



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE
SAN NICOLÁS DE HIDALGO**

**POSGRADO DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA**

**“Diseño e Implementación de un
Convertidor Trifásico en Base a
Tiristores Utilizando un DSP”**

TESIS

Que para obtener el grado de:
**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Eléctrica**

PRESENTA:
Guillermo Tapia Tinoco

ASESOR:
Dr. Norberto García Barriga

Morelia, Michoacán.

Diciembre de 2008



AGRADECIMIENTOS

A dios por darme la vida.

A mis papas Memo y Tere por enseñarme que las cosas en la vida se logran con el trabajo y esfuerzo diarios.

A Lalo gracias por tu ejemplo de carácter y perseverancia.

A Juan por tu solaridad y apoyo bajo cualquier circunstancia.

A Chucho por demostrarme día a día lo importante de no dejar de ser niño.

A mi novia Paty gracias por estar a mi lado apoyándome incondicionalmente a alcanzar esta meta y a levantarme en esos momentos de negatividad que pase durante el trayecto.

A mi asesor y amigo el Dr. Norberto García por su paciencia y apoyo incondicional. Por sus enseñanzas y todas esas horas invertidas en el perfeccionamiento de esta tesis.

A mis revisores Dr. Edmundo Barrera, Dr. Juan Anzures, Dr. Manuel Madrigal y el Dr. Claudio Fuerte por sus observaciones realizadas para el mejoramiento de mi trabajo.

A mis amigos del Posgrado en especial a Violeta, Margarita, Osvaldo y Tavo por esos momentos que convivimos en el Posgrado.

Al CONACYT por brindarme su apoyo económico y permitirme alcanzar esta meta.

RESUMEN

En este trabajo de tesis se presenta el diseño y construcción de un prototipo de un convertidor controlado por tiristores, el cual es adecuado para utilizarse en aplicaciones industriales. La topología del convertidor desarrollado se basa en un arreglo trifásico de seis pulsos, el cual se construye con tres módulos de tiristores y tres disparadores de ángulo de fase comerciales, lo cual constituye la parte de potencia del convertidor. Las tareas asociadas al control y procesamiento digital de señales en el convertidor de potencia se realizan en un controlador digital de señales (DSC) F28335, el cual es un dispositivo de última generación adecuado para monitorear y controlar el estado del convertidor.

La sincronización del procesador digital de señales con los cruces por cero de los voltajes de línea que alimentan al convertidor se desarrolla en este trabajo con un esquema de filtrado digital basado en un filtro tipo muesca. Este filtrado permite obtener los cruces por cero de los voltajes de línea mediante la determinación de la componente fundamental de estos voltajes sin introducir retardos de tiempo. Para propósitos de operación en lazo cerrado se diseña matemáticamente un controlador digital PI cuyas ganancias mejoran significativamente la estabilidad, comportamiento dinámico y respuesta del convertidor a perturbaciones externas. El modelo matemático del convertidor requerido para diseñar el sistema de control se realiza en el dominio del tiempo discreto con la transformada Z y una representación como retenedor de orden cero. Por su parte, las simulaciones del sistema de control implementado se realizan en el paquete computacional *Simulink*.

Se presenta un método de control en lazo abierto equivalente al método de disparos equidistantes, el cual se desarrolla por simulación en *PSCAD/EMTDC* y se implementa en el prototipo del convertidor. Dicho control se utiliza cuando el convertidor opera en lazo abierto y es adecuado para trabajar con voltajes de alimentación asimétricos y con la presencia de armónicas. Se realiza la comparación entre el método de control propuesto en este trabajo y el método de disparos equidistantes tradicional por medio de simulación. Además, se presentan los resultados obtenidos en el laboratorio.

ABSTRACT

In this research work, the design and construction of a prototype of a thyristor controlled converter are presented, which is suitable for industrial applications. The power converter, based on a six pulse three-phase configuration, is built using three commercial thyristor modules and three phase angle trigger modules. The control system and digital signal processing associated to the power converter are implemented in a Digital Signal Controller (DSC) F28335, which is a recent device appropriated for monitoring and controlling the state of the converter.

The voltage zero crossing required by the DSC synchronization process relies on a digital filter scheme, which is based on a notch filter. This filter allows obtaining the line voltage zero crossings by determining the voltage fundamental frequency component without introducing time delays. A Proportional Integral digital controller (PI) is designed for closed-loop operation improves significantly the stability, dynamic behavior and response of the converter to external disturbances. The mathematical model of the converter in the discrete time domain is defined with the Z transform and a Zero Order Holder (ZOH) representation. The proposed control system is implemented in *Simulink*.

An open loop control method, equivalent to the equidistant firing method is implemented in this work, which is simulated using *PSCAD/EMTDC* and implemented in the prototype converter. This control strategy is used to operate the converter in open-loop with unbalanced voltages and harmonics. Comparisons by simulation are presented with control method proposed in this thesis and the well-known equidistant firing method. Furthermore, results obtained with the prototype in the laboratory are reported.

CONTENIDO

AGRADECIMIENTOS.....	II
RESUMEN.....	III
ABSTRACT.....	IV
LISTA DE FIGURAS.....	VIII
LISTA DE TABLAS.....	XIII
PUBLICACIONES.....	XIV
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Revisión del Estado del Arte.....	1
1.2 Objetivos.....	4
1.3 Justificación.....	5
1.4 Metodología.....	5
1.5 Descripción por Capítulos.....	7
CAPÍTULO 2 EL CONVERTIDOR CONTROLADO Y SU MODELO DE SIMULACIÓN.....	9
2.1 Convertidores Controlados por Ángulo de Fase.....	9
2.2 Ecuaciones del Convertidor.....	14
2.2.1 Convertidor Trifásico Bajo Condiciones Ideales.....	14
2.2.2 Contenido Armónico de la Corriente de Línea.....	17
2.2.3 Convertidor Trifásico con L_s Finita.....	17
2.2.4 Voltaje de CA.....	19
2.2.4.1 Muestras en los Voltajes de Línea.....	19
2.2.4.2 Distorsión del Voltaje.....	20
2.3 Simulación en el Dominio del Tiempo del Convertidor.....	21
CAPÍTULO 3 SISTEMA DE CONTROL.....	23
3.1 Antecedentes.....	23
3.2 Teoría.....	25
3.2.1 Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo.....	25
3.2.1.1 Sistemas Continuos.....	26
3.2.1.2 Sistemas Discretos.....	27
3.2.1.3 Sistemas que Involucran Elementos Discretos y Continuos.....	27
3.2.2 Análisis del Rectificador Trifásico de Seis Pulsos en Lazo Abierto.....	30
3.2.3 Análisis del Rectificador Trifásico de Seis Pulsos en Lazo Cerrado.....	33
3.2.4 Análisis de Estabilidad.....	36

3.3 Modelo en <i>Simulink</i>	37
3.4 Resultados de la Simulación de <i>Simulink</i>	39
3.4.1 Resultados de la Simulación en Lazo Abierto.....	39
3.4.2 Resultados de la Simulación en Lazo Cerrado.....	41
3.5 Implementación en Prototipo.....	44
3.5.1 Filosofía de la Plataforma DSC.....	45
3.5.1.1 La Tarjeta de Desarrollo eZdsp™F28335.....	46
3.5.1.2 El DSC TMS320F28335.....	48
3.5.2 Modo de Programación.....	48
3.5.3 Programa Desarrollado para el Prototipo.....	51
3.5.3.1 El Convertidor Analógico a Digital.....	53
3.5.3.2 El Puerto de Comunicación SPI.....	55
3.5.3.3 El Filtro Digital Tipo Muesca y la Detección de Cruce por Cero.....	56
3.5.3.4 Control de la Corriente.....	58
3.5.4 Sumario.....	60
3.6 Conclusiones.....	60
CAPÍTULO 4 DISPAROS EQUIDISTANTES.....	62
4.1 Introducción.....	62
4.2 Planteamiento del Problema.....	64
4.3 Simulación en <i>PSCAD/EMTDC</i>	68
4.3.1 El Bloque Sincronización.....	69
4.3.2 El Bloque Contador.....	70
4.3.3 El Bloque Medición de Tiempos.....	71
4.3.4 El Bloque Corrección de las Señales de Disparo.....	71
4.3.5 El Bloque Osciladores.....	73
4.3.6 El Bloque Interpolación.....	73
4.4 Resultados de la Simulación.....	74
4.4.1 Voltajes de Alimentación Desbalanceados y con Armónicas.....	74
4.4.1.1 Formas de Onda Generadas.....	80
4.4.2 Voltajes de Alimentación Desbalanceados y sin la Presencia de Armónicas.....	85
4.4.3 Falla Monofásica.....	89
4.5 Método de Disparos Equidistantes Tradicional.....	93
4.6 Implementación en Prototipo.....	97
4.7 Conclusiones.....	99

CAPÍTULO 5 CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR.....	101
5.1 Descripción de los Componentes del Sistema.....	101
5.1.1 El Convertidor.....	103
5.1.2 Módulos de Disparo.....	103
5.1.3 Potenciómetros Digitales.....	105
5.1.3.1 Protocolo de Comunicación.....	108
5.1.4 Medición de los Voltajes de Fase.....	110
5.1.5 Medición de la Corriente en la Carga.....	110
5.1.6 Prototipo de Laboratorio.....	112
5.2 Resultados Experimentales.....	113
5.2.1 Voltaje de Alimentación Utilizado en las Pruebas de Caracterización, Lazo Abierto y Lazo Cerrado.....	114
5.2.2 Desempeño de los Disparadores SKPC-200-240.....	116
5.2.3 Caracterización del Convertidor.....	117
5.2.4 Pruebas en Lazo Abierto.....	128
5.2.4.1 Caso de Estudio 1.....	128
5.2.4.2 Caso de Estudio 2.....	129
5.2.5 Pruebas en Lazo Cerrado.....	129
5.2.6 Perturbaciones.....	131
5.2.7 Resultados del Esquema de Control de Disparos Equidistantes.....	134
5.2.7.1 Implementación del Filtro Digital.....	143
5.3 Conclusiones.....	145
 CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	 146
6.1 Conclusiones Generales.....	146
6.2 Trabajos Futuros.....	147
 REFERENCIAS.....	 149

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Diagrama de bloques del control en lazo cerrado.....	6
Figura 2.1	Convertidor controlado a la frecuencia de la línea.....	9
Figura 2.2	Convertidor básico con carga resistiva.....	10
Figura 2.3	Convertidor básico con carga RL.....	11
Figura 2.4	Topología de rectificadores trifásicos de medio puente, (a).- Y/Y, (b).- Δ/Y , (c).- Δ/Y doblada y (d).- Y/Y doblada.....	11
Figura 2.5	Topología de rectificadores trifásicos de puente completo y doble anti-estrella (a).- Y/Y, (b).- Δ/Y , (c).- Δ/Δ , (d).- Y/ Δ , (e).- Y/Y-Y, (f).- Δ/Y -Y.....	12
Figura 2.6	Topología de rectificadores de seis fases de medio puente y puente completo, (a).- Y/estrella, (b).- Δ /estrella, (c).- Y/estrella doblada, (d).- Δ /estrella doblada, (e).- puente de seis fases, (f).- puente hexagonal.....	13
Figura 2.7	Convertidor trifásico con $L_s = 0$ y carga altamente inductiva.....	14
Figura 2.8	Formas de onda en el convertidor con $\alpha = 0^\circ$	15
Figura 2.9	Formas de onda del convertidor con α diferente de cero.....	16
Figura 2.10	Conmutación de la corriente al incluir L_s	18
Figura 2.11	Corriente en la fase A con L_s diferente de cero.....	18
Figura 2.12	Contaminación de los voltajes de alimentación debido a la conexión del convertidor (a).- Voltajes de fase, (b).- Muestras en el voltaje de línea v_{AB}	20
Figura 3.1	Muestreador mediante impulsos.....	28
Figura 3.2	Diagrama de bloques de un sistema que involucra señales asterisco.....	29
Figura 3.3	Diagrama de bloques del convertidor de lazo abierto.....	30
Figura 3.4	Respuesta al escalón del convertidor trifásico.....	32
Figura 3.5	Sistema de control de lazo cerrado.....	34
Figura 3.6	Respuesta del sistema ante una entrada escalón considerada como señal de (a).- Referencia y (b).- Perturbación.....	35
Figura 3.7	Posición de los polos y ceros en el plano complejo Z. (a).-Lazo abierto, (b).- Lazo cerrado (caso general), (c).- Lazo cerrado (caso particular).....	36
Figura 3.8	Convertidor operando en lazo abierto en <i>Simulink</i>	37
Figura 3.9	Convertidor operando en lazo cerrado en <i>Simulink</i>	38
Figura 3.10	Controlador digital PI implementado en <i>Simulink</i>	39
Figura 3.11	Corriente en la carga ante una entrada escalón (a).- $a = 0.3529$, (b).- $a = 0.1245$..	40
Figura 3.12	Respuesta al escalón en lazo abierto, (a).- Simulación, (b).- Modelado.....	40
Figura 3.13	Corriente en la carga ante una entrada escalón.....	42
Figura 3.14	Señal de control.....	42
Figura 3.15	Corriente en la carga en estado estable.....	42

Figura 3.16 Respuesta del sistema ante una perturbación en (a).- la corriente en la carga y (b).- la señal de control.....	43
Figura 3.17 Diagrama de bloques de la implementación basada en el DSC F28335 de <i>Texas Instruments</i>	44
Figura 3.18 Arquitectura del controlador digital de señales DSC.....	46
Figura 3.19 Tarjeta de desarrollo eZdspF28335.....	46
Figura 3.20 Interfaz gráfica del <i>Code Composer Studio</i>	47
Figura 3.21 Manejo de estructuras en el <i>Code Composer Studio</i>	49
Figura 3.22 Diagrama de flujo utilizado en el desarrollo de programas.....	50
Figura 3.23 Diagrama de flujo del programa implementado en <i>Code Composer Studio</i>	52
Figura 3.24 Diagrama de bloques del ADC.....	53
Figura 3.25 Diagrama de bloques del ADC en modo cascada y muestreo secuencial.....	54
Figura 3.26 Diagrama de bloques del puerto SPI operando en modo normal.....	55
Figura 3.27 Diagrama de bloques del esquema de filtrado implementado en el DSC.....	57
Figura 3.28 Respuesta a la frecuencia del filtro muesca para (a).- Magnitud y (b).- Fase.....	58
Figura 3.29 Diagrama de flujo del control de corriente basado en el DSC.....	59
Figura 4.1 Principio del sistema de control del oscilador sujeto por fase.....	63
Figura 4.2 Control de disparo de ángulo de fase en condiciones ideales.....	64
Figura 4.3 Control de disparo de ángulo de fase con voltajes desbalanceados.....	65
Figura 4.4 Disparos equidistantes utilizando disparo de ángulo de fase.....	66
Figura 4.5 Método utilizado para trabajar bajo la característica de disparos equidistantes.....	67
Figura 4.6 Controlador en base a tiristores implementado en <i>PSCAD/EMTDC</i> para la (a).- Etapa de potencia y (b).- Etapa de control con disparos equidistantes.....	68
Figura 4.7 Elementos que conforman el bloque de <i>Sincronización</i>	69
Figura 4.8 Elementos que conforman el bloque <i>Contador</i>	70
Figura 4.9 Elementos que conforman el bloque <i>Medición de Tiempos</i>	71
Figura 4.10 Elementos que conforman el bloque <i>Corrección de las Señales de Disparo</i>	72
Figura 4.11 Elementos que conforman el bloque <i>Osciladores</i>	73
Figura 4.12 Elementos que integran el bloque <i>Interpolación</i>	74
Figura 4.13 Voltajes de línea integrados por la fundamental y una quinta armónica.....	75
Figura 4.14 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor utilizando el esquema de control de disparos equidistantes.....	76
Figura 4.15 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor sin el esquema de control de disparos equidistantes.....	76
Figura 4.16 Formas de onda del voltaje de control V_{a1} en el bloque <i>Sincronización</i>	81
Figura 4.17 Formas de onda del voltaje de control V_{b1} en el bloque <i>Sincronización</i>	81
Figura 4.18 Formas de onda del voltaje de control V_{c1} en el bloque <i>Sincronización</i>	82

Figura 4.19	Forma de onda producida a la salida del bloque <i>Contador</i>	82
Figura 4.20	Formas de onda producidas a la salida del bloque <i>Medición de Tiempos</i>	83
Figura 4.21	Pulsos de disparos <i>G1, G4</i> correspondientes a los tiristores 1 y 4.....	84
Figura 4.22	Pulsos de disparos <i>G2, G5</i> correspondientes a los tiristores 2 y 5.....	84
Figura 4.23	Pulsos de disparos <i>G3, G6</i> correspondientes a los tiristores 3 y 6.....	85
Figura 4.24	Voltajes de línea sin la presencia de armónicas.....	86
Figura 4.25	Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor utilizando el esquema de control de disparos equidistantes y sin la presencia de armónicas.....	87
Figura 4.26	Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor sin el esquema de control de disparos equidistantes y sin la presencia de armónicas.....	87
Figura 4.27	Falla monofásica en los voltajes de alimentación.....	90
Figura 4.28	Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor ante una falla monofásica y con el esquema de control de disparos equidistantes.....	91
Figura 4.29	Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor ante una falla monofásica y sin el esquema de control de disparos equidistantes.....	91
Figura 4.30	Modelo del convertidor trifásico de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i>	93
Figura 4.31	Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i> con voltajes desbalanceados y con armónicas.....	94
Figura 4.32	Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i> con voltajes desbalanceados y libres de armónicas....	94
Figura 4.33	Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i> con voltajes balanceados y falla monofásica.....	95
Figura 4.34	Diagrama del flujo del código ejecutado en el DSC para operar con la característica de disparos equidistantes.....	98
Figura 5.1	Diagrama de bloques de la implementación en el laboratorio.....	102
Figura 5.2	Módulos de tiristores SKKT 42/12E. (a).- Vista superior, (b).- Vista lateral.....	104
Figura 5.3	Diagrama de bloques del disparador SKPC-200-240.....	105
Figura 5.4	Diagrama de bloques del potenciómetro digital X9110.....	107
Figura 5.5	Secuencia básica que permite modificar el registro WCR.....	108
Figura 5.6	Configuración Maestro / Esclavos con Protocolo SPI.....	109
Figura 5.7	Acondicionamiento de señal del voltaje en la fase A.....	110
Figura 5.8	Diagrama de bloques del sensor de corriente NT-15 de FW-BELL.....	111
Figura 5.9	Acondicionamiento de señal de la corriente en la carga.....	111
Figura 5.10	Etapa de control del sistema.....	112
Figura 5.11	Etapa de Potencia del sistema.....	113
Figura 5.12	Módulo de protección y control de la etapa de potencia.....	114

Figura 5.13	Voltajes de fase durante las pruebas de lazo abierto y lazo cerrado.....	115
Figura 5.14	Contenido armónico de los voltajes de fase para (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.....	115
Figura 5.15	Voltaje en la carga con un voltaje de control de 5.06 volts.....	116
Figura 5.16	Voltaje en la carga con un voltaje de control de 0.518 volts.....	117
Figura 5.17	Voltaje de CD en el convertidor con una ángulo de disparo de 0°	118
Figura 5.18	Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 0° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.....	118
Figura 5.19	Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 0° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.....	120
Figura 5.20	Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 0°	121
Figura 5.21	Voltaje de CD en el convertidor con un ángulo de disparo de 30°	122
Figura 5.22	Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.....	122
Figura 5.23	Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30°	123
Figura 5.24	Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C....	124
Figura 5.25	Voltaje de CD en el convertidor con un ángulo de disparo de 60°	125
Figura 5.26	Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 60° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.....	125
Figura 5.27	Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 60°	126
Figura 5.28	Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 60° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C....	127
Figura 5.29	Comportamiento de la corriente ante una entrada escalón con $R=90\Omega$ y $L=0.24H$	128
Figura 5.30	Comportamiento de la corriente ante una entrada escalón con $R=180\Omega$ y $L=0.24H$	129
Figura 5.31	Comportamiento de la corriente ante un cambio de referencia. (a).- Cambio de 0.6 a 0.9, (b).- Cambio de 0.9 a 0.6.....	130
Figura 5.32	Perturbaciones con referencia de 0.7 (a).- Cambio de $R=90\Omega$, $L=0.24H$ a $R=120\Omega$, $L=0.32H$ (b).- Cambio de $R=120\Omega$, $L=0.32H$ a $R=90\Omega$, $L=0.24H$	131
Figura 5.33	Perturbaciones con referencia de 0.9 (a).- Cambio de $R=90\Omega$, $L=0.24H$ a $R=120\Omega$, $L=0.32H$, (b).- Cambio de $R=120\Omega$, $L=0.32H$ a $R=90\Omega$, $L=0.24H$	133

Figura 5.34	Contenido armónico de los voltaje de fase bajo condiciones de desbalance (a).- Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.....	135
Figura 5.35	Voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30° y sin el esquema de control.....	136
Figura 5.36	Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° y sin el esquema de control. (a). Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.....	137
Figura 5.37	Voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30° y con el esquema de control.....	138
Figura 5.38	Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° y con el esquema de control. (a). Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.....	138
Figura 5.39	Comparación entre los voltajes de CD con y sin el esquema de control.....	139
Figura 5.40	Comparación del contenido armónico de las corrientes de fase con y sin el control. (a).- Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.....	142
Figura 5.41	Comparación del contenido armónico del voltaje de CD con y sin el control.....	143
Figura 5.42	Voltajes de fase muestreados y filtrados en tiempo real. (a).- Voltajes de la fase A, (b).- Voltajes de la fase B, (c).- Voltajes de la fase C.....	144

LISTA DE TABLAS

Tabla 4.1	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio.....	79
Tabla 4.2	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio.....	80
Tabla 4.3	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio y con voltajes de alimentación libres de armónicas.....	88
Tabla 4.4	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio y sin la presencia de armónicas en el voltaje de alimentación.....	88
Tabla 4.5	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD durante la falla con y sin el esquema de control de disparos equidistantes.....	92
Tabla 4.6	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio usando el modelo del convertidor de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i>	96
Tabla 4.7	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio usando el modelo del convertidor de seis pulsos de <i>PSCAD/EMTDC</i>	96
Tabla 5.1	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 0°	119
Tabla 5.2	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30°	123
Tabla 5.3	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 60°	126
Tabla 5.4	Contenido armónico de los voltajes de fase bajo condiciones de desbalance.....	136
Tabla 5.5	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con el esquema de control.....	140
Tabla 5.6	Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD sin el esquema de control.....	141

PUBLICACIONES

[Tapia y García 2007] G. Tapia y N. García, “Comparative Time Domain Modelling and Analysis of a Single-Phase TCR”, Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (CERMA'07), Cuernavaca, Morelos, Septiembre 25-28, 2007.

[Tapia y García 2007] G. Tapia y N. García, “Análisis Comparativo de un TCR Monofásico Modelado en el Dominio del Tiempo”, Novena Reunión de Otoño de Potencia, Electrónica y Computación (ROPEC 2007), Morelia, Michoacán, Noviembre 7-9, 2007.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta la revisión del estado del arte asociada con los convertidores electrónicos de potencia. Esta revisión abarca aspectos relacionados con las topologías de los convertidores y su aplicación en diferentes campos del conocimiento. Además, se mencionan los problemas asociados a su operación intrínseca, tales como las armónicas e interarmónicas y las técnicas utilizadas para estimarlas. Se hace especial énfasis en el convertidor controlado por ángulo de fase y la distorsión armónica producida debido a su principio de operación. Se presentan los objetivos a cumplir en este trabajo de tesis, la justificación y la metodología utilizada.

1.1 Revisión del Estado del Arte

La electrónica de potencia ha establecido firmemente su importancia como una herramienta indispensable en procesos industriales después de varias décadas de evolución tecnológica. Este progreso ha sido posible debido a los avances en otras áreas, tales como los dispositivos semiconductores de potencia, la invención de nuevas topologías de convertidores, técnicas PWM, métodos de simulación y analíticos, técnicas de control y estimación, computadoras y procesadores digitales de señales, entre otras [Bose 2000].

Los dispositivos semiconductores de potencia constituyen el corazón de los convertidores de potencia y son usados en forma de una matriz de interruptores funcionando en encendido y apagado. Dependiendo de la función que realicen, los convertidores de potencia se clasifican en convertidores de potencia de CA a CD (rectificador), de CD a CD (recortador), CD a CA (inversor), CA a CA a la misma frecuencia (controlador de CA) o de CA a CA a diferentes frecuencias (ciclo-inversores) [Mohan et al. 2003].

Hoy en día los convertidores controlados por ángulo de fase constituyen el segmento más grande de los dispositivos de electrónica de potencia que se interconectan al sistema eléctrico de potencia. Esta clase de dispositivos principalmente convierten voltajes de CA de 50/60 Hz a voltajes de CD. Sin embargo, existe un grupo selecto de convertidores que

también pueden operar como inversores. La aplicación de estos convertidores puede presentarse en los siguientes campos: Procesos electroquímicos [Fickler y Murison 1984], manejadores de motores de CD y CA [Menzies et al. 1994], sistemas de transmisión en alto voltaje (HVDC) [Jovicic 2007], conversión de CD a CA de celdas solares [Slonim y Rahovich 1996] y arreglos conectados al sistema eléctrico [Bose 2002].

Sin embargo, estos convertidores causan distorsión en la forma de onda de la corriente y el voltaje del sistema, debido a la generación de armónicas producida por su naturaleza no lineal [Yacamini_1 1994]. Esto ocasiona diversos problemas entre los que se pueden mencionar interferencia con dispositivos de telecomunicaciones, sobrevoltajes, deterioro de la vida útil del aislamiento, calentamiento en transformadores y máquinas, excitación de resonancias en serie y paralelo, así como oscilaciones de par en los motores [Yacamini_2 1995].

En la actualidad existe en la literatura bastante información con respecto a la reducción y eliminación en forma práctica de las armónicas producidas por los convertidores. Tal es el caso de los trabajos desarrollados por [Ametani 1976] y [Fujita y Akagi 1991], los cuales proponen dos técnicas de eliminación de armónicas diferentes en un convertidor en base a tiristores. En [Ametani 1976] se presenta una técnica que reduce las armónicas de la corriente en el lado de CA a través de inyección de armónicas en el lado de CD a una frecuencia en particular, mientras que en [Fujita y Akagi 1991] se utiliza la combinación de un filtro activo y pasivo para la reducción de las armónicas de la corriente en el lado de CA.

Por otra parte, se han desarrollado nuevas técnicas de simulación en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia o en dominios híbridos, que permiten modelar los convertidores en los sistemas de potencia [Yacamini_3 1995]. Un ejemplo de tales técnicas aplicado a convertidores de potencia se tiene en el trabajo desarrollado por [Chang et al. 2006], en el cual aplica el concepto del mapa de Poincaré con el objetivo de determinar las armónicas de la corriente en el lado de CA. En [Lian y Lehn 2006] se presenta un método en el dominio del tiempo que permite calcular rápidamente y sin problemas de truncamiento las armónicas inyectados en el voltaje y la corriente por un puente rectificador en base a diodos. En [Wiechowski et al. 2007] se propone una metodología en el dominio del tiempo y de la frecuencia que permite determinar con exactitud las corrientes armónicas generadas por interconexiones HVDC.

Otro problema asociado a los convertidores de potencia son las interarmónicas, las cuales aparecen normalmente en convertidores del orden de los mega watts y en aplicaciones en donde dos sistemas de CA operan a diferente frecuencia [Yacamini_4 1996]. Las fuentes de interharmónicas más comunes son los ciclo-inversores, hornos de arco eléctrico, soldadoras y motores de inducción [Zhezhelenko y Sayenko 2000]. La presencia de interarmónicas ocasiona problemas tales como parpadeos en las fuentes de iluminación, calentamiento del equipo eléctrico e interferencia en las comunicaciones [Gunther 2001].

Una problemática particular de los rectificadores controlados por ángulo de fase fue analizada por Ainsworth en 1967. Esta problemática se conoce como inestabilidad armónica, la cual es causada por la dependencia directa que presenta el sistema de control del voltaje de alimentación y su distorsión [Galloway 1999]. Para resolver la inestabilidad armónica Ainsworth propuso la técnica de disparos equidistantes, para lo cual diseñó un sistema de control basado principalmente en elementos de electrónica analógica [Ainsworth 1967]. Posteriormente se realizaron mejoras al circuito de control de disparos equidistantes utilizando circuitería de electrónica digital, tal y como lo presentan en los trabajos de [Ilango et al. 1978], [Ashoka 1981] y [Gupta et al. 1981]. Además, gracias al desarrollo de los dispositivos microcontroladores se implementaron técnicas de control de mayor sofisticación, las cuales involucran la técnica de disparos equidistantes [Alegría et al. 1984].

En la actualidad, existe una gran cantidad de literatura relacionada con la construcción de convertidores de potencia basados en tiristores. Los trabajos difieren entre si según la potencia de operación, la topología implementada y el esquema de control, entre otras características. Estos convertidores son desarrollados por universidades o compañías especializadas. Las compañías especializadas por lo regular construyen el convertidor para un propósito en específico tal y como lo presenta en su trabajo [ABB 1999]. Por su parte en las universidades los convertidores son construidos para resolver un caso en particular [Shutong et al. 2006] o son construidos con fines académicos como los trabajos de [Balog et al. 2005], [Sorchini et al. 2004], [Bonert 1998] y [Verdelho 1991] los cuales proporcionan a los estudiantes una herramienta para el aprendizaje de los convertidores basados en tiristores.

En este trabajo de tesis se presenta la construcción de un convertidor de potencia controlado digitalmente, el cual es desarrollado con fines académicos. Se realiza una implementación basada en un controlador digital de señales de última generación desarrollado por *Texas Instruments* y se construye un convertidor en base a tiristores controlado por disparadores de ángulo de fase.

1.2 Objetivos

El objetivo general de este trabajo de tesis es construir un prototipo a nivel de laboratorio de un convertidor de CA a CD controlado por un DSC y analizar aspectos tales como el control de disparo, estabilidad y comportamiento dinámico del convertidor cuando opera en lazo abierto y lazo cerrado. Los objetivos particulares son:

- Construir un convertidor de potencia basado en tiristores.
- Operar el convertidor de potencia como rectificador trifásico controlado por su ángulo de fase.
- En consecuencia del control por ángulo de fase se propone un método de corrección de disparos utilizando el DSC, con el objetivo de obtener la característica de disparos equidistantes.
- Explotar las características del controlador digital de señales (*DSC F28335 de Texas Instruments*) con la finalidad de incluir en el diseño el menor número de componentes externos.
- Implementar un filtro y detector de cruce por cero digital con el propósito de sincronizar el convertidor de potencia con el DSC.
- Diseñar matemáticamente e implementar un controlador proporcional integral digital para operar en lazo cerrado el convertidor de tiristores como fuente de corriente controlada.
- Diseñar y construir las etapas de acondicionamiento de señal que permitan comunicar en sentido bidireccional al DSC con el convertidor de potencia.

1.3 Justificación.

En la División de Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Michoacana los convertidores de potencia son utilizados en la docencia y la investigación. Sin embargo, no se cuenta con prototipos que permitan observar de forma práctica el desempeño de tales convertidores. Debido a esto, existen actualmente varios proyectos en curso para construir dispositivos controladores de electrónica de potencia.

El prototipo del convertidor de electrónica de potencia basado en tiristores desarrollado en esta tesis representa uno de dichos proyectos. Este prototipo brinda a sus usuarios la comprensión de su funcionamiento bajo condiciones reales y proporciona una herramienta útil para la comparación con modelos digitales.

Una característica adicional de este prototipo es la flexibilidad para modificar las etapas de potencia y control, permitiendo manejar diferentes topologías de convertidores, así como probar diferentes esquemas de control. Proporcionando al usuario una herramienta en el aprendizaje de los convertidores basados en tiristores.

Por otra parte, para el desarrollo del sistema de control se utiliza un controlador digital de señales que representa el estado del arte en dicha área. El controlador digital de señales *DSC F28335* de *Texas Instruments* permite implementar técnicas de control sofisticadas y realizar el procesamiento digital de señales. Esto permite reducir en gran medida el número de componentes externos y tener una mayor flexibilidad al momento de desarrollar el controlador. Todo lo anterior redundará en un menor costo para la implementación del prototipo y la posibilidad de reutilizar los componentes para nuevos proyectos.

1.4 Metodología

La Fig. 1.1 muestra de manera general los elementos principales del sistema implementado, siendo ésta la versión correspondiente en lazo cerrado. El sistema de control en lazo abierto utiliza prácticamente los mismos bloques, a excepción de la etapa de retroalimentación conformada por el sensor de corriente de CD y su etapa de acondicionamiento de señal. Como se puede apreciar en la Fig. 1.1, el sistema cuenta con varios bloques con funciones específicas, siendo los de mayor importancia el bloque llamado convertidor trifásico y el del controlador digital de señales (DSC).

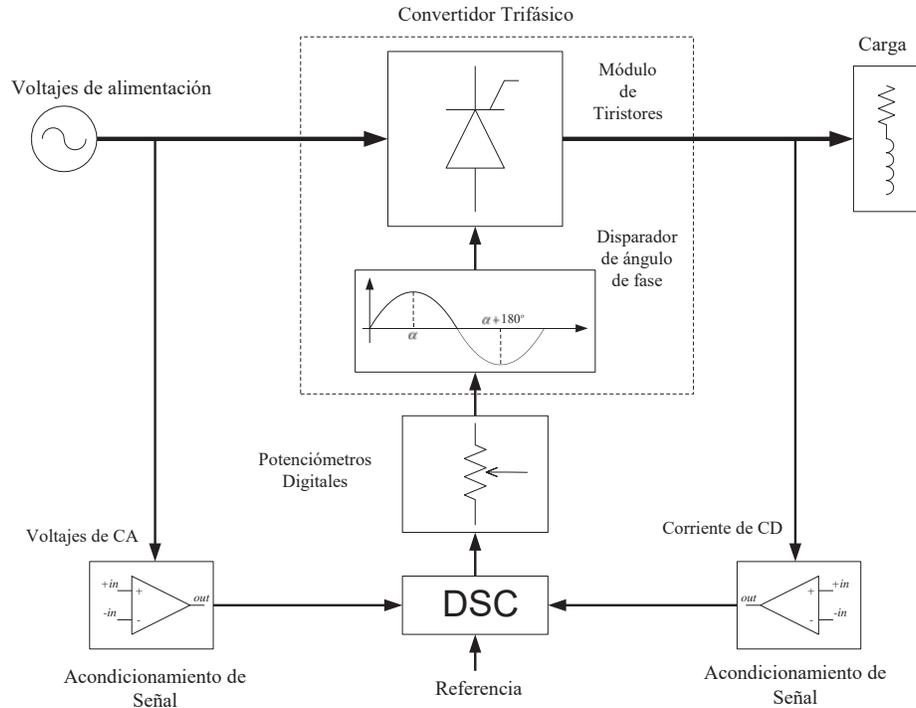


Figura 1.1 Diagrama de bloques del control en lazo cerrado.

El bloque convertidor trifásico contiene 6 tiristores conectados en forma de puente *Graetz*, por lo que básicamente se tiene un convertidor trifásico de seis pulsos. Estos tiristores son de la marca *Semikron* y el encapsulado en que están contruidos contiene dos tiristores. Dentro de este mismo bloque se encuentran los módulos de disparo por ángulo de fase. Estos módulos también son de la marca *Semikron* y controlan 2 tiristores por módulo, por lo que en total se tienen tres módulos de disparo. El funcionamiento de los módulos se basa en un voltaje de entrada de CD en el rango de 0-5 volts, el cual corresponde a un ángulo de retardo α entre 0° y 180° para un tiristor y un ángulo de disparo $\alpha + 180^\circ$ dentro del rango de 180° a 360° para el segundo tiristor.

El DSC utilizado en este trabajo es un dispositivo de última generación, desarrollado por *Texas Instruments*, el cual trabaja con aritmética de punto flotante, una frecuencia de reloj de 150 MHz, tiene una CPU de 32 bits y una gran cantidad de periféricos que permiten conexión con dispositivos externos. Estas características lo hacen ideal para aplicaciones que requieren técnicas de control sofisticadas y aplicaciones en tiempo real. El DSC es el cerebro del sistema ya que tiene las tareas de monitorear el voltaje de entrada al

convertidor, medir la corriente de salida del convertidor, ejecutar el algoritmo PI digital, generar las acciones de control y comunicarse con los potenciómetros digitales.

Existen dos etapas de acondicionamiento de señal, en donde la primera de ellas corresponde a los voltajes de alimentación. Estos voltajes se acondicionan a través de transformadores reductores de voltaje y amplificadores operacionales a un nivel de voltaje apropiado para el convertidor analógico a digital (ADC) del DSC. La segunda etapa de acondicionamiento corresponde a la corriente de CD del convertidor. Esta corriente es medida con el sensor NT-15 de *FW-BELL*, el cual entrega un voltaje proporcional a la corriente que mide. Posteriormente, con la ayuda de amplificadores operacionales se ajusta a un rango adecuado para el ADC.

El bloque de potenciómetros digitales contiene tres potenciómetros digitales desarrollados por *Intersil* cuyo modelo es el X9110. Los potenciómetros son desarrollados con tecnología CMOS, soportan voltajes analógicos de hasta $\pm 5V$ y tienen una resolución de 10 bits. Estos potenciómetros se comunican con el DSC a través de un protocolo de comunicación SPI y cada uno de ellos controla un módulo de disparo de los tiristores.

1.5 Descripción por Capítulos

Los aspectos a tratar en cada uno de los capítulos de esta tesis son los siguientes:

En el capítulo 1 se presenta la revisión del estado del arte asociada a los convertidores de potencia, los campos en los que se aplican y su importancia en los sistemas industriales de hoy en día. Además, se abarcan aspectos relacionados con el funcionamiento intrínseco del convertidor y se hace énfasis en los convertidores trifásicos controlados por su ángulo de fase y su problemática asociada con los voltajes de alimentación. Por otra parte, se presentan los objetivos a desarrollar en este trabajo, su justificación y la metodología utilizada para alcanzarlos.

En el capítulo 2 se expone el convertidor controlado y su modelo de simulación. Se cubren aspectos relacionados con los convertidores controlados por ángulo de fase, las ecuaciones básicas que rigen su comportamiento y el modelo del convertidor utilizado en las simulaciones.

En el capítulo 3 se muestran los antecedentes relacionados con el control del rectificador trifásico, su modelado en el dominio discreto y se realiza el diseño matemático del control PI digital de la corriente. Se implementa la simulación de la etapa de control en *Simulink* a partir de los resultados obtenidos en la etapa de diseño y se realiza la implementación basada en el DSC F28335 de *Texas Instruments*.

El capítulo 4 se dedica a la técnica de disparo llamada disparos equidistantes, cubriendo aspectos relacionados con sus antecedentes y su principio de funcionamiento. Se propone una técnica de disparos equidistantes basada en el DSC, la cual consiste en medir continuamente el defasamiento de los voltajes de línea, con el propósito de realizar una corrección y así lograr que los disparos sean equidistantes. Se presenta una simulación en PSCAD/EMTDC en la cual se aplica tal técnica y se muestran sus resultados y conclusiones.

En el capítulo 5 se muestra una descripción detallada de la construcción del convertidor de potencia. Se realizan pruebas en lazo abierto y lazo cerrado con el objetivo de probar la técnica de disparos equidistantes propuesta y el diseño del controlador PI digital. Por último, se conjuntan los resultados adquiridos de los experimentos de laboratorio y se generan las conclusiones.

En el capítulo 6 se puntualizan las conclusiones de los resultados arrojados por este trabajo y se mencionan los trabajos futuros.

