulaciones porcentuales, sobretensiones y picos, etc. El costo de los dispositivos de medición como sensores de efecto Hall y otros componentes utilizados en la detección se están reduciendo drásticamente día a día debido a la fabricación en masa y la competencia entre los fabricantes. Además, algunos de detección indirecta también se están utilizando a través de nodos de retro-alimentación adicional como el IPM de MOSFETs e IGBTs para reducir el coste y mejorar la fiabilidad del convertidor.

La segunda etapa de control, que es el núcleo de la estrategia de control, es el algoritmo de control, responsable del rendimiento de estado estacionario y transitorio del IPQCs. Los algoritmos de control se implementan a través de los controladores analógicos, microcontroladores de bajo costo, DSPs, Circuitos Integrados de Aplicación Específica (ASIC). Normalmente, la tensión continua de salida de los convertidores es la salida del sis-

tema, y es utilizada como retroalimentación en el control de lazo cerrado externo con diversos enfoques de control como el regulador PI Proporcional-Integrativo, Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID), control de modo deslizante (SMC) también conocido como variable de estructura de control (VSC), controladores de lógica difusa, controladores adaptativos, redes neuronales (NN), etc. Estos se emplean para proporcionar una respuesta dinámica y rápida mientras se mantiene la estabilidad del sistema del convertidor en el rango operativo. Tomando como referencia la señal de entrada AC la corriente debe seguir esta referencia, de manera que el factor de potencia es unitario.

La tercera etapa de la estrategia de control de IPQCs es enviar las señales de disparo a los dispositivos de estado sólido de los convertidores. La corriente de referencia junto con la corriente de alimentación detectada se utiliza en el controlador de corriente, que genera directamente las señales de conmutación. Una serie de controladores ya sean de voltaje o de corriente pueden darse a través de los controladores Proporcional, Proporcional-Integrativo, Proporcional-Integrativo-Derivativo, basado en NN, SMC, FLC y se realizará ya sea a través de hardware (ICs analógicos y digitales) o a través de software en los mismos procesadores (DSPs o microcontroladores, que se utilizan en la segunda etapa) para enviar las señales de disparo. Hoy en día, hay procesadores disponibles que se desarrollan sólo para aplicaciones de electrónica de potencia y han dedicado controladores PWM como una característica incorporada, de esta manera se implementan simultáneamente las tres etapas de la estrategia de control para mejorar el rendimiento transitorio y estacionario de la IPQCs.

Además, en algunos enfoques de control, la segunda y tercera parte de la estrategia de control de IPQCs se implementa de modo integrado midiendo la señal de tensión y la de corriente. El voltaje, corriente o señal de potencia se utilizan en los controladores de lazo cerrado para seguir la señal de corriente o voltaje de referencia para de esta manera generar las señales de activación periódica directamente. La aplicación genera e integra las tres etapas del algoritmo de control de manera rentable, compacta, y con una rápida respuesta en los IPQCs.

Las señales de disparo obtenidas a través de la salida digital de los procesadores o hardware dedicado, normalmente se van a un opto-acoplador de aislamiento, y luego se amplifican al nivel requerido antes de llegar a los dispositivos de potencia del IPQCs. Hay algunos circuitos integrados dedicados para este fin, que se traducen como una interconexión compacta y limpia entre las etapas de control y potencia del hardware.

Por otra parte, hoy en día, IPMs son desarrollados proporcionando drivers incorporados inherentes, junto con protección para los módulos de potencia. Sin embargo, la integración completa del control, la interfaz y el módulo de alimentación de los IPQCs están en una carrera de desarrollo para poder proporcionar peso reducido, compacto, rentable, fiable y de alta eficiencia en los convertidores de AC a DC. Debido a la aplicación potencialmente pesada de algunos de los IPQCs, muchos fabricantes de semiconductores han desarrollado circuitos integrados dedicados a dicha función tales como Unitrode (UC3854), Motorola (MC34261), Analog Devices (ADMC 401), Siemens (TDA 16 888), Texas (TMS320F240), etc. Con estos anteriores se puede generar fácilmente el control de estos convertidores.

4.5. Integración de IPQCS para Aplicaciones Específicas

La selección de componentes para los IPQCs es muy importante para lograr un alto desempeño en los convertidores AC-DC. El componente principal es el dispositivo de potencia de estado sólido y así mismo, en muchas ocasiones el más costoso. En pequeños convertidores de potencia nominal, normalmente se utilizan MOSFETs resultando en una eficiencia razonablemente alta incluso a frecuencia de conmutación altas. En IPQCs de mediana potencia los IGBTs se utilizan indudablemente debido a sus buenas características de conmutación y a su capacidad de operar en un gran rango de frecuencias de conmutación para lograr un equilibrio óptimo entre el tamaño de los componentes del filtro, las pérdidas de conmutación, etc. En alta potencia, los GTO se utilizan normalmente por las ventajas de bloquear voltaje en inverso.

Los conceptos de módulo de potencia (IPM), dispositivos inteligentes, etc, han dado un gran impulso a la tecnología de lo IPQCs debido a la integración de circuitos, reducción de costes, reducción de ruido y alta eficiencia. Con varios dispositivos de potencia se ha hecho posible desarrollar IPQCs de un tamaño pequeño y de un peso ligero. En muchos casos, el control completo de IPQCs también está integrado en el mismo módulo junto con las modificaciones necesarias para adaptarse a aplicaciones específicas.

Otro conjunto importante de componentes de los IPQCs son los elementos de almacenamiento de energía, tales como inductores, condensadores y otros dispositivos utilizados en los filtros, circuitos de protección y circuitos resonantes. Por ejemplo, un inductor en serie en la entrada de un PFC o VSI

trabaja como convertidor elevador bidireccional, y este inductor se emplea normalmente como elemento de amortiguación entre la tensión de la red de corriente alterna y el PWM generado por el convertidor para dar forma a la corriente de entrada en la forma deseada. El valor de este inductor es bastante crucial en el rendimiento de IPQCs. Con un valor pequeño de inductancia, grandes ripples de conmutación son inyectados en la alimentación de corriente y un gran valor de la misma no permite que la señal de corriente después del algoritmo de control sea el deseado.

Por lo tanto, la selección óptima de este inductor es esencial para lograr un desempeño satisfactorio de las IPQCs. Del mismo modo, el condensador y el inductor funcionan como un filtro de entrada en el convertidor reductor y son muy importantes para una respuesta adecuada, estable y óptima en los IPQCs. Además, el diseño de los inductores es también muy importante para evitar la saturación y de la misma manera, reducir pérdidas en AC, DC, y excitación mixta. Tanto el valor del condensador DC en convertidores de tipo elevador como el diseño del filtro LC en convertidores de tipo reductor son bastante crucial, ya que afecta a la respuesta, coste, estabilidad, tamaño y eficiencia. Un valor pequeño en los condensadores genera un resultado de gran ondulación en el estado de equilibrio y de gran depresión en el aumento de la tensión del circuito intermedio en condiciones transitorias. Un valor alto del mismo reduce el rizado de tensión en CC, pero aumenta el coste, tamaño y peso.

Los transformadores que operan a alta frecuencia se utilizan en fuentes de alimentación en el que el peso, el tamaño, e índice son muy importantes. Hay continuos intentos por reducir su tamaño y costo a través de nuevas configuraciones. Los transformadores de alta frecuencia también se utilizan en topologías aisladas de IPQCs y su diseño es muy importante para reducir el tamaño, el coste y las pérdidas. El uso de nuevos materiales magnéticos para variar su frecuencia de operación juega un papel importante para revolucionar la tecnología de IPQCs, especialmente en algunas fuentes de alimentación.

Algunos de los IPQCs se desarrollan como parte integral del sistema total del convertidor para algunas aplicaciones típicas. En el caso de los balastos electrónicos de alta frecuencia para sistemas de iluminación, los IPQCs se basan en la Corrección del Factor de Potencia (PFC) ya que son una parte integral del sistema debido a la reducción del número total de dispositivos de estado sólido y la reducción del nivel de complejidad de su control. Del mismo modo, un IPQC basado en la Corrección del Factor de Potencia es también una parte integral de las fuentes de alimentación conmutadas, los cargadores

de baterías, los accionamientos de velocidad variable, etc. Además, también están disponibles los controladores dedicados para una unidad integrada y así reducir el coste y mejorar la fiabilidad total del sistema.

4.6. Otras Opciones de Mejora de la Calidad Energética

Los IPQCs fueron clasificados en ocho categorías, mencionadas en el apartado anterior, y todos tienen diferentes características para adaptarse a una serie de aplicaciones. Por lo tanto, de acuerdo con el requisito de la aplicación y/o segunda etapa de conversión, una elección particular de IPQCs puede ser considerada la opción más adecuada. Sin embargo, dentro de la misma categoría de IPQCs, hay muchos circuitos que tienen tanto PROs como CONTRAs hacia las características ideales. Típicamente, por ejemplo, en un convertidor unidireccional de una sola fase, hay un circuito básico con un dispositivo semiconductor conectado con otros circuitos de dos dispositivos semiconductores, esto en configuración multi-celda. Estas configuraciones adicionales han mejorado el rendimiento, pero a un costo mayor. Por lo tanto, el diseñador tiene que decidir una configuración de un IPQCs particular sobre la base de un compromiso entre rendimiento y costo. Existe una comparación similar para otros IPQCs dentro de sus diferentes configuraciones.

En la mayoría de casos, se puede hacer una elección entre los diferentes IPQCs para aplicaciones específicas. Sin embargo, en otros casos, no hay muchas opciones para la selección, por lo que el diseñador puede NO tener una decisión clara sobre por cual IPQC optar, cual ofrece un mejor rendimiento a un costo adecuado. También hay algunas otras opciones para la mejora de la calidad energética en la conversión Ac a DC. Por ejemplo, se puede elegir un filtro activo serie o una de sus derivaciones en las que se encuentran los filtros híbridos que se colocará en la entrada del puente rectificador de diodos con un filtro capacitivo en la salida de corriente continua para alimentar a las respectivas cargas. Esto significa que uno puede tener una serie de opciones para seleccionar uno convertidores que mejor se adapten a una aplicación en particular. Por ejemplo, si un puente rectificador de diodos ya está trabajando en los sitios que se mencionaron anteriormente, el filtro puede ser una buena elección. Por otra parte, se debe decidir la mejor configuración del filtro entre todas las opciones posibles.

Por ejemplo, si un diseñador se encuentra en la etapa de diseño la decisión de hacer IPQCs puede ser la mejor opción, que puede proporcionar un mejor rendimiento en términos de regulación de la tensión de salida en conjunto con un alto factor de potencia y una baja distorsión armónica. Situaciones similares pueden ocurrir en un sin número de casos y el ingeniero deben estar al tanto de todas las posibles opciones para seleccionar el mejor convertidor desde un punto de vista global.

4.7. Consideraciones de Selección de IPQCS para Aplicaciones Específicas

La selección de un IPQCs para una aplicación en particular es una decisión importante para los ingenieros. Los siguientes son algunos de los factores a tener en cuenta durante la selección de la configuración del convertidor adecuado en aplicaciones específicas:

- Nivel de calidad energético requerido en la entrada (PF, CF, y THD)
- Tipo de tensión de corriente continua de salida (constante, variable, etc)
- Flujo de energía (Unidireccional y Bidireccional)
- Número de cuadrantes (uno, dos, o cuatro)
- Naturaleza de la salida de corriente continua (aislada, NO aislada)
- Necesidad de la salida de corriente continua (Buck, Boost y Buck-Boost)
- Nivel de calidad energética requerida en la salida de CC (rizado de tensión, regulación de voltaje, etc)
- Tipo de cargas que se usará en la salida de corriente continua (lineal, no lineal, etc)
- Costo
- Tamaño
- Peso

- Eficiencia
- Nivel de ruido (EMI, RFI, etc)
- Potencia (W, kW, MW, etc)
- Confiabilidad
- Número de salidas de corriente continua
- Medio ambiente (temperatura ambiente, altitud, nivel de contaminación, humedad, tipo de refrigeración, etc).

Estos son sólo unos pocos factores. Hay algunas otras consideraciones, como las características comparativas de otras opciones para la mejora de la calidad energética, dispositivos, componentes magnéticos, etc. Los componentes que se tuvieron en cuenta en este trabajo de grado para el rectificador fueron:

- Nivel de calidad energético requerido en la entrada (PF, CF, y THD)
- Tipo de tensión de corriente continua de salida (constante, variable, etc)
- Flujo de energía (Unidireccional y Bidireccional)
- Potencia 500w

4.8. Últimas Tendencias y desarrollos futuros

La tecnología de los IPQCs se ha desarrollado ya a un nivel de madurez y está encontrando amplias aplicaciones en el campo de la potencia desde los pocos vatios a sistemas convertidores por el orden de los megavatios. Sin embargo, los nuevos desarrollos en IPQCs no son consistentes por lo que no mejoran su desempeño. Algunas de las nuevas tendencias son las técnicas de conmutación suave para reducir las pérdidas de conmutación en IPQCs incluso a alta frecuencia y así mejorar la respuesta dinámica y reducir el tamaño de los elementos de almacenamiento de energía (filtros en la entrada y la salida, transformadores de alta frecuencia, etc).

El concepto de multi-celda entrelazada se utiliza en el desarrollo de IPQCs basados en PFC para mejorar el rendimiento y eliminar filtros pasivos del EMI. Los nuevos avances hacia la conversión de una sola etapa se

han traducido en una mayor eficiencia, tamaño reducido, alta fiabilidad, y unos IPQCs más compactos. La supresión del sensor también ha revolucionado la tecnología IPQC para reducir el coste y mejorar la fiabilidad. ASICs dedicados para el control de IPQCs están encontrando un amplio uso en nuevas aplicaciones. Los nuevos enfoques en convertidores multinivel están ofreciendo una alta eficiencia ya que ofrecen una reducción de la tensión en los dispositivos así como también reducción del ruido de alta frecuencia. La mejora en la tecnología de dispositivos de estado sólido en términos de bajas pérdidas en conducción, mayor frecuencia de conmutación admisible, facilidad en el proceso de conmutación, y nuevos dispositivos especialmente con una baja caída de tensión y reducción en las pérdidas de conmutación dará un verdadero impulso para IPQCs en CC de baja tensión.

La integración de varios dispositivos en un solo módulo de alimentación como una celda para uso directo como una configuración de IPQCs dará lugar a la reducción del tamaño, aumento de la eficiencia, y una opción de bajo costo. Los sensores, control, dispositivos de conmutación y módulos inteligentes proporcionarán una nueva dirección en el desarrollo de IPQCs. Procesadores dedicados y desarrollo de ASICs para IPQCs donde se espera que en un futuro puedan reducir su costo y aumentar la facilidad del control. La tecnología de conmutación suave es también una gran esperanza para aliviar el diseño térmico. La invención de nuevas configuraciones y reducción de la etapa de conversión en IPQCs explorará un sin fin de aplicaciones nuevas.

Parte III

Metodología de Diseño

Capítulo 5

Modelo Matemático del Convertidor

*No basta saber, se debe también aplicar.
No es suficiente querer, se debe también
hacer.*

Goethe (1749-1832) Poeta y dramaturgo
alemán.

RESUMEN: Este capítulo propondrá un modelo matemático para el Corrector de Factor de Potencia, que será una aproximación al modelo real del convertidor. A menudo, cuando los ingenieros desean analizar un sistema para ser controlado u optimizado, utilizan un modelo matemático. En el análisis, los ingenieros pueden construir un modelo descriptivo del sistema como una hipótesis de cómo el sistema podría funcionar, o tratan de estimar cómo un acontecimiento imprevisto podría afectarlo.

5.1. Introducción

Un modelo matemático es una descripción de un sistema que utiliza conceptos y lenguaje matemático. Al proceso de desarrollo de un modelo matemático se le denomina modelado matemático, los modelos matemáticos se utilizan no sólo en las ciencias naturales e ingeniería, sino también en las ciencias sociales, física, estadística, investigación de operaciones y economía.

Un modelo puede ayudar a explicar el sistema y estudiar los efectos de los distintos componentes, así como para hacer predicciones sobre su comportamiento.

Los modelos matemáticos pueden tomar muchas formas, incluyendo los sistemas dinámicos, modelos estadísticos, ecuaciones diferenciales, modelos de teoría de juegos entre otros, sin embargo estos NO lo limitan. Estos y otros tipos de modelos se pueden solapar ya que un modelo dado implica una gran variedad de estructuras abstractas. En general, los modelos matemáticos pueden incluir modelos lógicos, por lo que la lógica se toma como una parte de las matemáticas. En muchos casos, la calidad de un campo científico depende de lo bien que los modelos matemáticos desarrollados en el lado teórico están de acuerdo con los resultados experimentales repetibles. La falta de acuerdo entre los modelos matemáticos teóricos y mediciones experimentales a menudo lleva a avances importantes en PRO a mejores teorías.

Un modelo matemático generalmente describe un sistema por un conjunto de variables y un conjunto de ecuaciones que establecen las relaciones entre las variables. Las variables pueden ser de muchos tipos, números reales o enteros, valores o cadenas booleanas, por ejemplo. Las variables representan algunas propiedades del sistema, por ejemplo, Un sistema de medición informa a menudo en forma de señales: Datos de tiempo, contadores, ocurrencia de eventos, etc. El modelo real es el conjunto de funciones que describen las relaciones entre las diferentes variables.