CAPÍTULO 2

EL CONVERTIDOR CONTROLADO Y SU MODELO DE SIMULACIÓN

En esta sección se presenta una descripción general de los convertidores controlados por ángulo de fase y se tratan aspectos relacionados con su funcionamiento. Además, se describen las características del modelo del convertidor y se analizan los modelos incorporados en paquetes computacionales tales como *PSCAD/EMTDC*, *PSPICE* y *SIMULINK*.

2.1 Convertidores Controlados por Ángulo de Fase

Los convertidores controlados en base a tiristores tienen como propósito realizar la conversión de un voltaje de alimentación de CA a un voltaje de salida de CD controlado. El instante en el cual los tiristores comienzan o dejan de conducir depende de las formas de onda de los voltajes de alimentación, entradas de control y el instante de extinción de la corriente. Sin embargo, la conmutación de corriente de un tiristor y otro ocurre de forma natural gracias a la presencia de los voltajes de alimentación [Mohan et al. 2003].

En la Figura 2.1 (a) se muestra el diagrama de bloques de un convertidor controlado, el cual puede funcionar como inversor o rectificador. En la entrada de este convertidor se tiene el voltaje de alimentación de corriente alterna el cual puede ser monofásico o trifásico. El voltaje controlado de salida es de corriente directa y puede variar de un máximo positivo a un valor máximo negativo.

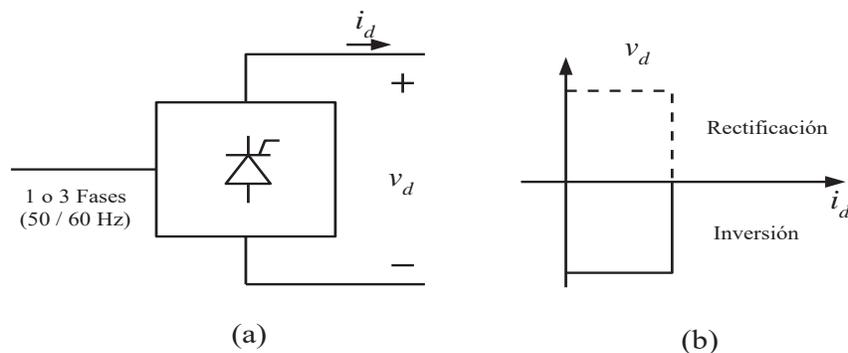


Figura 2.1 Convertidor controlado a la frecuencia de la línea.

La corriente directa i_d no puede cambiar de dirección, por lo tanto un convertidor de este tipo únicamente puede operar en dos cuadrantes dentro del plano $v_d - i_d$, tal y como se muestra en la Figura 2.1 (b). Cuando los valores de v_d e i_d son positivos el convertidor funciona como rectificador y la potencia fluye del lado de CA al lado de CD. En el modo de operación como inversor el voltaje v_d es negativo, mientras que la corriente i_d permanece positiva y la potencia se transmite del lado de CD a CA.

El valor promedio del voltaje de salida de los convertidores basados en tiristores puede ser controlado retardando el instante en el cual el tiristor comienza a conducir. En la Figura 2.2 un tiristor conecta la fuente de alimentación v_s a una carga resistiva. Durante el semiciclo positivo de v_s la corriente permanece en cero hasta el instante $\omega t = \alpha$ en el cual se aplica un pulso positivo de corta duración a la terminal de disparo del tiristor. Cuando el tiristor conduce, el voltaje en la carga corresponde al voltaje en la fuente, es decir $v_d = v_s$, mientras que la forma de onda de la corriente sigue al voltaje y se convierte en cero en el instante $\omega t = \pi$, el cual corresponde al cruce por cero del voltaje de alimentación. Posteriormente, el tiristor bloquea el flujo de corriente durante todo el semiciclo negativo del voltaje de alimentación hasta que se vuelve a aplicar un nuevo disparo en el instante $\omega t = 2\pi + \alpha$. En la Figura 2.3 se describe el mismo circuito con una carga resistiva e inductiva. Inicialmente la corriente es cero hasta que en el instante $\omega t = \alpha$ se aplica un pulso a la terminal de disparo del tiristor. Durante todo el semiciclo positivo restante el voltaje en la carga es el voltaje en la fuente. Sin embargo, a diferencia del circuito de la Figura 2.2 se tiene la presencia de un inductor, el cual ocasiona un retraso de la corriente. Este efecto da como resultado que el tiristor siga conduciendo aún con voltajes negativos y deje de conducir hasta que la corriente haya alcanzado el valor de cero [Mohan et al. 2003].

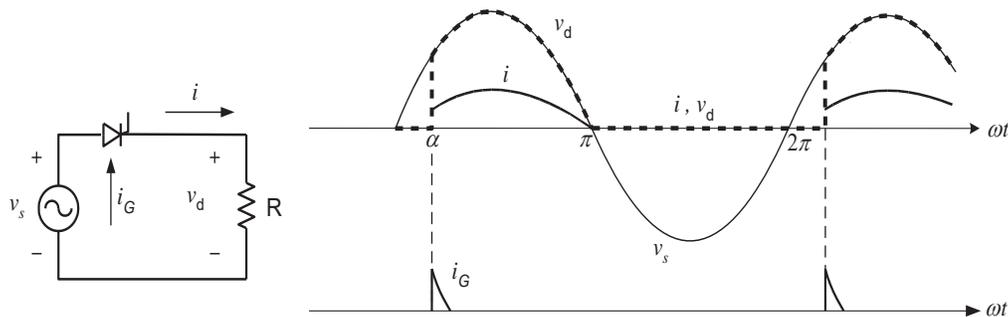


Figura 2.2 Convertidor básico con carga resistiva.

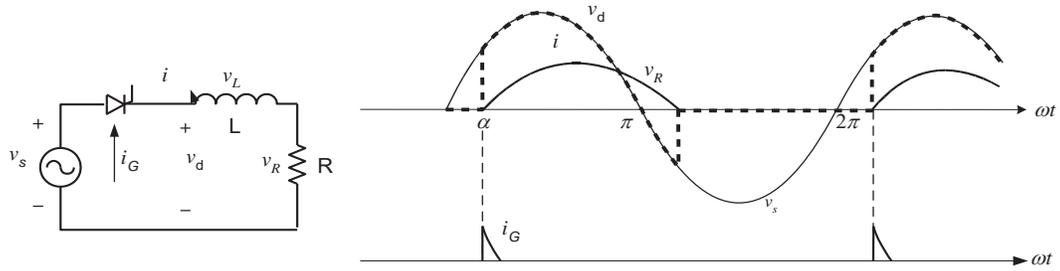


Figura 2.3 Convertidor básico con carga RL.

Existe una gran variedad de convertidores con topologías más complejas utilizadas en diferentes aplicaciones. En las Figuras 2.4 a 2.6 se presentan las topologías de convertidores de medio puente y puente completo. Estos convertidores pueden ser conectados a un voltaje de alimentación trifásico o bien de seis fases [Luo et al. 2005].

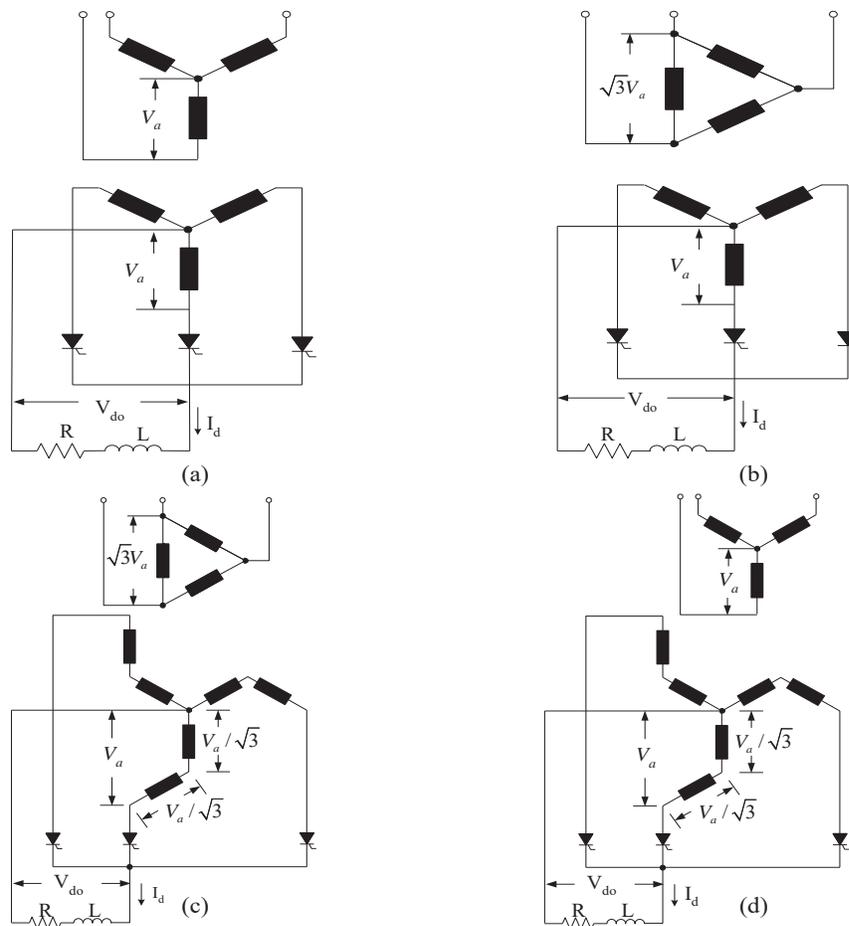


Figura 2.4 Topología de rectificadores trifásicos de medio puente, (a).- Y/Y, (b).- Δ/Y , (c).- Δ/Y doblada y (d).- Y/Y doblada.

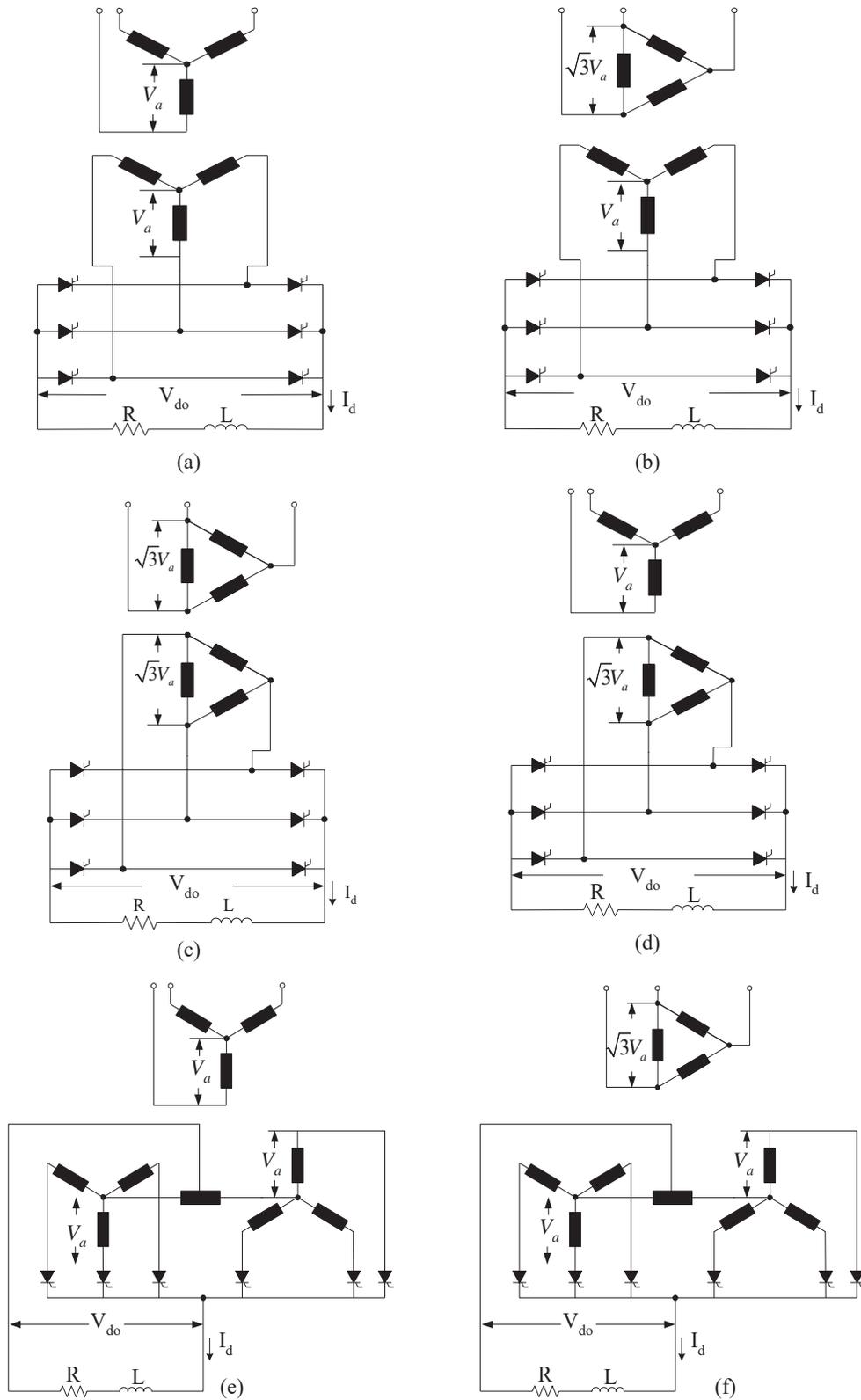


Figura 2.5 Topología de rectificadores trifásicos de puente completo y doble anti-estrella
 (a).- Y/Y, (b).- Δ /Y, (c).- Δ / Δ , (d).- Y/ Δ , (e).- Y/Y-Y, (f).- Δ /Y-Y

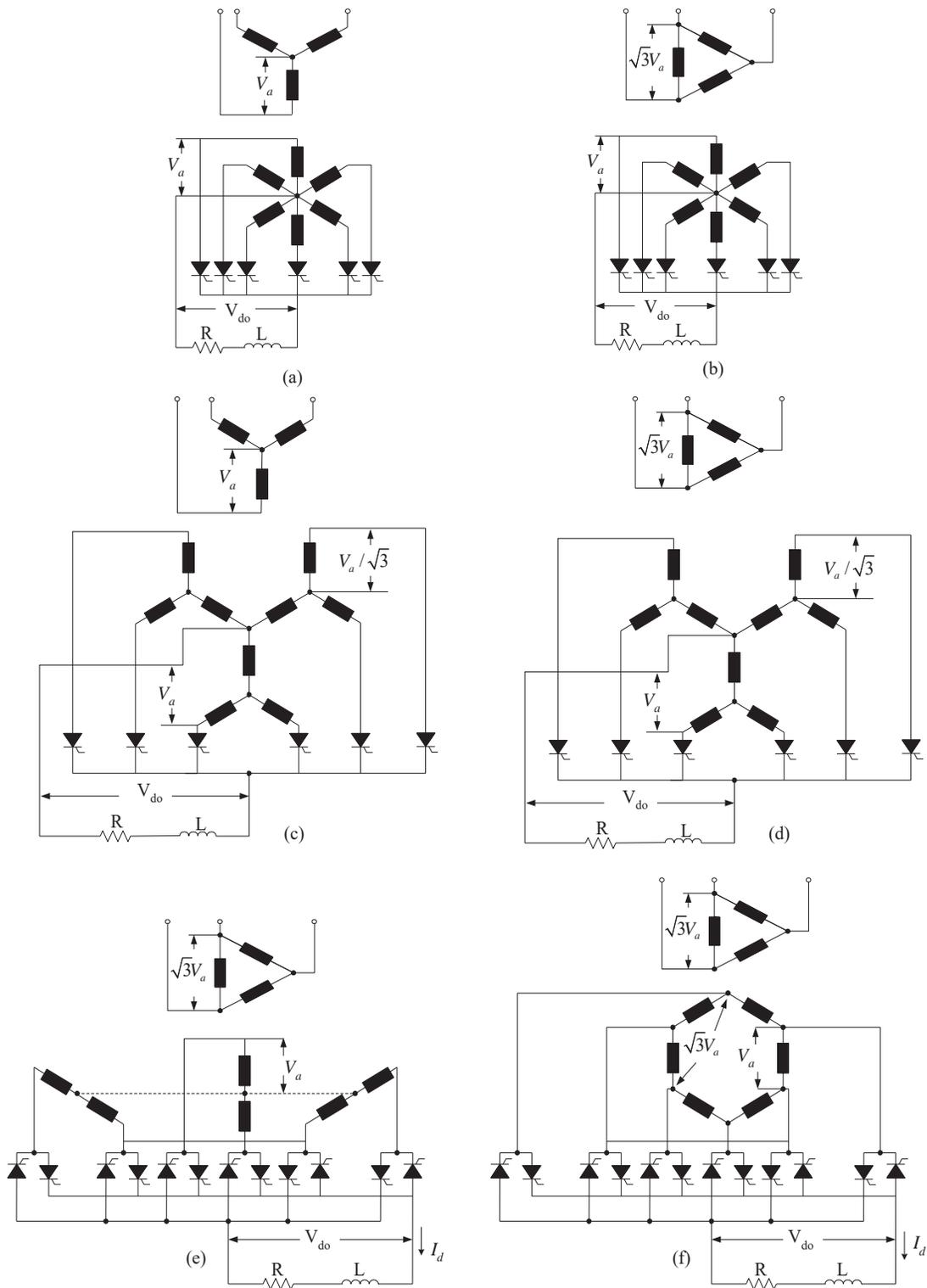


Figura 2.6 Topología de rectificadores de seis fases de medio puente y puente completo, (a).- Y/estrella, (b).- Δ /estrella, (c).- Y/estrella doblada, (d).- Δ /estrella doblada, (e).- puente de seis fases, (f).- puente hexagonal.

2.2 Ecuaciones del Convertidor

En esta sección se describe el funcionamiento de los convertidores de puente completo, haciendo especial énfasis en el convertidor trifásico cuando opera como rectificador. Además, se describen las ecuaciones principales que rigen su comportamiento las cuales ya se encuentran reportadas en la literatura. Para describir el comportamiento del convertidor primeramente se analiza cuando funciona de manera ideal, es decir sin el efecto de la inductancia del sistema L_s y se asume que la carga que alimenta es altamente inductiva. Posteriormente se incluye la inductancia L_s y se analiza el efecto que tiene sobre las variables eléctricas de entrada y salida del convertidor.

2.2.1 Convertidor Trifásico Bajo Condiciones Ideales

Para realizar el análisis de convertidores prácticos es necesaria la utilización de paquetes computacionales orientados a la simulación de convertidores de potencia, con el propósito de conocer su comportamiento en conjunto con otros dispositivos. Sin embargo haciendo algunas consideraciones se puede realizar un análisis matemático adecuado. En la Figura 2.7 se presenta un convertidor de puente completo trifásico, el cual no toma en cuenta el efecto de la inductancia del sistema L_s y se considera que la carga es altamente inductiva, siendo representada como una fuente de corriente directa

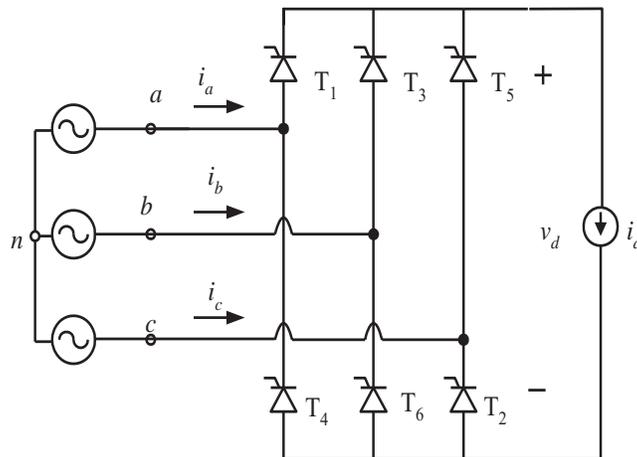


Figura 2.7 Convertidor trifásico con $L_s = 0$ y carga altamente inductiva

La corriente i_d fluye a través de uno de los tiristores del grupo superior y uno de los del grupo inferior. Si los disparos de los tiristores son continuamente aplicados en $\alpha = 0^\circ$, los tiristores de la Figura 2.7 se comportan como diodos y las formas de onda de los voltajes y corriente en la fase A se muestran en la Figura 2.8.

El valor promedio V_{do} del voltaje de salida es calculado con la expresión,

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \approx 1.35V_{LL} \quad (2.1)$$

donde:

V_{LL} voltaje de línea.

V_{do} voltaje promedio de salida.

En la Figura 2.9 se muestra el efecto del ángulo de retardo α en las formas de onda del convertidor. Tomando como referencia la conmutación del tiristor T_5 al T_1 , se puede observar que el tiristor T_5 se mantiene en conducción hasta el instante $\omega t = 0$, en cuyo instante la corriente conmuta instantáneamente al tiristor T_1 debido a que la inductancia $L_s = 0$. Además, se observa que este mismo efecto ocurre en los otros tiristores.

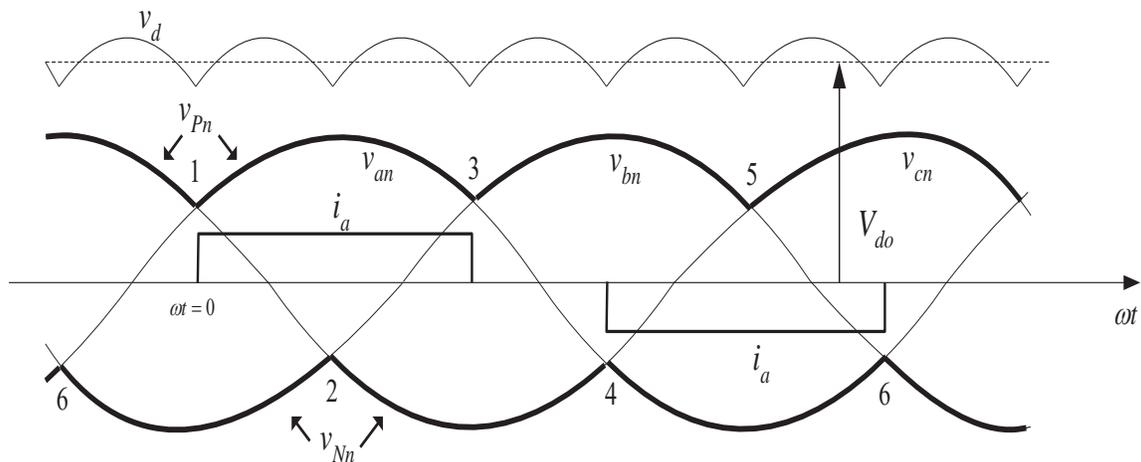


Figura 2.8 Formas de onda en el convertidor con $\alpha = 0^\circ$

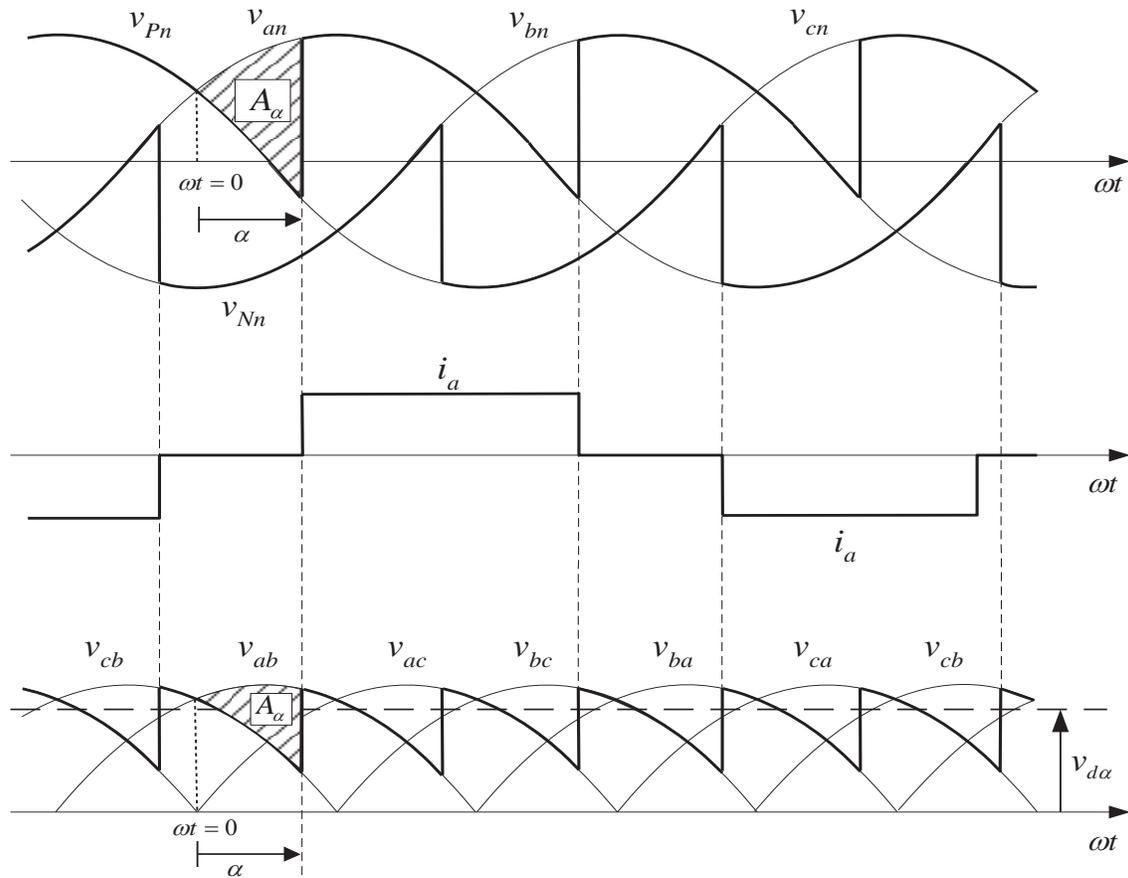


Figura 2.9 Formas de onda del convertidor con α diferente de cero

En la Figura 2.9 se observa que al variar el ángulo de disparo α , se tiene control sobre el valor promedio del voltaje de salida $v_{d\alpha}$ y se puede calcular por medio de la Ecuación (2.2).

$$v_{d\alpha} = V_{do} \cos \alpha \quad (2.2)$$

donde:

$v_{d\alpha}$ voltaje de CD controlado por α .

α ángulo de disparo.

De la Figuras 2.8 se aprecia que la corriente en la fase A tiene una forma de onda rectangular. Sin embargo, al momento que el ángulo de disparo es diferente de cero la corriente mantiene su forma de onda pero sufre un desplazamiento proporcional al ángulo de disparo, tal y como se muestra en la Figura 2.9. Esta misma forma de onda y su comportamiento asociado al ángulo de disparo se observa para las fases B y C.

2.2.2 Contenido Armónico de la Corriente de Línea

La forma de onda de la corriente de la Figura 2.9 puede ser expresada en términos de componentes de Fourier [Mohan et al. 2003],

$$\begin{aligned}
 i_a(\omega t) = & \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \alpha) - \sqrt{2}I_{s5} \sin[5(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s7} \sin[7(\omega t - \alpha)] \\
 & + \sqrt{2}I_{s11} \sin[11(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s13} \sin[13(\omega t - \alpha)] \\
 & - \sqrt{2}I_{s17} \sin[17(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s19} \sin[19(\omega t - \alpha)] \dots
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

donde:

- I_{sh} armónica h
- h orden del armónica
- I_{s1} componente fundamental.

La expresión (2.3) contiene solamente la componente fundamental y armónicas impares no múltiplos de tres, en donde

$$I_{s1} = 0.78I_d \tag{2.4}$$

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \tag{2.5}$$

donde:

- I_d componente de corriente directa.

2.2.3 Convertidor Trifásico con L_s Finita

Al incluir la inductancia L_s asociada a la fuente de voltaje, las formas de onda de voltaje y corriente cambian. Para un ángulo de retardo α dado, la conmutación de corriente requiere de un intervalo de conmutación finito u . Para ilustrar este efecto se hace referencia a la Figura 2.10. En la Figura 2.10 (a) se muestran los voltajes de fase y el efecto que tiene el intervalo de conmutación en éstos voltajes. En la Figura 2.10 (b) se muestra la corriente que circula por los tiristores T_1 y T_5 , en donde se aprecia que la conmutación de corriente de un tiristor a otro no es instantánea.

El efecto del intervalo de conmutación u también afecta el valor promedio del voltaje de salida del convertidor, ocasionando una disminución de éste, la cual depende del valor de la inductancia del sistema L_s y del valor de la corriente en el lado de corriente directa I_d .

El valor promedio del voltaje de corriente directa es calculado con la expresión [Mohan et al. 2003],

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d \quad (2.6)$$

donde:

$V_{d\alpha}$ voltaje de CD promedio.

V_{LL} voltaje de línea.

L_s inductancia del sistema.

I_d corriente directa.

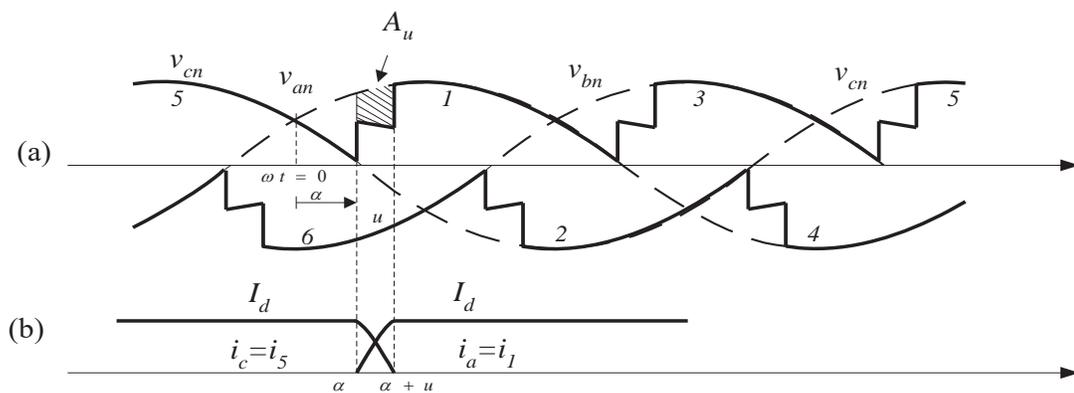


Figura 2.10 Conmutación de la corriente al incluir L_s

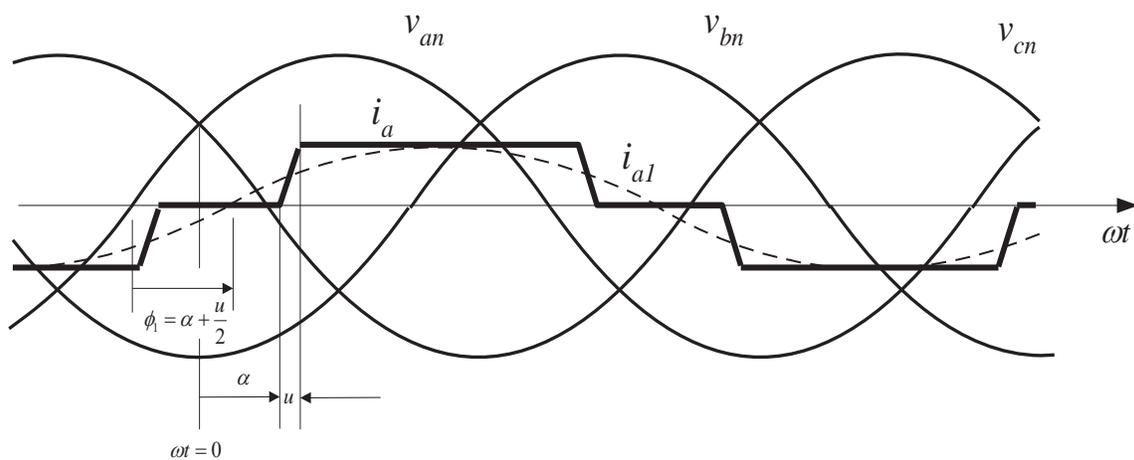


Figura 2.11 Corriente en la fase A con L_s diferente de cero

Además, este efecto se ve plasmado en la corriente de fase ya que ahora ésta no conmuta instantáneamente y pasa de tener una forma de onda rectangular a una forma de onda trapezoidal tal y como se muestra en la Figura 2.11.

2.2.4 Voltaje de CA.

Existen dos razones principales que causan la contaminación de los voltajes de alimentación del convertidor. Estas razones son las muescas en los voltajes de línea y la distorsión de la forma de onda debido a las armónicas, las cuales afectan el funcionamiento adecuado de otros dispositivos sensibles a esta distorsión.

2.2.4.1 Muecas en los Voltajes de Línea.

En la Figura 2.12 (a) se muestran los voltajes de fase los cuales sufren una reducción en su magnitud durante el intervalo de conmutación u , debido a que durante ese instante dos o tres fases están en cortocircuito a través de L_s . Sin embargo, este efecto tiene consecuencias más serias en los voltajes de línea tal y como se puede apreciar con el voltaje de línea v_{AB} de la Figura 2.12 (b). El voltaje v_{AB} contiene seis muescas por ciclo, siendo dos de ellas de mayor profundidad debido a que en ese instante se encuentran cortocircuitadas las fases A y B . Las muescas de menor profundidad se producen cuando una fase se encuentra en corto circuito.

El ancho de las seis muescas es el mismo y esta determinado por el instante de conmutación u y puede ser calculado con [Mohan et al. 2003],

$$u = \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2}V_{LL} \sin \alpha} \quad (2.7)$$

mientras tanto el área de las muescas más profundas se calcula con

$$A_{n1} = 2\omega L_s I_d \quad (2.8)$$

y el área de las muescas menos profundas se define con

$$A_{n2} = \frac{A_{n1}}{2} = \omega L_s I_d \quad (2.9)$$

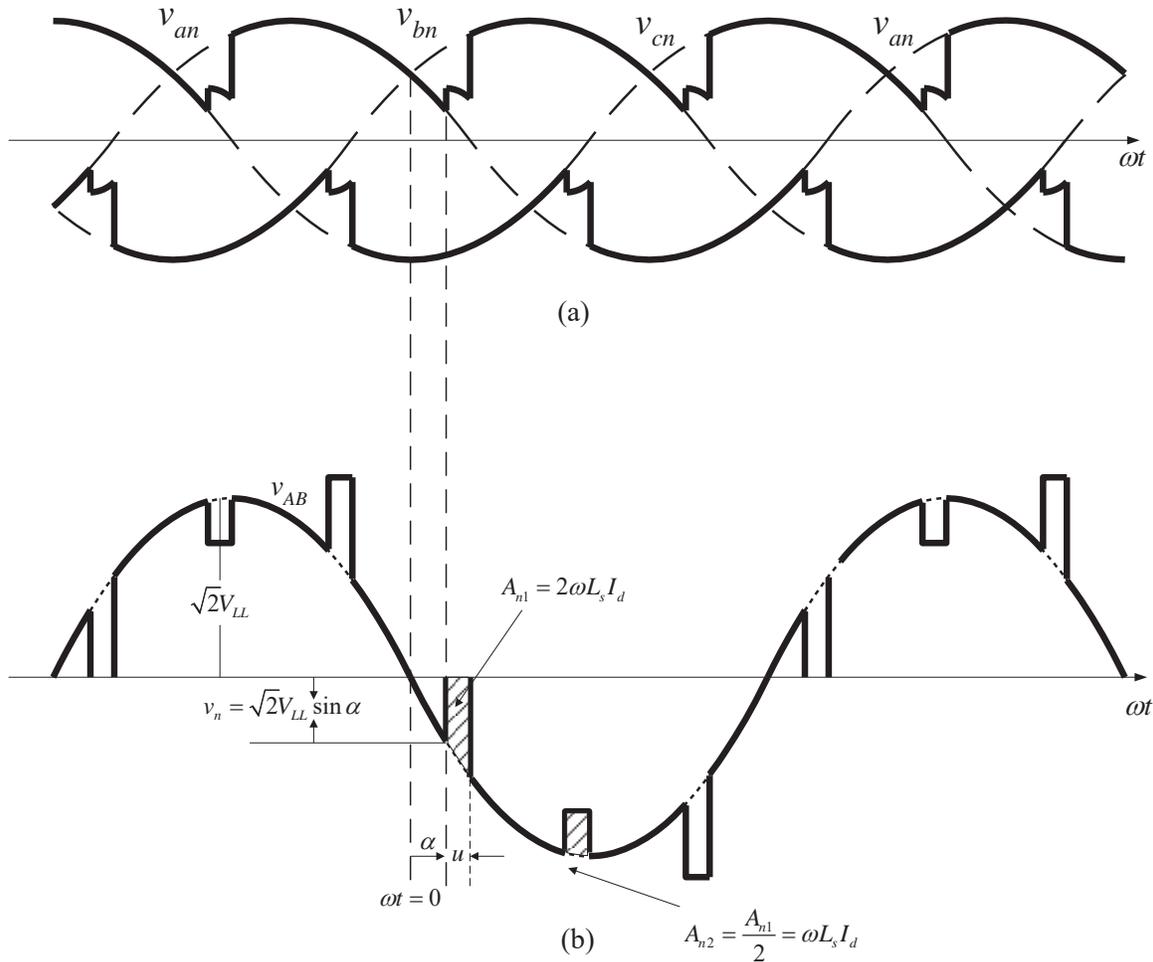


Figura 2.12 Contaminación de los voltajes de alimentación debido a la conexión del convertidor (a).- Voltajes de fase, (b).- Muestras en el voltaje de línea v_{AB} .

2.2.4.2 Distorsión del Voltaje

La distorsión del voltaje es producida por las armónicas generados por el convertidor y su efecto en el punto de acoplamiento se calcula por medio de cantidades de fase conociendo las componentes armónicas de la corriente de entrada del convertidor I_h y la inductancia de la fuente L_{s1} , por medio de la siguiente ecuación,

$$\text{voltaje \%THD} = \frac{\left[\sum_{h \neq 1} (I_h \times h\omega L_{s1})^2 \right]^{1/2}}{V_{\text{fase(fundamental)}}} \times 100 \quad (2.10)$$

donde:

$\%THD$ porcentaje de distorsión armónica del voltaje.

I_h armónica h de la corriente de fase.

ω frecuencia angular de la fuente de alimentación.

L_{s1} inductancia de la fuente de alimentación.

$V_{fase(fundamental)}$ componente fundamental del voltaje de fase.

2.3 Simulación en el Dominio del Tiempo del Convertidor

La simulación en el dominio del tiempo generalmente se realiza con la ayuda de paquetes computacionales, debido a la gran cantidad de ecuaciones a resolver simultáneamente. En la actualidad existen paquetes computacionales orientados a la simulación de convertidores de potencia los cuales ya cuentan con modelos del convertidor. Algunos de estos paquetes de simulación son el *PSCAD/EMTDC*, *Simulink* y *Pspice*.

Cuando se realiza el modelado del convertidor en el dominio del tiempo para análisis de transitorios electromagnéticos un aspecto clave son las características internas de los tiristores. Otros aspectos a analizar son el control, modo de disparo, el instante de extinción de la corriente y la protección de los mismos. El instante de extinción es un aspecto clave en el modelado de los tiristores y varía en cada paquete computacional. En el caso de *Pspice* y *Simulink* utilizan un paso de integración variable y la forma de modelar la extinción de la corriente difiere un poco entre ellos. En *Pspice* la corriente se extingue al momento de llegar a cero, mientras que en *Simulink* se debe cumplir que la corriente llegue a cero y que el tiristor se polarice inversamente por lo menos un tiempo t_q , el cual es conocido como el tiempo de apagado. En el caso de *PSCAD/EMTDC* la detección de la extinción de la corriente difiere, ya que utiliza un paso de integración fijo, en donde el cruce por cero de la corriente puede ocurrir a la mitad de un paso de integración. Por lo tanto, en *PSCAD/EMTDC* se plantea una solución basada en un algoritmo de interpolación doble [Watson y Arrillaga 2002].