5.2. Método generalizado de promediado para conversión de circuitos de potencia

El método de promediar el espacio de estados se ha aplicado con éxito a convertidores de potencia con modulación por ancho de pulso, sin embargo tiene sus limitaciones con circuitos conmutados que no satisfacen la condición de un pequeño riple. En esta sección se considerará un procedimiento de promediación más general que abarca un promedio de espacio de estados y es potencialmente aplicable a una amplia clase de circuitos y sistemas. En particular, la técnica ha demostrado ser eficaz en un sin fin de ejemplos en los que se incluyen los convertidores de tipo resonantes.

La justificación de un promedio para el espacio de estados se ha caracterizado por una condición de pequeña ondulación, por una aproximación lineal para dicha ondulación y por el grado en que conmutan ciertos campos

vectoriales.

Con la aproximación de la ondulación anteriormente mencionada, la teoría dicta que el desarrollo de la serie de Fourier para un segmento de longitud finita en la forma de onda de un circuito debe estar dominado por su término DC. La aproximación lineal de la ondulación requiere que las formas de onda del circuito puedan ser funciones lineales de tiempo cuando se examinen durante el intervalo de tiempo entre los casos de conmutación.

La limitación básica en los convertidores resonantes es que estos circuitos tienen variables de estado que muestran un comportamiento predominantemente oscilatorio. Aquí se investigó un promediado más general que puede, en principio, dar cabida a diferentes formas de onda arbitrarias. El método se basa en una representación en series de Fourier dependientes del tiempo para una ventana deslizante con una forma de onda dada. Por ejemplo, para una forma de onda arbitraria en el dominio del tiempo $x(t)$, el método considera los coeficientes de Fourier de $x(s)$ para $s \in (t - T, t]$ en el instante de tiempo t . Algunas aproximaciones pueden hacerse omitiendo los términos insignificantes de la serie. Por ejemplo, para recuperar el modelo tradicional del espacio de estados promediado, se podría retener sólo el coeficiente DC en este esquema promediado.

5.2.1. Promedio Generalizado

El método de promedio generalizado está basado en el hecho de que la forma de onda $x(t)$ puede ser aproximado en el intervalo $[t - T, t]$ a la precisión necesaria con una representación en series de Fourier de la forma:

$$x(t - T + s) = \sum_k \langle x \rangle_k(t) e^{jk w_s(t - T + s)} \quad (5.1)$$

Donde la suma es de todos los enteros k , $w_s = \frac{2\pi}{T}$, $s \in (0, T]$, y los $\langle x \rangle_k(t)$ coeficientes complejos de Fourier. Estos coeficientes de Fourier están en función del tiempo ya que el intervalo en consideración se desliza como una función en el tiempo. Los k -ésimos coeficientes pueden ser determinados por:

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - T + s) e^{-jk w_s(t - T + s)} ds \quad (5.2)$$

Este análisis calcula la evolución temporal de estos coeficientes de la serie de Fourier como una ventana de longitud T deslizándose sobre la forma de onda real. Nuestro enfoque es determinar un modelo de espacio de estado

adecuado en el que los coeficientes de la ecuación 5.2 son las variables de estado[9]. Como anotación, se debe tener en cuenta que un posible enfoque para deducir la teoría de un promedio de espacio de estado es considerar el promedio de un ciclo:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(s) ds \quad (5.3)$$

para el estado $x(t)$ de un convertidor conmutado operando a la frecuencia de $\frac{1}{T}$. La conexión con nuestro esquema es que $\bar{x}(t) = \langle x \rangle_0(t)$ corresponde al nivel DC en la representación de la serie de Fourier representada en la ecuación 5.1. Ciertas propiedades de los coeficientes de Fourier de la ecuación 5.3 son la clave para el análisis y se detallarán a continuación.

■ **Diferenciación con respecto al tiempo:**

La derivada del k-ésimo coeficiente es calculado por:

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle(t) - jkw_s \langle x \rangle_k(t) \quad (5.4)$$

Esta formula será muy importante en el cálculo de un modelo promediado envolviendo los coeficientes de Fourier. El caso en el que w_s está variando en el tiempo también deben tenerse en cuenta para el análisis de sistemas en los que la frecuencia no es constante, como por ejemplo en los convertidores de tipo resonante[10]. En este caso la ecuación 5.4 es solo una aproximación, pero para variaciones lentas de $w_s(t)$ es una excelente aproximación.

■ **Transformadas de Funciones de Variables**

Otro importante componente en la representación de una señal por coeficientes de la serie de Fourier implica el siguiente calculo:

$$\langle f(x_1, x_2, \dots, x_n) \rangle_k \quad (5.5)$$

Donde la función descrita en la ecuación 5.5 es una función general de elementos escalares. En casi todos los casos, es imposible obtener una forma explícita para la anterior función en términos de un número finito de coeficientes $\langle x \rangle_i$. De manera que nuestro objetivo es aproximar esta cantidad. Un enfoque para de esto es descrito por el método encontrado en [11].

Este método se basa en la suposición de que $x_1, x_2, \dots, x_n$, es decir las variables de estado son de naturaleza sinusoidal o quizás puedan tener otra forma de onda fija. Por ejemplo, un caso especial es cuando se desea calcular $\langle f(x) \rangle_1$ y $\langle f(x) \rangle_{-1}$, y se sabe que x está dominada por sus componentes fundamentales de Fourier. Esto encajaría para que la función sea descrita por el método sinusoidal. Un ejemplo de este tipo se da en la Sección 111 en el contexto de un convertidor resonante.

■ **Aplicación del modelo del espacio de estados en circuitos de Electrónica de Potencia**

Aquí consideramos la aplicación del método a un modelo de espacio de estado que es periódico. Este es el tipo de modelo que se presenta típicamente en un circuito conmutado de electrónica de potencia[9]. Por ejemplo, considere el modelo:

$$\frac{d}{dt}x(t) = f\{x(t), u(t)\} \quad (5.6)$$

Donde $u(t)$ es una función periódica en el dominio del tiempo con periodo T . La función $u(t)$ puede ser una función rampa como las usadas para implementar un esquema de PWM, o puede ser una fuente de voltaje con forma cuadrada aplicada a un circuito tanque resonante en un convertidor resonante. Para aplicar este esquema de promedio generalizado al modelo de un convertidor como el de la ecuación 5.6, nosotros debemos calcular los coeficientes significativos de Fourier de ambos lados.

$$\left\langle \frac{d}{dt}x \right\rangle_k = f\langle(x, u)\rangle_k \quad (5.7)$$

para el k -ésimo coeficiente, un primer paso en la simplificación del modelo es incorporar la regla de cómputo de la derivada del k -ésimo coeficiente. Nosotros obtuvimos:

$$\frac{d}{dt}\langle x \rangle_k = -jkw_s \langle x \rangle_k + \langle f(x, u) \rangle_k \quad (5.8)$$

El segundo término a la derecha del igual en la ecuación 5.8 puede ser simplificado en las funciones explícitas de los coeficientes $\langle x \rangle_i$ y $\langle u \rangle_i$ usadas para describir dichas funciones.

La esencia en el modelado es retener sólo los coeficientes de Fourier relativamente grandes para capturar el comportamiento significativo del sistema. Como se expuso anteriormente, tendríamos retener sólo los coeficientes zero (DC) para un circuito PWM de conmutación rápida y así capturar su comportamiento en baja frecuencia.

Para los convertidores resonantes DC-DC en los que en algunos de sus estados se exhibe una predominantemente frecuencia fundamental, formas de onda sinusoidales u otros estados en los que se exhiben predominantes formas de onda DC, debemos mantener el índice de los coeficientes en 1 y -1 y para estados que tienen un comportamiento de variación lenta los índices de los coeficientes en cero.

5.3. Introducción de la topología propuesta

Los rectificadores con factor de potencia unitario se han convertido en una necesidad, dadas las condiciones impuestas al consumo de energía eléctrica por parte de las compañías suministradoras y los entes reguladores, para evitar la polución en las redes de distribución y mejorar su desempeño. El control de estos rectificadores se ha realizado tradicionalmente de forma analógica, por medio de circuitos integrados de dedicación exclusiva ASIC.

El desarrollo reciente en el área de los procesadores digitales de señales, conocidos universalmente como DSP, con convertidores analógico-digital y manejadores de modulación por ancho de pulso (PWM) y su reducción de costo y aumento de desempeño, inducen a la realización de su control, por medio de DSP. Cuando se requiere el manejo de altas potencias a partir de redes monofásicas y con la característica de poder regresar energía a la línea, como ocurre en los ferrocarriles alimentados por CA, donde la energía cinética debe ser regresada a la catenaria, o cuando la carga que se maneja requiere de conexión al neutro, como en el caso de algunas UPS, la configuración en medio puente presenta ventajas, por ser bidireccional, dar continuidad al neutro y colocar un solo elemento activo en serie con la corriente, lo que mejora la eficiencia.

Se recurre entonces a varias técnicas para análisis de su estabilidad y para la predicción de su comportamiento, entre ellas a la de promediación y linealización de las ecuaciones y variables de estado, haciendo uso del estado cuasi-estático. [12]

5.4. Análisis de la topología

Para conseguir que el circuito elegido PFC, mostrado en la Figura 6.6, transforme energía eléctrica CA en CD y produzca un FP cercano a la unidad en la entrada de CA y un voltaje regulado a la salida de CD, es necesario controlar el ciclo de trabajo (h) de los interruptores, donde las variables que son objeto de control son la corriente de alimentación (i) y los voltajes de salida v_1 y v_2 .

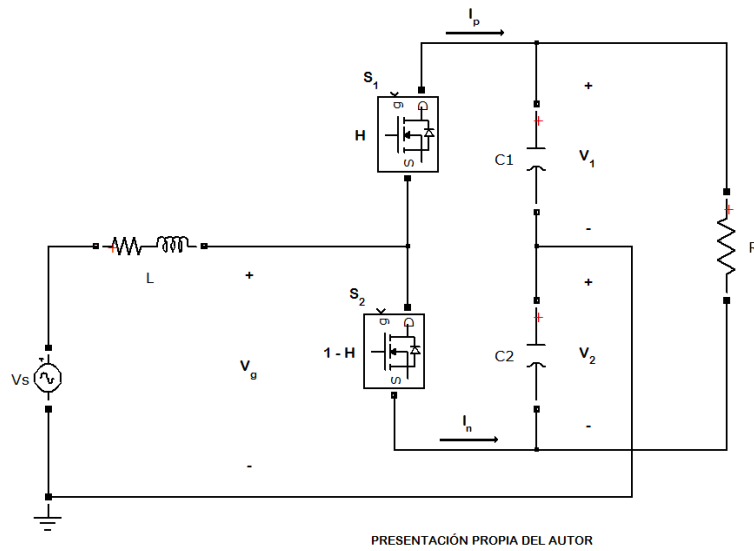


Figura 5.1: PFC en configuración de medio puente.

Enmarcados en el problema de control expuesto, se identificaron dos mallas de control: la primera, encargada de controlar la corriente i , la cual debe disponer de un ancho de banda suficiente para que i pueda repetir la forma de onda de V_s . La segunda, encargada de regular las tensiones de salida v_1 y v_2 . [13]

Para el diseño de la estructura de control en cascada se encontró un modelo lineal del sistema que permitiera calcular las funciones de transferencia asociadas a cada malla de control. Se denomina x al promedio móvil de x durante un periodo de conmutación, como lo muestra la ecuación 5.9.

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x \cdot d\tau \quad (5.9)$$

Al tener esto en cuenta se pueden plantear las siguientes relaciones fundamentales:

$$\langle I_p \rangle = h \langle i \rangle \quad (5.10)$$

$$\langle I_n \rangle = (1 - h) \langle i \rangle \quad (5.11)$$

$$\langle V_g \rangle = h \langle V_1 \rangle - (1 - h) \langle V_2 \rangle \quad (5.12)$$

$$L \frac{d \langle i \rangle}{dt} = \langle V_s \rangle - h \langle V_1 \rangle + (1 - h) \langle V_2 \rangle - R_p \langle i \rangle \quad (5.13)$$

$$C \frac{d \langle V_1 \rangle}{dt} = h \langle i \rangle - \frac{\langle V_1 \rangle + \langle V_2 \rangle}{R} \quad (5.14)$$

$$C \frac{d \langle V_2 \rangle}{dt} = -(1 - h) \langle i \rangle - \frac{\langle V_1 \rangle + \langle V_2 \rangle}{R} \quad (5.15)$$

De esta manera se han eliminado las discontinuidades del circuito con ayuda del promedio móvil, sin embargo apesar de esto, el sistema sigue siendo altamente no lineal. Para hacerlo lineal se usa el método de excitación de variables que se describe en [14]. De manera que se deducen las siguientes ecuaciones:

$$\langle V_s \rangle = \hat{v}_s + V_s \quad (5.16)$$

$$\langle h \rangle = \hat{h} + H \quad (5.17)$$

$$\langle i \rangle = \hat{i} + I \quad (5.18)$$

$$\langle V_1 \rangle = \hat{v}_1 + V_1 \quad (5.19)$$

$$\langle V_2 \rangle = \hat{v}_2 + V_2 \quad (5.20)$$

En anteriores ecuaciones donde las variables en mayúsculas representan el punto de operación en un instante dado y las variables con “careta” ($\hat{i}$) representan una pequeña variación alrededor de él. Con las anteriores ecuaciones se procede a reemplazar en las ecuaciones 5.13, 5.14 y 5.15. Para la ecuación 5.13 queda:

$$\begin{aligned} L \frac{d \hat{i} + I}{dt} &= \hat{v}_s + V_s - (\hat{h} + H) (\hat{v}_1 + V_1) \\ &\quad + \left(1 - (\hat{h} + H) \right) (\hat{v}_2 + V_2) - R_p (\hat{i} + I) \\ L \frac{d \hat{i}}{dt} + L \frac{d I}{dt} &= \hat{v}_s + V_s - \left[\hat{h} \hat{v}_1 + \hat{h} V_1 + H \hat{v}_1 + H V_1 \right] \\ &\quad + \left[\hat{v}_2 + V_2 - \hat{h} \hat{v}_2 - \hat{h} V_2 - H \hat{v}_2 - H V_2 \right] - R_p \hat{i} - R_p I \end{aligned}$$

Sin embargo, se sabe que el producto de dos pequeñas variaciones se puede despreciar sin alterar apreciablemente el resultado, por lo que simplificando quedaría:

$$\begin{aligned} L \frac{d\langle i \rangle}{dt} + L \frac{dI}{dt} = & \hat{v}_s + V_s - \hat{h}V_1 - H\hat{v}_1 - HV_1 + \hat{v}_2 \\ & + V_2 - \hat{h}V_2 - H\hat{v}_2 - HV_2 - R\hat{p}\hat{i} - R_p I \end{aligned} \quad (5.21)$$

Reemplazando para la ecuación 5.14 queda:

$$\begin{aligned} C \frac{d(\hat{v}_1 + V_1)}{dt} = & (\hat{h} + H) (\hat{i} + I) - \frac{(\hat{v}_1 + V_1) + (\hat{v}_2 + V_2)}{R} \\ C \frac{d\hat{v}_1}{dt} + C \frac{dV_1}{dt} = & \hat{h}\hat{i} + \hat{h}I + H\hat{i} + HI - \left[\frac{\hat{v}_1}{R} + \frac{V_1}{R} + \frac{\hat{v}_2}{R} + \frac{V_2}{R} \right] \end{aligned}$$

Despreciando el producto de las pequeñas variaciones queda:

$$C \frac{d\hat{v}_1}{dt} + C \frac{dV_1}{dt} = \hat{h}I + H\hat{i} + HI - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} - \frac{V_2}{R} \quad (5.22)$$

Reemplazando para la ecuación 5.15 queda:

$$\begin{aligned} C \frac{d(\hat{v}_2 + V_2)}{dt} = & - \left(1 - (\hat{h} + H) \right) (\hat{h} + h) - \frac{\hat{v}_1 + V_1 + \hat{v}_2 + V_2}{R} \\ C \frac{d\hat{v}_2}{dt} + C \frac{dV_2}{dt} = & - \hat{i} - I + \hat{h}\hat{i} + \hat{h}I + \hat{i}H + HI - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} - \frac{V_2}{R} \end{aligned}$$

Despreciando el producto de las pequeñas variaciones queda:

$$C \frac{d\hat{v}_2}{dt} + C \frac{dV_2}{dt} = - \hat{i} - I + \hat{h}I + \hat{i}H + HI - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} - \frac{V_2}{R} \quad (5.23)$$

Ya teniendo las anteriores ecuaciones se puede obtener el modelo de señal pequeña y grande, su verificación se estudiará en las próximas sesiones.

5.5. Ecuaciones y modelo de señal grande

Para obtener el modelo de señal grande, tomamos solamente los puntos de operación de las ecuaciones 5.21, 5.22 y 5.23. Que nos dan como resultado las siguientes ecuaciones:

Para la corriente en la bobina:

$$\begin{aligned} L \frac{dI}{dt} &= V_s - HV_1 + V_2 - HV_2 - R_p I \\ L \frac{dI}{dt} &= V_s - H(V_1 + V_2) + V_2 - R_p I \end{aligned} \quad (5.24)$$

Para el voltaje en el condensador C1:

$$\begin{aligned} C \frac{dV_1}{dt} &= HI - \frac{V_1}{R} - \frac{V_2}{R} \\ C \frac{dV_1}{dt} &= HI - \frac{V_1 + V_2}{R} \end{aligned} \quad (5.25)$$

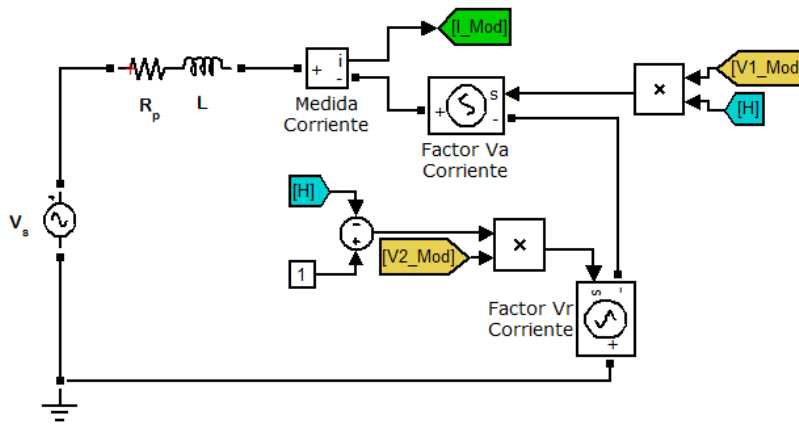
Para el voltaje en el condensador C2:

$$\begin{aligned} C \frac{dV_2}{dt} &= -I + HI - \frac{V_1}{R} - \frac{V_2}{R} \\ C \frac{dV_2}{dt} &= -I(1 - H) - \frac{V_1 + V_2}{R} \end{aligned} \quad (5.26)$$

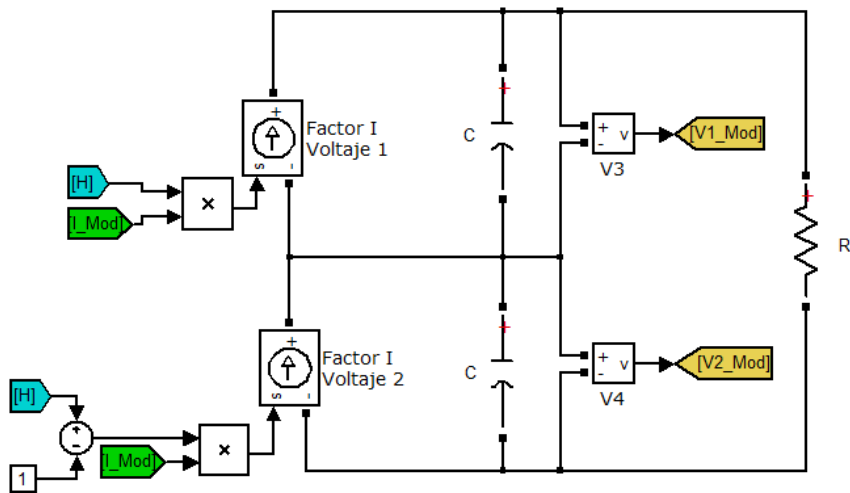
Con las anteriores ecuaciones podemos hacer un circuito equivalente que se mostrará en la Figura 5.2, este circuito es del modelo promediado y elimina las discontinuidades, lo cual dejan en claro algunos conceptos tales como:

- Modelo conmutado:
Preciso pero lento y difícil de analizar.
- Modelo promediado:
Fácil de analizar pero se pierde información del ripple.
- Modelo en tiempo discreto:
Exacto en instantes de muestreo.

En la figura 5.3 se puede observar lo anteriormente mencionado, es decir se evidencia la ausencia de ripples en la respuesta.

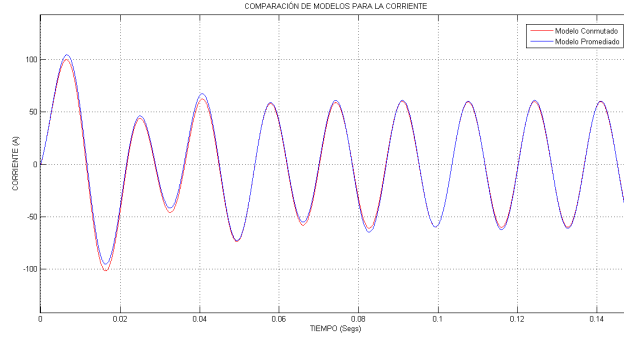


(a) Circuito señal grande, ecuación de la corriente.

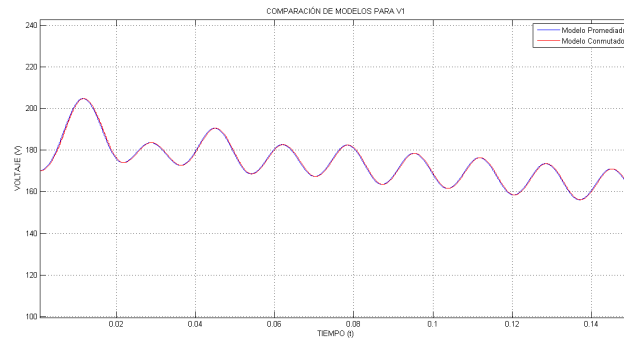


(b) Circuito señal grande, ecuaciones de los voltajes.

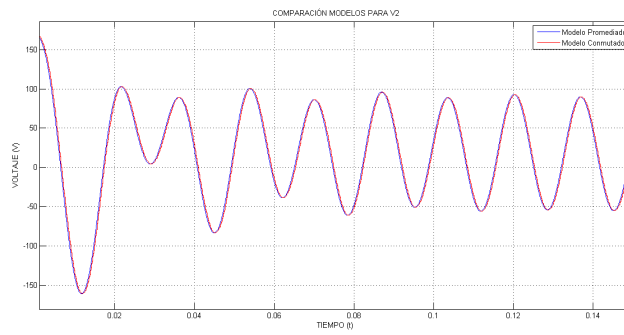
Figura 5.2: Circuito equivalente señal grande.



(a) Comparación de modelos para la corriente.



(b) Comparación de modelos para V1.



(c) Comparación de modelos para V2.

Figura 5.3: Comparación de respuestas entre el modelo conmutado y promediado.

5.6. Ecuaciones de señal pequeña

Las ecuaciones de señal pequeña, con las que se realizará el control son:

$$\begin{aligned}\frac{Ld\hat{i}}{dt} &= \hat{v}_s - \hat{h}v_1 - H\hat{v}_1 + \hat{v}_2 - \hat{h}v_2 - H\hat{v}_2 - R_s\hat{i} \\ \frac{Ld\hat{i}}{dt} &= \hat{v}_s - \hat{h}(v_1 + v_2) - \hat{v}_1H + \hat{v}_2(1 - H) - R_s\hat{i}\end{aligned}\quad (5.27)$$

$$\begin{aligned}\frac{Cd\hat{v}_1}{dt} &= \hat{h}I + H\hat{i} - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_1}{dt} &= \hat{h}I + H\hat{i} - \left(\frac{\hat{v}_1 + \hat{v}_2}{R}\right)\end{aligned}\quad (5.28)$$

$$\begin{aligned}\frac{Cd\hat{v}_2}{dt} &= -\hat{i} + \hat{h}I + \hat{i}H - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_2}{dt} &= \hat{h}I - \hat{i}(1 - H) - \left(\frac{\hat{v}_1 + \hat{v}_2}{R}\right)\end{aligned}\quad (5.29)$$

5.7. Cambio de variables: Voltaje de suma y de resta

Con el ánimo de simplificar el control del rectificador se desea pasar de controlar las variables V_1 y V_2 por V_a y V_r . Como es evidente, todas las anteriores ecuaciones están en términos de V_1 y V_2 por lo que se usarán algunas herramientas para poder completar el cambio de variables. A continuación se muestra el proceso:

Se define a V_a como el voltaje de adición, es decir como la suma del voltaje del condensador 1 y el voltaje del condensador 2. Del mismo modo se puede deducir que V_r es el voltaje de resta, el voltaje del condensador 1 menos el voltaje del condensador 2. De este modo se definen las ecuaciones:

$$V_a = V_1 + V_2 \quad (5.30)$$

$$V_r = V_1 - V_2 \quad (5.31)$$

Ahora debemos expresar V_1 y V_2 en términos de V_a y V_r , esto se logra sumando y restando las dos expresiones anteriores. Sumando la ecuación 5.30

con la ecuación 5.31 se da como resultado:

$$\begin{array}{r} V_a = V_1 + V_2 \\ V_r = V_1 - V_2 \\ \hline \frac{V_a + V_r}{2} = V_1 \end{array} \quad (5.32)$$

Restando la ecuación 5.31 de la ecuación 5.30 se da como resultado:

$$\begin{array}{r} V_a = V_1 + V_2 \\ V_r = V_1 - V_2 \\ \hline \frac{V_a - V_r}{2} = V_2 \end{array} \quad (5.33)$$

Pasa de igual manera con las pequeñas variaciones del punto de operación, es decir:

$$\hat{v}_a = \hat{v}_1 + \hat{v}_2 \quad (5.34)$$

$$\hat{v}_r = \hat{v}_1 - \hat{v}_2 \quad (5.35)$$

Las cuales también se suman para dar como resultado:

$$\begin{array}{r} \hat{v}_a = \hat{v}_1 + \hat{v}_2 \\ \hat{v}_r = \hat{v}_1 - \hat{v}_2 \\ \hline \frac{\hat{v}_a + \hat{v}_r}{2} = \hat{v}_1 \end{array} \quad (5.36)$$

Y al restarse:

$$\begin{array}{r} \hat{v}_a = \hat{v}_1 + \hat{v}_2 \\ \hat{v}_r = \hat{v}_1 - \hat{v}_2 \\ \hline \frac{\hat{v}_a - \hat{v}_r}{2} = \hat{v}_2 \end{array} \quad (5.37)$$

Ahora, se reemplazarán las anteriores ecuaciones en 5.27, empezaremos por la corriente de señal pequeña:

$$\begin{aligned} \frac{L d\hat{i}}{dt} &= \hat{v}_s - \hat{h} (v_1 + v_2) - \hat{v}_1 H + \hat{v}_2 (1 - h) - R_s \hat{i} \\ L \frac{d\hat{i}}{dt} &= \hat{v}_s - \hat{h} V_a - H \left(\frac{\hat{v}_a + \hat{v}_r}{2} \right) + (1 - H) \left(\frac{\hat{v}_a - \hat{v}_r}{2} \right) - R_p \hat{i} \\ L \frac{d\hat{i}}{dt} &= \hat{v}_s - \hat{h} V_a - \hat{v}_a (H - 0,5) - \frac{\hat{v}_r}{2} - R_p \hat{i} \end{aligned} \quad (5.38)$$

Ahora los voltajes de señal pequeña quedan:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + H\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + (1-H)\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R}\end{aligned}$$

Sumando estas ecuaciones tenemos:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + H\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + (1-H)\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \hline C \frac{d\hat{v}_a}{dt} &= 2\hat{h}I + H\hat{i} - \hat{i}(1-H) - 2\frac{\hat{v}_a}{R} \\ C \frac{d\hat{v}_r}{dt} &= 2\hat{h}I + \hat{i}(2H-1) - 2\frac{\hat{v}_a}{R}\end{aligned} \tag{5.39}$$

Al restarlas se obtiene:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + H\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \left(\frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{d\hat{v}_r}{dt} \right) &= \hat{h}I + (1-H)\hat{i} - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \hline C \frac{d\hat{v}_r}{dt} &= H\hat{i} + \hat{i}(1-H) \\ C \frac{d\hat{v}_r}{dt} &= \hat{i}\end{aligned} \tag{5.40}$$

Con esta última concluyen las ecuaciones de señal pequeña, a continuación se efectuará el mismo procedimiento con las de señal grande. Se empezará por la corriente en la bobina:

$$\begin{aligned}L \frac{dI}{dt} &= V_s - H(V_1 + V_2) + V_2 - R_p I \\ L \frac{dI}{dt} &= V_s - V_a(H - 0,5) - \frac{V_r}{2} - R_p I\end{aligned}$$

Las ecuaciones de voltaje en los condensadores son:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} + \frac{dV_r}{dt} \right) &= HI - \frac{V_a}{R} \\ \frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} - \frac{dV_r}{dt} \right) &= -I(1-H) - \frac{V_a}{R}\end{aligned}$$

Sumando las anteriores ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} + \frac{dV_r}{dt} \right) &= HI - \frac{V_a}{R} \\
 \frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} - \frac{dV_r}{dt} \right) &= -I(1-H) - \frac{V_a}{R} \\
 \hline
 C \frac{dV_a}{dt} &= HI - I(1-H) - 2\frac{V_a}{R} \\
 C \frac{dV_a}{dt} &= I(2H-1) - 2\frac{V_a}{R}
 \end{aligned}$$

Ahora restandolas se puede obtener:

$$\begin{aligned}
 \frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} + \frac{dV_r}{dt} \right) &= HI - \frac{V_a}{R} \\
 \frac{C}{2} \left(\frac{dV_a}{dt} - \frac{dV_r}{dt} \right) &= -I(1-H) - \frac{V_a}{R} \\
 \hline
 C \frac{dV_r}{dt} &= HI + I(1-H) \\
 C \frac{dV_r}{dt} &= I
 \end{aligned}$$

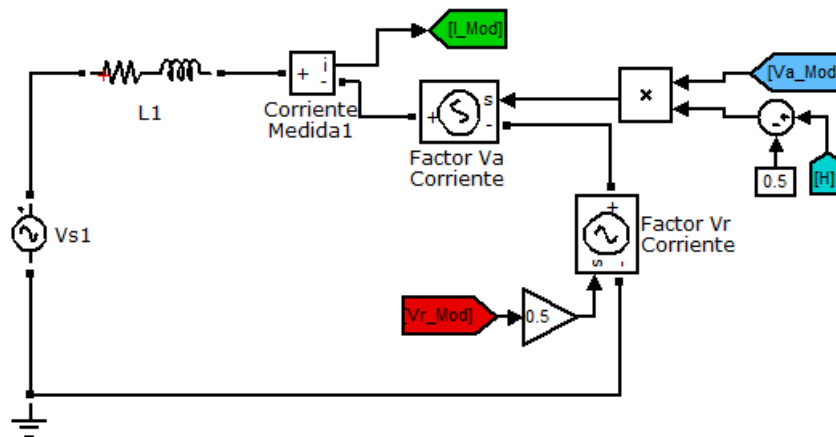
5.7.1. Modelo de señal grande con el voltaje de suma y de resta

En esta sección se comprobará que el cambio de variables fue adecuado, se necesitarán las siguientes ecuaciones:

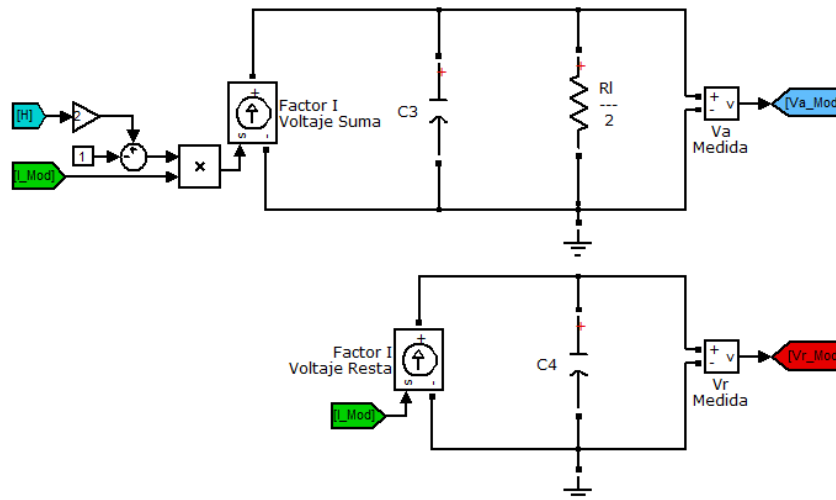
$$L \frac{dI}{dt} = V_s - V_a(H - 0,5) - \frac{V_r}{2} - R_p I \quad (5.41)$$

$$C \frac{dV_a}{dt} = I(2H - 1) - 2\frac{V_a}{R} \quad (5.42)$$

$$C \frac{dV_r}{dt} = I \quad (5.43)$$

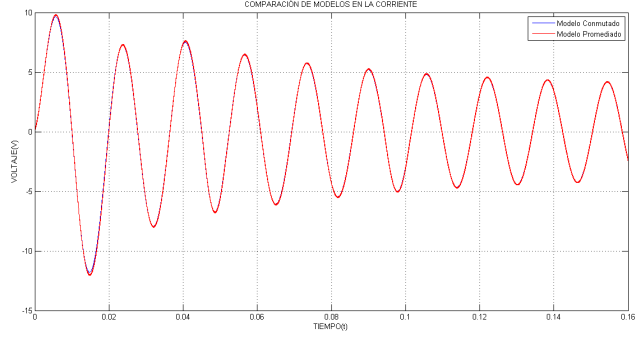


(a) Circuito señal grande con cambio de variables, ecuación de la corriente.

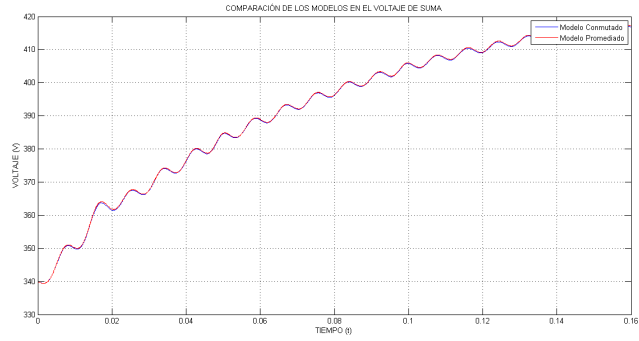


(b) Circuito señal grande con cambio de variables, ecuaciones de los voltajes.