En *PSCAD/EMTDC* se cuenta con un bloque el cual modela al convertidor. Este bloque está orientado al modelado de transmisión de corriente directa en alto voltaje (HVDC). Al utilizar este bloque se pueden modificar las características de los tiristores como son: la resistencia en encendido, la resistencia en apagado, voltaje mínimo de

conducción, voltaje de ruptura y el tiempo mínimo de extinción. Además, en el mismo bloque se incluye una red de protección de sobrevoltaje, una etapa de control y el disparo de los tiristores. El bloque tiene un oscilador sujetador de fase interno (PLO) por lo que es posible operar el convertidor con la característica de disparos equidistantes.

En *Pspice* no se tiene una librería del convertidor desarrollada por el fabricante por lo que para realizar el modelado del convertidor es necesario construir los modelos de los tiristores, su control y disparo. En [Mohan et al. 2003] se presenta un modelo que permite simular convertidores en base a tiristores en *Pspice*. Este modelo está integrado por un interruptor controlado por voltaje el cual se usa para modelar el tiristor. Para incluir el efecto de apagado de los tiristores se utiliza una fuente de voltaje en serie con el interruptor. Los pulsos de disparo enviados a los tiristores son enviados por una fuente tipo pulso y adicionalmente se puede incorporar una red RC con el objetivo de estabilizar el método numérico.

Simulink cuenta con el modelo de un convertidor universal ya que permite construir un convertidor monofásico o trifásico el cual puede contener dispositivos de electrónica de potencia conmutados a la frecuencia de la línea (Diodos, Tiristores) o dispositivos de electrónica de potencia de conmutación forzada (GTO, IGBT, MOSFET). Al utilizar el bloque de tiristores se puede tener acceso a características tales como resistencia de encendido, inductancia de encendido y voltaje mínimo de conducción. Así mismo, se puede elegir una red de protección de sobrevoltaje. En cuanto al control y disparo de los tiristores es necesario utilizar un bloque adicional, el cual incorpora la característica de disparar los tiristores tomando como referencia los voltajes de línea.

CAPÍTULO 3

SISTEMA DE CONTROL

En este capítulo se presenta el diseño e implementación del sistema de control del convertidor de potencia en base a tiristores. El modelado matemático de los convertidores de potencia utilizado en este capítulo se describe en el dominio discreto. Debido a que los convertidores de potencia están integrados por dispositivos de conmutación conectados a fuentes de alimentación y cargas continuas, se presenta una breve descripción de los fundamentos matemáticos que rigen a los sistemas continuos, discretos y la manera de relacionarlos a ambos. Se analiza matemáticamente y por simulación el comportamiento dinámico del convertidor como rectificador trifásico de seis pulsos conectado a una carga RL, operando en lazo abierto y en lazo cerrado. Cuando el convertidor opera en lazo cerrado se diseña un controlador PI digital capaz de mejorar la respuesta dinámica del sistema y eliminar eficientemente las perturbaciones a la salida del convertidor. Por último, se describe detalladamente el *hardware* y *software* que integran la implementación del sistema de control del convertidor operando como fuente de corriente controlada.

3.1 Antecedentes

Los convertidores basados en dispositivos de electrónica de potencia se caracterizan por proporcionar energía de forma controlada y son de gran importancia en sectores como el industrial. Un ejemplo de tales convertidores son los que se utilizan para controlar motores de CA y CD, los cuales se caracterizan por convertir la energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. Esta clase de convertidores pueden ser divididos en cuatro grupos: rectificadores (CA/CD), inversores (CD/CA), recortadores (CD/CD) y cicloconvertidores (CA/CA), en donde todos ellos tienen en común el uso de dispositivos de conmutación. Las fuentes de corriente reguladas son muy utilizadas en la industria y forman parte de los manejadores de motores de CD, los cuales tienen como elemento principal una fuente de alimentación estática, comúnmente un rectificador trifásico. En los años 60s las fuentes de corriente reguladas fueron muy populares y sus controladores se basaban en circuitería analógica. Por lo tanto, el modelado se realizaba en el dominio continuo, básicamente como

ecuaciones diferenciales o funciones de transferencia representadas por la transformada de Laplace. El rectificador se modelaba únicamente como un retardo en el tiempo, es decir,

$$G(s) = e^{-Ts} \quad (3.1)$$

en donde T es la frecuencia de conmutación del rectificador.

Este enfoque caracterizaba adecuadamente al sistema debido a que se contaba con maquinaria que tenía una respuesta lenta en el tiempo [Luo et al. 2005]. Sin embargo, en los años 80s los sistemas basados en dispositivos de electrónica de potencia tales como las fuentes de corriente reguladas ya no fueron analizados como sistemas continuos. Debido a que se observó que todos estos convertidores se encuentran operando en un estado discreto, ya que están constituidos por dispositivos de conmutación que trabajan en un estado de encendido y apagado. Esta nueva tendencia llevó el modelado de convertidores a un plano diferente, por lo que se cambió la forma de analizarlos pasando de un dominio continuo a un dominio discreto. Por lo tanto, el modelo del convertidor paso de ser solamente un retardo a un retenedor de orden cero, para el cual la función de transferencia se define como,

$$G(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad (3.2)$$

El modelado en el dominio discreto exigía el diseño de controladores discretos y, por ende, un manejo de las señales en formato digital. Este requerimiento no fue una limitante gracias a que en los años 80s ya se contaba con microcontroladores capaces de implementar controladores digitales. Muestra de ellos son las aplicaciones encontradas en la literatura en esos años, tal y como lo presentan en los trabajos de [Olivier et al. 1979], [Hill y Luo 1987] y [Hill y Luo 1989].

Este tipo de aplicaciones tomó un auge mayor debido a que en los años 80s compañías como *Texas Instruments*, *Motorola* y *Analog Devices* comenzaron a desarrollar los procesadores digitales de señales (DSP). Estos procesadores se diferencian de microcontroladores ordinarios debido a su capacidad de procesamiento, menor tamaño, menor consumo de potencia y menor costo [Tretter 2008]. En la actualidad este tipo de compañías han seguido desarrollando nuevos procesadores digitales con nuevas características, lo cual ha permitido su aplicación en diferentes sectores como el comercial,

industrial, académico y de investigación. Ejemplos de dichas aplicaciones se observan en los trabajos reportados en la literatura de [Shuang et al. 2006], [Kurokawa et al. 2002] y [Lau y Pong 1994], todos ellos compartiendo la característica del control digital de un convertidor de potencia basados en un DSP. En el trabajo de [Shuang et al. 2006] se implementan las reglas de control difuso en un DSP para modificar automáticamente los parámetros de un controlador PID, el cual se encarga de controlar un motor de gas. En el trabajo desarrollado por [Kurokawa 2002] se implementa un PID en un DSP para controlar un convertidor de CD-CD. Por su parte, en [Lau y Pong 1994] se implementan tres aproximaciones de un controlador PID en un DSP para controlar un convertidor de CD-CD.

3.2 Teoría

En esta sección se analiza matemáticamente el convertidor trifásico de CA/CD en el dominio Z , operando como fuente de corriente controlada y no controlada. Primeramente, se proporciona una breve descripción y la representación matemática de los sistemas continuos, discretos y los sistemas que involucran tanto elementos continuos y discretos. Este análisis abarca el comportamiento dinámico del convertidor cuando opera en lazo abierto y en lazo cerrado controlado por un controlador PI digital. Además, se simula el convertidor bajo estas dos condiciones de operación utilizando el paquete de simulación *Simulink* de *Matlab*.

3.2.1 Sistemas Lineales Invariantes en el Tiempo

Cuando se requiere analizar el comportamiento dinámico de un sistema es necesario determinar las características del mismo y el tipo de señales involucradas. Los sistemas continuos lineales e invariantes en el tiempo están compuestos por señales continuas y su representación se puede realizar en variables de estado, ecuaciones diferenciales o funciones de transferencia utilizando la transformada de Laplace. Los sistemas discretos invariantes en el tiempo se caracterizan por tener señales de entrada y salida discretas, en donde el sistema puede ser representado por ecuaciones de diferencias o en forma de función de transferencia pulso por medio de la transformada Z . Sin embargo, existen otros tipos de sistemas que involucran tanto elementos continuos como discretos y su análisis se lleva a cabo como un sistema discreto. Tal es el caso de los convertidores de potencia ya

que su comportamiento y control es discreto, mientras que su operación esta ligada con elementos continuos tales como fuentes de alimentación y cargas. Debido a esto se presenta una breve descripción de los fundamentos matemáticos que rigen a los sistemas continuos y discretos, así como la forma de analizar sistemas que contengan a ambos.

3.2.1.1 Sistemas Continuos

La transformada de Laplace de una función continua en el tiempo $f(t)$ se define como [Ogata 1998],

$$L f(t) = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (3.3)$$

donde:

$f(t)$ función del tiempo t , tal que $f(t) = 0$ para $t < 0$.

s variable compleja.

$F(s)$ transformada de Laplace de $f(t)$.

Para un sistema lineal invariante en el tiempo y continuo la función de transferencia es,

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (3.4)$$

donde $U(s)$ es la transformada de Laplace de la entrada y $Y(s)$ es la transformada de Laplace de la salida. Por lo tanto, la salida $Y(s)$ es el producto de $G(s)$ y $U(s)$,

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (3.5)$$

mientras que en el dominio del tiempo la salida $y(t)$ se obtiene con la integral de convolución definida por

$$y(t) = \int_0^t g(\tau)u(t-\tau)d\tau = \int_0^t u(\tau)g(t-\tau)d\tau \quad (3.6)$$

donde:

$y(t)$ salida del sistema.

$g(t)$ respuesta impulso del sistema.

$u(t)$ entrada del sistema.

3.2.1.2 Sistemas Discretos

La transformada Z de una función discreta $f(kT)$ se define como [Ogata 1996],

$$Z f(kT) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT)z^{-k} \quad (3.7)$$

donde:

$f(kT)$ es una secuencia de valores.

k adopta valores de 0 o enteros positivos.

z es una variable compleja.

T es el periodo de muestreo.

Para un sistema lineal invariante en el tiempo discreto la función de transferencia es,

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (3.8)$$

donde $U(z)$ es la transformada Z de la entrada y $Y(z)$ es la transformada Z de la salida. De aquí se obtiene que la salida $Y(z)$ es el producto de $G(z)$ y $U(z)$,

$$Y(z) = G(z)U(z) \quad (3.9)$$

y en el dominio del tiempo la salida $y(kT)$ se obtiene con la sumatoria de convolución definida por,

$$y(kT) = \sum_{h=0}^k g(kT - hT)u(hT) = \sum_{h=0}^k u(kT - hT)g(hT) \quad (3.10)$$

donde:

$y(kT)$ es la secuencia de valores a la salida.

$u(kT)$ es la secuencia de valores a la entrada.

$g(kT)$ es la secuencia de ponderación del sistema.

3.2.1.3 Sistemas que Involucran Elementos Discretos y Continuos

Cuando se analizan sistemas que contienen tanto elementos continuos como discretos el sistema en su conjunto es analizado como un sistema discreto. A menudo el sistema incluye señales continuas pero debido a la naturaleza discreta del sistema, únicamente tiene acción sobre el mismo en instantes discretos. Este tipo de señales son conocidas como señales asterisco y son representados como una secuencia de números o código numérico. Este tipo de señales se describen en la Figura 3.1 [Ogata 1996].

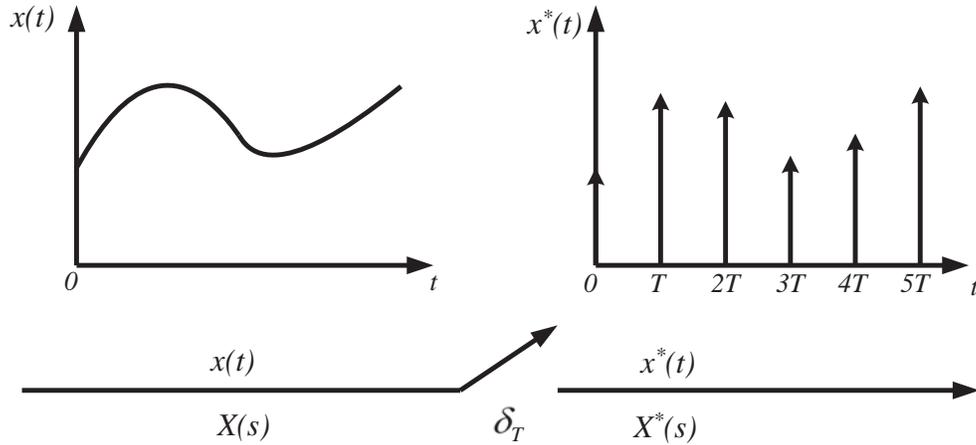


Figura 3.1 Muestreador mediante impulsos.

Se considera un muestreador ficticio comúnmente llamado muestreador mediante impulsos δ_T . Este muestreador comienza en $t = 0$ y tiene un periodo de muestreo T . Una señal continua $x(t)$ es muestreada por medio de dicho muestreador dando como resultado la señal muestreada mediante impulsos $x^*(t)$, la cual puede ser representada matemáticamente como se muestra en la Ecuación (3.11),

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \delta(t - kT) \quad (3.11)$$

o en forma desarrollada

$$x^*(t) = x(0)\delta(t) + x(T)\delta(t - T) + x(2T)\delta(t - 2T) + \dots \quad (3.12)$$

Aplicando la transformada de Laplace se obtiene,

$$\begin{aligned} L[x^*(t)] &= x(0)L[\delta(t)] + x(T)L[\delta(t - T)] + x(2T)L[\delta(t - 2T)] + \dots \\ X^*(s) &= x(0)e^{-Ts} + x(2T)e^{-2Ts} + \dots \\ X^*(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)e^{-kTs} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Recordando que la relación entre la transformada de Laplace y la transformada Z es $e^{-Ts} = z$, entonces sustituyendo en (3.13) se tiene,

$$X^*(s) \Big|_{s=(1/T)\ln z} = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} \quad (3.14)$$

Por lo tanto, la relación entre la transformada Z y la transformada de Laplace asterisco se define como,

$$X^*(s) \Big|_{s=(1/T)\ln z} = x(z) \quad (3.15)$$

Una vez definida la relación entre la transformada Z y la transformada asterisco es posible definir sistemas en un marco de referencia discreto cuando se tienen señales y elementos continuos y discretos. Un ejemplo de tales sistemas es el mostrado en la Figura 3.2, el cual puede ser representado matemáticamente como,

$$Y(s) = G(s)X^*(s) \quad (3.16)$$

Aplicando la transformada asterisco a ambos términos se tiene,

$$Y^*(s) = \left[G(s)X^*(s) \right]^* = G^*(s)X^*(s) \quad (3.17)$$

La Ecuación (3.17) establece que al tomar la transformada asterisco de un producto de transformadas, donde algunas son transformadas de Laplace ordinarias y otras son transformadas de Laplace asterisco, las funciones que ya están en transformada de Laplace asterisco se pueden factorizar de la operación de la transformada de Laplace asterisco, mientras que las otras son afectadas por la operación. Este hecho es muy importante en la función de transferencia pulso y también en la simplificación de diagramas de bloques del sistema de control de tiempo discreto.

Debido a que la transformada Z puede entenderse como la transformada de Laplace asterisco con e^{Ts} remplazado por z , la transformada Z puede considerarse una notación corta para la transformada de Laplace asterisco. Por lo tanto, a partir de la Ecuación (3.17) se obtiene la función de transferencia pulso del sistema, la cual puede ser escrita como,

$$G^*(s) = \frac{Y^*(s)}{X^*(s)} \quad \text{o} \quad G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (3.18)$$

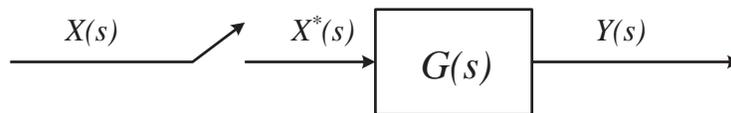


Figura 3.2 Diagrama de bloques de un sistema que involucra señales asterisco

3.2.2 Análisis del Rectificador Trifásico de Seis Pulsos en Lazo Abierto

En la Figura 3.3 se presenta el diagrama de bloques para el análisis del rectificador trifásico de seis pulsos operando en lazo abierto y conectado a una carga RL, teniendo como entrada la señal de referencia continua $R(s)$. Sin embargo, el convertidor representado por $G_1(s)$ toma únicamente esta señal en instantes discretos, por lo cual es necesario incluir el muestreador mediante impulsos S_I para generar la señal $R^*(s)$. Físicamente este hecho se puede explicar considerando que una vez que se ha disparado un tiristor no tiene efecto el valor que tome la señal de entrada hasta que otro tiristor está listo para ser disparado. La carga RL se representa con la función de transferencia $G_2(s)$ y tiene una constante tiempo $\tau = R/L$. La señal de salida es la corriente en la carga y se representa dentro del diagrama de bloques como $I_o(s)$. Es importante mencionar que $G_1(s)$ es utilizado para modelar cualquier convertidor de potencia y no únicamente el rectificador trifásico de seis pulsos [Luo et al. 2005].

Para obtener la función de transferencia pulso se tiene la ecuación siguiente,

$$I_o(s) = G_1(s)G_2(s)R(s)^* \quad (3.19)$$

aplicando la transformada asterisco

$$I_o(s)^* = G_1G_2(s)^* R(s)^*$$

donde

$$G_1(s)G_2(s) = G_1G_2(s)$$

Por lo tanto, la función de transferencia en lazo abierto es.

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = G_1G_2(z) \quad (3.20)$$

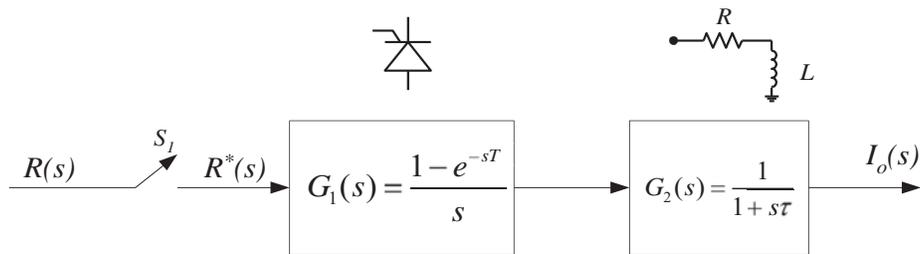


Figura 3.3 Diagrama de bloques del convertidor de lazo abierto

Utilizando las funciones de transferencia $G_1(s)$ y $G_2(s)$ del diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.3 se tiene,

$$G_1G_2(s) = \left[\frac{1-e^{-sT}}{s} \right] \left[\frac{1}{1+s\tau} \right] \quad (3.21)$$

Desarrollando en fracciones parciales,

$$G_1G_2(s) = [1-e^{-sT}] \left[\frac{1}{s} - \frac{\tau}{1+s\tau} \right] \quad (3.22)$$

o bien,

$$G_1G_2(s) = [1-e^{-sT}] \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \right] \quad (3.23)$$

Por medio de tablas se realiza el paso de la transformada de Laplace a la transformada Z.

$$G_1G_2(z) = \left[\frac{z-1}{z} \right] \left[\frac{z}{(z-1)} - \frac{z}{\left(z - e^{-\frac{T}{\tau}} \right)} \right] \quad (3.24)$$

Simplificando la Ecuación (3.24) y sustituyendo en (3.20) se obtiene la función de transferencia pulso.

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = \frac{1-a}{z-a} \quad (3.25)$$

donde

$$a = e^{-\frac{T}{\tau}}$$

T periodo de conmutación del rectificador

τ constante de tiempo de la carga $\tau = L/R$

Se puede apreciar de la ecuación (3.25) que la constante de tiempo de la carga y el periodo de muestreo afectan tanto al numerador como al denominador. Sin embargo, en el denominador tiene mayor efecto ya que fija la posición del polo y, por lo tanto, el comportamiento dinámico del sistema. A continuación se ilustra en la Figura 3.4 este efecto al encontrar la respuesta al escalón del rectificador trifásico con la ayuda del paquete

computacional *Simulink*. Se presentan dos casos de estudio que involucran diferentes constantes de tiempo. El primero de ellos usa una constante de tiempo $a = 0.3529$, la cual se obtiene con $R=90\Omega$, $L=0.24H$ y $T=2.777mseg$. El segundo caso con un valor de $a = 0.1245$ se obtiene con $R =180\Omega$, $L=0.24H$ y $T=2.777mseg$. Respecto al periodo de muestreo T , dicho parámetro esta asociado con el tipo de convertidor. Para esta tesis, T toma el valor de $2.777mseg$ debido a que se trata de un rectificador trifásico de seis pulsos, el cual conmuta seis veces durante un ciclo del voltaje de alimentación a $60Hz$ [Luo et al. 2005].

La señal aplicada es del tipo escalón y se considera que para $t < 0$ la magnitud es cero, mientras en $t = 0$ el escalón toma el valor de 1. La respuesta con línea punteada corresponde a la constante de tiempo $a = 0.1245$ la cual alcanza la referencia en un tiempo de 0.008333 segundos. La respuesta con línea continua corresponde a la constante de tiempo $a = 0.3529$ y ésta alcanza la referencia en 0.0167 segundos.

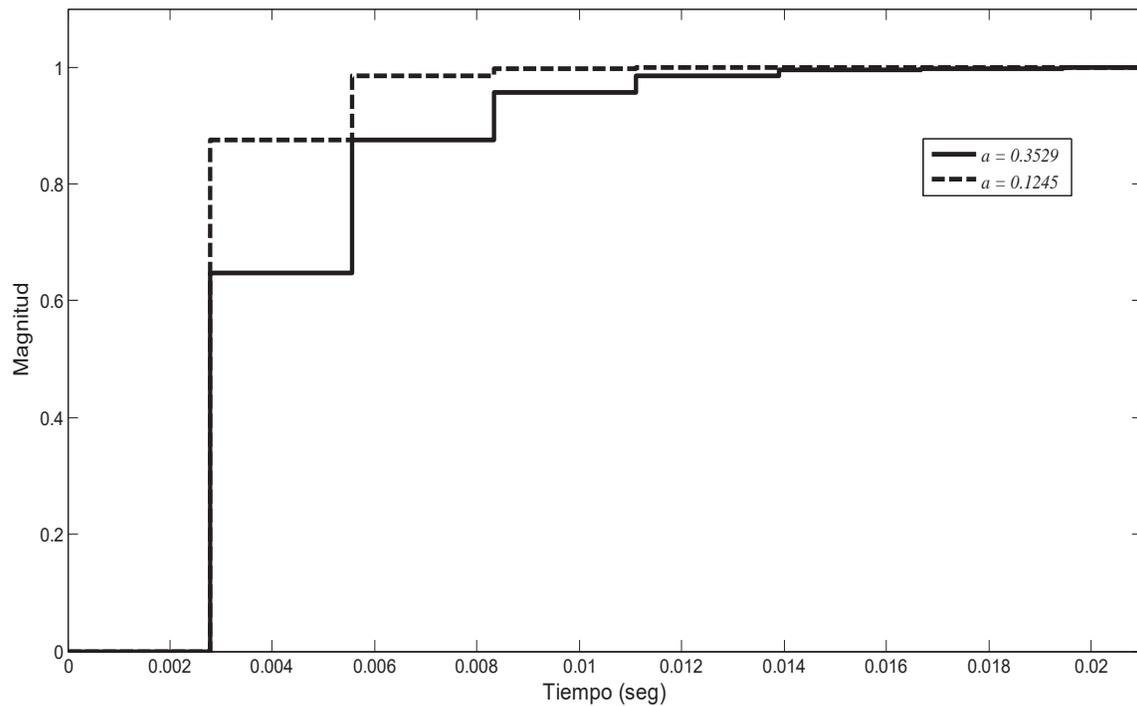


Figura 3.4 Respuesta al escalón del convertidor trifásico

3.2.3 Análisis del Rectificador Trifásico de Seis Pulsos en Lazo Cerrado.

En esta sección se analiza el comportamiento de la corriente en la carga cuando el convertidor trabaja en lazo cerrado. Se diseña un controlador PI digital y se determina el valor numérico de sus ganancias. Además, se calculan las ganancias del sistema de tal manera que la función de transferencia pulso en lazo cerrado del sistema sea prácticamente un retardo y responda de manera adecuada a perturbaciones externas aplicadas al convertidor. En la Figura 3.5 se describe el sistema de control en lazo cerrado en donde los bloques que integran el sistema son: el bloque correspondiente al convertidor $G_1(s)$, el bloque de la carga $G_2(s)$, el controlador PI digital $G_{PI}(s)$, una etapa de retroalimentación unitaria y un bloque sumador para llevar a cabo la etapa de retroalimentación. Como entradas se tienen las señales de referencia y la perturbación.

A partir del diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.5 y considerando como entrada la señal de referencia $R(s)$ y eliminando la señal de perturbación $D(s)$ se tiene,

$$I_o(s) = G_1 G_2(s) PI^*(s) \quad (3.26)$$

$$PI(s) = G_{PI}(s) E^*(s) \quad (3.27)$$

$$E(s) = R(s) - I_o(s) \quad (3.28)$$

Aplicando la transformada asterisco a las ecuaciones anteriores,

$$I_o^*(s) = G_1 G_2^*(s) PI^*(s) \quad (3.29)$$

$$PI^*(s) = G_{PI}^*(s) E^*(s) \quad (3.30)$$

$$E^*(s) = R^*(s) - I_o^*(s) \quad (3.31)$$

Sustituyendo (3.30) y (3.31) en (3.29) se obtiene la función de transferencia asterisco,

$$\frac{I_o^*(s)}{R^*(s)} = \frac{G_1 G_2^*(s) G_{PI}^*(s)}{1 + G_1 G_2^*(s) G_{PI}^*(s)} \quad (3.32)$$

o en términos de la transformada Z

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = \frac{G_1 G_2(z) G_{PI}(z)}{1 + G_1 G_2(z) G_{PI}(z)} \quad (3.33)$$

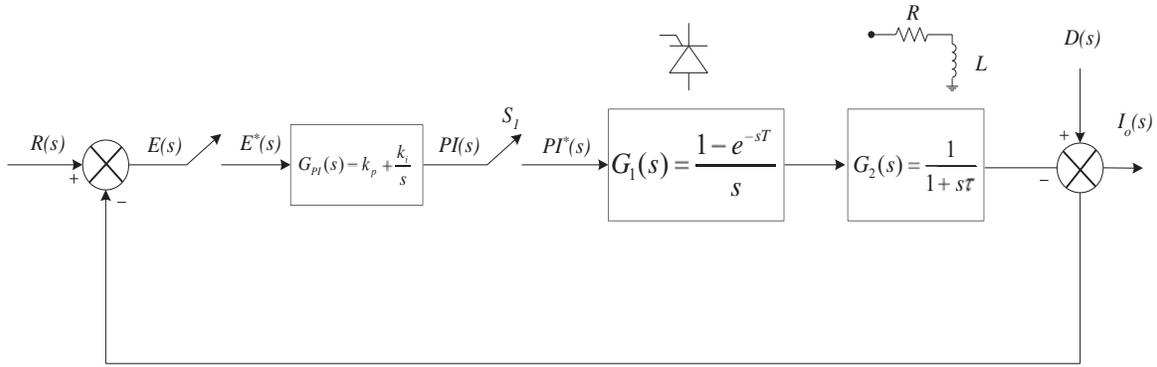


Figura 3.5 Sistema de control de lazo cerrado

La función de transferencia del controlador PI se define como,

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.34)$$

y pasando al dominio discreto se tiene,

$$G_{PI}(z) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} \quad (3.35)$$

Además, del análisis de lazo abierto se encontró la función de transferencia $G_1 G_2(z) = \frac{1-a}{z-a}$, la cual se sustituye en la Ecuación (3.33) junto con (3.35),

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = \frac{\left[\frac{1-a}{z-a} \right] \left[k_p + \frac{z}{z-1} k_i \right]}{1 + \left[\frac{1-a}{z-a} \right] \left[k_p + \frac{z}{z-1} k_i \right]} \quad (3.36)$$

Desarrollando la ecuación (3.36),

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = \frac{1-a \left[k_p + k_i \frac{z}{z-1} \right]}{z^2 - \left[k_i \frac{z}{z-1} + k_p \right] z + k_p \frac{z}{z-1} + a} \quad (3.37)$$

En el trabajo desarrollado por [Luo y Hill 1985] se proponen los valores de las ganancias del controlador de tal manera que la función transferencia pulso sea un simple retardo. Además, esta función de transferencia permite que el sistema en lazo cerrado responda rápidamente a perturbaciones externas. Los valores propuestos son los siguientes,

$$k_i = 1 \qquad k_p = \frac{a}{1-a} \qquad (3.38)$$

Sustituyendo los valores de k_p y k_i en la Ecuación (3.37) y simplificando se tiene,

$$\frac{I_o(z)}{R(z)} = \frac{z-a}{z \ z-a} = \frac{1}{z} \qquad (3.39)$$

Para considerar el efecto de la perturbación, la señal de referencia se hace cero y se obtiene la función de transferencia pulso del sistema, la cual esta definida por [Luo y Hill 1985],

$$\frac{I_o(z)}{D(z)} = \frac{1}{1+G_{PI}(z)G_1G_2(z)} \qquad (3.40)$$

Sustituyendo los valores de $G_{PI}(z)$ y $G_1G_2(z)$ encontrados anteriormente se obtiene,

$$\frac{I_o(z)}{D(z)} = \frac{z-1}{z} \qquad (3.41)$$

De acuerdo a los resultados obtenidos en la ecuación (3.39) se determina que la respuesta del sistema ante una señal de referencia tipo escalón es un simple retardo, lo que significa que una vez aplicada la señal de control un instante T después alcanza la referencia. Mientras tanto la ecuación (3.41) determina que al aplicar una perturbación de tipo escalón a la salida, únicamente tendrá efecto sobre el sistema durante un instante de muestreo T . Esto se puede apreciar gráficamente en la Figura 3.6 (a)-(b).

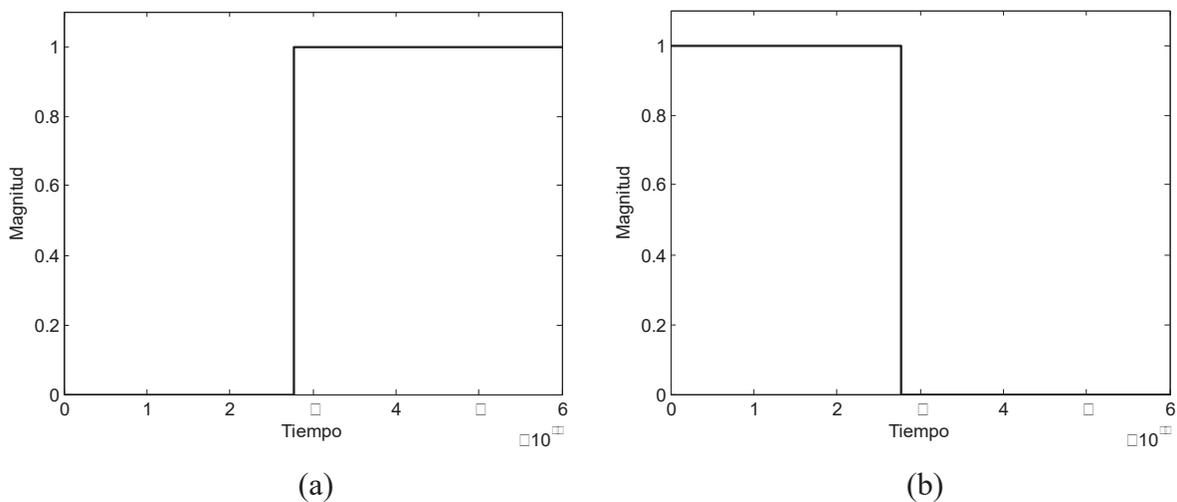


Figura 3.6 Respuesta del sistema ante una entrada escalón considerada como señal de (a).- Referencia y (b).- Perturbación.

3.2.4 Análisis de Estabilidad

Cuando el convertidor se opera en lazo abierto la función de transferencia pulso tiene únicamente un polo localizado en $P_1 = a$ el cual depende de la carga y del periodo de muestreo T y se ubica en la parte positiva del eje real del plano complejo Z (ver Figura 3.7 (a)). Por otra parte, la función de transferencia pulso de lazo cerrado se mostró en la Ecuación 3.37. Se puede apreciar que esta es compuesta por un cero y un par de polos, cuya posición en el plano complejo Z es determinada por la carga, el periodo de muestreo T y de las ganancias proporcional e integral (ver Figura 3.7(b)). Sin embargo, gracias al trabajo de [Luo y Hill 1985] es posible calcular las ganancias del controlador digital PI de tal manera que la función de transferencia pulso se vuelve un simple retardo (ver Ecuación 3.39), es decir el sistema tiene únicamente un polo en el origen, tal y como se muestra en la Figura 3.7 (c).

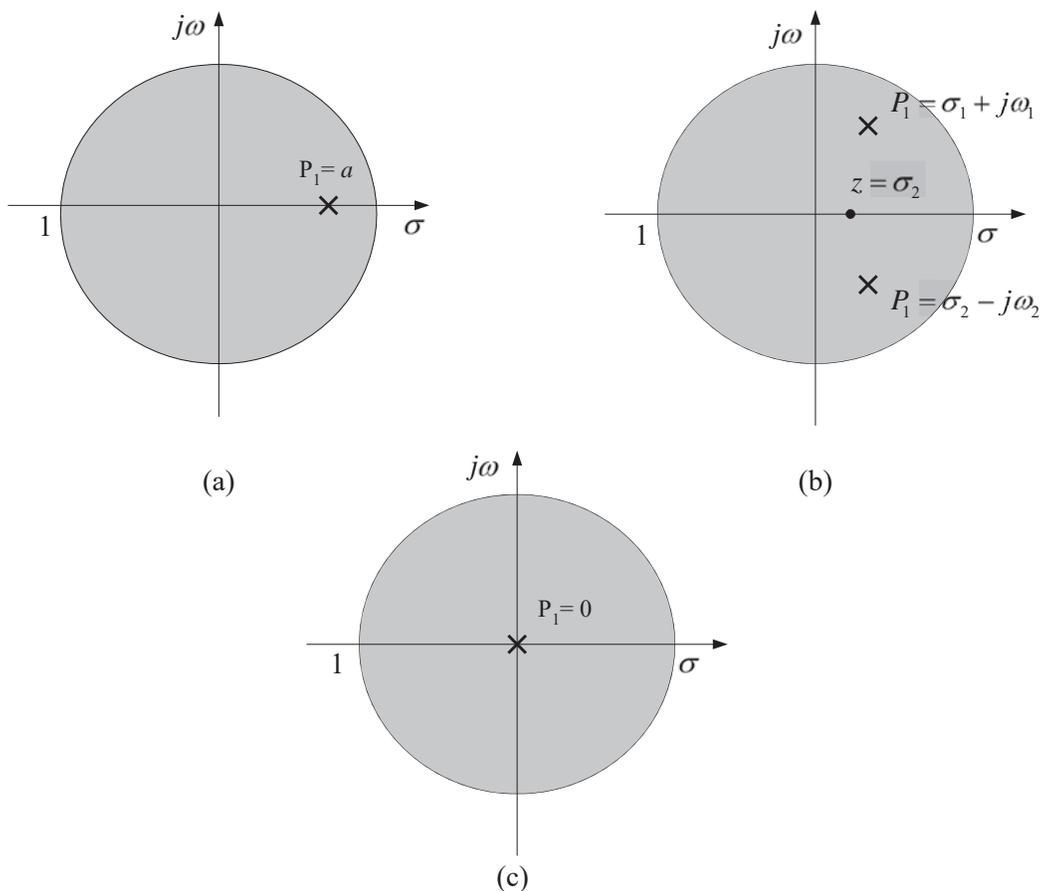


Figura 3.7 Posición de los polos y ceros en el plano complejo Z . (a).- Lazo abierto, (b).- Lazo cerrado (caso general), (c).- Lazo cerrado (caso particular).

3.3 Modelo en *Simulink*

Simulink es un paquete computacional que se ejecuta en *Matlab* para modelar, analizar y simular sistemas dinámicos. *Simulink* puede simular cualquier sistema que pueda ser definido por ecuaciones diferenciales y ecuaciones de diferencias. Esto significa que se puede modelar sistemas continuos en el tiempo, discretos en el tiempo o sistemas híbridos.

En la Figura 3.8 se muestra el modelo del sistema del convertidor controlado por tiristores cuando opera en lazo abierto. Este modelo cuenta con un convertidor de potencia, el cual puede ser configurado para operar con voltajes de alimentación monofásicos o trifásicos. Además, se puede elegir utilizar dispositivos que conmutan a la frecuencia de la línea (diodos y tiristores) o dispositivos de conmutación forzada (GTOs, IGBTs y MOSFETs). El disparo de los tiristores se logra utilizando un bloque adicional que lleva por nombre *Generador de Pulsos*. Este bloque tiene como entrada los voltajes de línea v_{ab} , v_{bc} y v_{ca} y el ángulo de disparo en grados $alpha_deg$. Este bloque genera la salida *pulses*, la cual contiene los pulsos para cada uno de los tiristores que conforman el convertidor. El funcionamiento de este bloque se basa en la determinación del cruce por cero de los voltajes de línea para retardar el ángulo de disparo del tiristor según el ángulo especificado en la entrada $alpha_deg$.

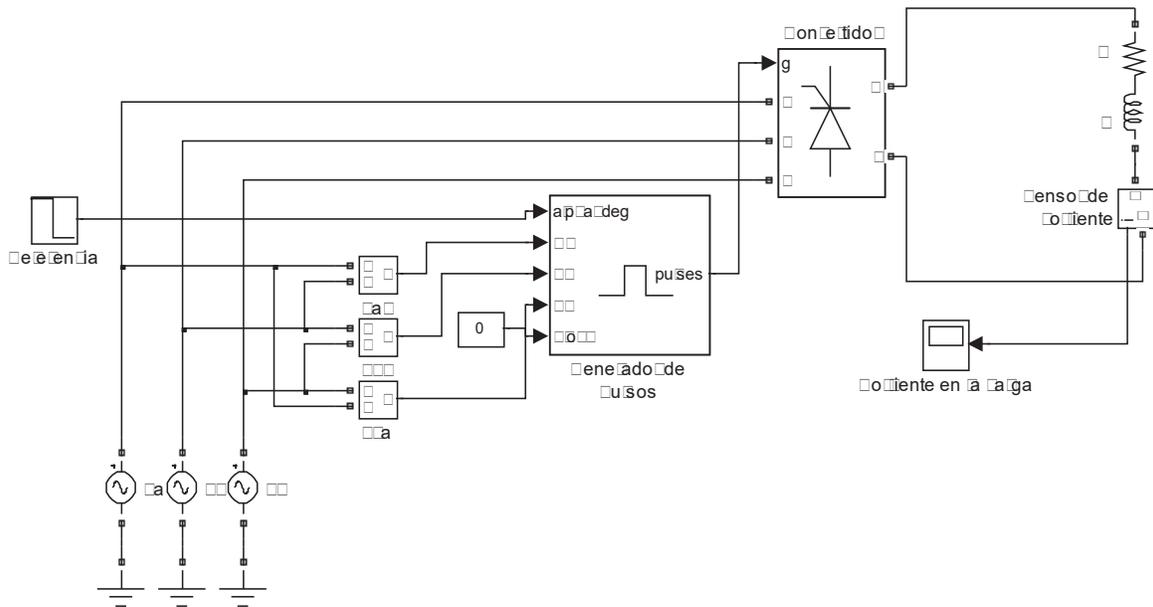


Figura 3.8 Convertidor operando en lazo abierto en *Simulink*.