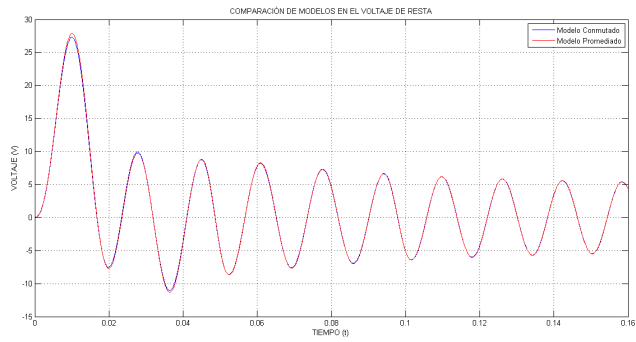
Figura 5.4: Circuito equivalente señal grande con cambio de variables.



(a) Comparación de modelos para la corriente con cambio de variables.



(b) Comparación de modelos para el voltaje de suma.



(c) Comparación de modelos para el voltaje de resta.

Figura 5.5: Comparación de respuestas entre el modelo conmutado y promediado con el cambio de variables.

5.7.2. Diseño del compensador de la corriente

El lazo mas importante es el de la corriente, se procederá a sacar su función de transferencia, expresándolo de la forma:

$$\begin{aligned}\vec{X} &= A(x(t)) + Bu(t) \\ y &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}$$

cuya transformada de Laplace es:

$$sX(s) = AX(s) + Bu(s) \quad Y(s) = Cx(s) + Du(s) \quad (5.44)$$

Por lo tanto la ecuación es de la forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_a}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L} & -\frac{H-0,5}{L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{2H-1}{C} & -\frac{2}{RC} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{v}_a \\ \hat{v}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_a}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{2I}{C} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{h} & \hat{v}_s \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

La solución de la ecuación diferencial del vector de estado puede obtenerse por un método semejante al utilizado para resolver una ecuación diferencial de primer orden, considérese la ecuación de primer orden.

$$\dot{x} = ax + bu \quad (5.46)$$

donde $x(t)$ y $u(t)$ son funciones escalares del tiempo.

$$sX(s) - x(0) = aX(s) + bu(s) \quad (5.47)$$

Por tanto:

$$sX(s) - ax(s) = x(0) + bu(s) \quad (5.48)$$

$$x(s)[s - a] = x(0) + bu(s) \quad (5.49)$$

$$x(s) = \frac{x(0)}{s - a} + \frac{b}{s - a}u(s) \quad (5.50)$$

Usando transformada inversa de Laplace:

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{-1}\{x(s)\} &= \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{x(0)}{s - a}\right\} + \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{bu(s)}{s - a}\right\} \\ x(t) &= e^{at}x(0) + \int_0^t e^{a(t-\tau)}bu(\tau) d\tau \\ x(s) &= [sI - A]^{-1}x(0) + [sI - A]^{-1}Bu(s)\end{aligned}$$

Si las condiciones iniciales son iguales a cero:

$$\begin{aligned}x(s) &= [sI - A]^{-1} Bu(s) \\y(s) &= Cx(s) + Du(s) \\y &= C[sI - A]^{-1} Bu(s)\end{aligned}\tag{5.51}$$

Se quiere una salida de $\hat{i}$ contra $\hat{h}$, por tanto la ecuación queda de la forma

$$y(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} s & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{L} & \frac{0.5-H}{L} & -\frac{1}{2L} \\ \frac{2H-1}{C} & -\frac{2}{RC} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \right]^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{v_a}{L} \\ \frac{2I}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{h}(s)$$

Resolviendo:

$$sI - A = \begin{bmatrix} s + \frac{R_p}{L} & \frac{H-0.5}{L} & \frac{1}{2L} \\ -\frac{2H-1}{C} & s + \frac{2}{RC} & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & s \end{bmatrix}$$

Para encontrar su inversa, encontramos el determinante

$$\begin{aligned}Det(sI - A) &= \left(s + \frac{R_p}{L}\right) \left(s^2 + \frac{2s}{RC}\right) + \left(\frac{H-0.5}{L}\right) \left(\frac{s(2H-1)}{C}\right) \\&\quad + \left(\frac{1}{2L}\right) \left(\frac{sRC+2}{RC^2}\right) \\&= \left(\frac{Ls + R_p}{L}\right) \left(\frac{RCs^2 + 2s}{RC}\right) + \left(\frac{H-0.5}{L}\right) \left(\frac{2Hs - s}{C}\right) \\&\quad + \left(\frac{1}{2L}\right) \left(\frac{RCs + 2}{RC^2}\right) \\&= \left(\frac{LRCs^3 + 2Ls^2 + R_pRCs^2 + 2R_ps}{RLC}\right) \\&\quad + \left(\frac{2H^2s - Hs - Hs + 0.55}{LC}\right) + \left(\frac{RCs + 2}{2LRC^2}\right) \\&= \left(\frac{s^3(LRC) + s^2(2L + R_pRC) + 2R_ps}{RLC}\right) \\&\quad + \left(\frac{s(2H^2 - 2H + 0.5)}{LC}\right) + \left(\frac{\frac{RC}{2}s + 1}{LRC^2}\right)\end{aligned}\tag{5.52}$$

Para un resultado final de:

$$\frac{s^3 (LRC^2) + s^2 (2LC + R_p RC^2) + s [2R_p C + RC (2H^2 - 2H + 1)] + 1}{LRC^2}$$

Se calcula la matriz adjunta $Adj(sI - A)$ de manera que queda:

$$\begin{bmatrix} \frac{RCs^2+2s}{RC} & \frac{2Hs-s}{C} & \frac{RCs+2}{RC^2} \\ \frac{s(1-2H)}{2L} & \frac{LCs^2+CR_p s+0,5}{LC} & \frac{0,5-H}{LC} \\ -\frac{0,5RCs+1}{RLC} & \frac{0,5-H}{LC} & \frac{RLCs^2+s(2L+R_p RC)+2RH(H-1)+0,5R+2R_p}{RLC} \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

$$y = \frac{s^2 (-C^2 Rv_a) + s (CIR - 2CV_a - 2CHI_p R)}{RLC^2 s^3 + (RR_p C^2 + 2LC) s^2 + s (2RCH^2 - 2RCH + CR + 2CR_p) + 1}$$

Función de transferencia de la corriente, se asume que $x = 2H^2 - 2H + 1$ y se reemplaza:

$$y = \frac{s^2 (-C^2 Rv_a) + s (CIR - 2Cv_a - 2CHIR)}{s^3 (RLC^2) + s^2 (RR_p C^2 + 2LC) + s (RCX + 2CR_p) + 1}$$

Puede observarse fácilmente que la función de transferencia tiene una ganancia negativa, y es imprescindible tenerla en cuenta al momento de hacer el control.

$$y = -\frac{v_a}{L} \frac{s^2 + s \left(\frac{2Cv_a + 2CHIR - CIR}{C^2 Rv_a} \right)}{s^3 + s^2 \left(\frac{RR_p C + 2L}{RLC} \right) + s \left(\frac{RX + 2R_p}{RLC} \right) + \frac{1}{RLC^2}}$$

Los valores de los componentes usados son:

- $V_p = 170_v$
- $V_a = 480_v$
- $R_L = 0,6\Omega$
- $L = 10mH$
- $C = 2000\mu f$
- $R = 645,32\Omega$

$$y(s) = \frac{4,4e4s^2 + 3,289e4s - 1,25e - 9}{s^3 + 66,55s^2 + 2,61e4s + 3,874e4}$$

Haciendo la familia de curvas para la función de transferencia encontrada:

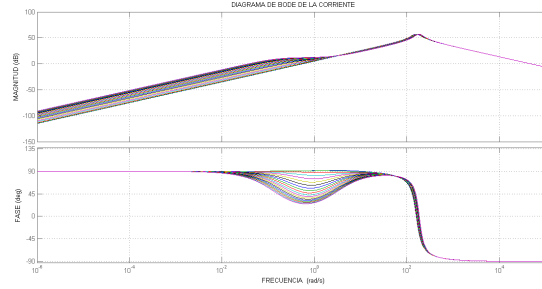


Figura 5.6: Familia de curvas para la corriente en el dominio continuo.

Transformándolo al dominio discreto teniendo en cuenta el ZOH entonces:

$$y(z) = \frac{1,1Z^2 - 2,2Z + 1,1}{Z^3 - 2,998Z^2 + 2,997Z - 0,9983}$$

Haciendo la familia de curvas para la transformación de la función de transferencia encontrada a discreto teniendo en cuenta el retenedor de orden zero ZOH:

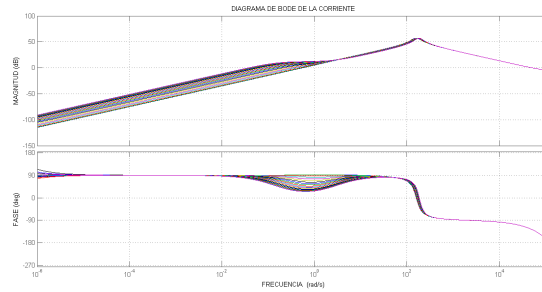


Figura 5.7: Familia de curvas para la corriente en el dominio discreto teniendo en cuenta el ZOH.

Haciendo la familia de curvas para la transformación de la función de transferencia encontrada a discreto teniendo en cuenta el retenedor de orden

zero ZOH y el retardo: Al tener en cuenta el retardo entonces:

$$y(z) = \frac{1,1Z^2 - 2,2Z + 1,1}{Z^4 - 2,998Z^3 + 2,997Z^2 - 0,9983Z}$$

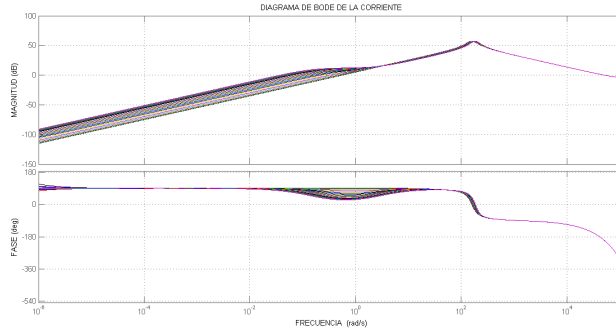


Figura 5.8: Familia de curvas para la corriente en el dominio discreto teniendo en cuenta el ZOH y el retardo.

5.8. Calculo de H, el punto de operación fijo del circuito

Se calcula el punto de operación fijo del circuito que hace que sea estable. Es decir se calcula la modulación del ciclo útil.

$$\begin{aligned} V_s &= V_l + V_g \\ V_s &= V_p \sin(wt) \\ V_p \sin(wt) &= L \frac{dI_L}{dt} + V_g \end{aligned}$$

Como es un corrector de factor de potencia se asume que:

$$\begin{aligned} V_s &= V_p \sin(wt) & I_p &= I_p \sin(wt) \\ V_p \sin(wt) &= L \frac{d(I_p \sin(wt))}{dt} + V_g \\ V_p \sin(wt) &= LI_p w \cos(wt) + V_g \\ V_g &= LI_p w \cos(wt) - V_p \sin(wt) \end{aligned} \tag{5.54}$$

Se pueden deducir las siguientes relaciones fundamentales con ayuda de Euler:

$$A \sin(wt) + B \cos(wt)$$

$$\sin(wt) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$$

$$\cos(wt) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$$

$$\cos(wt + \phi) = \frac{e^{j(\omega t + \phi)} + e^{-j(\omega t + \phi)}}{2} = \frac{e^{j\omega t} e^{j\phi} + e^{-j\omega t} e^{-j\phi}}{2}$$

Teniendo en cuenta las anteriores ecuaciones, entonces se reemplaza:

$$\begin{aligned} \frac{Ae^{j\omega t} - Ae^{-j\omega t}}{2j} + \frac{Be^{j\omega t} + Be^{-j\omega t}}{2} &= e^{j\omega t} \left(\frac{A}{2j} + \frac{B}{2} \right) + e^{-j\omega t} \left(\frac{B}{2} - \frac{A}{2j} \right) \\ &= e^{j\omega t} \left(\frac{A + Bj}{2j} \right) + e^{-j\omega t} \left(\frac{-A + Bj}{2j} \right) \\ &= \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} (A + Bj) + e^{-j\omega t} (-A + Bj)) \end{aligned}$$

Multiplicando por el conjugado:

$$\begin{aligned} &= \frac{-2j}{-2j} \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} (A + Bj) + e^{-j\omega t} (-A + Bj)) \\ &= \frac{-2j}{4} (e^{j\omega t} (A + Bj) + e^{-j\omega t} (-A + Bj)) \\ &= \frac{1}{2} (e^{j\omega t} (-Aj + B) + e^{-j\omega t} (Aj + B)) \\ &= \frac{\sqrt{A^2 + B^2} e^{j\omega t} e^{j\phi} + \sqrt{A^2 + B^2} e^{-j\omega t} e^{-j\phi}}{2} \\ &= \sqrt{A^2 + B^2} \left[\frac{e^{j\omega t} e^{j\phi} + e^{-j\omega t} e^{-j\phi}}{2} \right] \\ &= \sqrt{A^2 + B^2} \cos(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

Por tanto, se puede ver claramente que:

$$\begin{aligned} |\mathbf{M}| &= \sqrt{A^2 + B^2} \\ \phi &= \arctan \left(\frac{-A}{B} \right) \end{aligned}$$

Al reemplazar:

$$\begin{aligned}
 A &= -V_p \\
 B &= LI_p w \\
 V_g &= A \sin(wt) + B \cos(wt) \\
 V_g &= \sqrt{V_p^2 + (LI_p w)^2} \cos\left(wt + \arctan\left(\frac{V_p}{LI_p w}\right)\right) \\
 V_g &= \sqrt{V_p^2 + (LI_p w)^2} \sin\left(wt + \left(\arctan\left(\frac{V_p}{LI_p w}\right) - 90^\circ\right)\right)
 \end{aligned}$$

Y puede escribirse en forma fasorial de la siguiente manera:

$$V_g = \sqrt{V_p^2 + (LI_p w)^2} \angle \arctan\left(\frac{V_p}{LI_p w}\right) - 90^\circ \quad (5.55)$$

El PFC debe mantener la relación de potencias entre AC y DC, por lo que:

$$\begin{aligned}
 P_{AC} &= V_{rms} * I_{rms} \\
 P_{AC} &= \frac{V_P}{\sqrt{2}} * \frac{I_P}{\sqrt{2}} = \frac{V_P * I_P}{2} \\
 P_{DC} &= \left(\frac{V_1 + V_2}{R}\right) (V_1 + V_2) \\
 P_{DC} &= \frac{(V_1 + V_2)^2}{R}
 \end{aligned}$$

Se debe establecer que la potencia de salida es aproximadamente la potencia de entrada sin considerar pérdidas, por lo que:

$$\begin{aligned}
 P_{AC} &= P_{DC} \\
 \frac{V_P * I_P}{2} &= \frac{(V_1 + V_2)^2}{R}
 \end{aligned}$$

Por lo tanto se deduce que:

$$I_p = \frac{2(V_1 + V_2)^2}{RV_p} \quad (5.56)$$

Reemplazando nuevamente en las anteriores ecuaciones se puede encontrar V_g

$$V_g = \sqrt{V_p^2 + \left(\frac{2Lw(V_1 + V_2)^2}{RV_p} \right)^2} \angle \arctan \left(\frac{V_p}{\frac{2Lw(V_1 + V_2)^2}{RV_p}} \right) - 90^\circ$$

$$V_g = \sqrt{V_p^2 + \left(\frac{2Lw(V_1 + V_2)^2}{RV_p} \right)^2} \angle \arctan \left(\frac{V_p^2 R}{2Lw(V_1 + V_2)^2} \right) - 90^\circ \quad (5.57)$$

Al encontrarse V_g se halla H de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} V_g &= HV_1 - (1 - H)V_2 \\ V_g &= HV_1 - V_2 + HV_2 \\ V_g &= H(V_1 + V_2) - V_2 \\ H &= \frac{V_g + V_2}{V_1 + V_2} = \frac{V_g}{V_1 + V_2} + \frac{V_2}{V_1 + V_2} \end{aligned}$$

Con esto, todo está dado y solo queda despejar H :

$$\begin{aligned} H &= \frac{\sqrt{V_p^2 + \left(\frac{2Lw(V_1 + V_2)^2}{RV_p} \right)^2}}{V_1 + V_2} \sin \left(wt + \left(\arctan \left(\frac{V_p^2 R}{2Lw(V_1 + V_2)^2} \right) - 90^\circ \right) \right) \\ &\quad + \left(\frac{V_2}{V_1 + V_2} \right) \end{aligned} \quad (5.58)$$

O lo que es igual:

$$H = \frac{\sqrt{V_p^2 + \left(\frac{2LwV_a^2}{RV_p} \right)^2}}{V_a} \sin \left(wt + \left(\arctan \left(\frac{V_p^2 R}{2LwV_a^2} \right) - 90^\circ \right) \right) + \frac{V_a - V_r}{2V_a} \quad (5.59)$$

5.9. Ecuaciones y modelado del voltaje de suma y resta

Solo se puede hacer este modelado asumiendo que el lazo de la corriente ya está compensado, de esta manera se puede ver al lazo de la corriente como ideal. Esto conlleva a modelar una fuente de corriente constante con la forma $I_s = I_p \sin(wt)$ como alimentación del circuito.

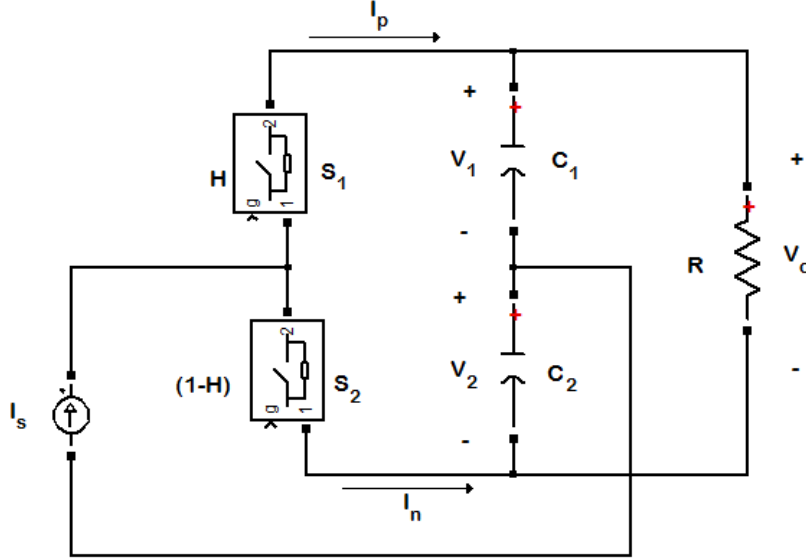


Figura 5.9: Circuito equivalente, lazo de corriente ideal.

Del circuito 5.9 se pueden encontrar las siguientes relaciones:

$$I_s = I_p \sin(\omega t) + I_{dc}$$

Donde I_p viene del compensador del voltaje de suma e I_{dc} viene del compensador del voltaje de resta.

$$\langle i_p \rangle = h \langle i_s \rangle \quad (5.60)$$

$$\langle i_n \rangle = (1 - h) \langle i_s \rangle \quad (5.61)$$

$$\frac{Cd \langle V_1 \rangle}{dt} = h \langle i_s \rangle - \frac{\langle V_1 \rangle + \langle V_2 \rangle}{R} \quad (5.62)$$

$$\frac{Cd \langle V_2 \rangle}{dt} = -(1 - h) \langle i_s \rangle - \frac{\langle V_1 \rangle + \langle V_2 \rangle}{R} \quad (5.63)$$

Al usar nuevamente la excitación de variables se deducen:

$$\langle i_s \rangle = i + I$$

$$\langle h \rangle = \hat{h} + H$$

$$\langle V_1 \rangle = \hat{v}_1 + V_1$$

$$\langle V_2 \rangle = \hat{v}_2 + V_2$$

Reemplazando las anteriores ecuaciones en la ecuación 5.62 queda:

$$\begin{aligned} \frac{Cd\hat{v}_1}{dt} + \frac{CdV_1}{dt} &= (\hat{h} + H) (\hat{i}_s + i_s) - \frac{(\hat{v}_1 + V_1) + (\hat{v}_2 + V_2)}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_1}{dt} + \frac{CdV_1}{dt} &= \hat{h}\hat{i}_s + \hat{h}i_s + H\hat{i}_s + Hi_s - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} - \frac{V_2}{R} \end{aligned} \quad (5.64)$$

Así mismo en la ecuación 5.63 entonces:

$$\begin{aligned} \frac{Cd\hat{v}_2}{dt} + \frac{CdV_2}{dt} &= - \left(1 - (\hat{h} + H) \right) (\hat{i}_s + i_s) \\ &\quad - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_2}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_2}{dt} + \frac{CdV_2}{dt} &= - \left[\left(1 - \hat{h} - H \right) (\hat{i}_s + i_s) \right] \\ &\quad - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_2}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_2}{dt} + \frac{CdV_2}{dt} &= - \left[\hat{i}_s + i_s - \hat{h}\hat{i}_s - \hat{h}i_s - H\hat{i}_s - Hi_s \right] \\ &\quad - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_2}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \\ \frac{Cd\hat{v}_2}{dt} + \frac{CdV_2}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s + Hi_s - \hat{i}_s - i_s \\ &\quad - \frac{V_1}{R} - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{V_2}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \end{aligned} \quad (5.65)$$

Tomando solamente las pequeñas variaciones y despreciando el producto de dos o más de estas, pueden deducirse las ecuaciones equivalentes para el modelo se señal pequeña:

$$\frac{Cd\hat{v}_1}{dt} = \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \quad (5.66)$$

$$\frac{Cd\hat{v}_2}{dt} = \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \hat{i}_s - \frac{\hat{v}_1}{R} - \frac{\hat{v}_2}{R} \quad (5.67)$$

Repitiendo uno de los procedimientos anteriores podemos deducir las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \hat{v}_1 &= \frac{\hat{v}_a + \hat{v}_R}{2} \\ \hat{v}_2 &= \frac{\hat{v}_a - \hat{v}_R}{2} \\ \hat{v}_a &= \hat{v}_1 + \hat{v}_2 \\ \hat{v}_R &= \hat{v}_1 - \hat{v}_2 \end{aligned}$$

Al reemplazar dichas relaciones en las ecuaciones 5.66 y 5.67 queda de la forma:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R}\end{aligned}$$

Posteriormente a este procedimiento se suman ambas expresiones, de forma que queda:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}C \frac{d\hat{v}_a}{dt} &= 2\hat{h}i_s + 2H\hat{i}_s - \hat{i}_s - 2\frac{\hat{v}_a}{R} \\ C \frac{d\hat{v}_a}{dt} &= 2\hat{h}i_s + \hat{i}_s (2H - 1) - \frac{2\hat{v}_a}{R}\end{aligned}\tag{5.68}$$

La ecuación 5.68 describe el comportamiento de v_a , esta será la primera ecuación usada para encontrar el modelo de estados. Ahora se realizará el mismo procedimiento anterior pero ahora restando ambas ecuaciones, de manera que queda de la forma:

$$\begin{aligned}\frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} + \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_r}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_a}{dt} - \frac{C}{2} \frac{d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{h}i_s + H\hat{i}_s - \hat{i}_s - \frac{\hat{v}_a}{R}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\frac{C d\hat{v}_a}{dt} &= 2\hat{h}I_s + \hat{i}_s (2H - 1) - \frac{2\hat{v}_a}{R} \\ \frac{C d\hat{v}_R}{dt} &= \hat{i}_s\end{aligned}\tag{5.69}$$

Una vez hallada la 5.69 se terminan de encontrar las ecuaciones de señal pequeña. En la siguiente sección se procederá a encontrar el espacio de estados y diseñar el compensador del mismo.

5.10. Diseño de compensadores para la suma y diferencia de V_1 y V_2

Con las ecuaciones encontradas se procede a encontrar el espacio de estados y así mismo las funciones de transferencia de acuerdo a la topología de control establecidas.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{v}}_a \\ \dot{\hat{v}}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{2}{RC} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2I_s}{C} & \frac{2H-1}{C} \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{h} \\ \hat{i}_s \end{bmatrix} \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_a \\ \hat{v}_r \end{bmatrix} \\ sI - A &= \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{2}{RC} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{RCs-2}{RC} & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \\ (sI - A)^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{RC}{RCs+2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix} \\ (sI - A)^{-1} B &= \begin{bmatrix} \frac{R(2H-1)}{Rcs+2} \\ \frac{1}{Cs} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Para V_a la matriz C es: $\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$ y por tanto la función de transferencia es de la forma:

$$C(sI - A)^{-1} B = \frac{R(2H - 1)}{RCs + 2}$$

Para V_r la matriz C es $\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$ y por tanto la función de transferencia es de la forma:

$$C(sI - A)^{-1} B = \frac{1}{Cs}$$

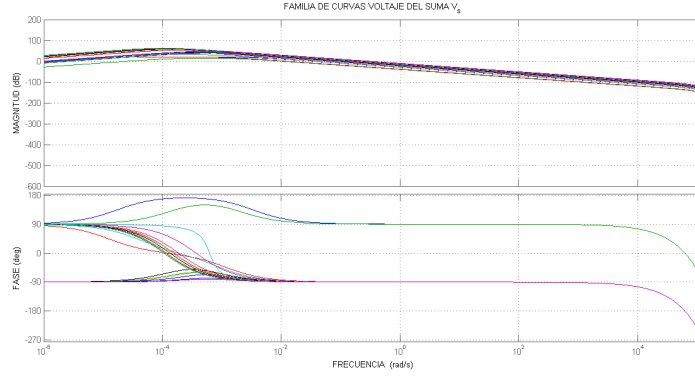
Siguiendo el mismo procedimiento de la corriente, se debe saber que cada una de las anteriores funciones de transferencia deben transformarse al dominio discreto teniendo en cuenta un ZOH y un retardo. Se procede inmediatamente a graficar la familia de curvas de cada y se mostrará en la Figura 5.10. Se grafica en este diagrama de bode un rango de frecuencias limitado por $\frac{f_s}{2}$ tal y como nos indica el teorema de Nyquist.

Se ve claramente que la fase de estos sistemas se encuentra en 90° , por lo cual se propone un compensador sencillo de tipo PI, aunque puede ser un poco más robusto como adelanto de fase, etc. Adicionalmente se debe tener en cuenta que al ser realimentados deben tener un ancho de banda limitado

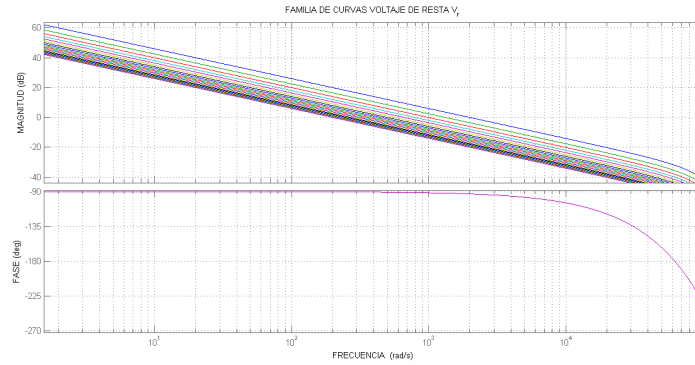
con respecto a la corriente. En el caso del voltaje de resta, la forma de señal tiene componentes armónicas en 60 Hz, por lo que al mover la referencia DC de la corriente se ve afectado el factor de potencia, por esta razón debe estar atenuado a partir de esta frecuencia.

Así mismo en el caso del voltaje de suma, la forma de señal tiene componentes armónicas en 60 Hz y 120Hz, por lo que al multiplicar la referencia DC de la corriente se ve afectada la distorsión armónica, por esta razón debe tener una buena atenuación a 60Hz.

Ya que el parámetro de diseño es similar, es decir que la salida del compensador debe tener buena ganancia a bajas frecuencias y además estar atenuada a 60Hz o más se propondrá el mismo controlador para ambas variables, así mismo se estudiará su desempeño.



(a) Familia de curvas para el voltaje de suma en la que se varía H y R.



(b) Familia de curvas para el voltaje de resta en la que se varía C.

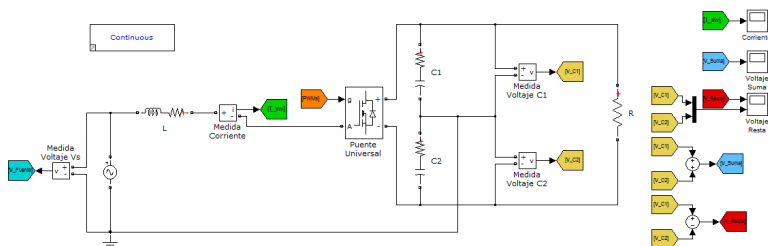
Figura 5.10: Familia de curvas para el voltaje de suma y resta.

Para el control se propone un integrador $\frac{1}{z-1}$, esto implicaría una buena ganancia a bajas frecuencias, sin embargo el ángulo de fase estaría en 180 grados. Para darle un margen de fase adecuado, que tienda a los 45° se propone poner un zero un par de décadas atrás de los $377 \frac{rad}{Segs}$. Por último se da la ganancia adecuada para el punto de 0dBs se encuentre una década atrás de los 60Hz es decir los $377 \frac{rad}{seg}$. Al seguir los anteriores pasos se puede llegar a una función de transferencia de la forma:

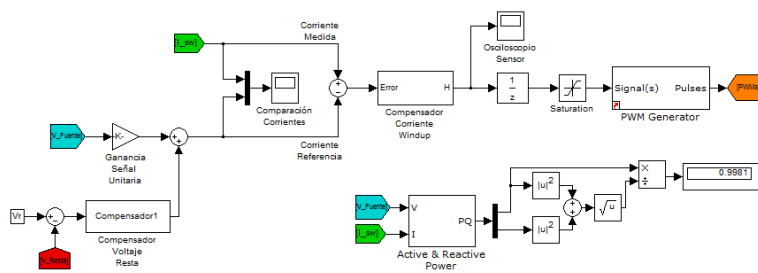
$$C_{v_r y v_s} = 0,029166 \frac{z - 0,9986}{z - 1} \quad (5.70)$$

$$F_s = 39960 Hz$$

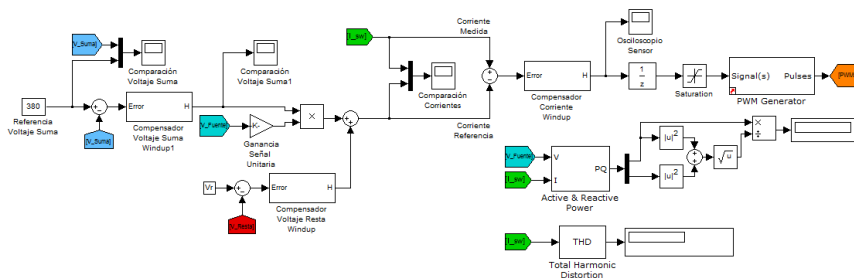
La forma en que se usarán los compensadores de suma y resta serán:



(a) Circuito del PFC.



(b) Topología del control con el compensador del voltaje de resta implementado.



(c) Topología del control con el compensador del voltaje de suma implementado.

Figura 5.11: Circuito compensado en corriente, voltaje de suma y voltaje de resta.

Capítulo 6

Simulaciones, Pruebas y Resultados

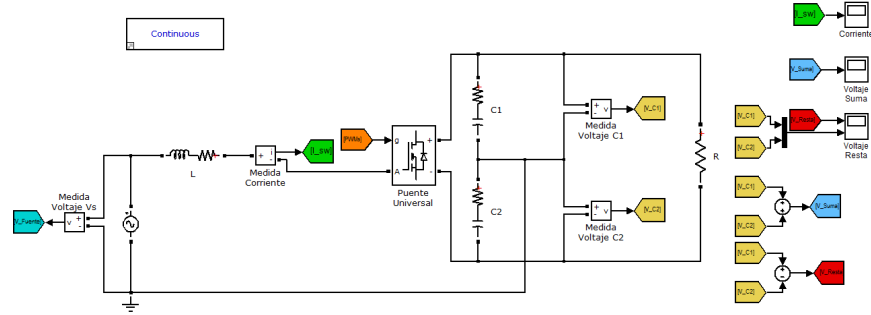
*La dificultad atrae al hombre de carácter,
porque es en la adversidad que el
verdadero hombre se conoce a si mismo.*

Charles De Gaulle

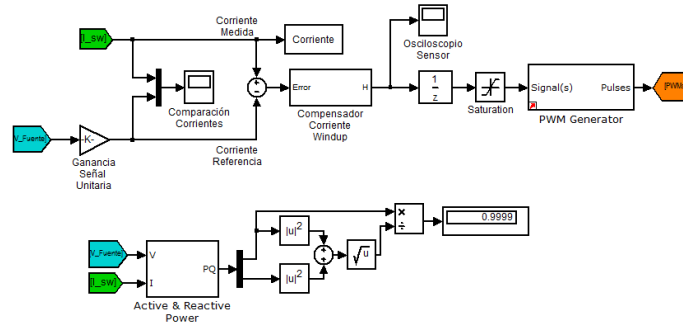
RESUMEN: En este capítulo se mostrarán los resultados de los compensadores calculados, también se le harán medidas del factor de potencia y distorsión armónica total, para establecer los criterios de rendimiento del mismo.

6.1. Resultados de la compensación de la corriente

Para implementar en SIMULINK el compensador de la corriente calculado en el capítulo pasado se hace de la siguiente manera:



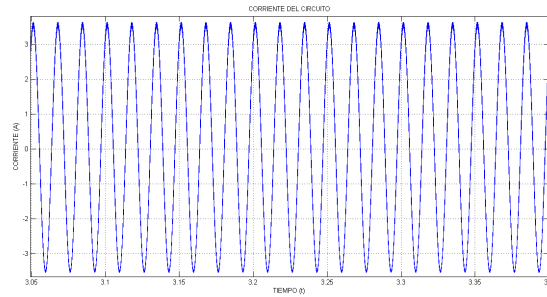
(a) Corriente del circuito.



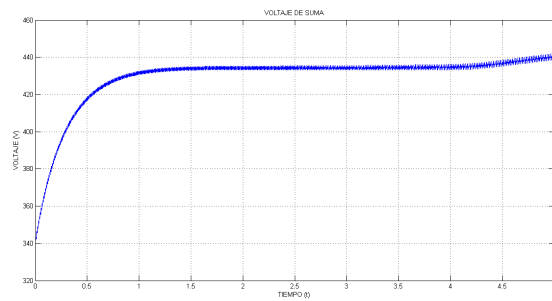
(b) Voltaje de suma del circuito.

Figura 6.1: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

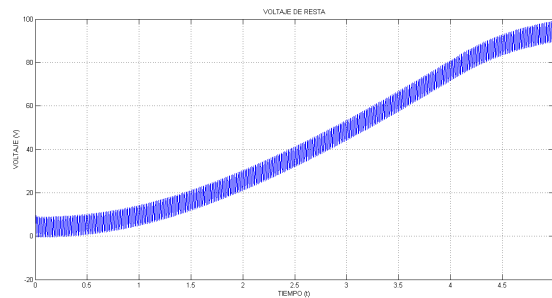
La respuesta del circuito fue la siguiente para cada una de las variables a controlar:



(a) Corriente del circuito.