La fuente de alimentación del convertidor es trifásica y se considera que el voltaje es puramente senoidal. La carga conectada a la salida del convertidor es del tipo RL. Además, se incluye un sensor de corriente conectado en serie con la carga con el propósito de obtener la forma de onda de la corriente. Por último, la señal de referencia es tipo escalón y toma valores de 0° a 180° .

Por otra parte el modelo en lazo cerrado se muestra en la Figura 3.9, el cual está integrado por los bloques descritos previamente y se incluyen los bloques adicionales para implementar el lazo de control. Se incluyen tres ganancias $G1$, $G2$ y $G3$, las cuales tienen como función acondicionar el valor de la corriente medida por el sensor a un valor entre 0 y 1, realizar una conversión de radianes a grados y acondicionar la señal de referencia a un rango entre 0 y 1, respectivamente. Se incorpora el bloque llamado *Controlador*, en el cual, se encuentra el controlador digital PI. Además, se agrega un punto de suma en el cual se realiza la comparación de la corriente medida con la señal de referencia la cual es tipo escalón.

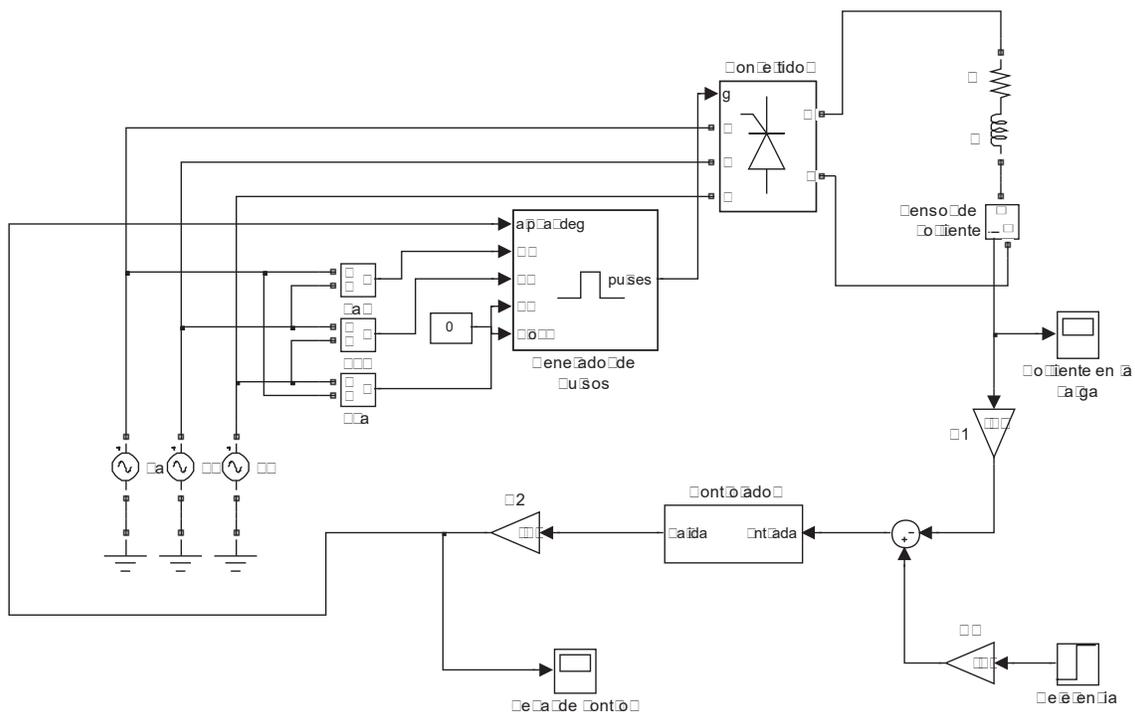


Figura 3.9 Convertidor operando en lazo cerrado en *Simulink*.

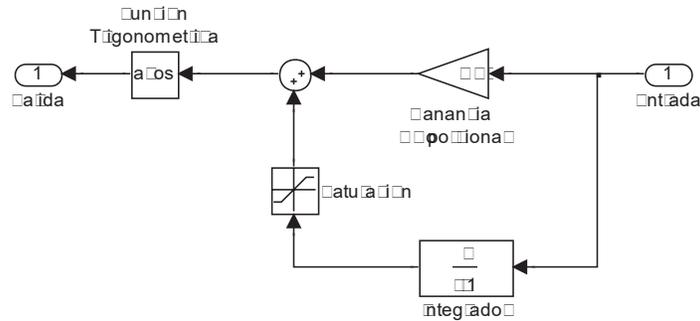


Figura 3.10 Controlador digital PI implementado en *Simulink*

El controlador digital PI se detalla en la Figura 3.10, en donde se observa que tiene como entrada la señal de error producida al comparar la corriente medida y la señal de referencia. Este error es afectado por una ganancia proporcional y un integrador con ganancia unitaria. El resultado es sumado y se pasa a través de la función trigonométrica arccoseno, la cual arroja una señal de control en radianes. Posteriormente, esta señal es convertida a grados y enviada al módulo *Generador de Pulsos*. Además, se incluye el bloque de *Saturación* a la salida del integrador con el propósito de evitar que la acción integradora alcance valores grandes y pueda evitar que el integrador entre en saturación.

3.4 Resultados de la Simulación de *Simulink*

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones cuando el convertidor opera en lazo abierto y en lazo cerrado. Para las simulaciones en lazo abierto se toman en cuenta los valores de resistencia e inductancia de la sección 3.2.2. Se realizan dos simulaciones en lazo cerrado, la primera de ellas para observar la respuesta al escalón del sistema y la segunda para determinar la respuesta del sistema ante una perturbación.

3.4.1 Resultados de la Simulación en Lazo Abierto.

Se presentan dos simulaciones utilizando un voltaje de alimentación de $185 V_{pico}$ para cada una de las fases. La señal de control es del tipo escalón y cambia de un ángulo de disparo de 180° a 0° grados en $t = 0.5$ seg. El valor de la carga para la primera simulación es $R = 90\Omega$ y $L = 0.24$ H, mientras que para la segunda simulación es de $R = 180\Omega$ y $L = 0.24$ H. Los resultados de las simulaciones se muestran en la Figura 3.11 (a)-(b).

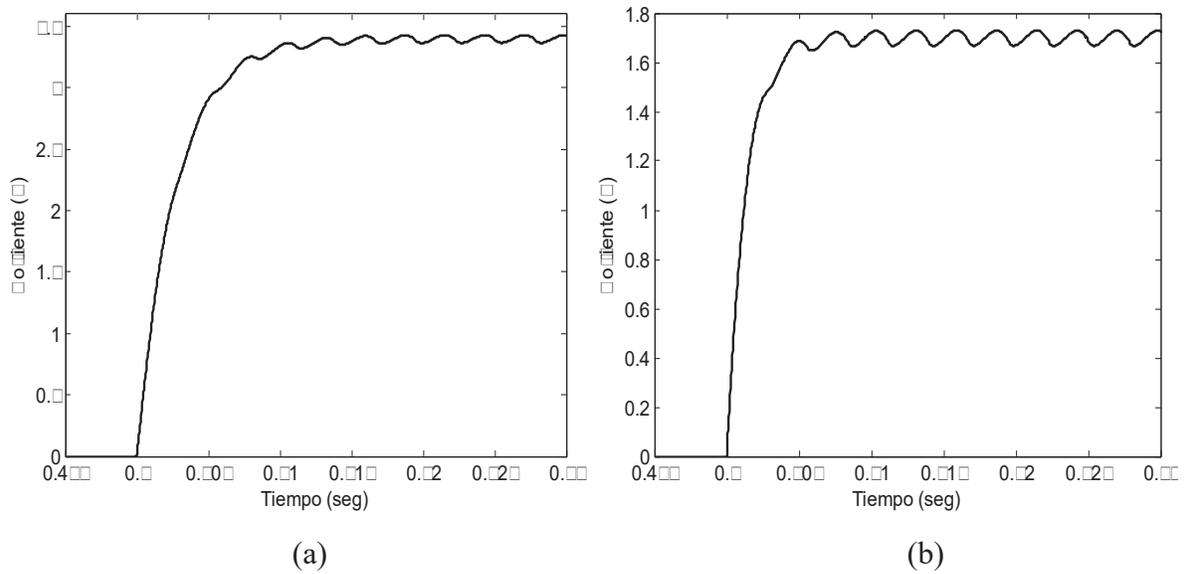


Figura 3.11 Corriente en la carga ante una entrada escalón (a).- $a = 0.3529$, (b).- $a = 0.1245$.

Al igual que en la sección 3.2.2 los resultados concluyen que para un valor mayor del parámetro a , la respuesta del sistema se hace más lenta. Sin embargo, para una mejor apreciación se presenta en la Figura 3.12 ambos resultados en valores por unidad y se compara con la respuesta al escalón de la Figura 3.4, la cual corresponde a la sección 3.2.2.

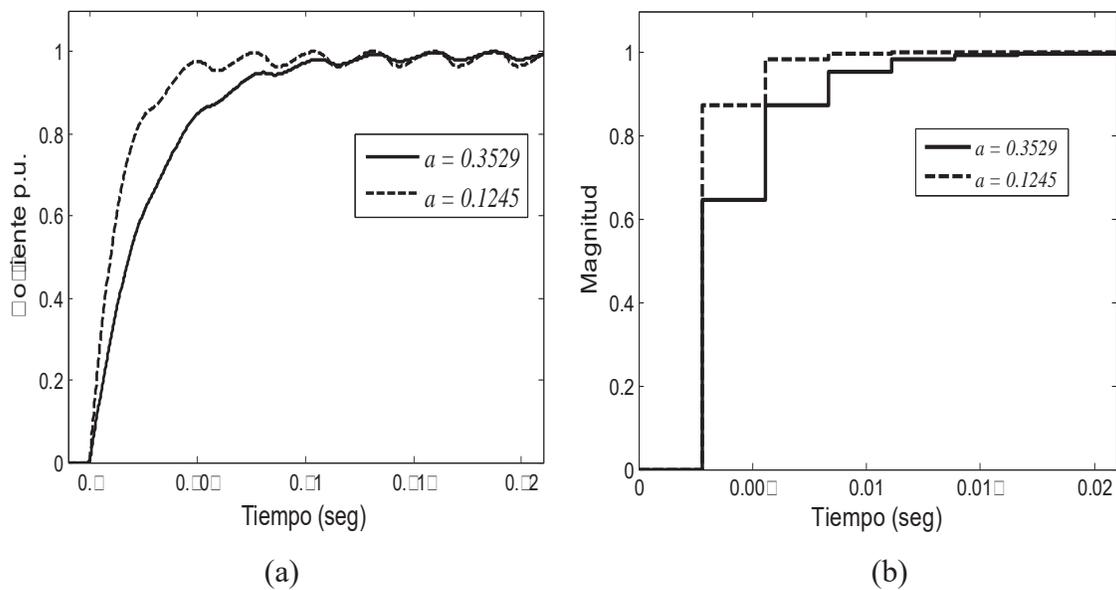


Figura 3.12 Respuesta al escalón en lazo abierto, (a).- Simulación, (b).- Modelado

Debido al rizado de la corriente en la Figura 3.12 (a) se complica medir el tiempo en que ésta alcanza la referencia, por lo tanto la medida será basada en el valor promedio de la corriente. El valor promedio del voltaje de CD para un ángulo de disparo $\alpha = 0^\circ$ y un voltaje de fase de $185 V_{pico}$ es $V_{da} = 305.88$ V. Por lo tanto, se puede calcular la corriente de CD para ambos casos, dando como resultado para la primera simulación de 3.3987 A y para la segunda simulación 1.6993 A. Con la constante de tiempo $a = 0.3529$ se alcanza la referencia en 0.516 seg. y para la constante de tiempo $a = 0.1245$ se alcanza en 0.5077 seg. Tomando como referencia $t = 0.5$ seg. el cual corresponde al tiempo en que se aplica el escalón, se determina que el lapso de tiempo en alcanzar el estado estable para la simulación con $a = 0.3529$ es 0.16 seg. y para la simulación con $a = 0.1245$ es 0.077 seg., los cuales se aproximan a los encontrados en la sección 3.2.2 cuyos valores son 0.0167 y 0.008333 segundos respectivamente.

3.4.2 Resultados de la Simulación en Lazo Cerrado

En esta sección se presenta la respuesta del sistema ante una entrada escalón. Se tiene una carga RL cuyos valores son $R = 90\Omega$ y $L=0.24H$. El periodo de muestreo del sistema es de $T = 2.777mseg$. La señal de referencia que se aplica al sistema puede tener un valor mínimo de cero y un valor máximo de 3.3987 A. En esta simulación se utiliza como señal de referencia una entrada tipo escalón de un valor de 1 A a un valor de 2.37 A en $t = 0.5$ seg. Las ganancias proporcional e integral se calculan con la Ecuación (3.38) con el propósito que el sistema se comporte como un retardo, dando como resultado $K_p = 0.5453$ y $K_i = 1$. Se puede apreciar en la Figura 3.13 que la corriente promedio en la carga se mantiene en un valor de 1 A hasta antes de 0.5 seg. Después de 0.5 seg. la señal de referencia cambia, ocasionando un incremento en la corriente, la cual alcanza un valor de 2.37 A. Con las ganancias calculadas anteriormente se espera que la corriente pase de un estado a otro en solamente un periodo de muestreo T . Esto se puede apreciar más claramente a partir de la señal de control la cual se muestra gráficamente en la Figura 3.14. La señal de control hasta antes del cambio de referencia es cercana a 70° , una vez que ocurre el cambio de referencia la señal de control cambia a un valor cercano a 20° y posteriormente se estabiliza en 45° . Para observar el comportamiento de la corriente en estado estable se incrementa el tiempo de simulación a un valor de 10 seg. (ver Figura 3.15)

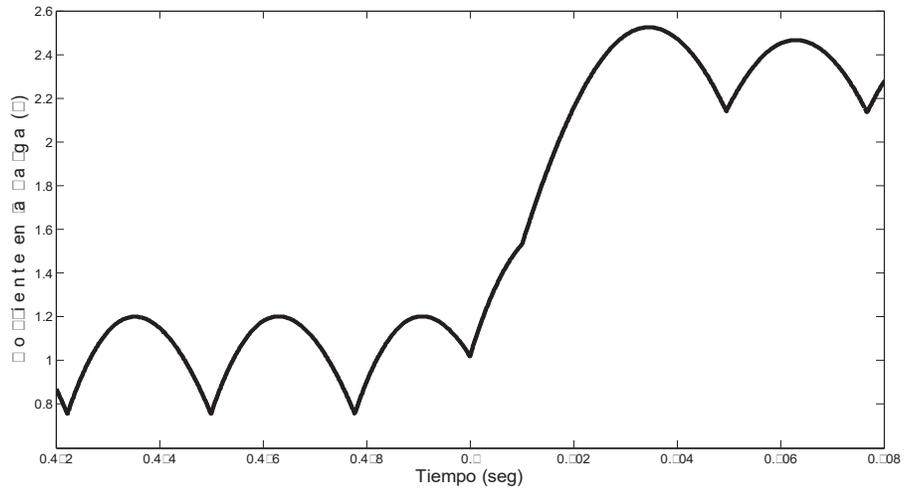


Figura 3.13 Corriente en la carga ante una entrada escalón

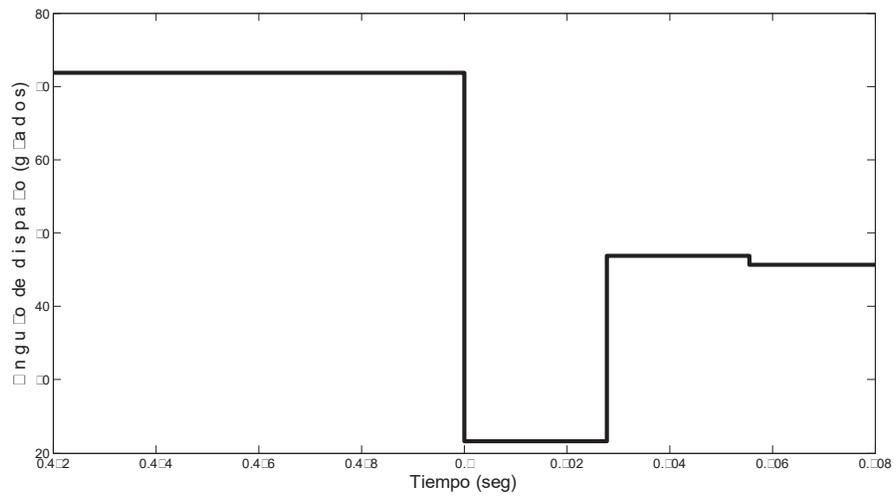


Figura 3.14 Señal de control

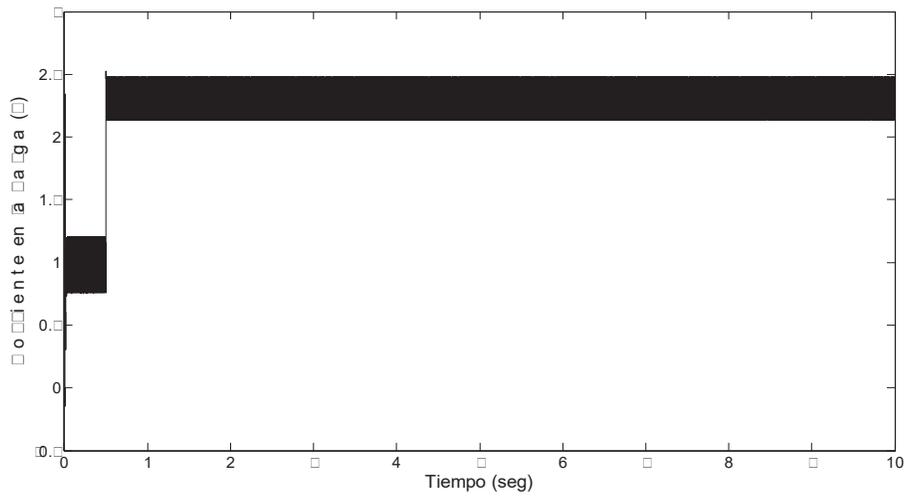
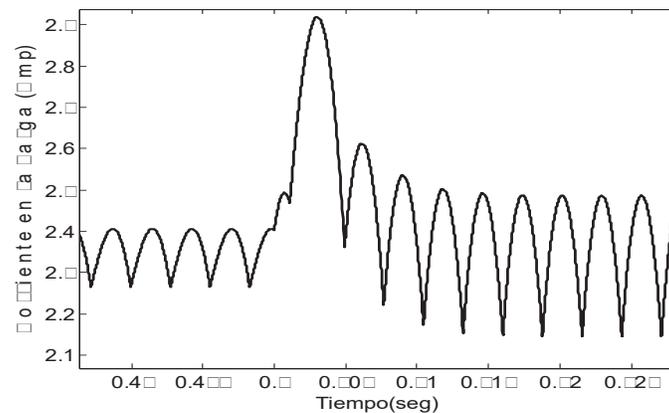
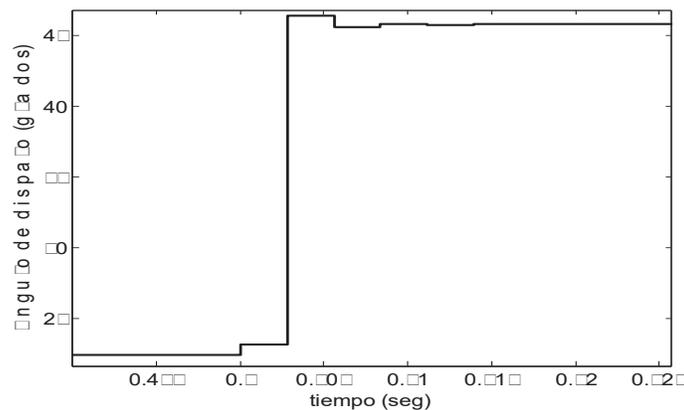


Figura 3.15 Corriente en la carga en estado estable

A continuación se presenta en la Figura 3.16 la respuesta del sistema ante una perturbación, la cual puede ser vista de forma práctica como un cambio en el par de un motor controlado por corriente. La perturbación se simula con un cambio súbito de carga la cual debe mantener la constante de tiempo ya que éste parámetro es fundamental en el cálculo de las ganancias del controlador. La simulación se inicia con una carga RL con valores $R = 120 \Omega$ y $L=0.32$ H. Posteriormente en $t = 0.5$ seg. la carga cambia a $R = 90\Omega$ y $L = 0.24$ H. El voltaje de alimentación es de $185 V_{pico}$ por fase y la referencia se mantiene en un valor de 2.37 A durante toda la simulación. Se observar en la Figura 3.16(b) que la perturbación ocurre en 0.5 seg. y un periodo de muestreo T después la señal de control es prácticamente el valor necesario para mantener la corriente en la referencia requerida. En la Figura 3.16(a) se presenta la forma de onda de la corriente, en donde se observa que el rizado de la corriente presenta un transitorio en el momento de la perturbación.



(a)



(b)

Figura 3.16 Respuesta del sistema ante una perturbación en (a).- la corriente en la carga y (b).- la señal de control

3.5 Implementación en Prototipo

En las dos secciones anteriores se llevó a cabo el análisis matemático y por simulación del convertidor de tiristores de CA a CD operando en lazo abierto y en lazo cerrado. En esta sección se presenta la implementación del prototipo del convertidor de tiristores controlado por un DSC. El *hardware* del prototipo está constituido principalmente por un convertidor en base a tiristores (SKKT 42/12E), los módulos de disparo de tiristores (SKPC-200-240), los potenciómetros digitales (X9110), la etapa de los sensores (transformadores reductores, sensor NT-15) y la etapa de acondicionamiento de señal. El *software* del prototipo se concentra en el DSC F28335 de *Texas Instruments*, el cual tiene el trabajo de monitorear y controlar el convertidor a través de tareas tales como el muestreo de señales, filtrado digital, detección de cruce por cero de los voltajes de línea, implementación del controlador digital PI y cálculo y envío de las acciones de control. En la Figura 3.17 se muestra su diagrama de bloques.

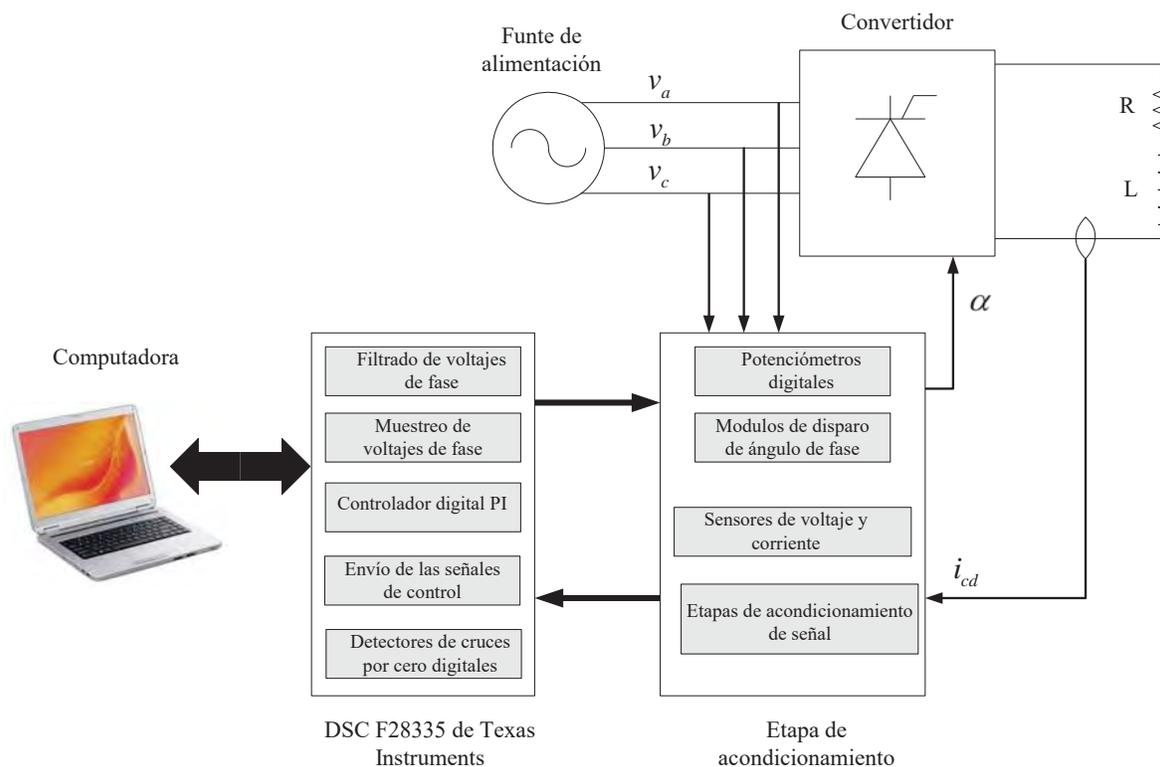


Figura 3.17 Diagrama de bloques de la implementación basada en el DSC F28335 de *Texas Instruments*

3.5.1 Filosofía de la Plataforma DSC

Los procesadores digitales de señales (DSPs) son microprocesadores específicamente diseñados para desarrollar tareas de procesamiento digital de señales, las cuales consisten en manipular matemáticamente los datos previamente convertidos a un formato digital. Hoy en día el procesamiento digital de señales desempeña un importante papel en campos como el espacial, comercial, médico, telefónico, militar, industrial y científico. Además, se encuentra estrechamente ligado a la teoría de comunicaciones, análisis numérico, procesamiento analógico de señales, electrónica analógica y electrónica digital [Smith 1999]. Esta diversidad del procesamiento digital de señales ocasiona problemas al momento de elegir un DSP ya que se deben tomar en cuenta características relacionadas al formato de dato a manipular, consumo de energía, cantidad y tipo de periféricos, lenguaje de programación, desempeño y costo [Eyve y Bier 2000].

Históricamente, se han usado microcontroladores o DSPs para el control de motores o el procesamiento de señales. Ambas alternativas han proporcionado buenos resultados, cada una con sus fortalezas y debilidades. Los periféricos del microcontrolador como convertidores ADC y PWM dan mayor flexibilidad y requieren menos componentes externos. Por su parte, el DSP está mejor equipado para realizar cálculos complejos necesarios en las aplicaciones de control de sistemas.

En el último año, han surgido nuevos dispositivos que combinan las ventajas del microcontrolador y el DSP, con el objeto de ofrecer una solución completa e integrada. Los controladores digitales de señales DSCs combinan la funcionalidad de control, una capacidad de programación más simple y las capacidades periféricas del microcontrolador con arquitectura DSP. Por lo tanto, el DSC puede realizar los cálculos necesarios para proporcionar un control altamente eficiente y preciso. La Figura 3.18 resume los diferentes tipos de dispositivos controladores y la inclusión de la nueva arquitectura del DSC.

En este trabajo de tesis se optó por utilizar el DSC F28335 debido a que es un dispositivo de última generación orientado específicamente para aplicaciones de control en tiempo real y que cuenta con las características de un DSP y microcontrolador. Lo que lo hace una herramienta muy potente al momento de desarrollar cualquier aplicación, permitiendo realizar el procesamiento digital de las señales e implementar técnicas de control sofisticadas.

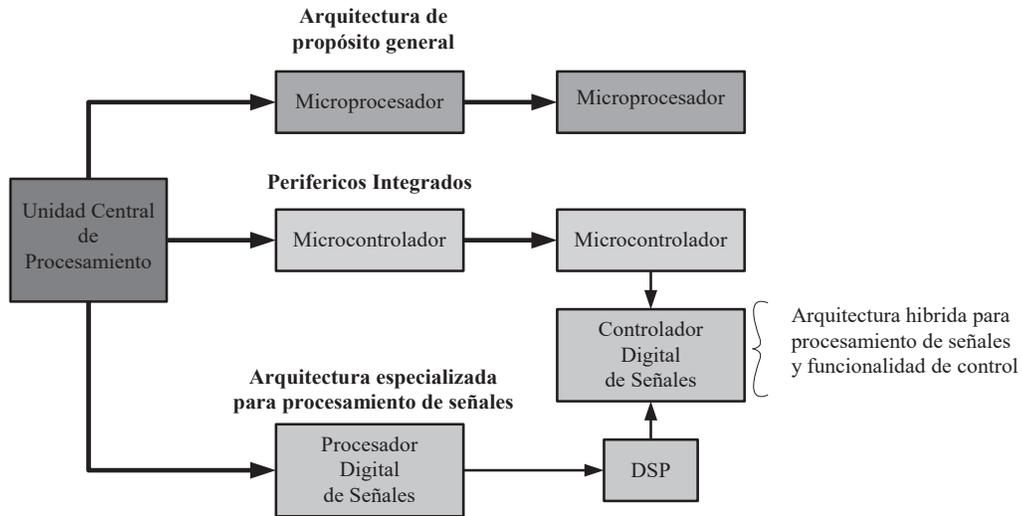


Figura 3.18 Arquitectura del controlador digital de señales DSC

3.5.1.1 La Tarjeta de Desarrollo eZdsp™ F28335

La aplicación implementada en este trabajo se basa en la tarjeta de desarrollo de *Spectrum Digital eZdsp™ F28335*. Esta tarjeta es una excelente plataforma para el desarrollo y puesta en marcha de *software* para el DSC. Las características más importantes de la tarjeta incluyen el controlador digital de señales TMS320F28335, velocidad de operación de 150 MHz, interfaces de conexión RS-232 y CAN 2.0, conectores de expansión, conexión USB y adaptador de CA a CD de 5 volts (ver Figura 3.19) [Spectrum Digital 2007].

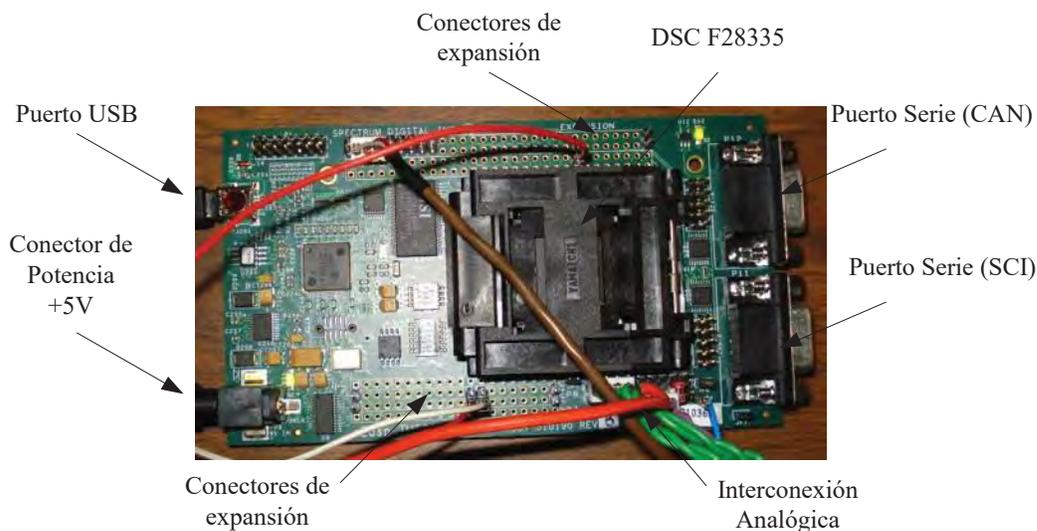


Figura 3.19 Tarjeta de desarrollo eZdspF28335

El *software* de evaluación y desarrollo proporcionado por el fabricante es el *Code Composer Studio™*, *Version 3.3*. Este *software* tiene un ambiente amigable para el usuario basado en una interfaz gráfica y esta dotado de herramientas que permiten crear código, depurarlo, analizarlo y verificar su desempeño.

Para generar código de alto desempeño se cuenta con un compilador C, el cual produce código ensamblador pequeño y rápido de ejecutar. La escritura del código fuente puede ser desarrollada de manera independiente ya sea en ensamblador o C, lo que permite una programación modular. Posteriormente, con la ayuda del *linker* todos estos módulos son unidos para formar un solo programa fuente. Tiene la opción de realizar simulaciones, aún cuando no se tenga acceso a una tarjeta de desarrollo. Gracias a la herramienta de intercambio de datos en tiempo real (RTDX™) es posible intercambiar datos entre la tarjeta y la computadora sin detener la aplicación de manera bidireccional. Esto permite al desarrollador adquirir datos de la aplicación para su visualización o simular la entrada de datos al dispositivo. En la Figura 3.20 se muestra la interfaz gráfica del *Code Composer Studio* y se señalan cada una de las áreas que la integran [Code Composer 2006].

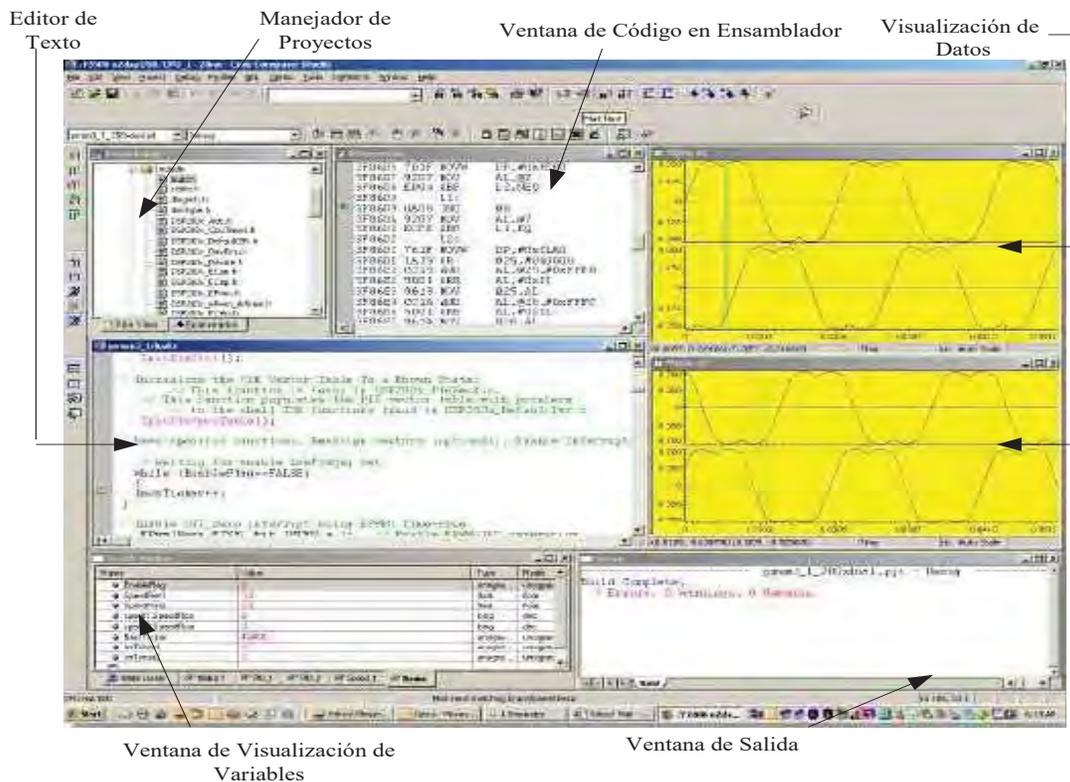


Figura 3.20 Interfaz gráfica del *Code Composer Studio*.

3.5.1.2 El DSC TMS320F28335

El DSC TMS320F28335 es miembro de la nueva generación de DSC TMS320C28X™ de *Texas Instruments* ideales en la solución de aplicaciones de control de alto desempeño. Algunas de sus características más importantes son: dispositivo de tecnología CMOS, maneja una precisión de punto flotante de 32 bits, cuenta con 256K x 16 de memoria Flash, 34K x 16 de memoria SARAM y 1K x 16 OTP ROM, 84 entradas y salidas de propósito general compartidas (GPIOs). Además, cuenta con 8 interrupciones externas, 6 salidas PWM, 6 entradas de capturas de eventos, 3 temporizadores de la CPU de 32 bits, 9 puertos seriales (2 puertos eCAN, 3 puertos SCI, 2 puertos McBSP, 1 puerto SPI y un puerto I2C) [F28335 2007].

3.5.2 Modo de Programación

Los programas implementados en la tarjeta de desarrollo eZdsp™ F28335 se basan en la creación de un proyecto en el Code Composer Studio. Este proyecto se conforma de tres clases de archivos: archivos con código fuente, archivos *include* y archivos de comando para el *linker*. Los archivos fuente son segmentos de código en C/C++ o ensamblador y tienen la extensión .c y .asm, respectivamente. Los archivos *include* se conforman por estructura desarrolladas en C/C++ que permiten acceder a los registro internos de los periféricos del DSC y son llamados archivos *headers*. Los archivos de comandos para el *linker* se encargan de especificar las secciones de memoria donde el *linker* coloca las secciones de datos y de código. Además, asignar las secciones en la memoria de datos, para las estructuras que conforman los registros definidos en los archivos *headers*.

Por otro lado, el proceso de desarrollo de un programa implica realizar como primer paso la inicialización de la tarjeta, lo cual requiere definir cuestiones como la frecuencia del sistema, modos de operación, configuración de las entradas y salidas de propósito general (GPIOs), así como definir las secciones de memoria a utilizar. Estos pasos requieren desarrollar archivos con código fuente, archivos de comandos para el *linker*, y en su caso, si se requiere, archivos *headers*. Sin embargo, esto no es un problema ya que *Texas Instruments* tiene a disposición la ayuda necesaria para comenzar una aplicación sin la necesidad de que el desarrollador comience su proyecto desde las bases. Esta ayuda lleva por título “C2833x C/C++ Headers Files and Peripheral Examples Quick Start” y puede ser

usada como una herramienta de aprendizaje, o la base para el desarrollo de la plataforma dependiendo de las necesidades del usuario. Esta ayuda proporciona ejemplos en los cuales se muestran los pasos requeridos para inicializar el dispositivo y utilizar los periféricos del DSCF28335 y se basa en archivos *headers* conformados por estructuras que pertenecen a los registros de los periféricos. Además, estas estructuras contienen campos que pueden ser asignados con un nombre y tamaño, lo cual permite al compilador manipular ciertos elementos de un registro. A manera de ejemplo, en la Figura 3.21 se muestran los pasos para poner el *bit* TSS = 1, el cual corresponde al registro TCR del periférico CpuTimer0. Para lograr este objetivo es necesario escribir la instrucción “CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS=1”, la cual se puede realizar con estructuras, como se muestra en la Figura 3.21 (paso 1). Esta acción despliega todos los registros correspondientes a CpuTimer0 y se elige el registro TCR. Posteriormente, se despliegan las opciones para modificar todo el registro o un solo *bit* (paso 2). Por último, se elige el *bit* a modificar y se le asigna el valor deseado (paso 3).

Además de los *headers* se cuenta con archivos fuente desarrollados específicamente para cada periférico así como archivos de comando para el *linker* los cuales se encargan de organizar la memoria de datos y de programa. Esto proporciona al desarrollador una estructura base bien definida, organizada por secciones, la cual se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 3.22.