(b) Voltaje de suma del circuito.



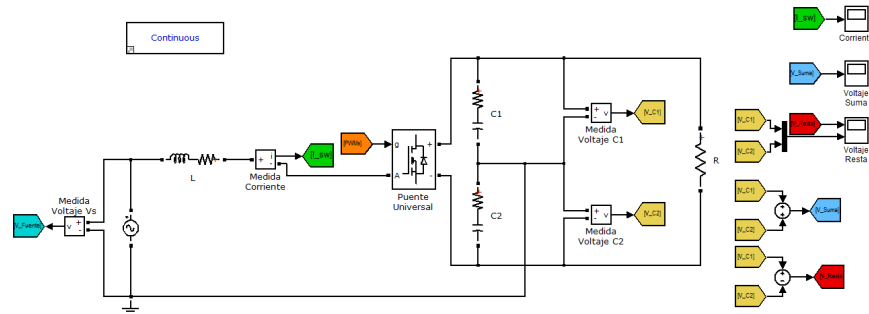
(c) Voltaje de resta del circuito.

Figura 6.2: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

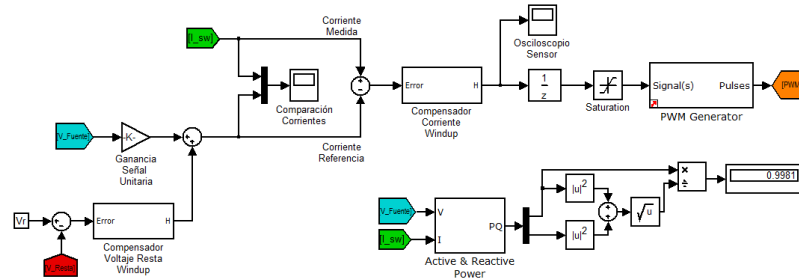
Se observa que el voltaje de resta diverge al no estar controlado al igual que al voltaje de suma, este problema se abordará en la siguiente sección.

6.2. Resultados de la compensación de la corriente y el voltaje de resta

Para implementar en SIMULINK el compensador del voltaje de resta calculado en el capítulo pasado se hace de la siguiente manera:



(a) Corriente del circuito.

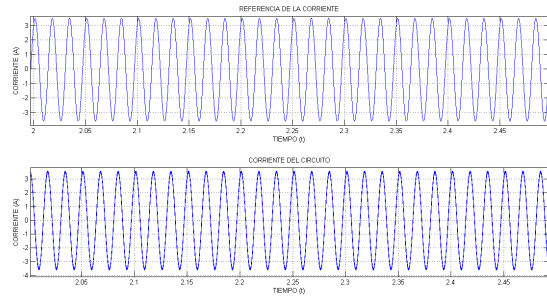


(b) Voltaje de suma del circuito.

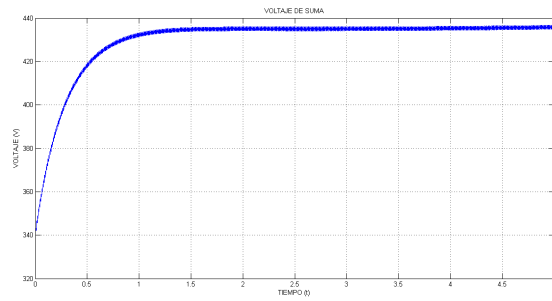
Figura 6.3: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

6.2. Resultados de la compensación de la corriente y el voltaje de resta 121

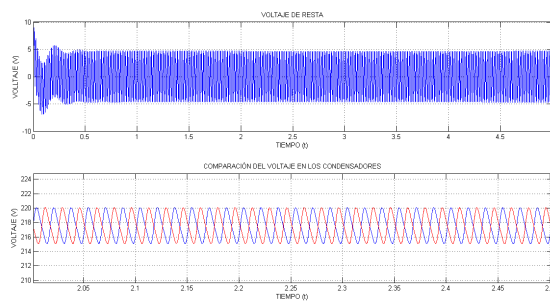
La respuesta del circuito fue la siguiente para cada una de las variables a controlar:



(a) Corriente del circuito.



(b) Voltaje de suma del circuito.



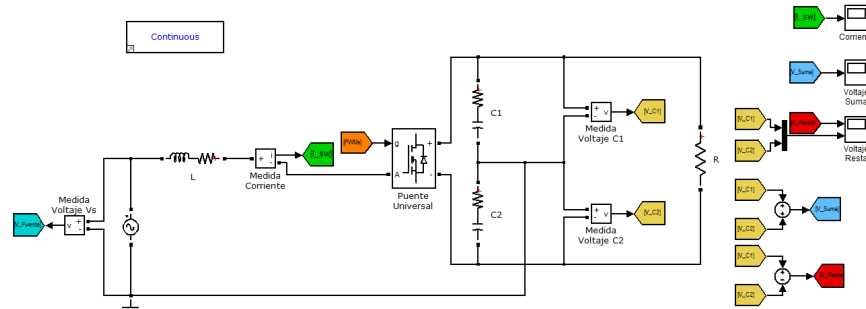
(c) Voltaje de resta del circuito.

Figura 6.4: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

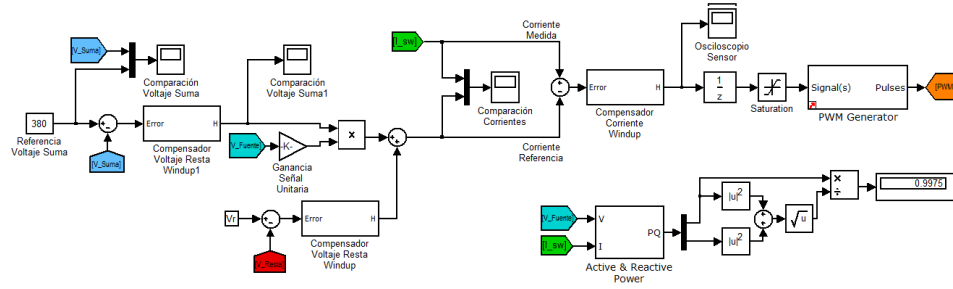
6.3. Resultados de la compensación de la corriente, el voltaje de resta y voltaje de suma

6.3.0.1. Compensador con alta atenuación a 60Hz y 120Hz

Para implementar en SIMULINK el compensador del voltaje de suma calculado en el capítulo pasado se hace de la siguiente manera, se debe tener en cuenta que se hacen medidas de distorsión armónica:



(a) Corriente del circuito.



(b) Voltaje de suma del circuito.

Figura 6.5: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

Se realiza la medición de magnitud de los primeros 15 armónicos; los resultados son los siguientes:

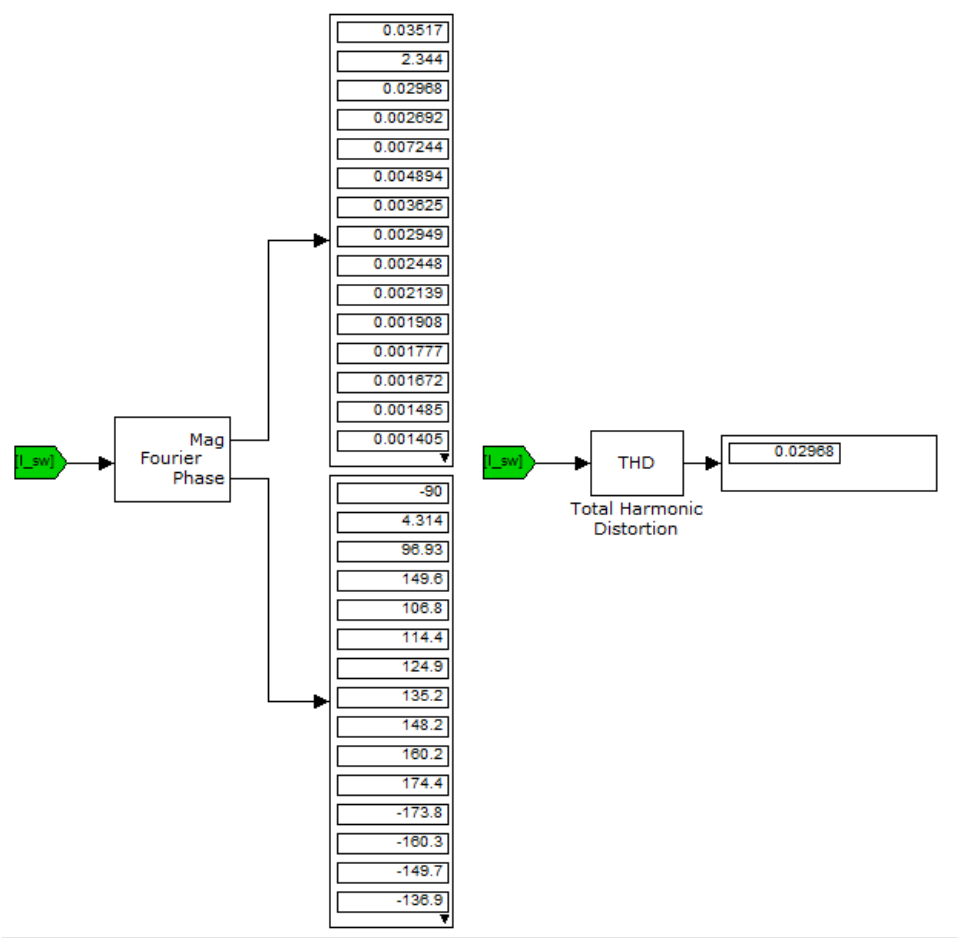
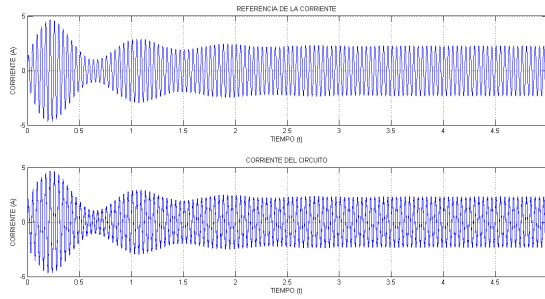
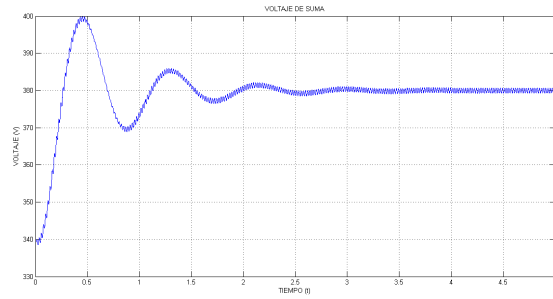


Figura 6.6: Magnitud de los primeros armónicos de la señal de la corriente junto al valor de distorsión armónica total.

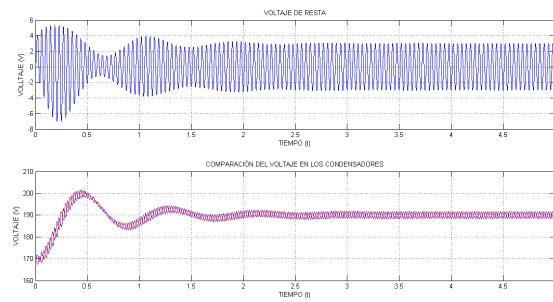
La respuesta del circuito fue la siguiente para cada una de las variables a controlar:



(a) Corriente del circuito.



(b) Voltaje de suma del circuito.



(c) Voltaje de resta del circuito.

Figura 6.7: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

Se realiza la medición de magnitud de los primeros 15 armónicos; los resultados son los siguientes:

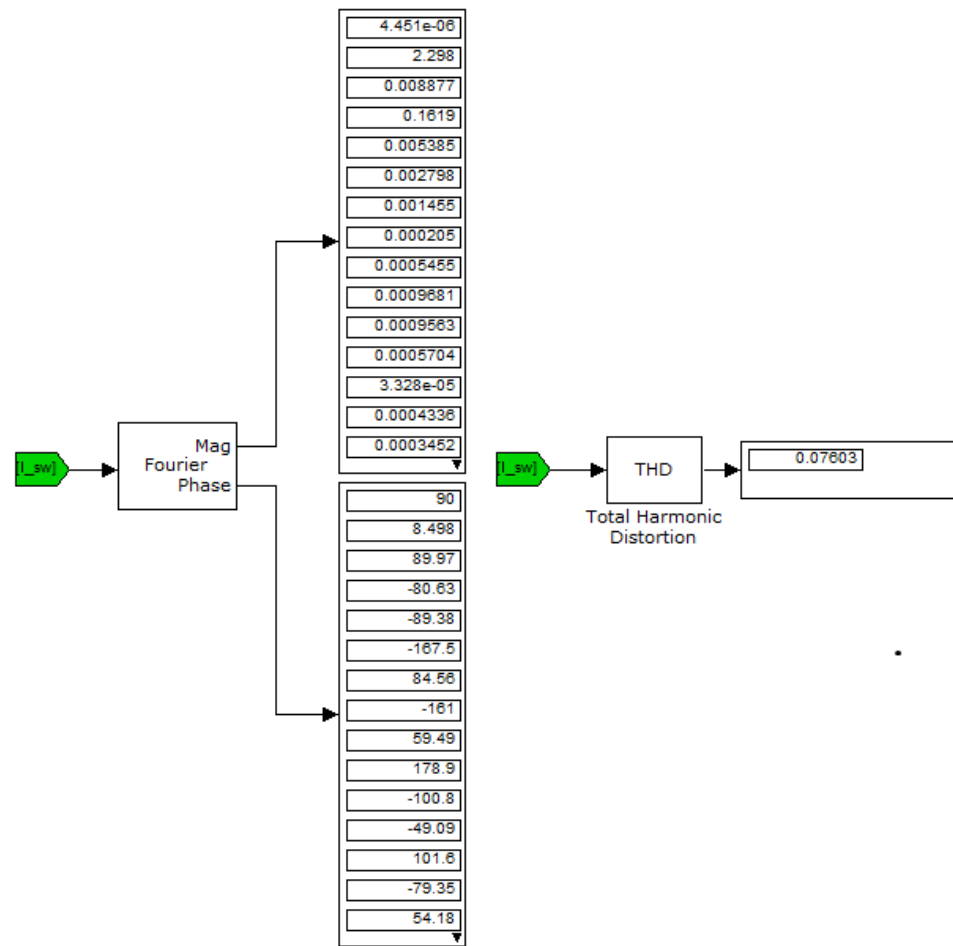
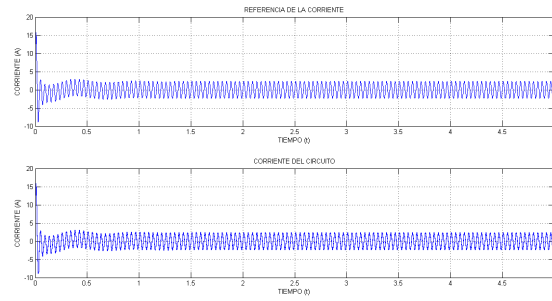
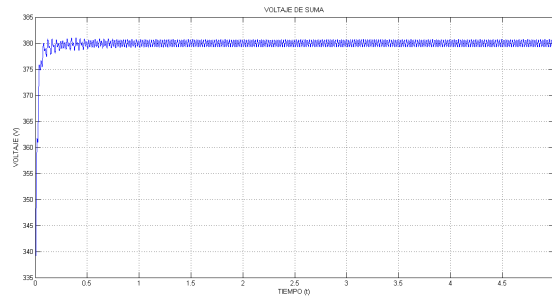


Figura 6.9: Magnitud de los primeros armónicos de la señal de la corriente junto al valor de distorsión armónica total.

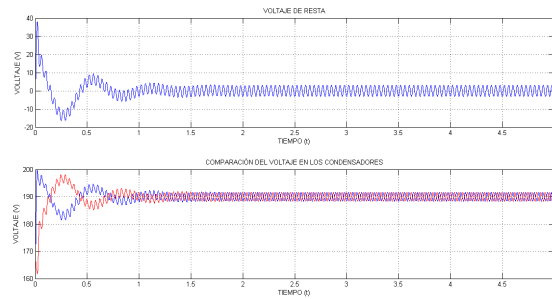
La respuesta del circuito fue la siguiente para cada una de las variables a controlar:



(a) Corriente del circuito.



(b) Voltaje de suma del circuito.



(c) Voltaje de resta del circuito.

Figura 6.10: Respuesta de las variables con el compensador de la corriente.

En esta sección se implementará el convertidor anteriormente hablado junto con todas sus características de diseño. El código usado en Code Composer Studio para simularlo se encuentra en los Anexos. Los resultados obtenidos en el osciloscopio se mostrarán en la siguiente página. Adicionalmente, se necesita cargar los condensadores hasta el valor pico del voltaje de entrada, por lo que se implementó el código del anexo para cargarlos por corte de fase. Su diagrama de flujo es el siguiente:

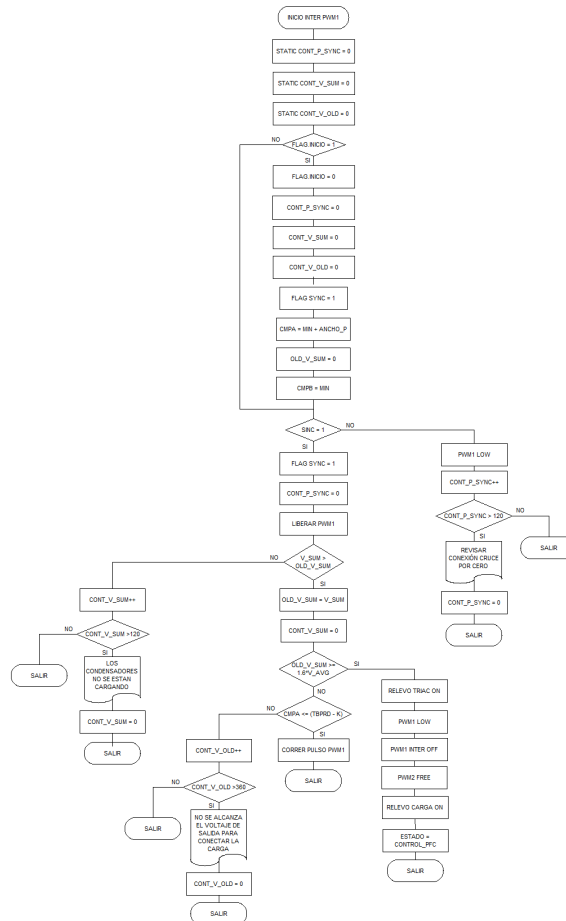
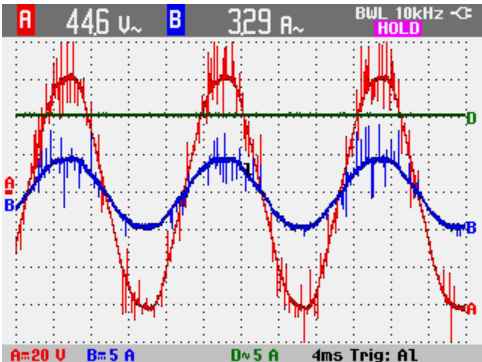
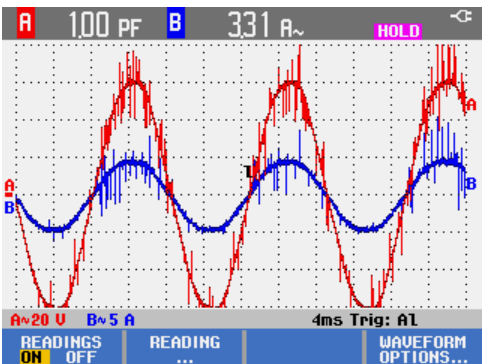


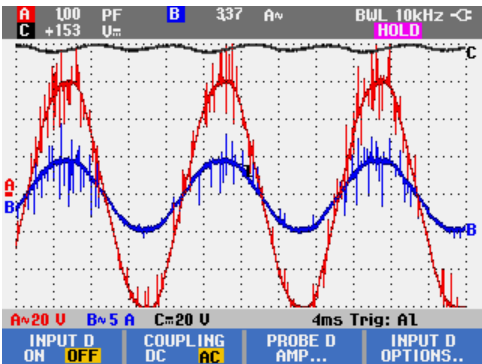
Figura 6.11: Diagrama de flujo de la carga en los condensadores.



(a) Mediciones de valores RMS de la corriente y el voltaje.



(b) Mediciones del factor de potencia del circuito.



(c) Mediciones del valor DC de la salida junto con la corriente y el voltaje de entrada.

Figura 6.12: Mediciones reales de las variables del circuito.

Conclusiones

Si no quieres perderte en el olvido tan pronto como hayas muerto, o escribe cosas dignas de leerse, o has cosas dignas de escribirse.

Benjamín Franklin

Es posible realizar un rectificador con factor de potencia cercano a la unidad y bajo contenido armónico en configuración de medio puente, sin embargo, al discretizar la función se hace necesario tener en cuenta los retardos de fase que se producen en la cercanía de $\frac{F_s}{2}$ (mitad de la frecuencia de conmutación), que obligatoriamente limitan la ganancia de malla que se puede usar, de tal manera que para implementaciones de mayor potencia en donde se haga necesario la elección de dispositivos de conmutación con mayores prestaciones en cuanto a voltaje y corriente y por ende menor frecuencia de trabajo, podría limitarse severamente la ganancia máxima disponible, con lo cual se desmejorarían sus características tanto de contenido armónico como de factor de potencia.

Como se necesita tener una tensión DC regulada en la salida y en la entrada una corriente sinusoidal sin nivel DC y en fase con el voltaje, se hace imprescindible diseñar los controladores necesarios para cumplir con estos propósitos, el desarrollo normal del mismo permite concluir que se necesita un controlador que fije el voltaje de los dos condensadores a un mismo valor con el fin de garantizar la condición establecida para la corriente y un compensador para establecer el voltaje de salida constante, que a su vez minimiza la distorsión armónica total de la corriente de entrada.

Este circuito además de tener la capacidad de flujo de potencia bidireccional y ser atractivo en aplicaciones en las que se desean devolver energía a la red, es capaz de alcanzar una alta eficiencia superior al 85 % pudiendo llegar alrededor del 96 % respetando las condiciones mínimas de trabajo

del sistema (BOOST), debido al número reducido de semiconductores que utiliza (uno para cada semiciclo).

Es necesario un cambio de variables de V_1 y V_2 a V_a y V_r debido a que simplifica el diseño de los compensadores. Para el controlador del voltaje de resta se demuestra que debe tener un ancho de banda reducido ya que si no es así puede disminuir el factor de potencia, impidiendo que el rectificador llegue al factor de potencia unitario. Así mismo, si el controlador del voltaje de suma no cumple con la misma condición puede dejar pasar armónicos del doble de la frecuencia fundamental incrementando así la distorsión armónica total impidiendo que se cumpla la norma actual vigente [IEEE – 519, 1992].

Las simulaciones realizadas sobre el circuito llevan a interpretar que el modelo lineal escogido es adecuado para el diseño de los controladores; sin embargo, no se tiene certeza sobre el rango exacto de validez del modelo y sus posibles consecuencias en la estabilidad del sistema, ya que se llega a este a través de suposiciones, se pasa por alto el acople de dinámicas, la variación de los parámetros a lo largo del ciclo útil de los componente, etc. Para trabajos futuros se desea implementar técnicas de control robusto para el mismo, debido a que el circuito es altamente no lineal y se desea tener en cuenta los parámetros anteriormente mencionados.

Para evitar cambios súbitos en la corriente al momento de iniciar el sistema, se decidió darle condiciones iniciales a los condensadores, por tanto es importante mencionar que en el momento de implementarlo debe tenerse en cuenta el pico de corriente máxima no repetitiva que soporta el dispositivo semiconductor para evitar su destrucción, para darle esta condición inicial a los condensadores, el circuito debe comportarse como un doblador de voltaje y deben ser cargados lentamente con una técnica como “Corte por fase”.

Anexo 1: Código del CCS

```

#include "DSP28x_Project.h"
#include "IQmathLib.h"
#include <stdio.h>
#include "Ing_Jhon_N.h"

#define EPWM 700

#define ANTI_WINDUP_IAC          1
#define ANTI_WINDUP_RESTA 1

extern void InitEPwmSyncGpio(void);
enum state ESTADO = POWEROFF;
union MY_FLAGS FLAGS;
char buff[50];
Uint16 TIME_ON = 3;
Uint16 PASO;
Uint16 ConversionCount;
// ----- VARIABLES DE PRUEBA Y GRAFICADO -----
// ----- VARIABLES DE MEDICIÓN -----
// ----- VARIABLES DE REFERENCIA -----
_iq Buff_1[N] = {0.0};
_iq Buff_2[N] = {0.0};
_iq Buff_3[N] = {0.0};
_iq Buff_4[N] = {0.0};
_iq Buff_5[N] = {0.0};
// -----
_iq Vac = 0.0;
_iq Iac = 0.0;
_iq V1 = 0.0;
_iq V2 = 0.0;
_iq Vsum = 0.0;
_iq Vdif = 0.0;
_iq Vac_Pico = 0;
// -----
// ----- VARIABLES DE REFERENCIA -----
// -----
_iq V_Resta_Ref = _IQ20(0.0);
_iq V_Suma_Ref = _IQ20(150.0);
// -----
// -----

void main(void)
{
    InitSysCtrl();

    DINT;
    sprintf(buff, "*****\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "***** INICIALIZANDO DSP *****\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "*****\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO LED ON/OFF\n");
    printf(buff);
    InitGpioLED34(); // Led de ON u OFF
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO SWITCH ON\n");
    printf(buff);
    Init_Sw_On_port(); // Pusador de Encendido
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO SWITCH OFF\n");
    printf(buff);
    Init_Sw_Off_port(); // Pulsador de Apagado
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO RELAY AC_IN\n");
    printf(buff);
    Init_Xrelay_on_port(); // Relevo externo de alimentación AC
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO RELAY BYPASS TRIAC\n");
    printf(buff);
    Init_relay_triac_port(); // Relevo en paralelo con el triac
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO RELAY 110/220\n");
    printf(buff);
    Init_relay_110_220_port(); // Relevo conmutación 110_220
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO RELAY DC OUT\n");
    printf(buff);
    Init_relay_dc_port(); // Relevo salida DC
    Init_04_05_06_07_ports();
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO DESCARGA CONDENSADORES\n");
    printf(buff);
    Init_Discharge_Port();
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PUERTO SHUTDOWN\n");
    printf(buff);
    Init_shutdown_port(); // Shutdown pin 11 del IR2112
    sprintf(buff, "- INICIALIZANDO ADC\n");
    printf(buff);
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;

    EDIS;
    InitAdc();
    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO ADC\n");
    printf(buff);
    ADC_Config();

    sprintf(buff, "- CONFIGURANDO INTERRUPCIONES\n");
    printf(buff);
    InitPieCtrl(); // Inicializa espacio de interrupciones
    IER = 0x0000; // Deshabilita
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable(); // Inicializa la Tabla de Vectores
    EALLOW;
    PieVectTable.XINT2 = &Off_isr; // Rutina para la Interrupción de Apagado
    PieVectTable.XINT1 = &WAKE_UP_isr; // Rutina para la Interrupción de Encendido

```

```

PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;          // Rutina para la Interrupción del PWM 1
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;               // Rutina para la Interrupción del ADC
EDIS;

IER |= M_INT1;
IER |= M_INT3;                                // Habilitar
interrupciones para los PWMs 1 a 3

PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;           // Habilita interrupción del PWM1
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx4 = 1;           // Habilita la interrupción externa XINT2 (Pulsador de Encendido)
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx5 = 1;           // Habilita la interrupción externa XINT2 (Pulsador de Apagado)
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;           // Habilita interrupción ADC (PWM 2)
PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1 = 1;

sprintf(buff, "- CONFIGURANDO PWM 1 Y 2\n");
printf(buff);

InitEPwmSyncGpio();
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;       // Deshabilita todos los relojes de PWM
EDIS;
InitEPwm1();
InitEPwm2();
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;       // Habilita y sincroniza todos los PWM
EDIS;

sprintf(buff, "- CONFIGURACION OK...\n");
printf(buff);
printf(buff, "*****\n");
printf(buff);

EINT;                                          // Habilita
las interrupciones

ESTADO = POWEROFF;

EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;              // Deja los dos PWMs iguales
EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_DISABLE;  // Liberar PWM2

while(1)
{
    switch(ESTADO)
    {
        case (POWEROFF):
            system_off();
            break;
        case (POWERON):
            system_on();
            break;
        case (CONTROL_PFC):
            control_pfc();
            break;

        case (EMPTY):
            break;
        default:
            break;
    }
}
}
/*****
                                INTERRUPTOS
*****/
interrupt void Off_isr(void)
{
    ESTADO = POWEROFF;

    //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx8 = 1;
    XIntruptRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 1;      // Habilita interrupción WAKEINT - Encendido
    XIntruptRegs.XINT2CR.bit.ENABLE = 0;      // Habilita interrupción XINT1
                                           // Deshabilita interrupción XINT2 (Nuevamente Apagado)

    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1 = 1;
    return;
}
/*****
*****/
interrupt void WAKE_UP_isr(void)
{
    ESTADO = POWERON;

    //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx8 = 0;
    XIntruptRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 0;      // Deshabilita interrupción WAKEINT (
    XIntruptRegs.XINT2CR.bit.ENABLE = 1;      // Deshabilita interrupción XINT1
                                           // Habilita interrupción XINT2 - Apagado

    PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1 = 1;
    EINT;                                     // Habilita
interrupciones
    ERTM;
    return;
}
/*****
*****/
interrupt void adc_isr(void)
{
    _iq Vac_Temp;
    static _iq Old_Vac_max = 0.0, IacUnit, Error[2]={0.0};
    static _iq H_Total[2] = {0.0}, H_Iac_1 = 0.0, H_Iac_2[2] = {0.0};
    static _iq H_Resta[2] = {0.0}, H_R_1 = 0.0, H_R_2[2] = {0.0}, Error_Resta[2] = {0.0};

```

```

static _iq H_Suma[2] = {0.0}, H_S_1 = 0.0, H_S_2[2] = {0.0}, Error_Suma[2] = {0.0};
static unsigned int index = 0;

Vac = _IQmpy(GananciaVoltaje, _IQ12toIQ( (_iq)AdcMirror.ADCRESULT0 - (_iq)AdcMirror.ADCRESULT1)); // Sensado para el voltaje de entrada
Iac = _IQmpy(GananciaCorriente, _IQ12toIQ( (_iq)AdcMirror.ADCRESULT2 - (_iq)AdcMirror.ADCRESULT3)); // Sensado para la corriente
V1 = _IQmpy(GananciaVoltaje, _IQ12toIQ( (_iq)AdcMirror.ADCRESULT6 - (_iq)AdcMirror.ADCRESULT7)); // Sensado para el voltaje del condensador 1
V2 = _IQmpy(GananciaVoltaje, _IQ12toIQ( (_iq)AdcMirror.ADCRESULT4 - (_iq)AdcMirror.ADCRESULT5)); // Sensado para el voltaje del condensador 2

Vac_Temp = _IQ20abs(Vac);
if((_iq)Vac_Temp > (_iq)Old_Vac_max)
{
    Old_Vac_max = Vac_Temp;

    // Hallar el Valor pico de la señal AC de entrada
}

if((index == 333) || (index == 0))
    // Pregunta si hubo evento de sincronismo
{
    Vac_Pico = _IQmpy(_IQ(0.5), ((_iq)Vac_Pico + (_iq)Old_Vac_max)); // Promediado del valor pico de la señal para evitar
    Old_Vac_max = 0;
}

IacUnit = _IQ20mpy(_IQ20div(Vac,Vac_Pico),_IQ20(1.0));

Vsum = V1 + V2; // Suma de los voltajes ya dimensionados
Vdif = V1 - V2; // Suma de los voltajes ya dimensionados

if (ESTADO == CONTROL_PFC)
{
    if((V1>=_IQ20(300))|| (V2>=_IQ20(300))|| (Vsum >= _IQ20(500)))
    {
        EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0; // PWMs iguales
        EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW; // Desactivar PWM2
        ESTADO = POWEROFF;
    }
    else
    {
        /*-----*/
        COMPENSADOR VOLTAJE SUMA
        /*-----*/
        Error_Suma[0] = V_Suma_Ref - Vsum;
        H_S_2[0] = H_S_2[1] + _IQ20mpy(_IQ20(0.000040832), Error_Suma[1]);
        H_S_2[0] = _IQsat(H_S_2[0], _IQ20(10.0), _IQ20(-10.0));
        H_S_1 = _IQsat(_IQ20mpy(_IQ20(0.029166), Error_Suma[0]), _IQ20(2000), _IQ20(-2000));
        H_Suma[0] = _IQsat(H_S_1 + H_S_2[0], _IQ20(2000.0), _IQ20(-2000.0));
        //H_Suma[0] = H_S_1 + H_S_2[0];

        /*-----*/
        COMPENSADOR VOLTAJE RESTA
        /*-----*/
        Error_Resta[0] = V_Resta_Ref - Vdif;
        #ifndef ANTI_WINDUP_RESTA //Con Anti-Windup
            H_R_2[0] = H_R_2[1] + _IQ20mpy(_IQ20(0.000040833), Error_Resta[1]);
            H_R_2[0] = _IQsat(H_R_2[0], _IQ20(0.935), _IQ20(-0.93));
            H_R_1 = _IQsat(_IQ20mpy(_IQ20(0.029166), Error_Resta[0]), _IQ20(2000.0), _IQ20(-2000.0));
            H_Resta[0] = _IQsat(H_R_1 + H_R_2[0], _IQ20(0.98), _IQ20(-0.98));
        #else //Sin Anti-Windup, solo ecuación por
            H_Resta[0] = H_Resta[1] + _IQ20mpy(Error_Resta[0], _IQ20(0.029166)) - _IQ20mpy(Error_Resta[1], _IQ20(0.29125));
            H_Resta[0] = _IQsat(H_Resta[0], _IQ20(0.95), _IQ20(-0.95));
        #endif

        /*-----*/
        COMPENSADOR DE LA CORRIENTE
        /*-----*/
        //H_Suma[0] = _IQ20(2.0);
        Error[0] = Iac - _IQ20mpy(IacUnit, H_Suma[0]) - H_Resta[0];
        #ifndef ANTI_WINDUP_IAC //Con Anti-Windup
            H_Iac_2[0] = H_Iac_2[1] + _IQ20mpy(_IQ20(0.0918162), Error[1]);
            H_Iac_2[0] = _IQsat(H_Iac_2[0], _IQ20(0.93), _IQ20(-0.93));
            H_Iac_1 = _IQsat(_IQ20mpy(_IQ20(0.46162), Error[0]), _IQ20(2000.0), _IQ20(-2000.0));
            H_Total[0] = _IQsat(H_Iac_1 + H_Iac_2[0], _IQ20(0.98), _IQ20(-0.98));
        #else //Sin Anti-Windup, solo ecuación por
            H_Total[0] = H_Total[1] + _IQ20mpy(Error[0], _IQ20(0.92324)) - _IQ20mpy(Error[1], _IQ20(0.913079));
            H_Total[0] = _IQsat(H_Total[0], _IQ20(0.95), _IQ20(-0.95));
        #endif

        /*-----*/
        LEY DE CONTROL Y ACTUALIZACIÓN DE VARIABLES
        /*-----*/
        //EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 1000;
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = _IQsat(_IQ20mpy((H_Total[0]+_IQ20(0.9999))/2, EPwm2Regs.TBPRD), EPWM2_MAX, EPWM2_MIN);
        H_Total[1] = H_Total[0];
        Error[1] = Error[0];
        H_Iac_2[1] = H_Iac_2[0];

        H_Resta[1] = H_Resta[0];
        Error_Resta[1] = Error_Resta[0];
        H_R_2[1] = H_R_2[0];

        H_Suma[1] = H_Suma[0];
        Error_Suma[1] = Error_Suma[0];
        H_S_2[1] = H_S_2[0];
    }
}

if(++index >= 666)