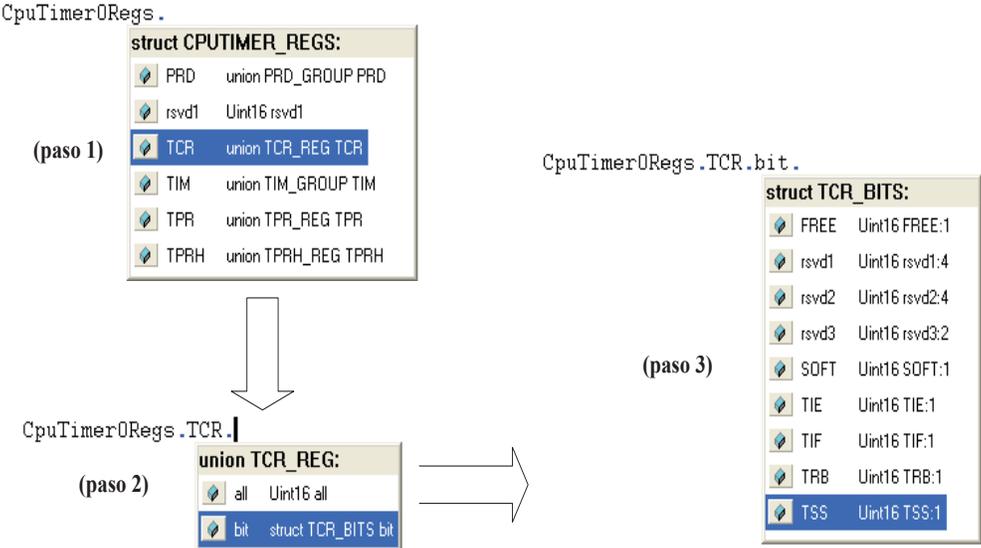


Figura 3.21 Manejo de estructuras en el *Code Composer Studio*

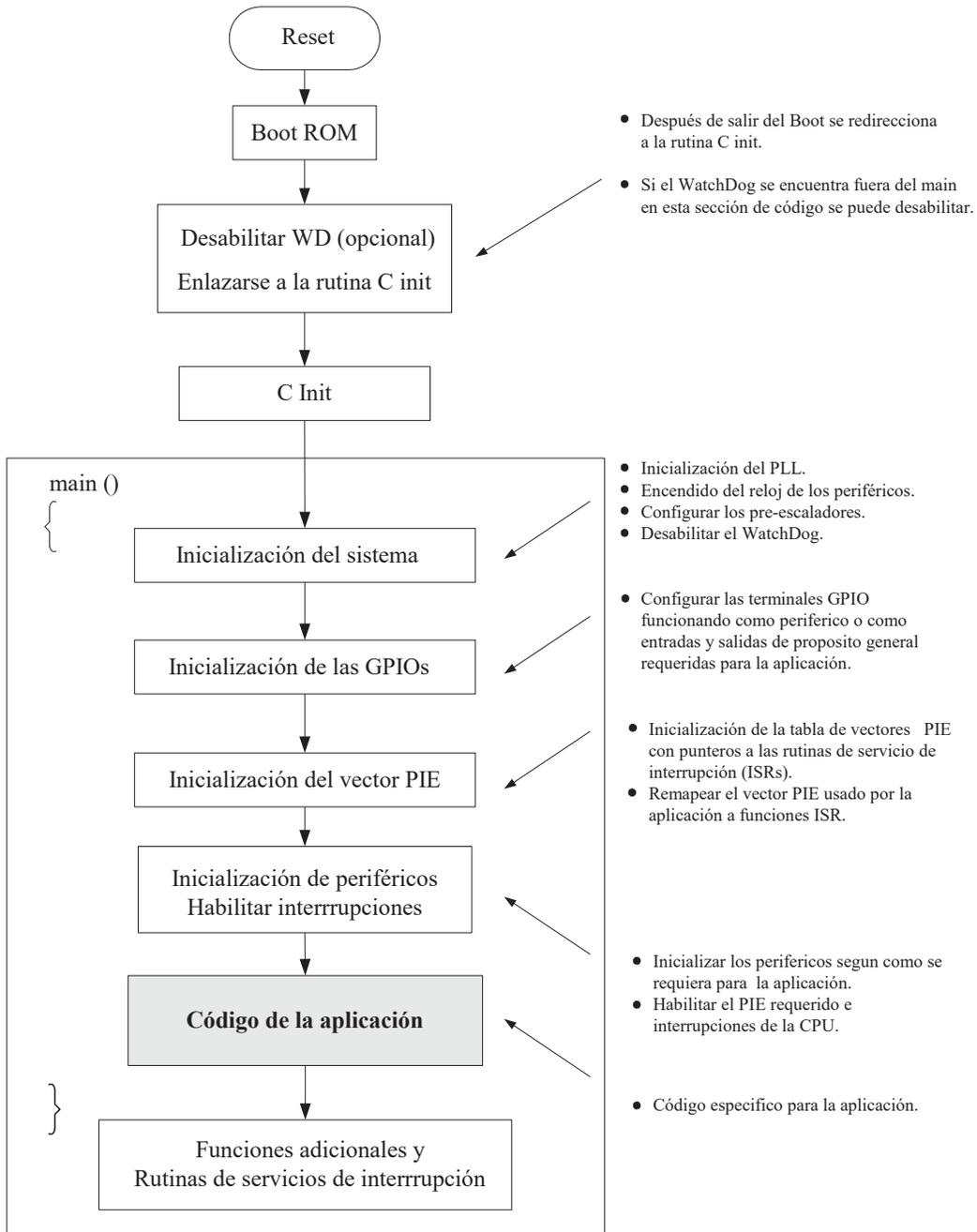


Figura 3.22 Diagrama de flujo utilizado en el desarrollo de programas.

3.5.3 Programa Desarrollado para el Prototipo.

El diagrama de flujo de la Figura 3.23 corresponde al código desarrollado en lenguaje C para operar el convertidor controlado por tiristores en lazo cerrado. El programa comienza con la inicialización del sistema y la declaración de variables. Posteriormente se espera hasta que ocurra (*Interrupción ADC*) y se inicia la conversión A/D de los voltajes de fase y de la corriente en la carga ($v_a[]$, $v_b[]$, $v_c[]$, $i_{cd}[]$). Cada uno de estos datos es almacenado en un vector de magnitud 50 y la posición que toma en el arreglo se rige por el valor del apuntador k . Enseguida se utiliza un filtro digital IIR tipo muesca con el propósito de extraer únicamente la componente fundamental de los voltajes de fase y se almacena el contenido en otros tres vectores ($v_{afil}[]$, $v_{bfil}[]$ y $v_{cfil}[]$). Con las componentes fundamentales de los voltajes de fase calculadas a la salida del filtro se calculan los voltajes de línea con una simple sustracción y se almacenan en los vectores ($v_{ab}[]$, $v_{bc}[]$ y $v_{ca}[]$). Estos voltajes permiten sincronizar el convertidor con el DSC ya que es conocido que la conmutación de los tiristores del convertidor ocurre con el cruce por cero de los voltajes de línea. Por lo tanto, el siguiente paso en el diagrama de flujo es determinar si alguno de los voltajes de línea sufre un cruce por cero. Para determinar el cruce por cero se comienza con el voltaje $v_{ca}[]$ y se evalúa si la expresión ($v_{ca}[k] * v_{ca}[k-1] < 0$) se cumple. Si es así, entonces ocurrió un cruce por cero y se utiliza el valor de $i_{cd}[k]$ para calcular la señal de control por medio de la función del controlador PI digital (PI). El resultado que se obtiene a la salida de la función es enviado al potenciómetro digital controlado por la entrada y salida de propósito general del DSC GPIO59. Posteriormente, se verifica si el apuntador no ha sobrepasado el límite del vector para poder incrementarlo. El siguiente paso lleva al inicio del programa y se espera a que una nueva conversión A/D se realice. Si el cruce por cero del voltaje v_{ca} no ocurre, entonces se verifica si el voltaje v_{bc} cruza por cero y, de ser así, la acción de control calculada se envía al potenciómetro conectado a la salida GPIO61. Si el cruce por cero del voltaje v_{bc} tampoco se cumplió, se verifica el voltaje v_{ab} y se envía la acción de control al potenciómetro controlado por la salida GPIO63. Es importante mencionar que se hace énfasis a las entradas y salidas de propósito general GPIO59, GPIO61 y GPIO63 debido a que estas terminales indican que potenciómetro toma el dato enviado por el puerto SPI.

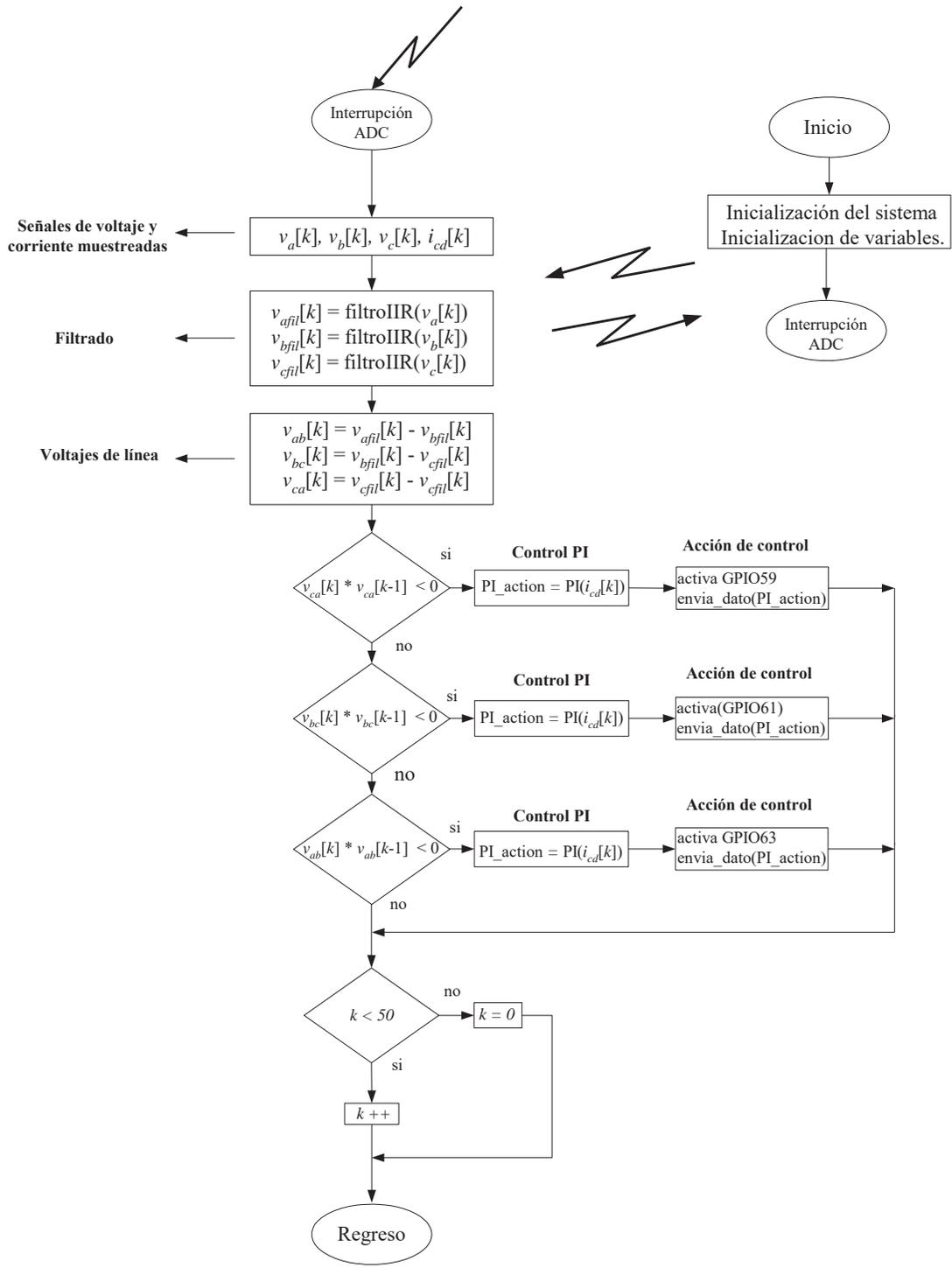


Figura 3.23 Diagrama de flujo del programa implementado en *Code Composer Studio*

3.5.3.1 El Convertidor Analógico a Digital

El convertidor Analógico a Digital (ADC) del DSC F28335 es un convertidor de 12 bits, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.24. Los circuitos analógicos más importantes que lo integran son: los multiplexores (MUXs), los circuitos muestreadores/retenedores (S/H), el convertidor A/D y los reguladores de voltaje, mientras que los circuitos digitales incluyen secuenciadores de conversión programables, registros de resultados y registros de control [CAD TI 2007].

El módulo ADC tiene 16 canales configurables como dos módulos independientes de 8 canales o conectados en cascada para formar un solo módulo de 16 canales. Contiene un solo módulo ADC de 12 bits y dos circuitos muestreadores retenedores (S/H). Cuenta con la capacidad de realizar muestreo simultáneo o secuencial. La magnitud de los voltajes analógicos en las entradas del ADC se encuentran en el rango 0-3 V. Cuenta con 16 registros de resultados para almacenar los valores de la conversión y son direccionados individualmente. El disparo de inicio de secuencia de conversión (SOC) puede realizarse de tres diferentes formas: por *software* (S/W), utilizando los módulos ePWM 1-6 o externamente usando la GPIO XINT2. Además, es posible usar un control flexible de interrupción, permitiendo una petición de interrupción al CPU cada fin de secuencia de conversión (EOS).

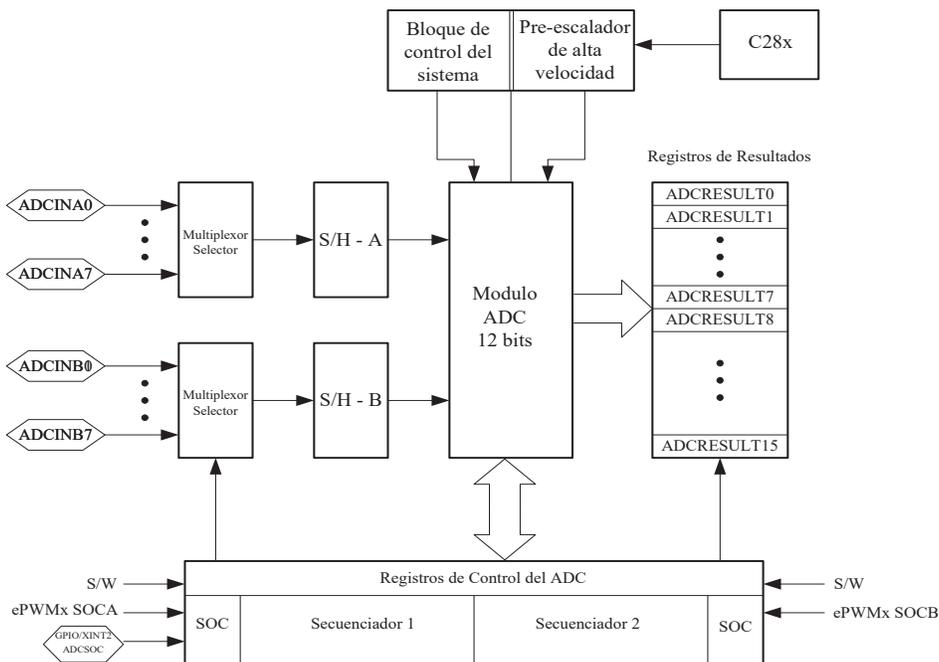


Figura 3.24 Diagrama de bloques del ADC

El ADC posee una gran flexibilidad ya que puede ser configurado de diferentes maneras dependiendo de las necesidades del usuario. En este trabajo el ADC es configurado para operar como un solo módulo de 16 canales y realizando un muestreo secuencial. El disparo de inicio de secuencia de conversión es realizado por *software* y controlado por el módulo ePWM1.

Para describir más claramente la configuración del ADC para nuestra aplicación, el diagrama de bloques del ADC es redibujado y se muestra en la Figura 3.25. En este trabajo se utilizan únicamente las entradas (ADCINA0-ADCINA3) en las cuales se conectan las señales de los voltajes de fase y corriente en la carga provenientes de las etapas de acondicionamiento de señal. El registro MAX_CONV1 es cargado con el valor (0x03h) lo cual significa que al momento del disparo de inicio de secuencia únicamente muestrea los canales que se encuentre en los registros (CONV00-CONV03), cuyos valores son CONV00 = 0x00h, CONV01 = 0x01h, CONV02 = 0x02h y CONV03 = 0x03h, lo cual corresponde a los canales previamente mencionados. El resultado de la conversión es guardado en los registro (ADCRESULT0-ADCRESULT03) conforme al orden previamente mencionado. La señal de disparo de inicio de conversión (SOC) se proporciona vía *software* y la frecuencia con que se envía se controla con el módulo ePWM1.

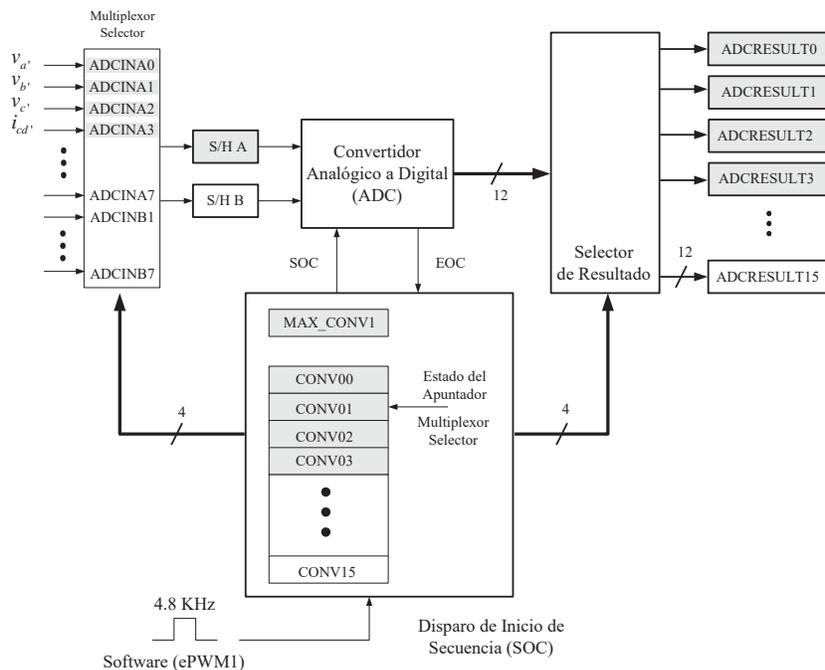


Figura 3.25 Diagrama de bloques del ADC en modo cascada y muestreo secuencial

3.5.3.2 El Puerto de Comunicación SPI

El puerto (SPI) es un puerto de entrada y salida, serial, síncrono y de alta velocidad que permite desplazar un flujo de datos dentro y fuera del dispositivo. El SPI es usado normalmente como comunicación entre el DSC y periféricos externos tales como registros de corrimiento, convertidores A/D, convertidores D/A o potenciómetros digitales. Este puerto soporta comunicación con varios dispositivos y puede operar como maestro o esclavo y cuenta con 125 velocidades de transferencia de datos (*Baud rate*) [SPI TI 2006].

La Figura 3.26 resume la operación del puerto SPI. En el modo de operación normal se involucran únicamente tres registros y tres terminales en la transferencia de datos. El registro SPITXBUF es utilizado para enviar un dato al exterior, mientras que el registro SPIRXBUF tiene como función almacenar el dato que ingresa. El registro SPIDAT sirve como registro de corrimiento ya que almacena el dato a enviar y el dato recibido durante la transferencia. La terminal SPISIMO conecta la salida del puerto SPI con la entrada del dispositivo o dispositivos externos y es utilizada para alojar el dato en el registro SPIDAT. La terminal SPISOMI conecta la salida de los dispositivos externos con la entrada del puerto SPI y es utilizada para ingresar el dato al registro SPIDAT. La terminal SPICLK rige la velocidad y momento de la transferencia de los datos y es conectada a la señal de reloj de los dispositivos externos. La velocidad, polaridad y fase de la señal de reloj con que se configura el reloj del puerto SPI dependen directamente de las características de los dispositivos externos y se logra a partir de sus registros de control.

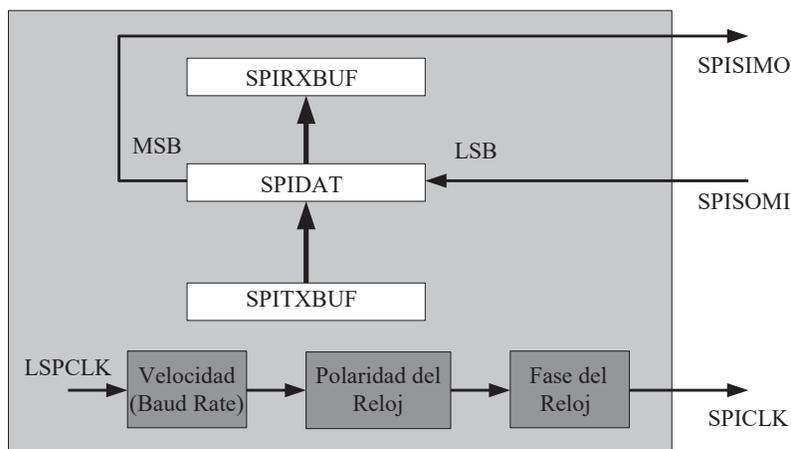


Figura 3.26 Diagrama de bloques del puerto SPI operando en modo normal

La transferencia de datos en el puerto SPI comienza al escribir un dato en el registro SPITXBUF y posteriormente el contenido en este registro es transferido al registro SPIDAT (ver Figura 3.26). Cuando el dato llega al registro SPIDAT el puerto SPI se encuentra listo para iniciar la transferencia. La transferencia comienza con el envío del *bit* más significativo (MSB) del dato en SPIDAT a través de la terminal SPISIMO, seguido de un corrimiento a la izquierda en SPIDAT. El lugar que quedó vacío en SPIDAT es ocupado por el *bit* (MSB) del dato a recibir a través de la terminal SPISOMI. Los siguientes *bits* a transferir son llevados fuera y dentro del dispositivo de la misma manera y a una velocidad regida por la señal del reloj del puerto SPI. Cuando la transferencia de datos termina, el reloj se detiene y el dato recibido en SPIDAT se transfiere a SPIRXBUF. En este punto el registro SPIDAT se encuentra vacío para comenzar una nueva transferencia, pero se debe tener cuidado de leer el contenido en SPIRXBUF ya que si no se ha leído antes de terminar la siguiente transferencia, el dato será sobrescrito y se perderá la información.

Este modo de operación es utilizado para la comunicación con los potenciómetros digitales utilizados en este trabajo en un esquema Maestro/Esclavos. Se configura con una velocidad de transferencia de 528.169 kbps, polaridad positiva, sin retardo de fase y un tamaño de dato de 16 bits. Estos datos son elegidos a partir de las características de los potenciómetros digitales.

3.5.3.3 El Filtro Digital Tipo Muesca y la Detección de Cruce por Cero

Una tarea importante dentro del diseño del sistema de control es la sincronización del DSC con el convertidor. Esta tarea se logra a partir de los cruces por cero de los voltajes de línea que alimentan al convertidor. Comúnmente esta tarea se realiza con filtros y circuitos comparadores. Sin embargo, en este trabajo se opta por explotar las características de procesamiento digital de señales y manejo de aritmética de punto flotante del DSC. Gracias a estas características se implementa un detector de cruce por cero digital, compuesto de una etapa de filtrado como la mostrada en la Figura 3.27, la cual permite obtener de forma eficiente la componente fundamental de los voltajes de fase previamente muestreados y sin ningún corrimiento de fase. Posteriormente, con las componentes fundamentales de cada uno de los voltajes de fase se calculan los voltajes de línea con una simple substracción.

Estos voltajes de línea se encuentran libres de armónicas y ruido, por lo cual el cruce por cero se puede determinar al detectar un cambio de signo.

El esquema de filtrado considera que los voltajes de fase están compuestos de armónicas y ruido. Los voltajes se hacen pasar por un filtro tipo muesca, el cual se encarga de eliminar únicamente la componente fundamental, dejando a la salida del filtro una señal compuesta por ruido y armónicas. Esta señal es restada de la señal original dando como resultado la cancelación de las armónicas y ruido, obteniéndose únicamente la componente fundamental.

La función de transferencia en el dominio Z del filtro digital tipo muesca se define como [Anant 2005],

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{1 - 2 \cos \omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos \omega_0 z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (3.42)$$

o en forma de ecuaciones de diferencias,

$$y[k] = u[k] - 2 \cos \omega_0 u[k-1] + u[k-2] + 2r \cos \omega_0 y[k-1] - r^2 y[k-2] \quad (3.43)$$

donde:

$\omega_0 = \frac{2\pi f_c}{f_s}$ es la frecuencia central del filtro en radianes.

f_c es la frecuencia central del filtro en Hz.

f_s es la frecuencia de muestreo en Hz.

r controla el ancho de banda del filtro.

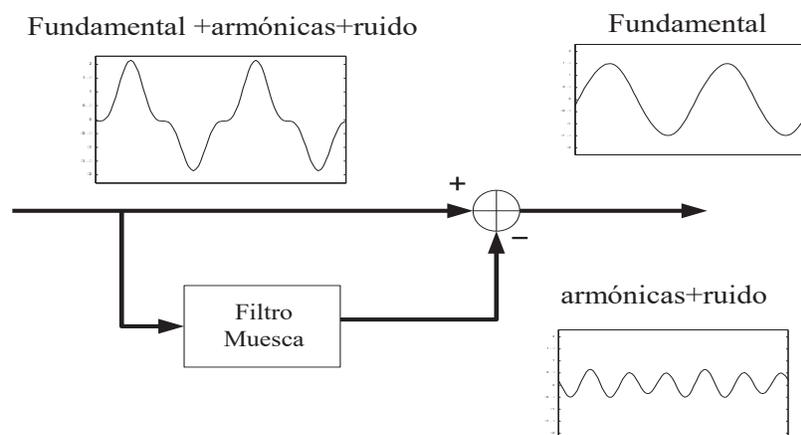


Figura 3.27 Diagrama de bloques del esquema de filtrado implementado en el DSC

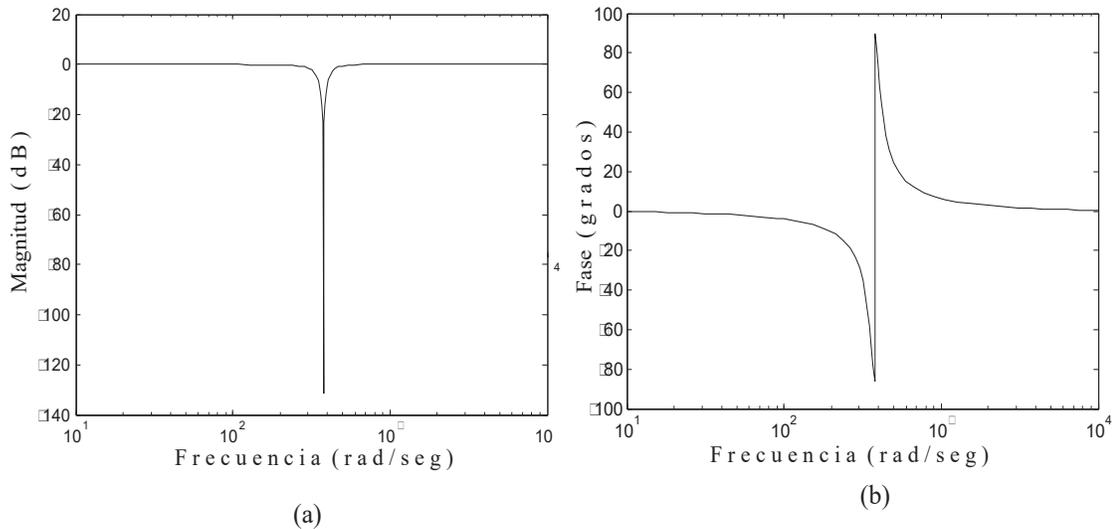


Figura 3.28 Respuesta a la frecuencia del filtro muesca para (a).- Magnitud y (b).- Fase.

La Figura 3.28 muestra la respuesta a la frecuencia del filtro tipo muesca implementado en este trabajo con $r = 0.99$ (recomendado en [Anant 2005]) y una frecuencia central $\omega_0 = 0.025\pi$. Dicha frecuencia se obtiene con el valor en Hz de la frecuencia central $f_c = 60$ Hz y la frecuencia de muestreo $f_s = 4800$ Hz.

En la Figura 3.28 se puede apreciar que el filtro tipo muesca es altamente selectivo ya que únicamente elimina la frecuencia seleccionada como frecuencia de corte y las otras frecuencias pasan sin cambio alguno tanto en su magnitud como en su fase. Otra característica importante es el bajo orden del filtro ya que únicamente cuenta con dos polos y dos ceros. Por otra parte, para propósitos de implementación en el DSC la ecuación de diferencias contiene cinco coeficientes, lo cual implica realizar cinco sumas de productos. Sin embargo, si se considera que tres coeficientes toman el valor de uno, entonces el tiempo de procesamiento disminuye aun más ya que únicamente se tienen que realizar dos productos y cinco sumas.

3.5.3.4 Control de la Corriente

Para realizar el control de la corriente en la carga que alimenta el convertidor controlado por tiristores utilizando el DSC, se implementa el algoritmo mostrado en el diagrama de flujo de la Figura 3.29.

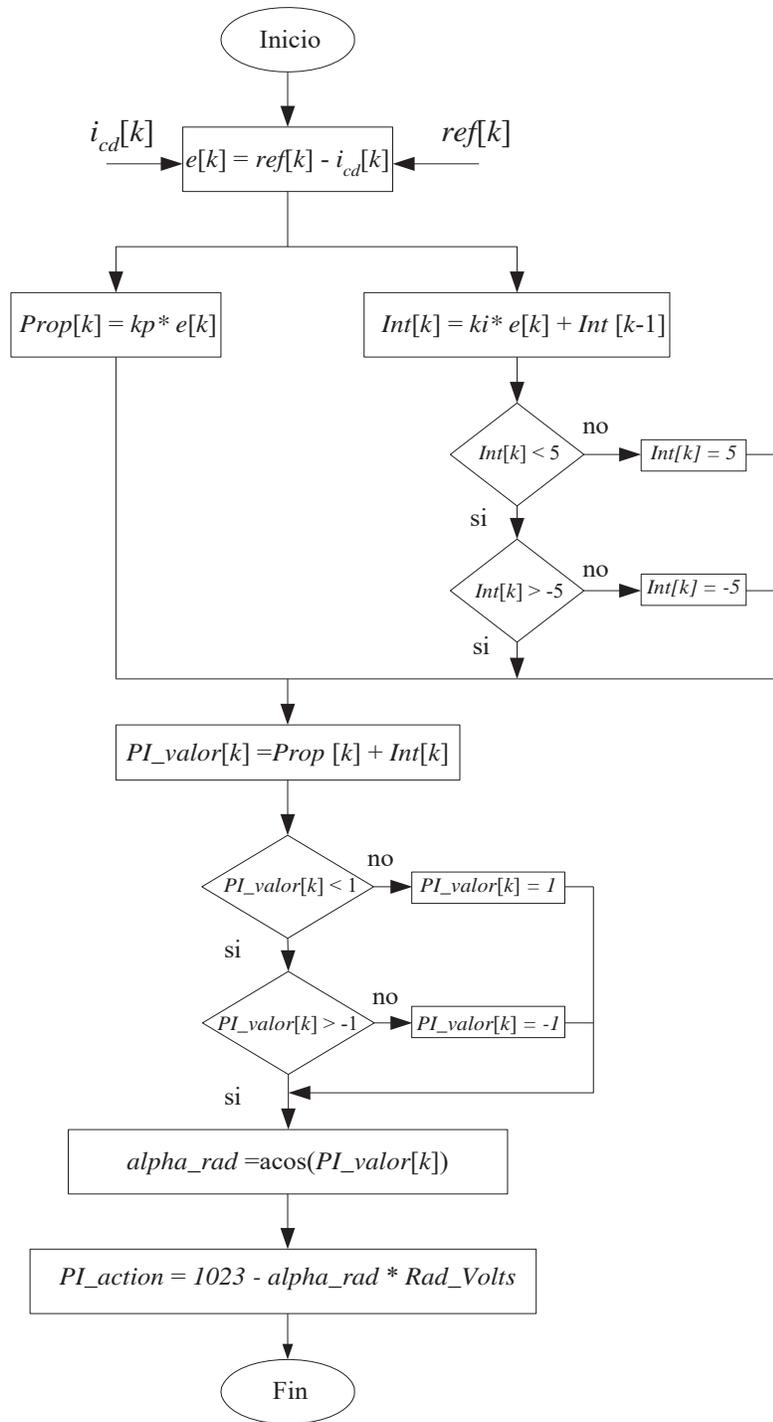


Figura 3.29 Diagrama de flujo del control de corriente basado en el DSC

Este algoritmo tiene como entrada la señal de referencia (*ref*) y la corriente en la carga (*i_{cd}*), los cuales son números flotantes en el rango (0-1). La salida corresponde a la acción de control enviada a los potenciómetros digitales (*PI_{action}*), la cual es número entero en

el rango (0-1023) que corresponde a la resolución de los potenciómetros digitales. Este algoritmo es utilizado dentro del flujo del programa principal únicamente cuando alguno de los voltajes de línea cruza por cero. Cuando esta situación ocurre se toma el valor de la corriente (i_{cd}) en el instante k , el cual corresponde al cruce por cero de algún voltaje de línea. Posteriormente, se obtiene la señal de error (e) producida entre la corriente en la carga y la señal de referencia. La señal de error es introducida al controlador PI digital para determinar de forma separada el efecto asociado a la parte proporcional e integral para obtener la señal de control (PI_valor). La parte integral se limita para evitar casos de saturación y se fija a un valor máximo de 5 y un valor mínimo de -5 los cuales se obtiene de manera empírica. El valor calculado a la salida del controlador PI digital se aplica como entrada a la función trigonométrica arcocoseno, la cual se encarga de transformar la señal de control a radianes. Además, se debe tener cuidado de no sobrepasar el límite máximo y mínimo permisible para esta función trigonométrica, por lo cual antes de ingresar el valor de “ PI_valor ” a la función trigonométrica se verifica que se encuentre dentro del rango de (-1 a 1). La salida de la función trigonométrica $alpha_rad$ corresponde al ángulo de disparo en radianes en el rango ($\pi - 0$). Asimismo, se debe observar que los potenciómetros digitales requieren un valor entre 0-1023, por lo que el valor de $alpha_rad$ es reajustado a los valores permitidos por los potenciómetros digitales usando $Rad_Volts = 325.63101$. A manera de ejemplo considérese que $alpha_rad = \pi$. Eso equivale a enviar un voltaje de 0 V a los módulos de disparo lo cual se logra enviando el valor 0 al potenciómetro digital.

3.5.4 Sumario

Se ha presentado la implementación del sistema de control utilizando el DSC. Se describió la filosofía del controlador digital de señales y sus características básicas. Se presentó la teoría del filtro muesca usado para detectar los cruces por cero. Además, se presentó la implementación del control PI para controlar la corriente de carga en el convertidor en base a tiristores.

3.6 Conclusiones

Se presentó el diseño e implementación del sistema de control del convertidor de potencia en base a tiristores. Para la etapa de diseño se modeló el convertidor como un

retenedor de orden cero. Para propósitos de operación en lazo cerrado se diseñó un controlador digital PI con ganancias óptimas, las cuales mejoran la respuesta dinámica del sistema y eliminan la perturbación en un periodo de muestreo T . A partir de los resultados obtenidos en el diseño se realizó una simulación en *Simulink* y se analizó el desempeño del controlador.

Los resultados obtenidos de las simulaciones se asemejan en gran medida a lo pronosticado en la etapa de diseño. En la simulación de lazo abierto se observó que el tiempo en que la corriente alcanza el estado estable es aproximado al obtenido analíticamente, además de que al tener una constante de tiempo menor la posición del polo se encuentra más cercana al origen, ocasionando una respuesta más rápida. En lo que respecta a la simulación de lazo cerrado, se observó que la respuesta del controlador ante un cambio de referencia o una perturbación es aceptable ya que con la primera acción de control prácticamente se alcanza la referencia o se elimina la perturbación según sea el caso de operación.

CAPÍTULO 4

DISPAROS EQUIDISTANTES

En este capítulo se presentan las características y funcionamiento del método de control de disparos equidistantes y sus ventajas sobre el control de disparo por ángulo de fase utilizados en convertidores construidos con tiristores. Se presenta un método de control capaz de operar bajo la característica de disparos equidistantes, el cual se puede usar en conjunto con disparadores de ángulo de fase. Se verifica el desempeño del método de control propuesto a través de una simulación en *PSCAD/EMTDC*, en la cual se controla un rectificador trifásico de seis pulsos operando en lazo abierto con voltajes de alimentación desbalanceados y distorsionados. Se compara dicho método de control con el control de disparo por ángulo de fase y el control de disparos equidistantes tradicional a través de simulación en *PSCAD/EMTDC* y se analizan aspectos relacionados con su forma de onda, contenido armónico, factor de potencia, distorsión armónica y factor de desbalance. Por último, se presenta la implementación del método de control en el DSC F28335 y se aplica en un rectificador de seis pulsos controlado por disparadores de ángulo de fase.

4.1 Introducción

Los primeros convertidores analizados en aplicaciones de transmisión de CD en alto voltaje usaron el método de disparo por ángulo de fase. Este método se caracteriza por determinar los instantes de disparo de manera individual para cada válvula, de tal manera que un ángulo de retardo se mantiene para todas las válvulas en estado estable con respecto a los cruces por cero de los voltajes. Este tipo de control tiene la desventaja de ser susceptible a voltajes de alimentación con formas de onda asimétricas o distorsionadas. Estas desviaciones en la forma de onda de los voltajes de alimentación ocasionan que no se cumpla la simetría de 120° de la forma de onda de la corriente y, por lo tanto, causan la presencia de armónicas no características [Arrillaga 1998].

Esta situación se puede mejorar utilizando filtros entre el sistema de CA y el sistema de control, de tal manera que se atenúan las armónicas. Sin embargo, el uso de filtros de control tiene desventajas como el error de fase introducido por los filtros, el cual varía con

la frecuencia del sistema. Además, muestra incapacidad para atenuar voltajes fundamentales de secuencia negativa, los cuales tienen el efecto de causar espacios irregulares en los pulsos de disparo [Arrillaga 1998].

Las dificultades encontradas con el esquema anterior alentaron el desarrollo de una filosofía de control alternativa, la cual no presenta dependencia a la forma de onda del voltaje. El nuevo principio llamado Oscilador Sujeto por Fase apareció en los finales de los 60s [Ainsworth 1967]. Este sistema de control se muestra en la Figura 4.1 y está integrado por un oscilador controlado por voltaje y un contador circular de seis etapas. Para la sincronización de fase del oscilador con el sistema de CA se utiliza normalmente un lazo de retroalimentación negativa para operar en corriente constante o ángulo de extinción constante dependiendo del modo de operación.

El oscilador controlado por voltaje proporciona un tren de pulsos directamente proporcional al voltaje de control de CD V_c (en estado estable la frecuencia del oscilador f_I es seis veces la frecuencia del voltaje de alimentación f). El tren de pulsos alimenta al contador circular, de tal manera que cada pulso incrementa una posición al contador. La etapa seleccionada produce un pulso de corta duración una vez por ciclo, dando como resultado que los seis pulsos ocurran normalmente a intervalos de 60° .

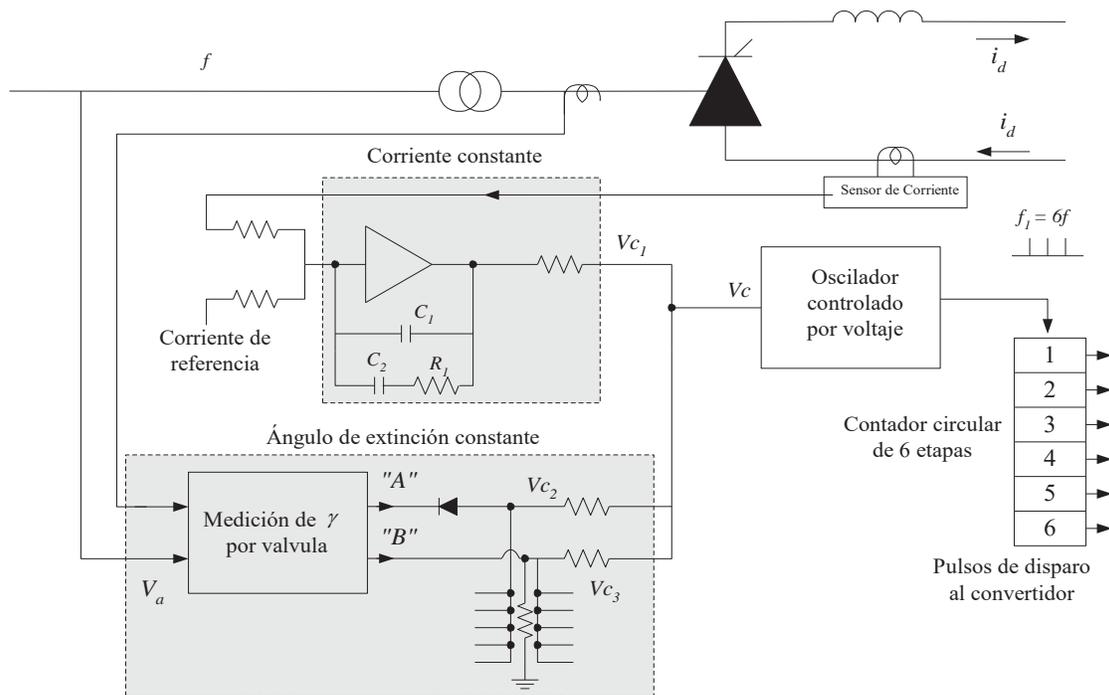


Figura 4.1 Principio del sistema de control del oscilador sujeto por fase

4.2 Planteamiento del Problema

Al controlar un convertidor utilizando el método de disparo por ángulo de fase se tiene la desventaja de que el ángulo de disparo es dependiente de los cruces por cero de los voltajes de alimentación. Este principio de funcionamiento lo inhabilita para trabajar con la característica de disparos equidistantes, a menos que trabaje con voltajes de alimentación ideales, es decir, perfectamente balanceados y sin la presencia de armónicas (ver Figura 4.2). Al trabajar con las condiciones mencionadas anteriormente la distancia entre pulsos (d_α) se conserva, lo que hace que el convertidor trabaje con la característica de disparos equidistantes aún utilizando un método de control de disparo por ángulo de fase. Sin embargo, para casos prácticos es imposible trabajar con tales condiciones y aún con métodos de filtrado adecuados que permiten obtener de manera eficiente las componentes fundamentales, la condición de desbalance estará presente y tendrá un efecto en los disparos de los tiristores. En la Figura 4.3 se ilustra el efecto que ocurre en los pulsos de disparo de los tiristores cuando existe un desbalance en los voltajes de alimentación, específicamente una disminución de magnitud en la fase b y las otras dos fases conservan su magnitud. Al ocurrir una disminución en la fase b , la magnitud y el cruce por cero de los voltajes de control v_{ba} y v_{cb} se ven afectados, mientras que el voltaje (v_{ac}) no sufre ningún cambio. Este hecho ocasiona que la distancia existente entre un disparo y otro $d_{(G1,G2)} \dots d_{(G5,G6)}$ no se mantenga constante, ocasionando que el convertidor no opere con la característica de disparos equidistantes.

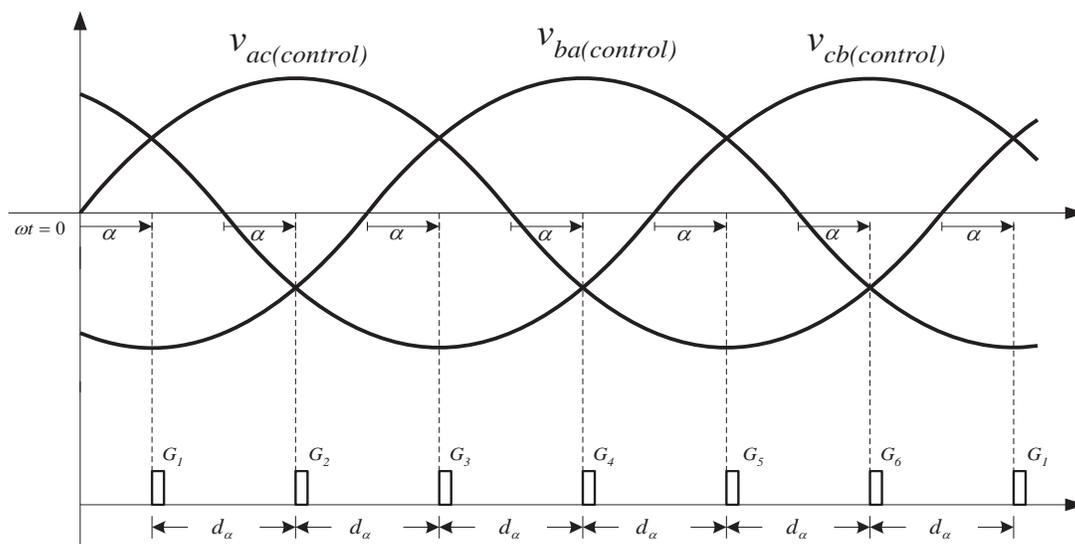


Figura 4.2 Control de disparo de ángulo de fase en condiciones ideales

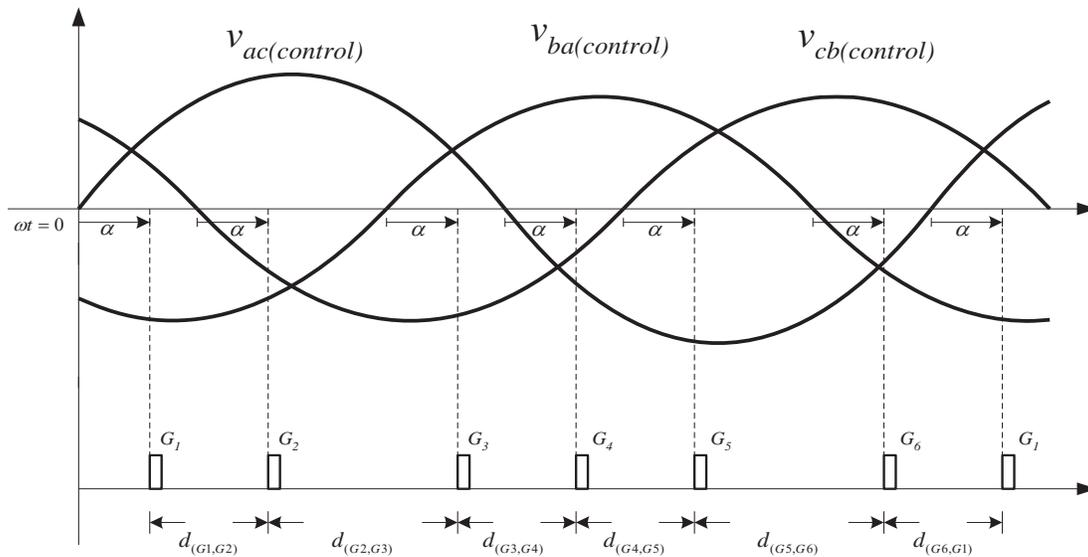


Figura 4.3 Control de disparo de ángulo de fase con voltajes desbalanceados

Para incorporar la característica de disparos equidistantes en un convertidor que utiliza un control de disparo de ángulo de fase, es necesario diseñar un control que permita obtener de manera eficiente las componentes fundamentales de los voltajes de alimentación. Además, el control debe ser capaz de corregir el ángulo de disparo a partir de las variaciones de desbalance en los voltajes. La propuesta en este sentido presentada en este trabajo de tesis se ilustra en la Figura 4.4, en donde se observa que en lugar de tener un ángulo de disparo α constante, el control debe ser capaz de corregir el ángulo de disparo de tal manera que la distancia entre los pulsos de disparo $d_{(G1,G2)} \dots d_{(G5,G6)}$ se mantenga constante. De esta manera, el convertidor opera con la característica de disparos equidistantes a pesar de utilizar el disparo de ángulo de fase.

Para describir el funcionamiento del esquema de control mencionado anteriormente se supone que el convertidor opera con un ángulo de disparo α y el control se encarga de corregir este valor dependiendo de las condiciones de los voltajes de control. El procedimiento propuesto se ilustra en la Figura 4.5. En esta Figura se toma el voltaje de control v_{ac} como referencia y se sincroniza un contador con los cruces por cero de este voltaje. Al estar sincronizado el contador con v_{ac} es posible calcular el tiempo en que ocurren los cruces por cero de los otros dos voltajes de control (v_{ba} , v_{cb}) con respecto al voltaje de referencia. Debido a esto se puede determinar la corrección necesaria para que el convertidor opere bajo la característica de disparos equidistantes.

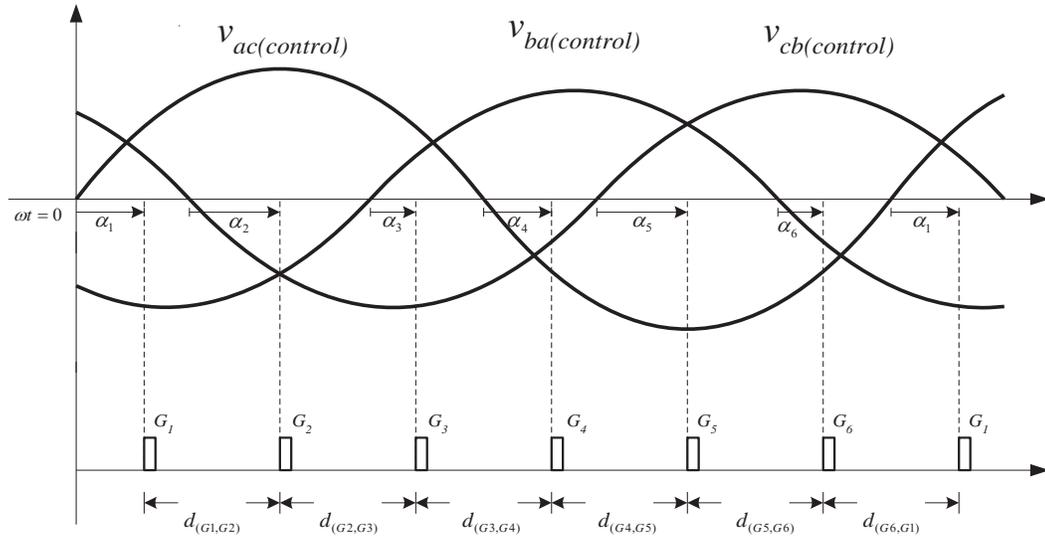


Figura 4.4 Disparos equidistantes utilizando disparo de ángulo de fase

Para describir más claramente este hecho se toma como referencia el instante $\omega t = 0$ en la Figura 4.5. En este instante v_{ac} cruza por cero, lo cual ocasiona que el control envíe un ángulo de disparo $\alpha_1 = \alpha$, el cual no es corregido por el control debido a que corresponde al cruce por cero del voltaje de control tomado como referencia. En ese mismo instante se almacena el tiempo T_{ac} , el cual corresponde al tiempo que duró el voltaje de referencia durante todo el semiciclo negativo y será utilizado para realizar las correcciones de los disparos α_2 y α_3 . El siguiente cruce por cero esperado es el del voltaje de control v_{cb} y ocurre en un tiempo T_{cb} . Con voltajes de control balanceados se espera que este tiempo corresponda a un valor de 60° eléctricos con respecto al voltaje de referencia, es decir, la tercera parte de T_{ac} . Si esta condición no se cumple entonces es necesario corregir el ángulo de disparo α_2 y para ello se utiliza la expresión,

$$\alpha_2 = \alpha + \left(\frac{T_{ac}}{3} - T_{cb} \right) \frac{180^\circ}{T_{ac}} \quad (4.1)$$

donde:

α y α_2 se representan en grados.

T_{ac} y T_{cb} se representan en segundos.

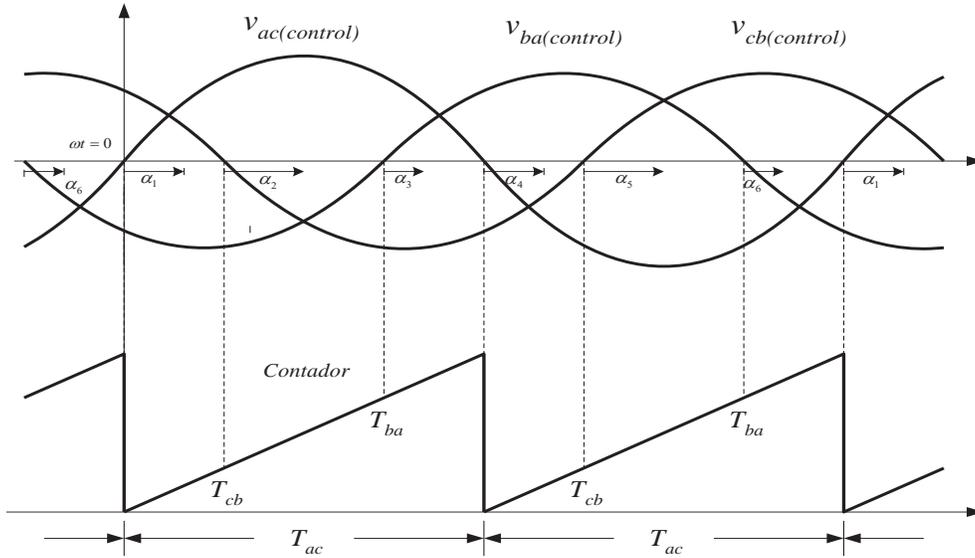


Figura 4.5 Método utilizado para trabajar bajo la característica de disparos equidistantes

El siguiente cruce por cero corresponde al voltaje de control v_{ba} y ocurre en un tiempo T_{ba} . En condiciones de voltajes de control balanceados se espera que este tiempo corresponda a 120° eléctricos con respecto a la referencia, o lo que es lo mismo dos terceras partes de T_{ac} , si no es así, es necesario corregir el ángulo de disparo α_3 por medio de la expresión,

$$\alpha_3 = \alpha + \left(\frac{2T_{ac}}{3} - T_{ba} \right) \frac{180^\circ}{T_{ac}} \quad (4.2)$$

donde:

α y α_3 se representan en grados.

T_{ac} y T_{ba} se representan en segundos.

Posteriormente, vuelve a ocurrir el cruce por cero del voltaje de control tomado como referencia. En ese instante se asigna el ángulo de disparo $\alpha_4 = \alpha$ y se almacena el valor de T_{ac} para posteriormente calcular los ángulos de disparo α_5 y α_6 de la misma manera como se calcularon los ángulos α_2 y α_3 , respectivamente. El método descrito en la Figura 4.5 asume que los cruces por cero del voltaje de fase v_{ac} usado como referencia ocurren en un ángulo equivalente a 0° y 180° . Para los casos en donde no se cumple dicha condición se toma como referencia única el tiempo T_{ac} en $\omega t=0$, con el cual se corrigen los ángulos α_2 , α_3 , α_4 , α_5 y α_6 .

4.3 Simulación en PSCAD/EMTDC

Para comprobar el desempeño del método de control en el dominio del tiempo se realiza una simulación en PSCAD/EMTDC. Esta simulación se divide en dos etapas principales, la etapa de potencia y la etapa de control, las cuales se muestran en la Figura 4.6 (a) y (b), respectivamente. La etapa de potencia esta integrada por un convertidor trifásico de tiristores el cual se conecta a una carga puramente resistiva con valor de 360Ω y se opera en lazo abierto.

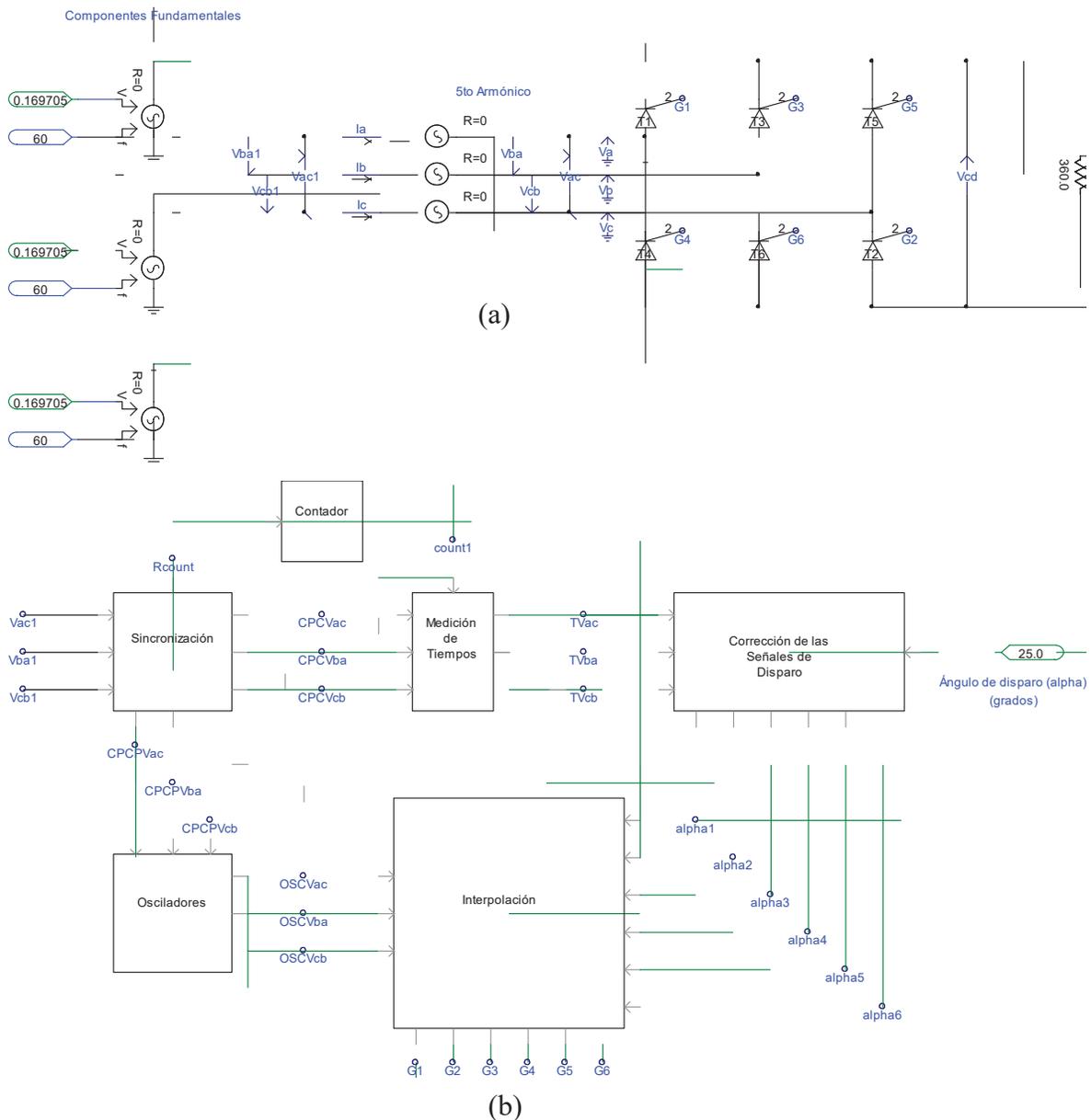


Figura 4.6 Controlador en base a tiristores implementado en PSCAD/EMTDC para la (a).- Etapa de potencia y (b).- Etapa de control con disparos equidistantes.

La etapa de control esta compuesta por seis bloques y tiene como señales de entrada las componentes fundamentales de los voltajes de línea (voltajes de control) y la señal de disparo α . Las señales de disparo proporcionadas a los tiristores se generan en la etapa de control y se envían a las terminales G_1, G_2, G_3, G_4, G_5 y G_6 de los tiristores. El voltaje de alimentación del convertidor esta compuesto por una componente fundamental y una quinta armónica por fase, las cuales pueden ser modificadas en magnitud y fase, lo que hace posible simular el efecto de desbalance y la presencia de armónicas en el voltaje de alimentación. En cuanto a la frecuencia de las componentes fundamentales del voltaje de alimentación se consideran constantes y de un valor de 60 Hz. Además, se cuenta con medidores de voltaje que permiten obtener las formas de onda de los voltajes de control, los voltajes de alimentación y el voltaje de CD en el convertidor.

4.3.1 El Bloque Sincronización

El bloque de sincronización tiene la función de generar las señales de control necesarias para la sincronización de las tareas que conforman el sistema de control (ver Figura 4.7). Este bloque tiene tres etapas similares conformadas por el mismo número y tipo de elementos. Cada etapa recibe un voltaje de control y proporciona dos salidas y únicamente la etapa que recibe el voltaje de referencia $Vac1$ tiene una salida adicional la cual es enviada al bloque *Contador*.

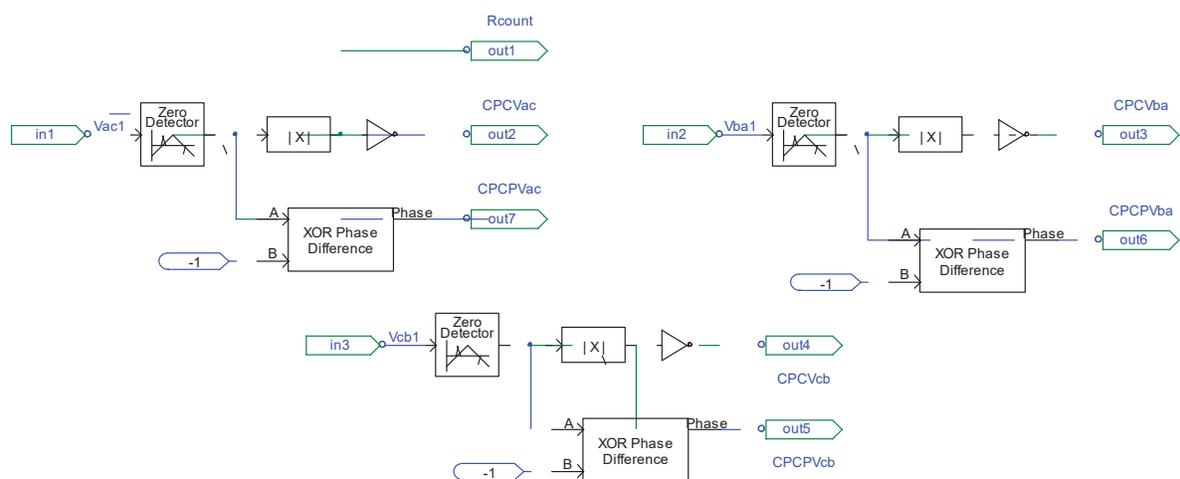


Figura 4.7 Elementos que conforman el bloque de *Sincronización*

La tarea de este bloque consiste en determinar los cruces por cero de los voltajes de control, lo cual se logra al utilizar los bloques *Zero Detector*. Este bloque detecta los cruces por cero del voltaje de control, generando un pulso positivo o negativo dependiendo de la pendiente al momento del cruce por cero. Los bloques adicionales que conforman cada etapa se utilizan para acondicionar las señales enviadas a los bloques *Medición de Tiempos*, *Osciladores* y *Contador* de acuerdo a las condiciones requeridas. En el caso del bloque *Medición de tiempos* recibe las señales *CPCVac*, *CPCVba*, *CPCVbc*. Estas señales corresponden a los cruces por cero con pendiente positiva y negativa de los voltajes de control los cuales se acondicionan con el bloque de valor absoluto y el inversor. De esta manera, *CPCVac*, *CPCVba*, *CPCVbc* permanecen continuamente en alto y al momento que ocurre el cruce por cero cambian por un instante a nivel bajo.

Las señales enviadas por parte del bloque de sincronización al bloque *Osciladores* son *CPCPVac*, *CPCPVba*, *CPCPVbc* (ver Figura 4.6). Este bloque requiere únicamente el pulso generado cuando el cruce por cero es de pendiente positiva. Por lo tanto, se utiliza el bloque *XOR Phase Difference* el cual recibe como señales de entrada los pulsos generados por el bloque *Zero Detector* y el valor de (-1). El bloque *Contador* requiere una señal que contenga ambos pulsos del voltaje de control *Vac1* y por lo tanto, se toma directamente de la salida del bloque *Zero Detector* sin la necesidad de utilizar más bloques.

4.3.2 El Bloque Contador

Este bloque proporciona una señal de salida que se incrementa con el tiempo *count1* y se sincroniza con el voltaje de control *Vac1*. Esta señal es proporcionada por el bloque *Counter* el cual incrementa su contenido en una unidad cada 5µseg. El bloque *Counter* cuenta con una terminal que permite reiniciar el conteo y se encuentra conectada al bloque *Delay*. El bloque *Delay* se encarga de mantener un pulso de duración de 10 µseg a la terminal de inicio de conteo una vez recibida la señal *Rcount* del bloque *Sincronización*. En la Figura 4.8 se muestran los elementos que conforman el bloque *Contador*.

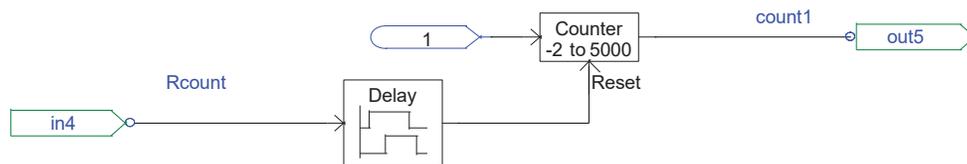


Figura 4.8 Elementos que conforman el bloque *Contador*

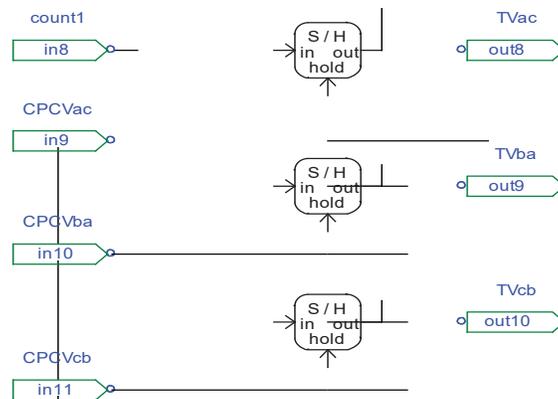


Figura 4.9 Elementos que conforman el bloque *Medición de Tiempos*

4.3.3 El Bloque Medición de Tiempos

Este bloque tiene como función medir el tiempo en el que ocurren los cruces por cero de los voltajes de control respecto al voltaje de referencia V_{ac1} . Está integrado por tres muestreadores/retenedores S/H , cuatro entradas y tres salidas (ver Figura 4.9). Los S/H reciben en su entrada la misma señal $count1$ proveniente del bloque *Contador*, mientras que las señales de control son independientes para cada S/H y corresponden a las señales $CPCVac$, $CPCVba$, $CPCVbc$ generadas en el bloque *Sincronización*. El funcionamiento de cada S/H se rige por el estado de su terminal $hold$. Cuando ésta se encuentra en alto, la salida mantiene el valor previamente muestreado. Al momento que esta pasa a nivel bajo la entrada se ve reflejada a la salida. Debido a esto las señales aplicadas a esta terminal provenientes del bloque *Sincronización* se encuentran continuamente en alto y al momento que se detecta un cruce por cero en los voltajes de control cambian a nivel bajo. De esta manera se determina el tiempo en que ocurrió el cruce por cero de cada uno de los voltajes de control $TVac$, $TVba$, $TVbc$.

4.3.4 El Bloque Corrección de las Señales de Disparo

Los elementos que conforman este bloque se muestran en la Figura 4.10. Este bloque recibe como señales de entrada los tiempos correspondientes a los cruces por cero de los voltajes de control $TVac$, $TVba$, $TVbc$, así como el ángulo de disparo en grados α . A la salida se generan seis señales α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5 y α_6 , las cuales corresponden al ángulo de disparo para cada tiristor. El procedimiento utilizado para calcular cada una de las señales de salida es el propuesto en la sección 4.2, con la diferencia

de que en la simulación es necesario convertir el ángulo de disparo de grados a tiempo. Esto se logra con la ayuda del tiempo $TVac$, ya que este valor corresponde a medio ciclo del voltaje de referencia, o lo que es lo mismo, este valor corresponde a 180° eléctricos. Se puede observar en la Figura 4.10 que las señales de salida se generan en tres etapas diferentes. La primera etapa corresponde a las señales $alpha1-alpha4$, las cuales se calculan a partir del ángulo de disparo $alpha$ y el tiempo $TVac$ y no sufren ninguna corrección debido a que corresponden al voltaje de referencia. En cambio, para las señales $alpha2-alpha5$ es necesario adicionar una etapa de corrección la cual se logra al comparar el tiempo $TVcb$ con la tercera parte de $TVac$. Posteriormente, el valor resultante se suma al ángulo de disparo $alpha$, para obtener las señales $alpha2-alpha5$. Un procedimiento similar ocurre con $alpha3-alpha6$ con la diferencia que el tiempo $TVba$ se compara con las dos terceras partes de $TVac$. Se incluye un comparador en cada una de las salidas como protección para valores negativos. En caso de que el control ajuste a un valor negativo este es ajustado por el control a un valor de 0 el cual corresponde al mínimo ángulo permitido.

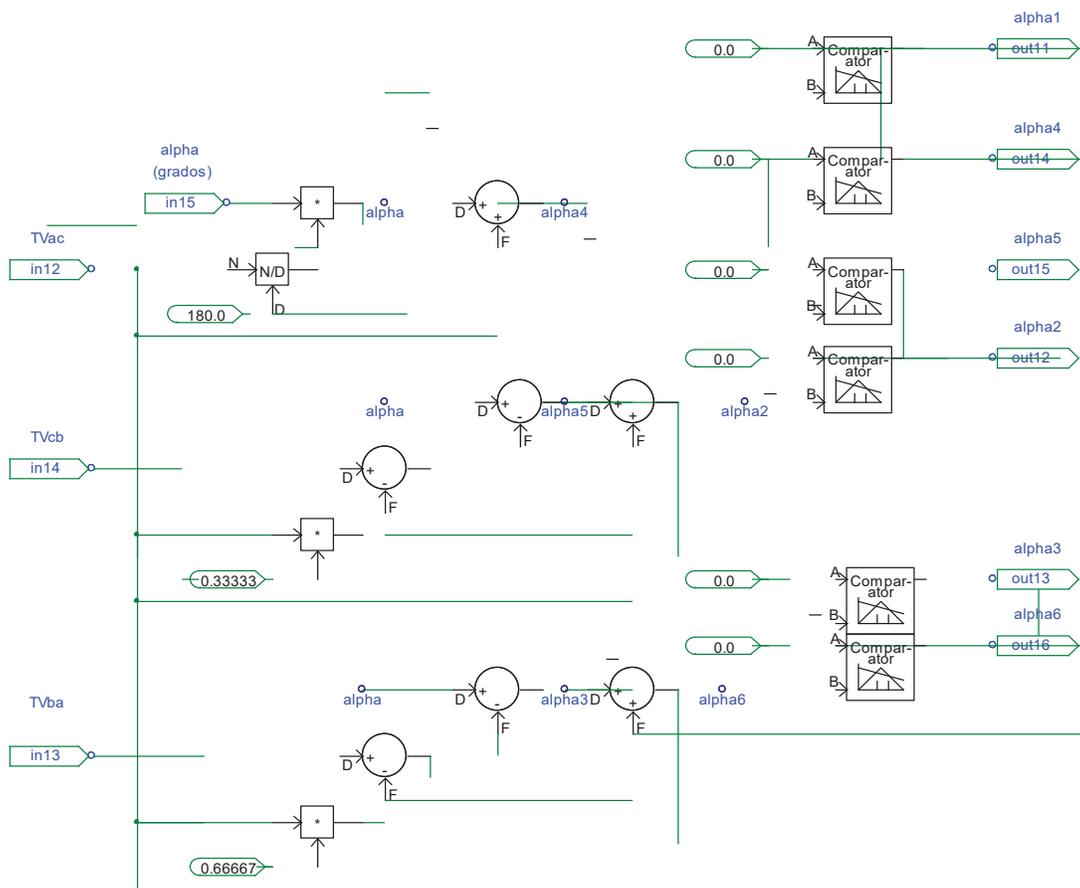


Figura 4.10 Elementos que conforman el bloque *Corrección de las Señales de Disparo*

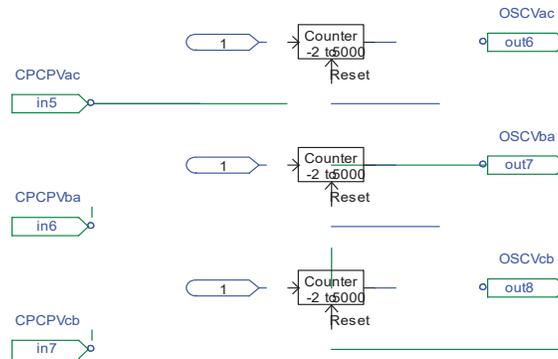


Figura 4.11 Elementos que conforman el bloque *Osciladores*

4.3.5 El Bloque Osciladores.

Este bloque está integrado por tres contadores, tres entradas y tres salidas, como se muestra en la Figura 4.11. Cada contador incrementa su contenido una unidad cada $5\mu\text{seg}$ de tal manera que las señales a la salida *OSCVac*, *OSCVba* y *OSCVcb* se incrementan continuamente. Para controlar el instante donde los contadores deben reiniciar el conteo se usan las señales *CPCPVac*, *CPCPVba*, *CPCPVcb* provenientes del bloque *Sincronización*. Estas señales corresponden al cruce por cero de pendiente positiva de los voltajes de control. Por lo tanto, las señales que se obtienen a la salida de este bloque se encuentran sincronizadas con estos voltajes y tienen la forma de una señal diente de sierra la cual será utilizada posteriormente para generar los pulsos de disparo para los tiristores.

4.3.6 El Bloque Interpolación

Este bloque se utiliza para generar los pulsos de disparo de los tiristores, por lo cual se utilizan seis módulos como se muestra en la Figura 4.12. El funcionamiento de estos módulos se basa en la comparación de las señales que se aplican a sus terminales *L*, *H* y al momento que se igualan se genera un pulso con duración de 5 mseg. Se puede ver en la Figura 4.12 que para generar los pulsos de disparo *G1-G4* correspondientes a los tiristores 1 y 4 se utiliza la señal diente de sierra sincronizada con el voltaje de control *Vac1*, así como las señales de disparo *alpha1* y *alpha4*. Un procedimiento similar se utiliza para generar los pulsos de disparo *G2-G5* y *G3-G6*. En estos casos se utilizan las señales dientes de sierra sincronizadas con los voltajes de control *Vcb1* y *Vba1* con las señales *alpha2-alpha5* y *alpha3-alpha6*, respectivamente.

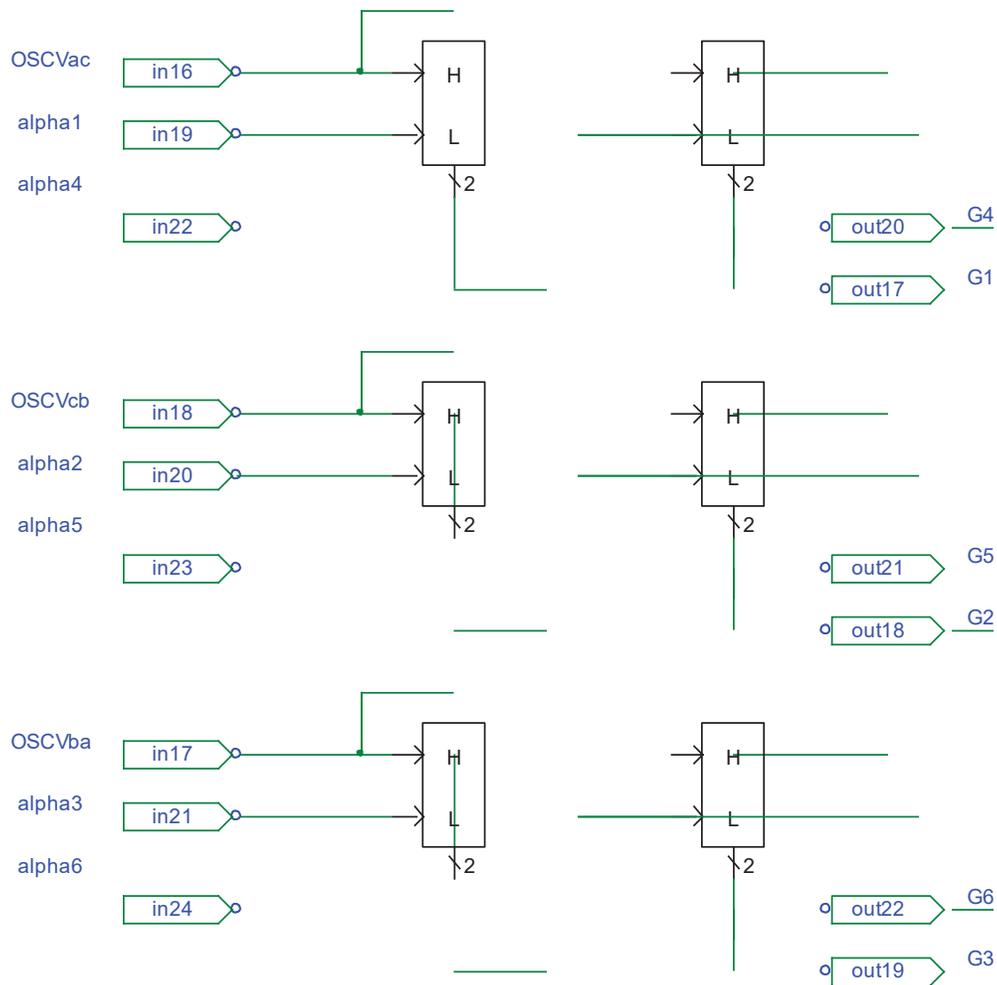


Figura 4.12 Elementos que integran el bloque *Interpolación*

4.4 Resultados de la Simulación

Con el objetivo de observar el desempeño del esquema de control implementado en *PSCAD/EMTDC*, se somete dicho esquema a tres condiciones de operaciones diferentes y se compara con los resultados obtenidos bajo esas mismas condiciones de operación pero sin la característica de disparos equidistantes. Analizando aspectos relacionados con la forma de onda de los voltajes y corrientes en el convertidor y su contenido armónico.

4.4.1 Voltajes de Alimentación Desbalanceados y con Armónicas

En este caso de estudio se somete el esquema de control a un voltaje de alimentación desbalanceado y con la presencia de armónicas. Se obtienen las formas de onda con y sin el esquema de disparos equidistantes bajo las mismas condiciones de operación y se analiza

su contenido armónico, distorsión armónica, factor de potencia y factor de desbalance antes y después del disturbio. El voltaje de alimentación del convertidor esta integrado por una componente fundamental de magnitud 120 Vrms con frecuencia de 60 Hz y una quinta armónica $V_5 = 7$ Vrms por fase. El convertidor opera con un ángulo de disparo de 25° . Los voltajes de alimentación se mantienen balanceados hasta un tiempo $t = 0.1$ y posteriormente la magnitud de la fase b disminuye a un valor $V_b = 70$ Vrms, dando como resultado un factor de desbalance de 16.129%.