```

```

{
    index = 0;
}

Buff_1[index] = H_Suma[0];

AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;           // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;         // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;     // Acknowledge interrupt to PIE
return;
}
/*****
interrupt void epwm1_isr(void)
{
    static _iq Old_V_Sum = 0;
    static Uint16 Cont_V_Sum = 0, Cont_P_Sync = 0, Cont_V_Old;
    if(FLAGS.bits.SYS_INIT == 1)
    {
        FLAGS.bits.SYS_INIT = 0;
        Old_V_Sum = 0;
        Cont_V_Sum = 0;
        Cont_P_Sync = 0;
        Cont_V_Old = 0;
        EPwm1Regs.TBSTS.bit.SYNCR = 1;           // Cancelar evento de sincronismo
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = WIDTH + EPWM1_MIN; // Re-escribe el valor del comparador A
        EPwm1Regs.CMPB = EPWM1_MIN;             // Re-escribe el valor del comparador A
    }
    else
    {
        if(EPwm1Regs.TBSTS.bit.SYNCR == 1)           // Pregunta si hubo evento de
sincronismo
        {
            EPwm1Regs.TBSTS.bit.SYNCR = 1;           // Cancela evento de sincronismo
            Cont_P_Sync = 0;
            EPwm1Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_DISABLE;
            if((_iq)Vsum > (_iq)Old_V_Sum)
            {
                Old_V_Sum = Vsum;
                Cont_V_Sum = 0;
                if((_iq)Vsum >= _IQmpy(_IQ(1.75),Vac_Pico))           // Condición de carga de condensadores del 87.5%
                {
                    EPwm1Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW;           // PWM 1 en bajo
                    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 0;           // Deshabilita interrupción del PWM1
                    sprintf(buff, "- LLEGO LA HORA DEL CONTROL!!\n");
                    printf(buff);
                    DELAY_US(1000);
                    XRELAY_TRIAC_OFF;           // Cortocircuito TRIAC
                    DELAY_US(100);
                    XRELAY_DC_ON;           // Conecta la
Carga
                    DELAY_US(100);
                    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;           // Deja los dos PWMs complementarios
                    EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_DISABLE;           // Liberar PWM2
                    ESTADO = CONTROL_PFC;
                }
            }
            else
            {
                if(EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA <= (EPWM1_TBPRD - 2900))
                {
                    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA += PASO;
                    EPwm1Regs.CMPB += PASO;
                }
                else
                {
                    if(++Cont_V_Old > 120)
                    {
                        Cont_V_Old = 0;
                        sprintf(buff, "- NO SE ALCANZA EL VOLTAJE DE SALIDA PARA CONECTAR LA CARGA...\n");
                        printf(buff);
                    }
                }
            }
        }
        else
        {
            Cont_V_Sum++;
            if(Cont_V_Sum >= 120)
            {
                Cont_V_Sum = 0;
                sprintf(buff, "- REVISAR CONEXIONES, NO CARGAN LOS CONDENSADORES...\n");
                printf(buff);
            }
        }
    }
    else
    {
        No hubo evento de sincronismo
        {
            EPwm1Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW;           // Anclar PWM1 en bajo
            Cont_P_Sync++;
            if(Cont_P_Sync >= 120)
            {
                Cont_P_Sync = 0;
                sprintf(buff, "- REVISAR CRUCE POR CERO...\n");
                printf(buff);
            }
        }
    }
}

```

```

    EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
    return;
}
/*****INICIALIZACIÓN DE PUERTOS*****/
void InitGpioLED34(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;           // Configura GPIO34 como propósito general
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;           // Configure GPIO34 como Salida
    EDIS;
    GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 = 1;          // Apagar led
}
/*****/
void Init_Sw_On_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO29 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPACTRL.bit.QUALPRD3 = 0xFF;      // Habilita Pull Ups
                                                    // Especifica el periodo de muestreo para los pines GPIO24 al
                                                    // 6 Muestras
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO29 = 2;          // Configure GPIO29 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO29 = 0;          // Configure GPIO29 as Input
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO29 = 0;           // Configura que pin sacara al DSP de HALT o STANDBY
    //GpioIntRegs.GPIOLPMSEL.bit.GPIO29 = 1;       // Configura disparo de interrupción XINT1
    GpioIntRegs.GPIOXINT1SEL.bit.GPIOSEL = 29;
    EDIS;

    XIntruptRegs.XINT1CR.bit.ENABLE = 1;           // Habilita interrupción XINT1
    XIntruptRegs.XINT1CR.bit.POLARITY = 0;         // XINT1 Flanco de Bajada
}
/*****/
void Init_Sw_Off_port(void)
{
    EALLOW;

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO31 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO31 = 2;          // Enable Pull Up
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO31 = 0;          // 6 Samples
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 0;           // Configure GPIO31 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 0;           // Configure GPIO31 as Input
    GpioIntRegs.GPIOXINT2SEL.bit.GPIOSEL = 31;    // Configura disparo de interrupción XINT2
    EDIS;

    XIntruptRegs.XINT2CR.bit.ENABLE = 1;           // Habilita interrupción XINT2
    XIntruptRegs.XINT2CR.bit.POLARITY = 0;         // XINT2 Flanco de Bajada
}
/*****/
void Init_Xrelay_on_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO23 = 0;          // Configure GPIO23 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO23 = 1;           // Configure GPIO34 as Output
    EDIS;
    XRELAY_VAC_IN_OFF;
}
/*****/
void Init_relay_triac_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 0;          // Configure GPIO21 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO21 = 1;           // Configure GPIO21 as Output
    EDIS;
    XRELAY_TRIAC_OFF;
}
/*****/
void Init_relay_110_220_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO19 = 0;          // Configure GPIO34 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO19 = 1;           // Configure GPIO34 as Output
    EDIS;
    XRELAY_110_220_OFF;
}
/*****/
void Init_relay_dc_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO17 = 0;          // Configure GPIO34 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO17 = 1;           // Configure GPIO34 as Output
    EDIS;

    XRELAY_DC_ON;
    DELAY_US(2000000);
    XRELAY_DC_OFF;
}
/*****/
void Init_Discharge_Port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO59 = 0;          // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO59 = 1;          // Configure GPIO25 as Output
    EDIS;
    DISCHARGE_OFF;
}

```

```

}
/*****/
/*****/
void Init_shutdown_port(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.bit.GPIO58 = 0;           // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO58 = 1;           // Configure GPIO25 as Output
    EDIS;
    SHUTDOWN_ON;
}
/*****/
/*****/
void Init_04_05_06_07_ports(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO27 = 0;           // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO25 = 0;           // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0;           // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 0;           // Configure GPIO25 as I/O
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO27 = 1;           // Configure GPIO25 as Output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO25 = 1;           // Configure GPIO25 as Output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1;           // Configure GPIO25 as Output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO13 = 1;           // Configure GPIO25 as Output
    EDIS;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO27 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO25 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO13 = 1;
}
/*****/
/*****/
void system_off(void)
{
    sprintf(buff, "*****\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "- INICIANDO APAGADO...\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "- APAGANDO LED ON/OFF\n");
    printf(buff);
    LED_OFF;                                           // Apaga Led
    indicador encendido
    sprintf(buff, "- DESCONECTANDO ALIMENTACIÓN AC\n");
    printf(buff);
    XRELAY_VAC_IN_OFF;                               // Apaga Relevo externo
    de alimentación AC
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;                   // PWMs iguales
    EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW;      // PWMs a bajo
    // sprintf(buff, "- ABRIENDO RELEVO BYPASS TRIAC\n");
    printf(buff);
    // XRELAY_TRIAC_OFF;                             // Abrir relevo paralelo
    triac
    sprintf(buff, "- DESCARGANDO CONDENSADORES\n");
    XRELAY_DC_ON;
    printf(buff);
    while((_iq)Vsum > _IQ(20.0))                      // Espera a que los condensadores bajen de
    20v
    {
        DELAY_US(100);
    }
    XRELAY_TRIAC_OFF;                               // Cortocircuita TRIAC
    sprintf(buff, "- DESCONECTANDO SALIDA DC\n");
    printf(buff);
    XRELAY_DC_OFF;                                   // Apaga
    relevo de salida DC
    sprintf(buff, "- APAGANDO PWMs\n");
    printf(buff);
    EPwm1Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW;      // Anclar PWM1 en bajo
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 0;              // Deshabilita interrupción del PWM1
    sprintf(buff, "- SISTEMA APAGADO\n\n");
    printf(buff);

    ESTADO = EMPTY;
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx8 = 1;               // Habilita interrupción WAKEINT
    EALLOW;
    if (SysCtrlRegs.PLLSTS.bit.MCLKSTS != 1)
    {
        SysCtrlRegs.LPMCR0.bit.LPM = 2;             // Configura el Low Power/Mode HALT
    }
    EDIS;
    asm(" IDLE");
}
/*****/
/*****/
void system_on(void)
{
    sprintf(buff, "*****\n");
    printf(buff);
    sprintf(buff, "- INICIANDO ENCENDIDO...\n");
    printf(buff);
    FLAGS.all = 0;
    FLAGS.bits.SYS_INIT = 1;
    DELAY_US(100);
    sprintf(buff, "- ENCENDIENDO LED ON/OFF\n");
    printf(buff);
    LED_ON;
    sprintf(buff, "- CARGANDO CONDENSADOR DE BOOSTRAP\n");
    printf(buff);
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 2;                   // Deja los dos PWMs complementarios
    DELAY_US(500000);
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;                   // Deja los dos PWMs iguales

```

```

EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW; // Deja los PWMs en bajo

printf(buff, "- ABRIENDO RELEVO BYPASS TRIAC\n");
printf(buff);
XRELAY_TRIAC_ON; // Abre relevo bypass

TRIAC
DELAY_US(200000); // Esperar 200 mS

printf(buff, "- CERRANDO RELEVO DE ALIMENTACIÓN\n");
printf(buff);
XRELAY_VAC_IN_ON; // Enciende Relevo

Externo

PASO = 217/TIME_ON;
DELAY_US(100000); // Espera durante 100

mili-segundos
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; // Habilita Interrupción PWM 1
printf(buff, "- SISTEMA ENCENDIDO\n\n");
printf(buff);
DELAY_US(100);
ESTADO = EMPTY;
}
/*****/
/*****/
void InitEPwm1()
{
    InitEPwm1Gpio();

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR1.bit.EPWM1ENCLK = 1; // Habilita Clock del PWM 1
    EDIS;

    EPwm1Regs.TBPRD = EPWM1_TBPRD; // Establece el periodo del PWM
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = EPWM1_PHASE; // Configura la fase del PWM 1
    EPwm1Regs.TBCTR = EPWM1_TBPRD; // Establece del contador inicial como el TBPRD

    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = WIDTH + EPWM1_MIN; // Establece valor del comparador A
    EPwm1Regs.CMPB = EPWM1_MIN; // Establece valor del comparador B

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_DOWN; // Configura la rampa del PWM de bajada
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Carga la fase del PWM
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // Habilita la entrada de sincronismo
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_CLKDIV6; // Prescalizador HSPCLKDIV en divisor por 6
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV4; // Prescalizador CLKDIV en divisor por 4

    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET; // PWMA en alto cuando el comparador pase por A bajando
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBD = AQ_CLEAR; // PWMA en bajo cuando el comparador pase por B bajando
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_TOGGLE; // PWMb haciendo toggle cuando se pase por A bajando

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = PWM_INT_ENABLE; // Habilita interrupción PWM 1
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_ZERO;
    EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST; // Genera interrupción sobre el primer evento

    EPwm1Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW; // PWM en bajo
}
/*****/
/*****/
void InitEPwm2()
{
    InitEPwm2Gpio();

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR1.bit.EPWM2ENCLK = 1; // Habilitar CLK EPWM2
    EDIS;

    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBPRD = EPWM2_TBPRD; // Set timer period 801 TBCLKs
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR = 0; // Clear counter

    // Set Compare values
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 1407; //TBPRD_HALF // Set compare A value

    // Setup counter mode
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    //Modificación 1
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_DISABLE;

    // Setup shadowing
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Load on Zero
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM2A on event A, up count
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR; // Clear PWM2A on event B, down count

    // Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN = 0; // Disable inter periferico
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group

```

```

EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_PRD;           // Select SOC on count = PRD
EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;                     // Generate pulse on 1st event

//Tiempo Muerto
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = 0;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = 0;                     // Deja los dos PWMs iguales
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = 3;
EPwm2Regs.DBRED = 70;
EPwm2Regs.DBFED = 70;

EPwm2Regs.AQCSFRC.bit.CSFA = FORCE_CONT_LOW;         // Deja los PWMs en bajo
}
/*****/
void ADC_Config(void)
{
    // Fck1_ADC = 150MHz/(2*ADC_MODCLK*(ADCTRL1[11:8] + 1)times) = 150MHz/(2*3*2)12.5MHz
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 1;                     // ADCCLK = Fclk/(CPS + 1)
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 0;                  // The width of SOC pulse is ADCTRL1[11:8] + 1 times the ADCCLK period.
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0;                // Dual-sequencer mode. SEQ1 and SEQ2 operate as two 8-state sequencers.
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0x1;            // Setup simultaneous sampling mode
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0033;                // 4 double conv's each sequencer (8 total)
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;          // Setup conv from ADCINA0 & ADCINB0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;          // Setup conv from ADCINA1 & ADCINB1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;          // Setup conv from ADCINA2 & ADCINB2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;          // Setup conv from ADCINA3 & ADCINB3
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x4;          // Setup conv from ADCINA4 & ADCINB4
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x5;          // Setup conv from ADCINA5 & ADCINB5
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x6;          // Setup conv from ADCINA6 & ADCINB6
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x7;          // Setup conv from ADCINA7 & ADCINB7
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPwm_SOCASEQ1 = 1;          // Enable SOCA from ePWM to start SEQ1
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;           // Enable SEQ1 interrupt (every EOS)

    // Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;                 // Enable SOC on A group
    EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4;                 // Select SOC from from CPMA on upcount
    EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;                 // Generate pulse on 1st event

//    ADCINA0 -> ADCRESULT0
//    ADCINB0 -> ADCRESULT1
//    ADCINA1 -> ADCRESULT2
//    ADCINB1 -> ADCRESULT3
//    ADCINA2 -> ADCRESULT4
//    ADCINB2 -> ADCRESULT5
//    ADCINA3 -> ADCRESULT6
//    ADCINB3 -> ADCRESULT7
}
/*****/
/*****/

```


Bibliografía

- [1] ON Semiconductor. *Power Factor Correction (PFC) Handbook, Choosing the Right Power Factor Controller Solution*. 2014.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Electrónica de potencia, Convertidores, aplicaciones y diseño*. 2009.
- [3] Jimmie J. Cathey. *Maquinas Eléctricas, Análisis y diseño aplicando MATLAB*. 2002.
- [4] When defining the quantities for power factor, asserts that real power only flows to the load and can never be negative. *IEEE Std. 1459-2000 Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*. 2013.
- [5] Jhon G. Kassakian, Martín F. Schlecht, and G. Vergassian. *Principles of Power Electronics*. 1991.
- [6] Muhammad H. Rashid. *Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 1995.
- [7] Jaime Alberto Moreno Pérez, Manuel José Betancur Betancur, and Mauricio Arango López. *Control Digital*. 1989.
- [8] B. et al. Singh. *A Review of Single-Phase Improved Power Quality ACDC Converters*. 2003.
- [9] Seth R. Sanders, J. Mark Noworolski, Xiaojun Z. Liu, and George C. Verghese. *Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits*. Abril, 1991.
- [10] Philip T. Krein, Joseph Bentsman, Richard M. Bass, and Bernard L. Lesieutre. *On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems*. Abril, 1990.

- [11] A. Gelb and W.E. Vander Velde. *Multiple-Input Describing Functions and Nonlinear System Design*. 1968.
- [12] Arturo Fajardo, Fernando Ojeda, Abdel Karim Hay, and Gabriel Perilla. *Modelamiento de un Rectificador de Medio Puente con Factor de Potencia Unitario*. Septiembre, 2008.
- [13] Fredy Ruiz, Carlos Cotrino, Abdel Karim Hay, and Gabriel Perilla. *Funcion de Transferencia para un Rectificador con Factor de Potencia Unitario, en Configuracion de Medio Puente, Controlador por DSP*. Agosto, 2005.
- [14] Erickson R.W. and Maksimovic D. *Fundamentals of Power Electronics, Second Edition*. 2000.