En la Figura 4.13 se muestran los voltajes de línea que alimentan al convertidor antes y después del disturbio. Por su parte en las Figuras 4.14 y 4.15 se presentan las formas de onda del voltaje de CD en estado estable a la salida del convertidor con y sin el esquema de control de disparos equidistantes, respectivamente. Se observa en ambos casos que en $t = 0.1$ la forma de onda del voltaje de CD sufre un cambio, debido a la disminución de la magnitud de la fase b . En la Figura 4.14 se aprecia que los pulsos de disparo se encuentran equidistantes hasta antes de $t = 0.1$. Posteriormente ocurre un transitorio en lo que el control realiza la corrección y permite seguir operando con la característica de disparos equidistantes. En cambio en la Figura 4.15 los pulsos de disparo no conservan la misma distancia ocasionando que el convertidor no opere con dicha característica.



Figura 4.13 Voltajes de línea integrados por la fundamental y una quinta armónica.

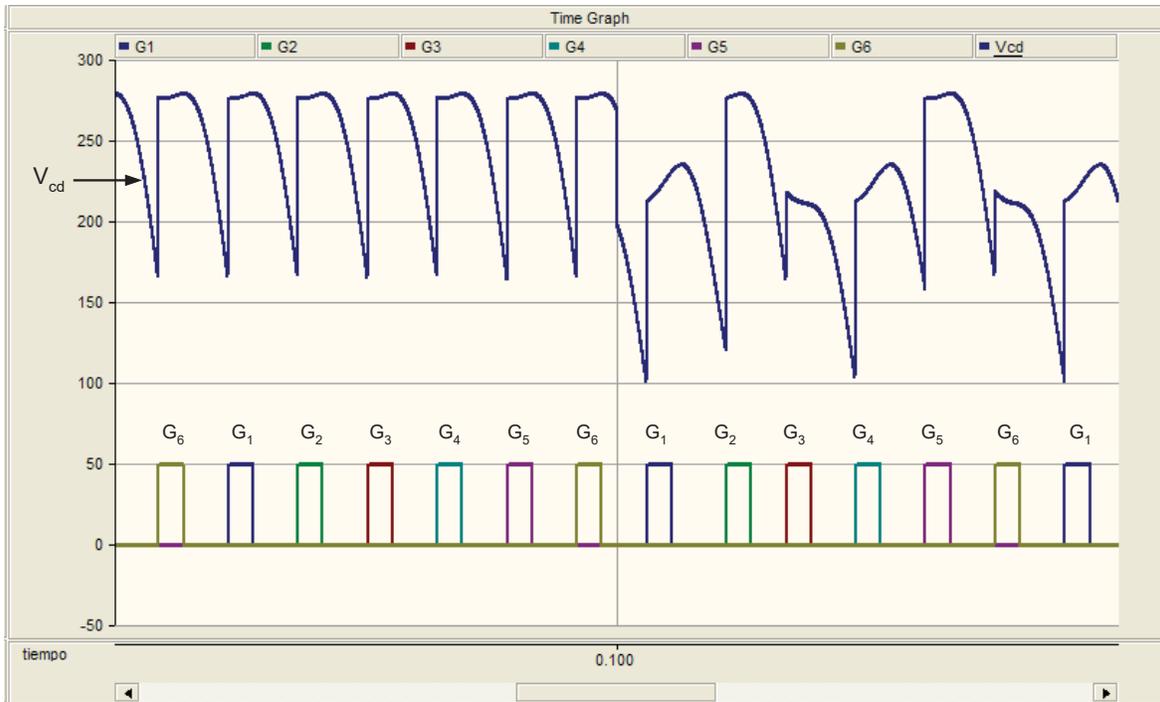


Figura 4.14 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor utilizando el esquema de control de disparos equidistantes

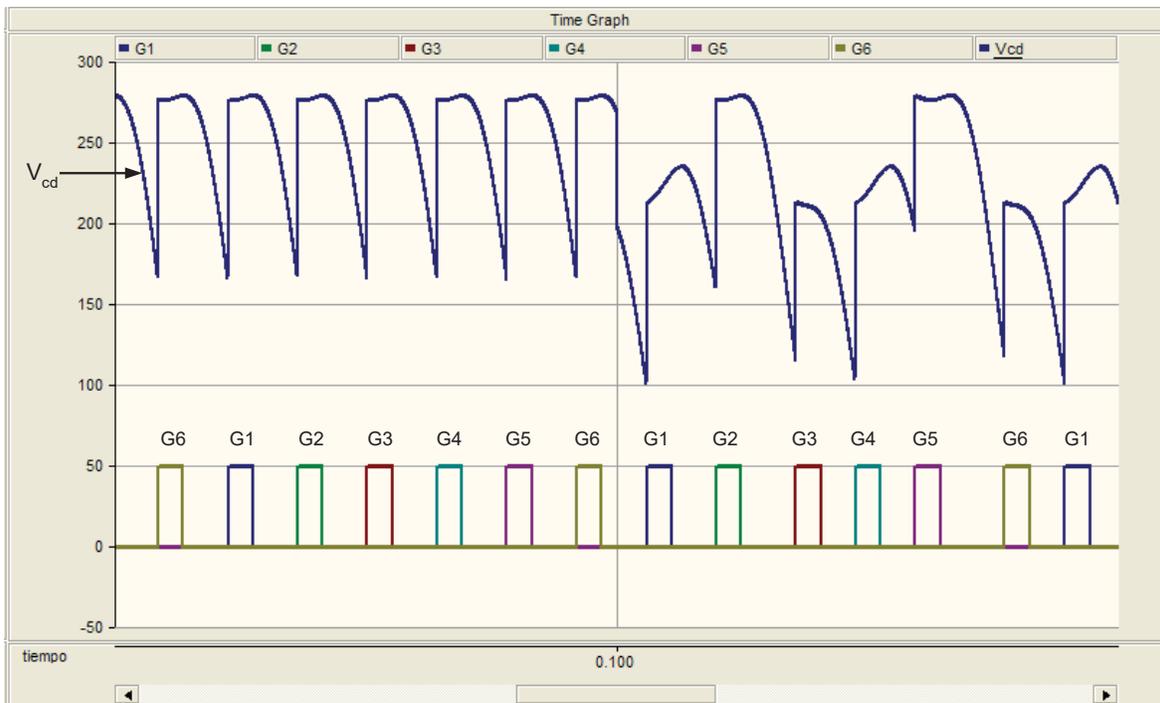


Figura 4.15 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor sin el esquema de control de disparos equidistantes.

A continuación se presentan las ecuaciones necesarias para calcular el factor de potencia, la distorsión armónica y el factor de desbalance. El factor de potencia al que opera el convertidor se calcula con la Ecuación 4.3 [Acha y Madrigal 2001],

$$PF = \frac{\sum_{m=-\infty}^{\infty} V_m I_{-m}}{\sqrt{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_m|^2 |I_n|^2}} \quad (4.3)$$

donde:

PF factor de potencia.

V_m armónica de voltaje m (rms).

I_n armónica de corriente n (rms).

m y n orden de la armónica.

Por su parte la distorsión armónica de la corriente se calcula con la Ecuación (4.4) [Mohan et al. 2003],

$$\%THD = 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (4.4)$$

donde:

$\%THD$ porcentaje de distorsión armónica de la corriente.

I_{sh} armónica de corriente h .

I_{s1} componente fundamental.

h orden de la armónica.

El factor de desbalance se calcula a partir de la relación entre la secuencia negativa y la positiva de componentes simétricas y se muestra a continuación [Schlabach et al. 2001],

$$\%k_U = 100 \times \frac{U_2}{U_1} \quad (4.5)$$

donde:

$\%k_U$ factor de desbalance en porcentaje.

U_2 componente de secuencia negativa.

U_1 componente de secuencia positiva.

Las componentes de secuencia se obtienen a través de la matriz de transformación \underline{T} la cual permite transformar los voltajes o corrientes de un sistema trifásico a componentes de secuencia, tal transformación se presenta en la Ecuación (4.6) [Schlabach et al. 2001],

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_0 \\ \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{bmatrix}}_{\underline{T}} \begin{bmatrix} \underline{U}_R \\ \underline{U}_Y \\ \underline{U}_B \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

donde:

\underline{T} matriz de transformación.

$\underline{U}_0, \underline{U}_1, \underline{U}_2$ fasores de las componentes de secuencia.

$\underline{U}_R, \underline{U}_Y, \underline{U}_B$ fasores de voltaje o corriente.

$\underline{a} = e^{j120^\circ}$ fasor rotacional.

En la Tabla 4.1 se muestra el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD del convertidor antes de la disminución en la magnitud de la fase b . Las armónicas presentes en las corrientes son las características (primera, quinta, séptima, décima primera y décima tercera). Además, debido a las condiciones de operación balanceadas las magnitudes de las armónicas de las corrientes tienen el mismo valor en las tres fases. En lo que respecta al voltaje de CD las componentes con mayor presencia son la de CD, la sexta y la décima segunda armónicas. Adicionalmente en la Tabla 4.1 se presenta el factor de potencia, la distorsión armónica y el factor de desbalance con que opera el convertidor antes del disturbio. El factor de potencia y la distorsión armónica se calculan a partir de los valores de la Tabla 4.1 utilizando las Ecuaciones (4.3) y (4.4) respectivamente. Por su parte el factor de desbalance se obtiene con las componentes fundamentales de las corrientes de la Tabla 4.1 y sus ángulos de fase correspondientes, los cuales son $\phi_a = 7.46^\circ$, $\phi_b = -112.65^\circ$ y $\phi_c = 127.35^\circ$ obtenidos de la simulación. En las siguientes simulaciones los resultados serán reportados en el mismo formato que en la Tabla 4.1 y el procedimiento utilizado para calcular la distorsión armónica y el factor de desbalance es el mismo, mientras que el factor de potencia cambia de acuerdo al caso de estudio.

Tabla 4.1 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio.

ANTES DEL DISTURBIO				
Armónica	$I_a(\text{rms})$	$I_b(\text{rms})$	$I_c(\text{rms})$	$V_{CD}(\text{rms})$
CD	0.00	0.00	0.00	255.9
1	0.56	0.56	0.56	0.07
2	0.00	0.00	0.00	0.17
3	0.00	0.00	0.00	0.35
4	0.00	0.00	0.00	0.18
5	0.14	0.14	0.14	0.07
6	0.00	0.00	0.00	25.0
7	0.06	0.06	0.06	0.07
8	0.00	0.00	0.00	0.17
9	0.00	0.00	0.00	0.35
10	0.00	0.00	0.00	0.18
11	0.05	0.05	0.05	0.07
12	0.00	0.00	0.00	12.69
13	0.04	0.04	0.04	0.07
14	0.00	0.00	0.00	0.17
15	0.00	0.00	0.00	0.35
<i>PF</i>	0.9714	0.9714	0.9714	
<i>%THD</i>	29.5%	29.5%	29.5%	
<i>%k_v</i>	0.064%			

En la Tabla 4.2 se presenta el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio con y sin el esquema de control de disparos equidistantes. Además, se presenta el factor de potencia, la distorsión armónica y el factor de desbalance asociados al convertidor. Se puede apreciar que para ambos casos las componentes fundamentales de las corrientes tienen diferentes valores lo cual es ocasionado por el desbalance en el voltaje. Además, se tiene la presencia de la tercera, novena y décima quinta armónicas. Se puede apreciar que al utilizar el esquema de control la magnitud de las armónicas se conserva entre las tres fases. En cambio sin el esquema de control la magnitud de las armónicas cambia para cada una de ellas. En lo que respecta al voltaje de CD se observa un decremento en la componente de CD y en las armónicas características, con respecto a los valores de la Tabla 4.1. Además, de un incremento en la segunda, cuarta, octava, décima y décima cuarta armónicas, siendo más significativo cuando no se utiliza el esquema de control de disparos equidistantes. Para el cálculo del factor de desbalance se utiliza $\phi_{ia} = 3.58^\circ$, $\phi_{ib} = -115.87^\circ$ y $\phi_{ic} = 131.97^\circ$ con el control y $\phi_{ia} = 1.33^\circ$, $\phi_{ib} = -116.63^\circ$ y $\phi_{ic} = 137.41^\circ$ sin el control los cuales se obtiene de la simulación.

Tabla 4.2 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio

DESPUES DEL DISTURBIO								
CON EL ESQUEMA DE CONTROL					SIN EL ESQUEMA DE CONTROL			
Armónica	$I_a(\text{rms})$	$I_b(\text{rms})$	$I_c(\text{rms})$	$V_{CD}(\text{rms})$	$I_a(\text{rms})$	$I_b(\text{rms})$	$I_c(\text{rms})$	$V_{CD}(\text{rms})$
CD	0.00	0.00	0.00	220.36	0.00	0.00	0.00	221.46
1	0.52	0.44	0.49	0.11	0.55	0.4	0.5	0.11
2	0.00	0.00	0.00	27.35	0.00	0.00	0.00	34.19
3	0.04	0.03	0.04	0.38	0.02	0.06	0.08	0.42
4	0.00	0.00	0.00	5.73	0.00	0.00	0.00	6.76
5	0.12	0.12	0.12	0.11	0.08	0.13	0.11	0.28
6	0.00	0.00	0.00	21.09	0.00	0.00	0.00	16.36
7	0.05	0.05	0.05	0.12	0.07	0.02	0.06	0.03
8	0.00	0.00	0.00	3.73	0.00	0.00	0.00	13.25
9	0.01	0.01	0.02	0.38	0.02	0.05	0.05	0.29
10	0.00	0.00	0.00	2.71	0.00	0.00	0.00	2.20
11	0.05	0.05	0.05	0.11	0.01	0.02	0.02	0.42
12	0.00	0.00	0.00	10.68	0.00	0.00	0.00	2.51
13	0.03	0.03	0.03	0.12	0.04	0.04	0.04	0.17
14	0.00	0.00	0.00	1.92	0.00	0.00	0.00	9.39
15	0.01	0.00	0.01	0.34	0.03	0.03	0.03	0.15
<i>PF</i>	0.9787	0.9701	0.9749		<i>PF</i>	0.9858	0.9521	0.9652
<i>%THD</i>	28.58%	33.16%	30.54%		<i>%THD</i>	22.04%	40.54%	33.16%
<i>%k_U</i>	9.6%				<i>%k_U</i>	18.22%		

A partir de los datos de la Tabla 4.2 se puede observar que el desbalance en los voltajes de alimentación afecta el *PF* [Maswood et al. 1991], la *THD* y k_U . Sin embargo se puede apreciar que con el control k_U es menor y que el *PF* y la *THD* en cada una de las fases se encuentran más próximos a los calculados antes del disturbio. El error absoluto entre el *PF* antes del disturbio y después del disturbio es de 0.746%, 0.1389% y 0.3551% con el control y sin el control 1.4771%, 1.991% y 0.6433% para las fases *A*, *B* y *C* respectivamente. Por su parte el error absoluto entre la *THD* antes del disturbio y la *THD* después del disturbio para las fases *A*, *B* y *C* con el control es 3.1186%, 12.4% y 3.52% y sin el control 25.28%, 37.42% y 12.4%.

4.4.1.1 Formas de Onda Generadas

En esta sección se muestra las acciones implementadas por el sistema de control para corregir los ángulos de disparo. Para ello se presentan las formas de onda de las señales de entrada y salida de cada uno de los bloques que conforman el sistema de control. Las Figuras 4.16 a 4.18 muestran las formas de onda de las señales de entrada y salida al bloque *Sincronización*. Se aprecia que el comportamiento de este bloque en la simulación es adecuado ya que su función es determinar los cruces por cero de los voltajes de control. La

Figura 4.16 corresponde al voltaje de control V_{ac1} y en ella se puede observar su forma de onda, así como las señales $CPCVac$, $CPCPVac$ y $Rcount$. Las Figuras 4.17 y 4.18 corresponden a los voltajes de control V_{ba1} y V_{cb1} y a las señales $CPCVba$ - $CPCPVba$ y $CPCVcb$ - $CPCPVcb$, respectivamente.

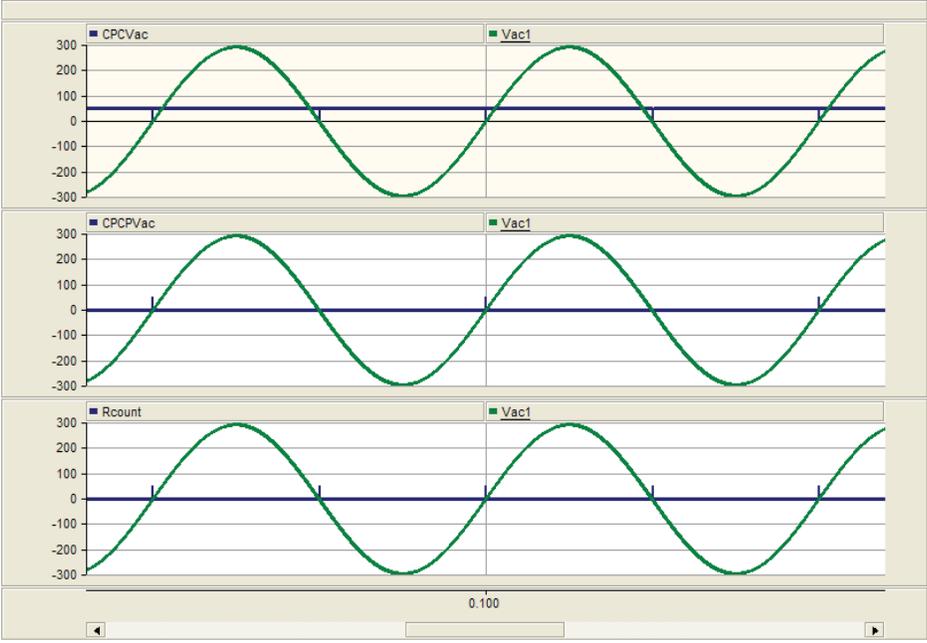


Figura 4.16 Formas de onda del voltaje de control V_{ac1} en el bloque *Sincronización*

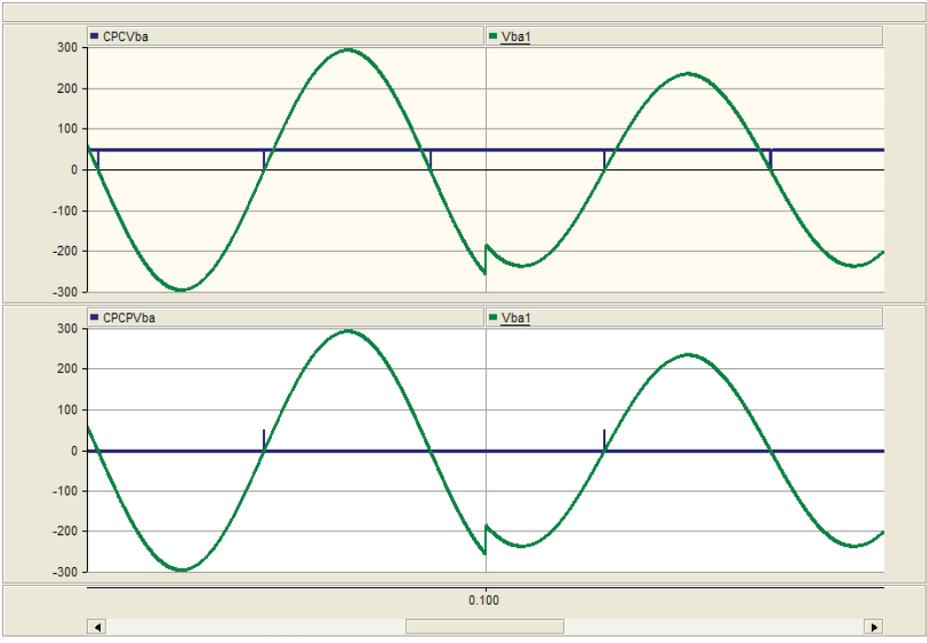


Figura 4.17 Formas de onda del voltaje de control V_{ba1} en el bloque *Sincronización*

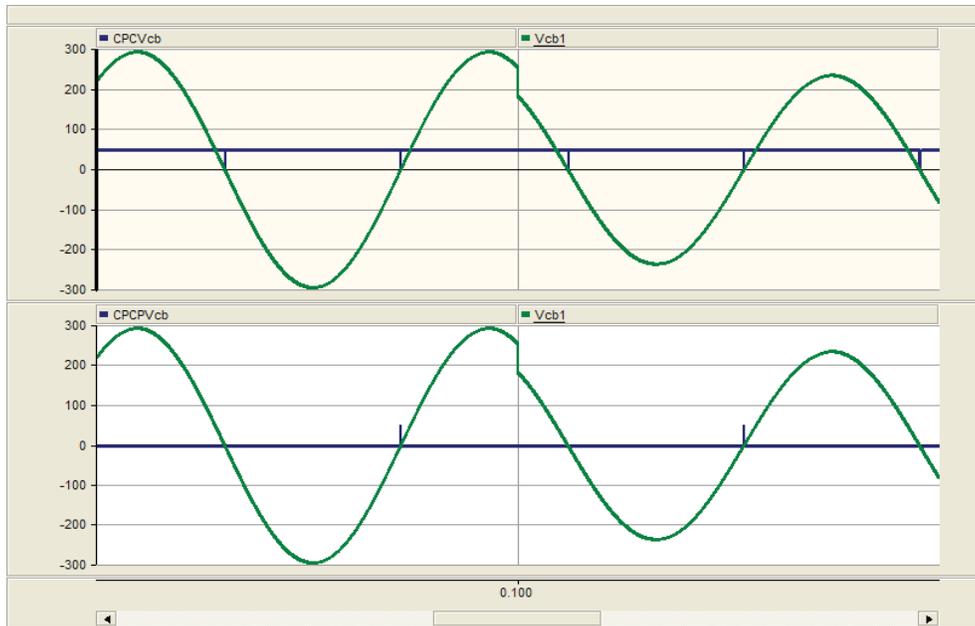


Figura 4.18 Formas de onda del voltaje de control *Vcb1* en el bloque *Sincronización*

El bloque contador genera una señal como la de la Figura 4.19. Esta señal se encuentra sincronizada con el voltaje de control tomado como referencia *Vac1* y se incrementa en una unidad cada 5 μseg . El contador se reinicia cada vez que ocurre el cruce por cero de este voltaje. Esta señal de reinicio sirve como referencia para medir el tiempo en que ocurren los cruces por cero de los voltajes de control respecto al voltaje utilizado como referencia.

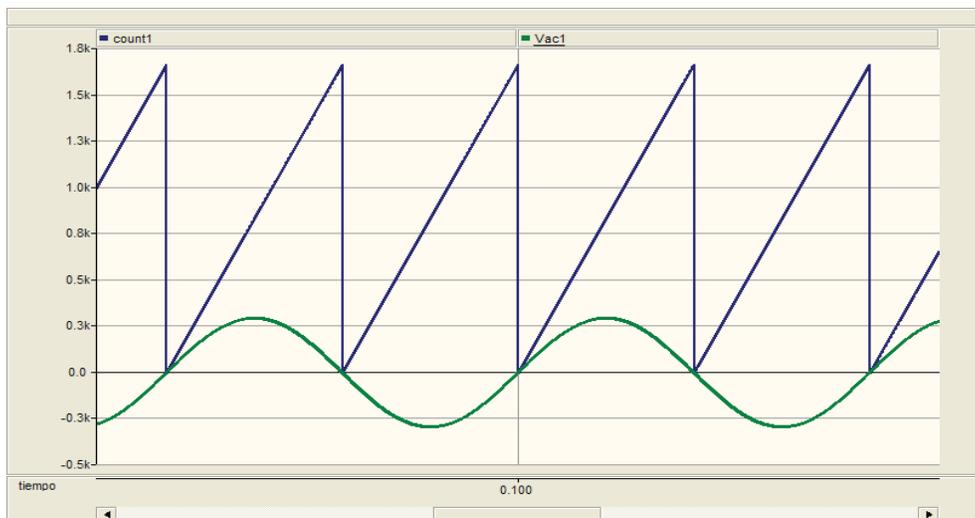


Figura 4.19 Forma de onda producida a la salida del bloque *Contador*

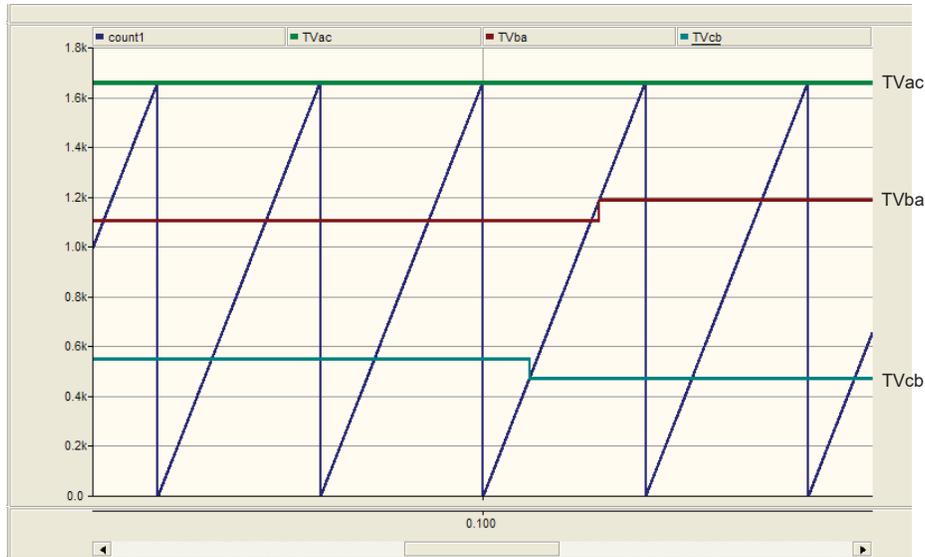


Figura 4.20 Formas de onda producidas a la salida del bloque *Medición de Tiempos*

La Figura 4.20 muestra como los tiempos $TVba$ y $TVcb$ mantienen un valor hasta antes de $t = 0.1$, lo cual corresponde a condiciones de voltaje balanceados. Después de $t = 0.1$ el control mide un cambio en los cruces por cero de $Vba1$ y $Vcb1$, lo que ocasiona que los tiempos $TVba$ y $TVcb$ medidos cambien. Posteriormente, con los tiempos $TVac$, $TVba$ y $TVcb$ se realizan las correcciones necesarias a cada uno de los ángulos de disparo y se envían al bloque de *interpolación*. Los ángulos de disparo corregidos son comparados con la magnitud de las señales generadas por el bloque *Osciladores* para proporcionar a los tiristores los pulsos de disparo que permiten obtener la característica de disparos equidistantes (ver Figuras 4.21 a 4.23). La Figura 4.21 muestra las formas de onda utilizadas para generar los pulsos $G1-G4$, las cuales se obtienen al comparar la señal $OSCVac$ con las señales $alpha1-alpha4$. Por su parte, para obtener $G2-G5$ es necesario comparar la señal diente de sierra $OSCVcb$ con las señales $alpha2-alpha5$. De la misma manera para obtener $G3-G6$ se utiliza la señal diente de sierra $OSCVba$ con las señales $alpha3-alpha6$, como se muestra en las Figuras 4.22 y 4.23, respectivamente.

En las Figuras 4.21 a 4.23 se puede observar la manera como el control modifica las señales $alpha1$, $alpha2$, $alpha3$, $alpha4$, $alpha5$ y $alpha6$ para lograr la característica de disparos equidistantes. Las señales $alpha1-alpha4$ mostradas en la Figura 4.21 no sufren ninguna corrección durante todo el tiempo de la simulación, ya que corresponden al voltaje tomado como referencia.

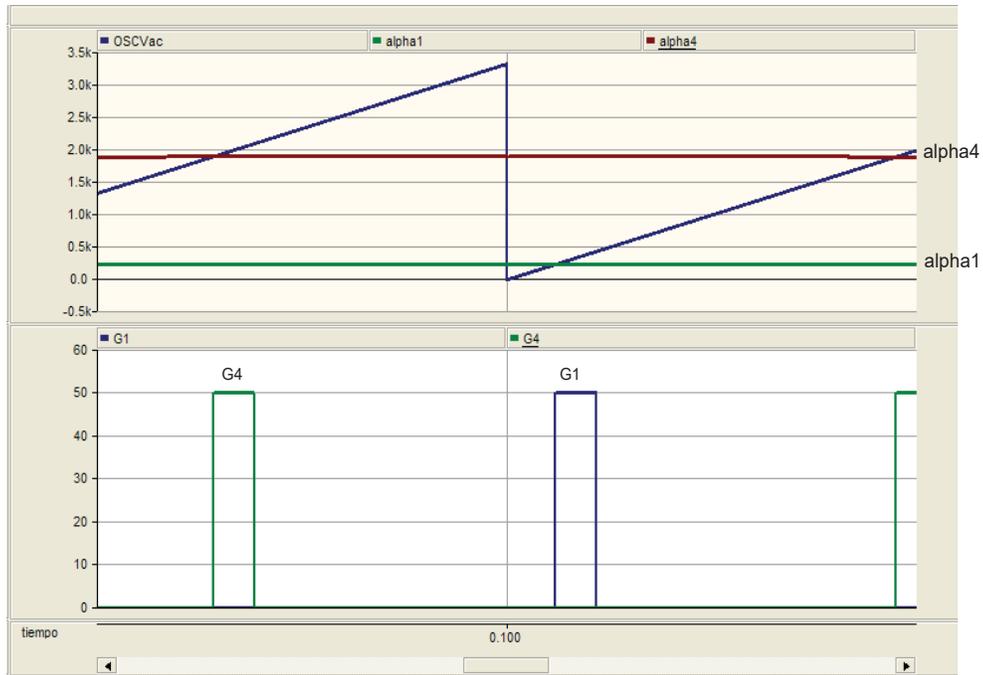


Figura 4.21 Pulsos de disparos $G1$, $G4$ correspondientes a los tiristores 1 y 4

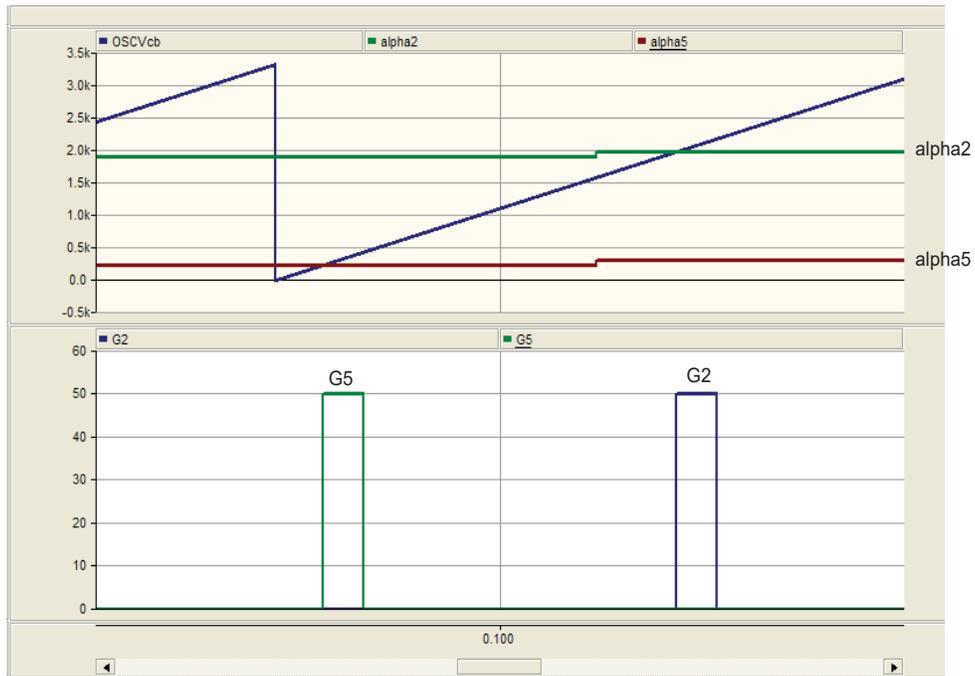


Figura 4.22 Pulsos de disparos $G2$, $G5$ correspondientes a los tiristores 2 y 5

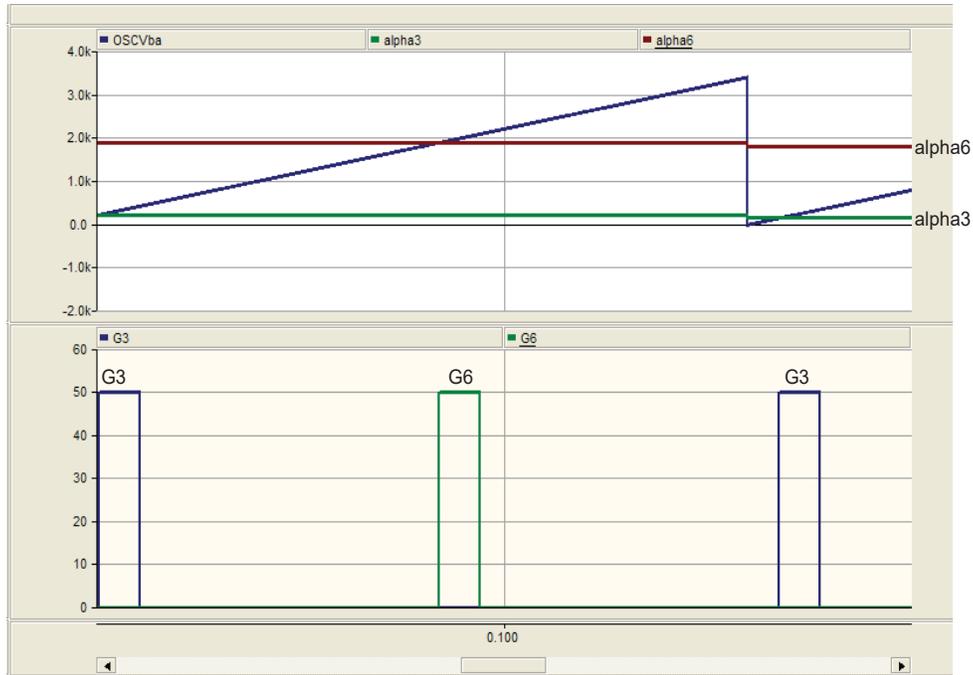


Figura 4.23 Pulsos de disparos $G3$, $G6$ correspondientes a los tiristores 3 y 6

En cambio las señales $alpha2-alpha5$ se incrementan después de $t = 0.1$ debido a que al disminuir la magnitud de la fase b , el cruce por cero del voltaje de control V_{cb1} se desplaza a la izquierda respecto al voltaje de control tomado como referencia. Por lo tanto, el control aumenta la magnitud de las señales $alpha2-alpha5$, ocasionando que los pulsos de disparo $G2-G5$ se generen con un tiempo Δt que se adiciona a los valores que normalmente se venían generando. Por su parte, los pulsos $G3-G6$ ocurren un tiempo Δt antes de como se venían generando. Este hecho se debe a que la disminución de la fase b ocasiona que el cruce por cero del voltaje de control V_{ba1} se desplace a la derecha con respecto al voltaje de control tomado como referencia. Debido a esto el control disminuye la magnitud de $alpha3- alpha6$, logrando así operar con la característica de disparos equidistantes aún con voltajes desbalanceados.

4.4.2 Voltajes de Alimentación Desbalanceados y sin la Presencia de Armónicas

Las condiciones de operación en este caso de estudio son similares a las presentadas en la sección anterior, con la diferencia que los voltajes de alimentación no contienen la presencia de armónicas. Dichos voltajes se presentan en la Figura 4.24.

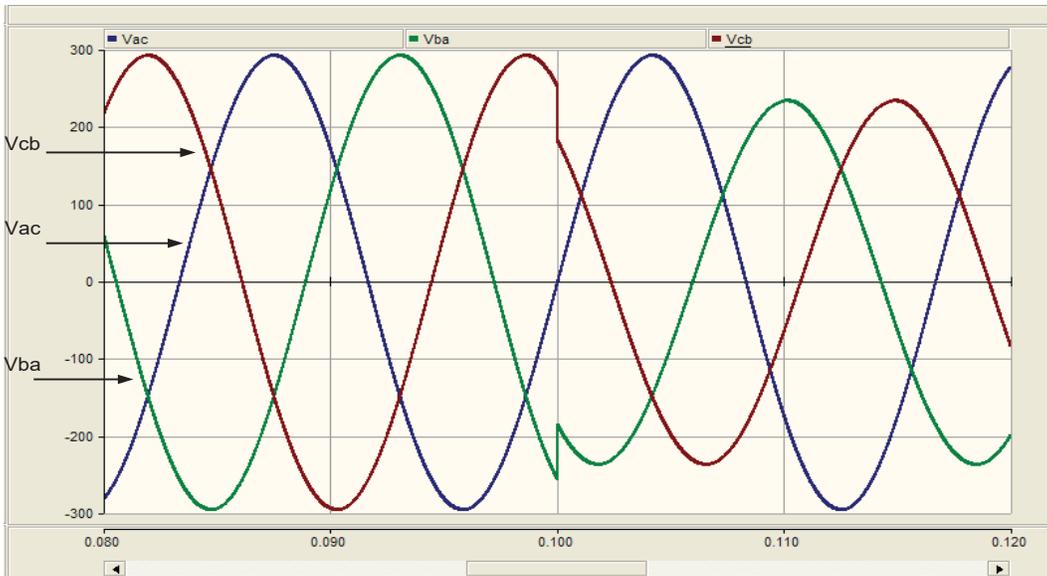


Figura 4.24 Voltajes de línea sin la presencia de armónicas

Por su parte en la Figura 4.25 se presenta la forma de onda del voltaje de CD y los pulsos de disparo generados por la etapa de control cuando el convertidor es operado con el esquema de control de disparos equidistantes. Mientras que en la Figura 4.26 se presentan las mismas formas de onda, con la diferencia que el sistema de control de disparos equidistantes no es utilizado. Se puede apreciar claramente en la Figura 4.25 que al ocurrir el disturbio la distancia entre los pulsos deja de ser constante, sin embargo después de un transitorio el control corrige el ángulo de disparo, permitiendo regresar a la operación de disparos equidistantes. En cambio, al no utilizar el esquema de control, el desbalance en los voltajes de alimentación afecta los disparos, ocasionando el efecto mostrado en la Figura 4.26.

Debido a que el voltaje no tiene la presencia de armónicas el factor de potencia se calcula con la ecuación siguiente,

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\phi) \quad (4.7)$$

donde: PF factor de potencia

I_{s1} componente fundamental de la corriente (rms)

I_s valor (rms) de la corriente

ϕ ángulo entre las componentes fundamentales del voltaje y la corriente

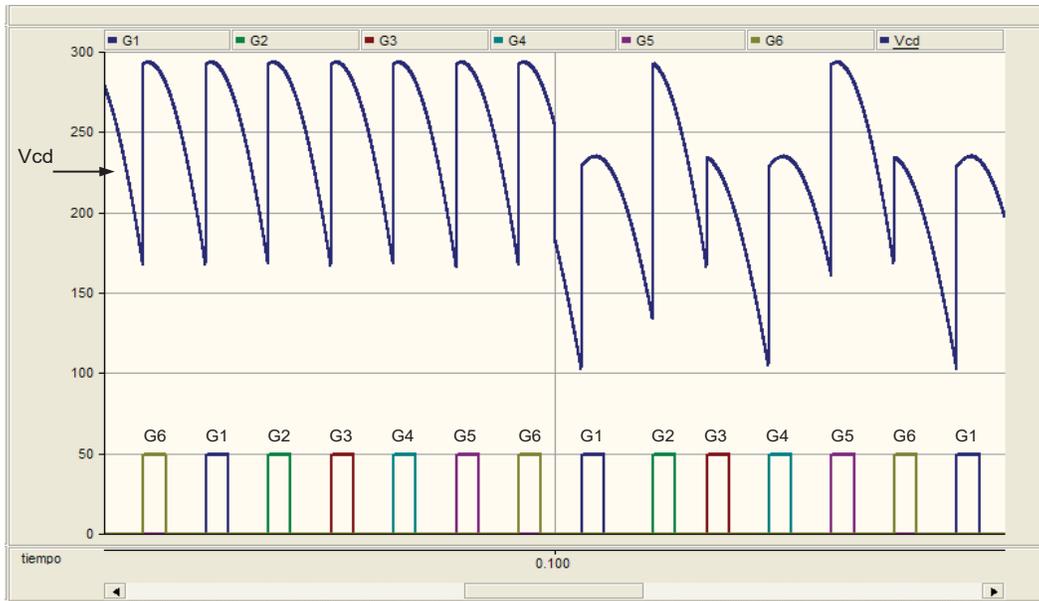


Figura 4.25 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor utilizando el esquema de control de disparos equidistantes y sin la presencia de armónicas

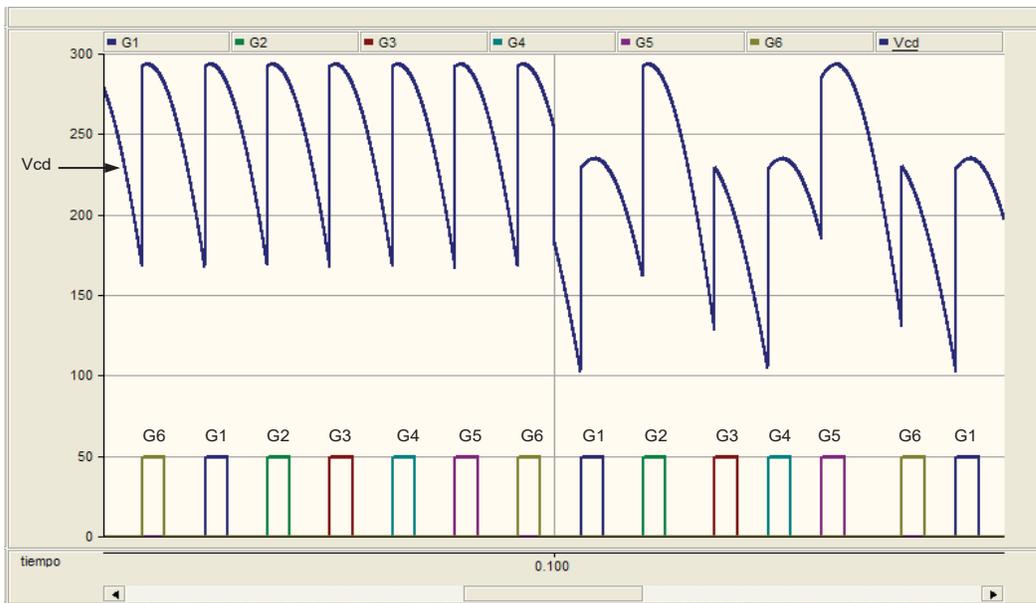


Figura 4.26 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor sin el esquema de control de disparos equidistantes y sin la presencia de armónicas

En la Tabla 4.3 se presenta el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio. En la Tabla 4.4 se presentan las mismas variables después del disturbio con y sin el esquema de control. Además, se presenta el factor de potencia, la distorsión armónica y el factor de desbalance asociados con el convertidor

Tabla 4.3 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio y con voltajes de alimentación libres de armónicas.

ANTES DEL DISTURBIO				
Armónica	I_a (rms)	I_b (rms)	I_c (rms)	V_{CD} (rms)
CD	0.00	0.00	0.00	253.98
1	0.55	0.55	0.55	0.08
2	0.00	0.00	0.00	0.18
3	0.00	0.00	0.00	0.39
4	0.00	0.00	0.00	0.18
5	0.14	0.14	0.14	0.08
6	0.00	0.00	0.00	30.76
7	0.07	0.07	0.07	0.08
8	0.00	0.00	0.00	0.17
9	0.00	0.00	0.00	0.39
10	0.00	0.00	0.00	0.18
11	0.06	0.06	0.06	0.08
12	0.00	0.00	0.00	14.41
13	0.04	0.04	0.04	0.08
14	0.00	0.00	0.00	0.17
15	0.00	0.00	0.00	0.39
<i>PF</i>	0.8809	0.8809	0.8809	
<i>%THD</i>	31.33%	31.33%	31.33%	
<i>%k_U</i>	0%			

Tabla 4.4 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio y sin la presencia de armónicas en el voltaje de alimentación.

Armónica	DESPUES DEL DISTURBIO								
	CON EL ESQUEMA DE CONTROL				SIN EL ESQUEMA DE CONTROL				
	I_a (rms)	I_b (rms)	I_c (rms)	V_{CD} (rms)	I_a (rms)	I_b (rms)	I_c (rms)	V_{CD} (rms)	
CD	0.00	0.00	0.00	218.42	0.00	0.00	0.00	219.86	
1	0.51	0.43	0.48	0.13	0.55	0.39	0.5	0.11	
2	0.00	0.00	0.00	27.34	0.00	0.00	0.00	35.37	
3	0.04	0.03	0.04	0.45	0.02	0.06	0.08	0.46	
4	0.00	0.00	0.00	5.73	0.00	0.00	0.00	7.55	
5	0.12	0.12	0.12	0.12	0.07	0.12	0.11	0.31	
6	0.00	0.00	0.00	26.45	0.00	0.00	0.00	20.33	
7	0.06	0.06	0.06	0.13	0.08	0.03	0.05	0.02	
8	0.00	0.00	0.00	3.72	0.00	0.00	0.00	14.77	
9	0.01	0.01	0.02	0.45	0.02	0.05	0.05	0.31	
10	0.00	0.00	0.00	2.73	0.00	0.00	0.00	2.54	
11	0.05	0.05	0.05	0.12	0.01	0.02	0.02	0.46	
12	0.00	0.00	0.00	12.38	0.00	0.00	0.00	3.04	
13	0.03	0.03	0.03	0.13	0.04	0.04	0.04	0.12	
14	0.00	0.00	0.00	1.91	0.00	0.00	0.00	10.58	
15	0.01	0.00	0.01	0.45	0.03	0.03	0.03	0.11	
<i>PF</i>	0.8634	0.8558	0.9063		<i>PF</i>	0.8613	0.8333	0.9319	
<i>%THD</i>	29.86%	34.8%	31.93%		<i>%THD</i>	22.04%	39.97%	32.49%	
<i>%k_U</i>	9.71%				<i>%k_U</i>	19.327%			

Para calcular el factor de potencia, la distorsión armónica y el factor de desbalance se utiliza el contenido armónico de las Tablas 4.3 y 4.4 y en algunos casos el ángulo de fase de las componentes fundamentales del voltaje y corriente que alimentan al convertidor. Antes de ocurrir el disturbio el ángulo de fase para las fases A , B y C es $\phi_{ia} = 7.46^\circ$, $\phi_{ib} = -112.65^\circ$ y $\phi_{ic} = 127.35^\circ$ respectivamente. Durante el disturbio estos valores cambia a $\phi_{ia} = 4.34^\circ$, $\phi_{ib} = -115.01^\circ$ y $\phi_{ic} = 132.79^\circ$ con el control y $\phi_{ia} = 1.89^\circ$, $\phi_{ib} = -116.18^\circ$ y $\phi_{ic} = 138.5^\circ$ sin el control. En lo que respecta al voltaje se tienen los valores de $\phi_{va} = 30^\circ$, $\phi_{vb} = -90^\circ$ y $\phi_{vc} = 150^\circ$.

Los resultados obtenidos con voltajes de alimentación libres de armónicas son similares a los resultados obtenidos en la sección 4.4.1 ya que antes del disturbio las corrientes de fase están integradas únicamente por la componente fundamental y las armónicas características. Sin embargo, al momento del disturbio se tiene la presencia de la tercera, novena y décima quinta armónicas además de las armónicas características. Obteniéndose una mayor disparidad entre sus valores cuando no se utiliza el esquema de control.

El voltaje de CD también se comporta de manera similar ya que antes del disturbio las armónicas predominantes son las características así como la componente de CD. Al momento del disturbio la segunda, cuarta, octava, décima y décima cuarta armónicas aumentan de magnitud, mientras que las armónicas características disminuyen, siendo más notable este efecto cuando no se utiliza el esquema de control (ver Tabla 4.4).

A partir de los resultados de la Tabla 4.4 se puede observar que el PF , la THD y k_U mejoran con el control, obteniéndose un error absoluto para el PF de 1.98%, 2.84% y 2.88% con el control y 2.22%, 5.40% y 5.78% sin el control para las fases A , B y C respectivamente. Por su parte el error absoluto para el THD es de 4.69%, 11.07%, y 1.91% con el control y sin el control 29.65%, 27.57% y 3.7% para las fases A , B y C respectivamente.

4.4.3 Falla Monofásica

En esta sección se analiza el comportamiento del convertidor ante una falla monofásica. Para cumplir dicho objetivo la fase b es llevada a un valor de cero volts

durante un periodo de tiempo de dos ciclos de la fundamental lo que da por resultado un factor de desbalance del 50%. Dicho comportamiento se muestra en la Figura 4.27. Se observa que en $t = 0.1$ ocurre la falla, ocasionando que el voltaje de línea v_{ba} sea igual a $-v_a$ y v_{cb} a v_c . Posteriormente en $t = 0.13333$ la falla es liberada y los voltajes reestablecidos. La Figura 4.28 muestra la forma de onda del voltaje de CD y los pulsos de disparo cuando se utiliza el control. Se puede apreciar que al momento de la falla en $t = 0.1$, los pulsos sufren un transitorio, posteriormente el control entra en funcionamiento y realiza la corrección de los disparos. Sin embargo el disparo $G3$ es ajustado por el control a un valor de cero grados, debido a que durante la corrección α_3 toma un valor negativo. Posteriormente al liberar la falla las señales de disparo se reajustan y en $t = 0.14$ el convertidor regresa a la operación de disparos equidistantes.

Por su parte la Figura 4.29 muestra el comportamiento del voltaje de CD y los pulsos de disparo sin el control de disparos equidistantes. En esta Figura se aprecia claramente el efecto de la falla en el convertidor ya que durante la presencia de ésta, los pulsos de disparo se encuentran lejanos de ser equidistantes. Posteriormente al liberar la falla el convertidor regresa a la operación de disparos equidistantes.

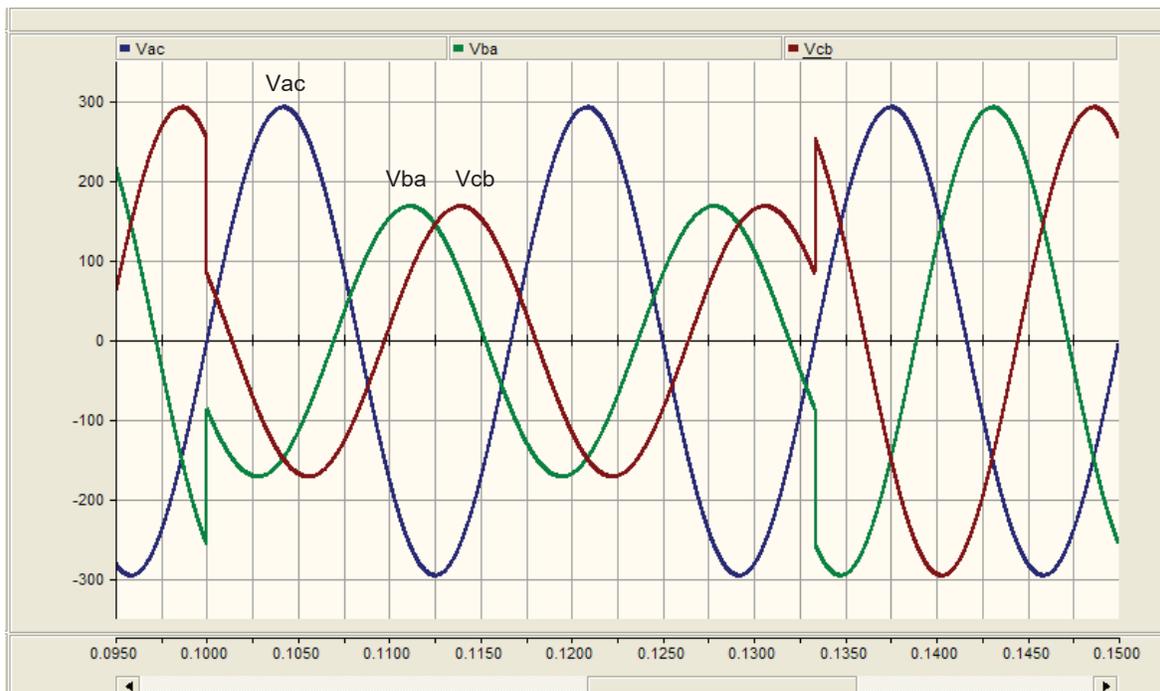


Figura 4.27 Falla monofásica en los voltajes de alimentación.

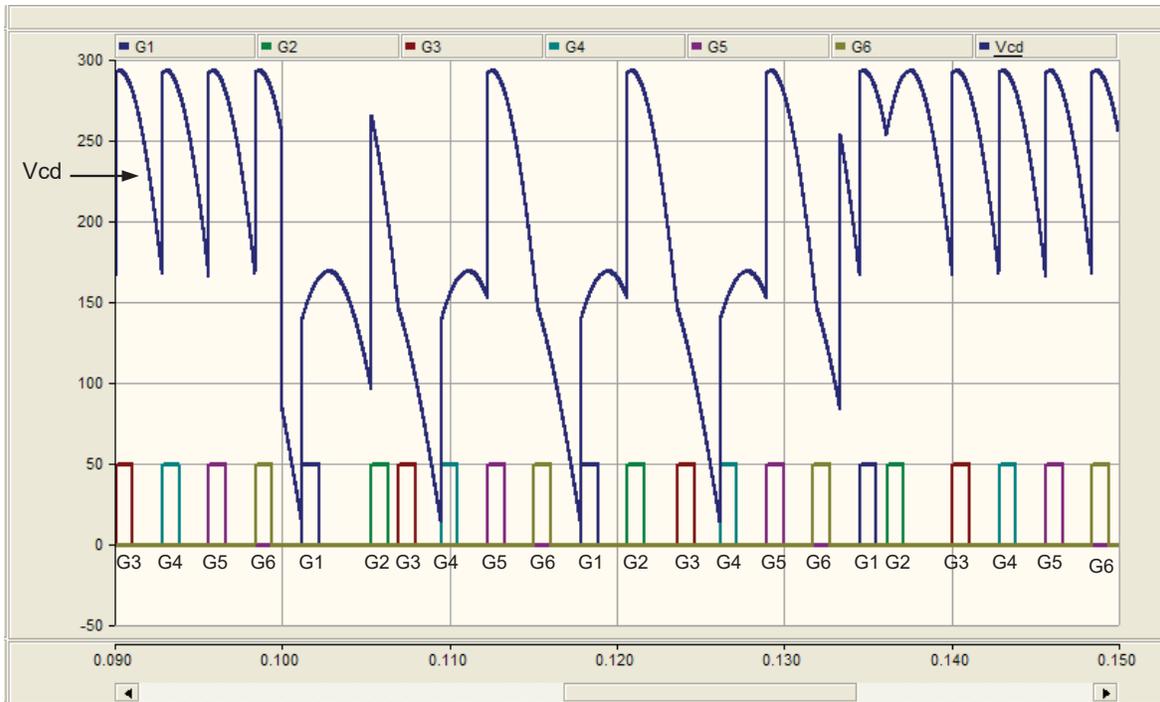


Figura 4.28 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor ante una falla monofásica y con el esquema de control de disparos equidistantes

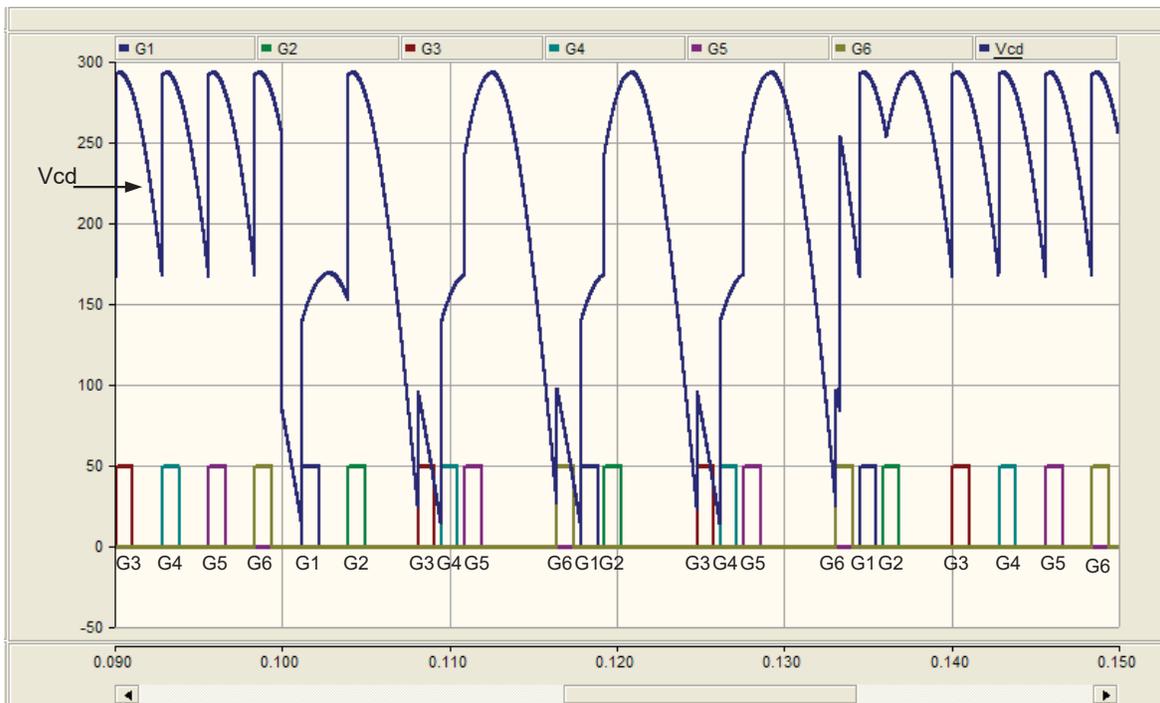


Figura 4.29 Voltaje de CD y pulsos de disparo en el convertidor ante una falla monofásica y sin el esquema de control de disparos equidistantes

Tabla 4.5 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD durante la falla con y sin el esquema de control de disparos equidistantes

Armónica	DESPUES DEL DISTURBIO							
	CON EL ESQUEMA DE CONTROL				SIN EL ESQUEMA DE CONTROL			
	I_a (rms)	I_b (rms)	I_c (rms)	V_{CD} (rms)	I_a (rms)	I_b (rms)	I_c (rms)	V_{CD} (rms)
CD	0.00	0.00	0.00	169.06	0.00	0.00	0.00	182.52
1	0.47	0.26	0.4	0.2	0.56	0.13	0.51	0.07
2	0.00	0.00	0.00	65.98	0.00	0.00	0.00	86.25
3	0.08	0.07	0.14	0.39	0.04	0.09	0.13	0.26
4	0.00	0.00	0.00	13.36	0.00	0.00	0.00	7.14
5	0.08	0.09	0.09	0.2	0.02	0.05	0.05	0.42
6	0.00	0.00	0.00	20.42	0.00	0.00	0.00	1.57
7	0.06	0.04	0.05	0.21	0.02	0.05	0.04	0.42
8	0.00	0.00	0.00	9.23	0.00	0.00	0.00	3.14
9	0.02	0.03	0.04	0.39	0.03	0.05	0.05	0.25
10	0.00	0.00	0.00	6.10	0.00	0.00	0.00	9.15
11	0.02	0.03	0.04	0.19	0.03	0.02	0.03	0.07
12	0.00	0.00	0.00	9.63	0.00	0.00	0.00	10.28
13	0.04	0.02	0.03	0.21	0.02	0.01	0.02	0.07
14	0.00	0.00	0.00	4.84	0.00	0.00	0.00	6.38
15	0.01	0.00	0.02	0.45	0.03	0.03	0.03	0.11
<i>PF</i>	0.8075	0.7333	0.9005		<i>PF</i>	0.8161	0.6014	0.9339
<i>%THD</i>	29.25%	49.85%	46.56%		<i>%THD</i>	13.24%	100.29%	31.43%
$\%k_{ij}$	32.99%				$\%k_{ij}$	66.65%		

La Tabla 4.5 presenta el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD durante la falla con el esquema de control de disparos equidistantes y sin él. Estos valores se obtienen incrementando el tiempo de duración de la falla con el objetivo que el convertidor opere en estado estable y se pueda obtener adecuadamente su contenido armónico bajo esta condición de operación. Los ángulos de fase de las componentes fundamentales de las corrientes con el control son $\phi_{ia} = -2.71^\circ$, $\phi_{ib} = -124.97^\circ$ y $\phi_{ic} = 143.4^\circ$ y sin el control $\phi_{ia} = -4.59^\circ$, $\phi_{ib} = -121.59^\circ$ y $\phi_{ic} = 161.76^\circ$. En lo que respecta a los ángulos de fase de las componentes fundamentales del voltaje son los mismos que en el caso de estudio anterior.

Los resultados obtenidos en este caso de estudio son similares a los dos casos de estudio anteriores ya que al ocurrir la falla se tiene la presencia de las armónicas no características en la corriente y un desbalance en sus componentes fundamentales, siendo más fuerte el efecto al no utilizar el esquema de control. La *THD* en las fases A y B con el control se encuentra más cercana a la *THD* antes del disturbio con un error de 6.63% y

59.11% y sin el control se tiene un error de 57.74% y 220.1%. Por su parte la *THD* en la fase *C* tiene un efecto contrario ya que el error es de 48.6% con el control y 0.3192% sin el control. En lo que respecta al *PF* con el control las fases *B* y *C* se acercan mas al *PF* calculado antes del disturbio, obteniéndose un error de 16.75% y 2.22% y sin el control 31.72% y 6.01% y para la fase *A* se tiene un error de 8.33% con el control y 7.35% sin el control.

4.5 Método de Disparos Equidistantes Tradicional

En esta sección se lleva a cabo la comparación entre el método de control propuesto en este trabajo y el control de disparos equidistantes tradicional. Para llevar a cabo dicha comparación se utiliza el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* el cual esta orientado al modelado de transmisión de CD en alto voltaje (HVDC). Este modelo permite operar con la característica de disparos equidistantes ya que cuenta con un sujetador de fase interno (PLO). Es posible modificar las características de los tiristores como son: la resistencia en encendido, la resistencia en apagado, voltaje mínimo de conducción, voltaje de ruptura y el tiempo mínimo de extinción. Para la señal de disparo se pueden elegir 4 posibles opciones y se puede utilizar una red de protección de sobrevoltaje. En la Figura 4.30 se presenta el modelo utilizado para llevar a cabo la simulación. Se prueba dicho modelo con las tres condiciones de operación a las que se sometió el esquema de control de disparos equidistantes, obteniéndose los resultados de las Figuras 4.31 a 4.33.

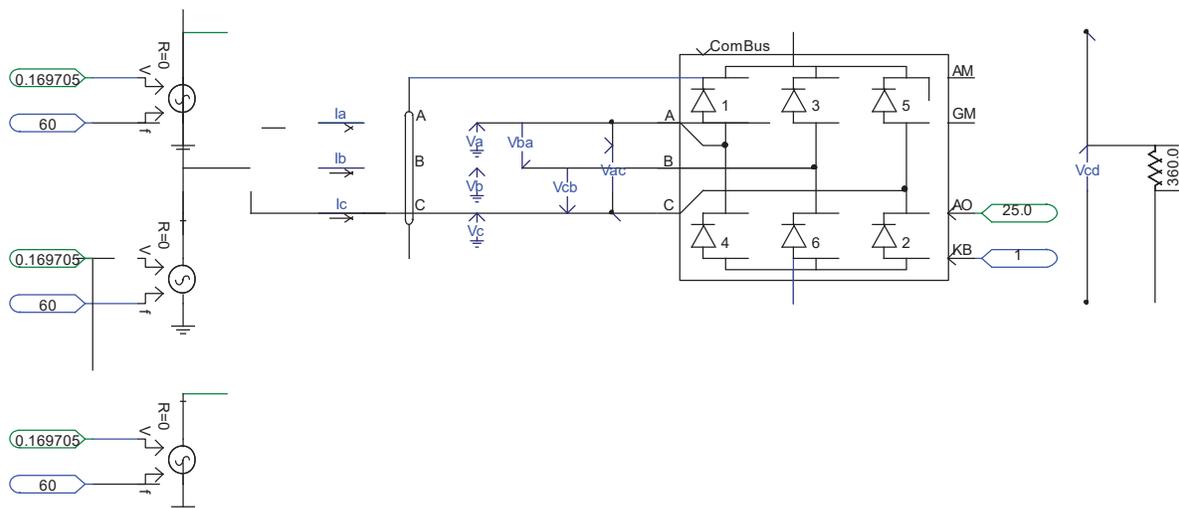


Figura 4.30 Modelo del convertidor trifásico de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC*

La Figura 4.31 corresponde al voltaje de CD a la salida del convertidor bajo las condiciones de operación de la sección 4.4.1 en la cual se somete el control a voltajes de alimentación desbalanceados y con la presencia de armónicas. Por su parte la Figura 4.32 corresponde al voltaje de CD a la salida del convertidor bajo las condiciones de operación de la sección 4.4.2 en la cual se prueba el desempeño del control ante voltajes desbalanceados.

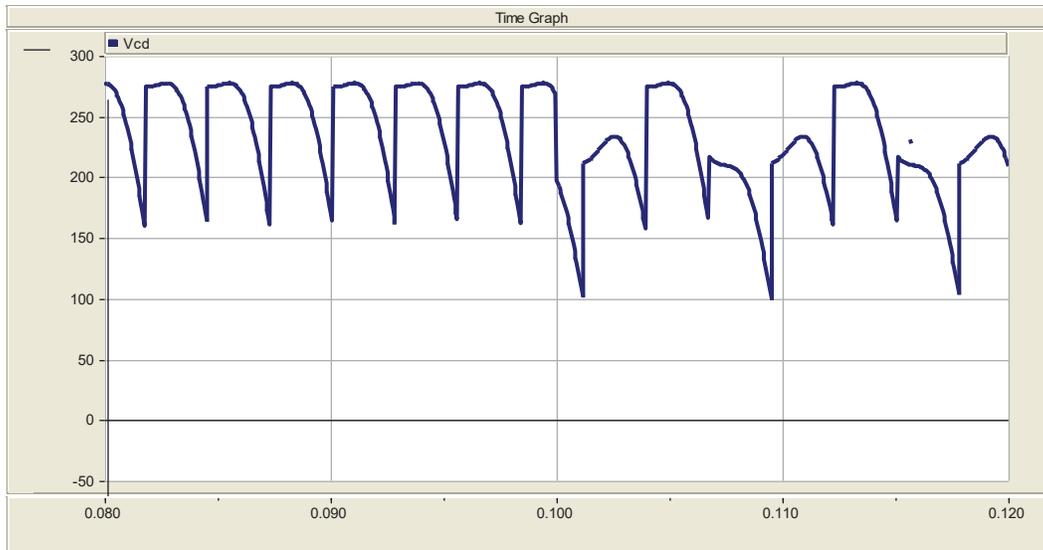


Figura 4.31 Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* con voltajes desbalanceados y con armónicas.

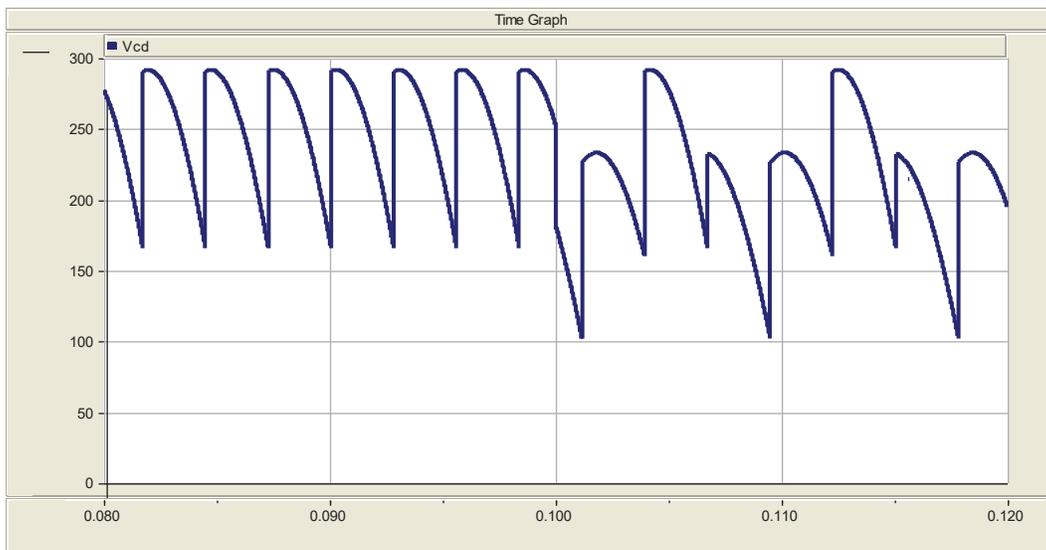


Figura 4.32 Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* con voltajes desbalanceados y libres de armónicas.

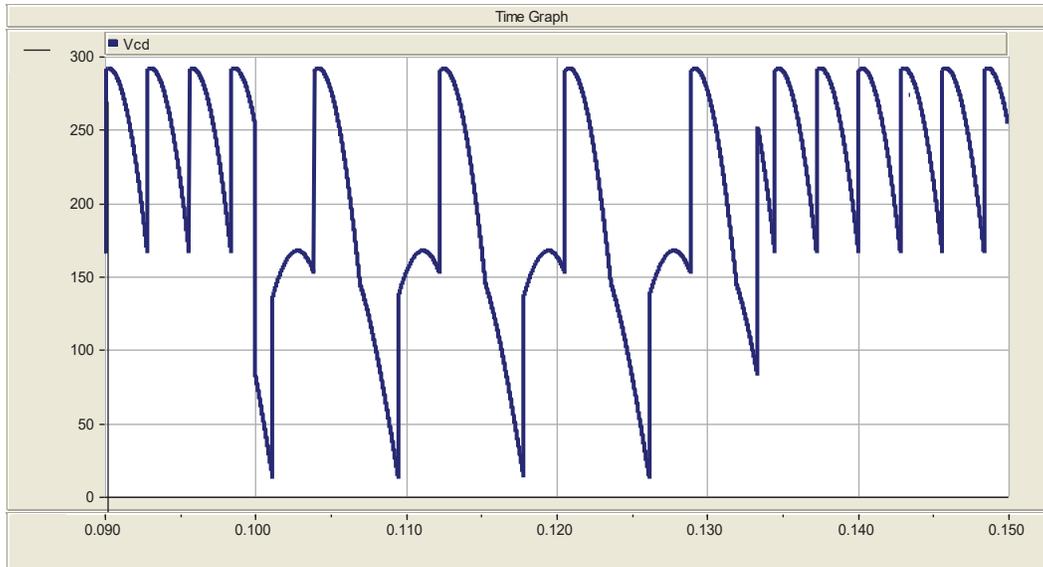


Figura 4.33 Voltaje de CD a la salida del convertidor con el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* con voltajes balanceados y falla monofásica.

Por su parte la Figura 4.33 contiene el voltaje de CD a la salida del convertidor y las condiciones de operación son las mismas que en la sección 4.4.3 en las que se somete el control a una falla monofásica. Al comparar las formas de onda obtenidas con el modelo del convertidor trifásico de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* con las formas de onda obtenidas con el esquema de control de disparos equidistantes (ver Figuras 4.14, 4.25 y 4.28) se puede observar que prácticamente son las mismas. Sin embargo para poder realizar una comparación con mayor exactitud es necesario comparar su contenido armónico.

La Tabla 4.6 agrupa el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes de ocurrir el disturbio. Esta Tabla se divide en dos partes, la primera de ellas corresponde a la situación en la que los voltajes de alimentación se encuentran integrados por la fundamental y una quinta armónica, mientras que la segunda parte corresponde a voltajes de alimentación libres de armónicas. La Tabla 4.7 se divide en tres partes, en las cuales se muestra el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD bajo las tres condiciones de operación a las que se somete el modelo del convertidor de seis pulsos. Al comparar el contenido armónico de las Tablas 4.6 y 4.7 con el contenido armónico de las Tablas 4.1 a 4.5 correspondientes al método de control de disparos equidistantes se observa que el contenido armónico de las corrientes es prácticamente el mismo en ambos casos y en lo que respecta al voltaje de CD se tienen muy pequeñas

discrepancias. Por lo tanto se puede validar el comportamiento del esquema de control y determinar que la corrección que éste realiza en los tres casos de estudio en los cuales fue probado es suficiente para trabajar con la característica de disparos equidistantes a pesar de utilizar el cruce por cero de los voltajes de línea como referencia.

Tabla 4.6 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD antes del disturbio usando el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC*

Armónica	VOLTAJES DE ALIMENTACIÓN CON ARMÓNICAS				VOLTAJES DE ALIMENTACIÓN LIBRES DE ARMÓNICAS			
	i_a (rms)	i_b (rms)	i_c (rms)	v_{CD} (rms)	i_a (rms)	i_b (rms)	i_c (rms)	v_{CD} (rms)
CD	0.0	0.0	0.0	252.58	0.0	0.0	0.0	252.38
1	0.55	0.55	0.55	0.10	0.55	0.55	0.55	0.02
2	0.0	0.0	0.0	0.06	0.0	0.0	0.0	0.01
3	0.0	0.0	0.0	0.08	0.0	0.0	0.0	0.07
4	0.0	0.0	0.0	0.06	0.0	0.0	0.0	0.01
5	0.14	0.14	0.14	0.10	0.14	0.14	0.14	0.02
6	0.0	0.0	0.0	26.14	0.0	0.0	0.0	30.54
7	0.05	0.05	0.05	0.10	0.07	0.07	0.07	0.02
8	0.0	0.0	0.0	0.07	0.0	0.0	0.0	0.01
9	0.0	0.0	0.0	0.08	0.0	0.0	0.0	0.07
10	0.0	0.0	0.0	0.06	0.0	0.0	0.0	0.01
11	0.05	0.05	0.05	0.10	0.05	0.05	0.05	0.02
12	0.0	0.0	0.0	13.11	0.0	0.0	0.0	14.30
13	0.04	0.04	0.04	0.10	0.04	0.04	0.04	0.02
14	0.0	0.0	0.0	0.07	0.0	0.0	0.0	0.02
15	0.0	0.0	0.0	0.08	0.0	0.0	0.0	0.07

Tabla 4.7 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD después del disturbio usando el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC*

Armónico	VOLTAJES DE ALIMENTACIÓN CON ARMÓNICAS				VOLTAJES DE ALIMENTACIÓN LIBRES DE ARMÓNICAS				FALLA MONOFÁSICA			
	i_a (rms)	i_b (rms)	i_c (rms)	v_{CD} (rms)	i_a (rms)	i_b (rms)	i_c (rms)	v_{CD} (rms)	i_a (rms)	i_b (rms)	i_c (rms)	v_{CD} (rms)
CD	0.0	0.0	0.0	219.35	0.0	0.0	0.0	217.17	0.0	0.0	0.0	167.66
1	0.52	0.43	0.49	0.03	0.51	0.43	0.48	0.03	0.47	0.26	0.4	0.03
2	0.0	0.0	0.0	27.73	0.0	0.0	0.0	27.70	0.0	0.0	0.0	66.65
3	0.04	0.03	0.06	0.04	0.04	0.03	0.06	0.01	0.08	0.07	0.14	0.06
4	0.0	0.0	0.0	5.35	0.0	0.0	0.0	5.37	0.0	0.0	0.0	12.69
5	0.12	0.12	0.12	0.03	0.12	0.12	0.12	0.03	0.08	0.09	0.09	0.03
6	0.0	0.0	0.0	20.23	0.0	0.0	0.0	26.60	0.0	0.0	0.0	20.30
7	0.05	0.05	0.05	0.03	0.06	0.06	0.06	0.03	0.06	0.04	0.05	0.03
8	0.0	0.0	0.0	4.10	0.0	0.0	0.0	4.08	0.0	0.0	0.0	9.90
9	0.01	0.01	0.02	0.04	0.01	0.01	0.02	0.01	0.02	0.03	0.04	0.06
10	0.0	0.0	0.0	2.34	0.0	0.0	0.0	2.37	0.0	0.0	0.0	5.42
11	0.05	0.05	0.05	0.03	0.05	0.05	0.05	0.03	0.02	0.03	0.04	0.04
12	0.0	0.0	0.0	10.39	0.0	0.0	0.0	12.26	0.0	0.0	0.0	9.57
13	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.03	0.04	0.02	0.03	0.03
14	0.0	0.0	0.0	2.29	0.0	0.0	0.0	2.27	0.0	0.0	0.0	5.49
15	0.01	0.0	0.01	0.08	0.01	0.0	0.01	0.07	0.01	0.02	0.02	0.07

4.6 Implementación en Prototipo

El esquema de control descrito en las secciones anteriores se aplica al prototipo implementado en el laboratorio. Se utilizan los mismos componentes que en la implementación del control de corriente descrito en la sección 3.5, con la diferencia que el lazo de retroalimentación no es necesario ya que el convertidor es operado en lazo abierto. Por lo tanto, el sensor de corriente y la etapa de acondicionamiento de señal utilizados para tal propósito se descartan.

En lo que respecta al *software*, se modifica el código a ejecutar en el DSC de tal manera que el código utilizado en esta aplicación se rige por el diagrama de flujo de la Figura 4.34. El diagrama de flujo inicia con la inicialización del sistema y la inicialización de variables, posteriormente se asigna un valor a la variable *alpha* la cual corresponde al ángulo de disparo con el que se va a operar el convertidor. En seguida la rutina espera que ocurra (*Interrupción ADC*). Al momento que ocurre la conversión se guardan los valores de los voltajes de control previamente muestreados en vectores $v_a[k], v_b[k]$ y $v_c[k]$, en donde la posición para almacenar el dato es designada por el apuntador k . Al mismo tiempo se almacena un valor en el vector $tiempo[k]$. El valor almacenado en el vector $tiempo$ se obtiene de un módulo PWM (módulo *ePWM2* del DSC), el cual es configurado en conteo ascendente. Enseguida, los voltajes son filtrados y almacenados en los nuevos vectores $v_{afil}[k]$, $v_{bfil}[k]$ y $v_{cfil}[k]$, los cuales son utilizados para calcular las componentes fundamentales de los voltajes de línea $v_{ab}[k]$, $v_{bc}[k]$ y $v_{ca}[k]$.

Posteriormente se verifica si el voltaje v_{ca} cruza por cero. Si se cumple la condición se reinicia la cuenta en *ePWM2* y se pasa a una rutina de interpolación, la cual ejecuta una interpolación lineal con los valores de voltaje y tiempo almacenados en los vectores $v_{ca}[]$ y $tiempo[]$ en las posiciones k y $k-1$. Esta rutina de interpolación tiene el propósito de calcular el cruce por cero del voltaje v_{ca} con mayor exactitud y el resultado se almacena en la variable TV_{ca} . La interpolación lineal utilizada se define como,

$$x = x_o + \frac{x_1 - x_o}{y_1 - y_o} (y - y_o) \quad (4.8)$$

donde:

(x_o, y_o) , (x_1, y_1) y (x, y) representan puntos en el plano cartesiano.

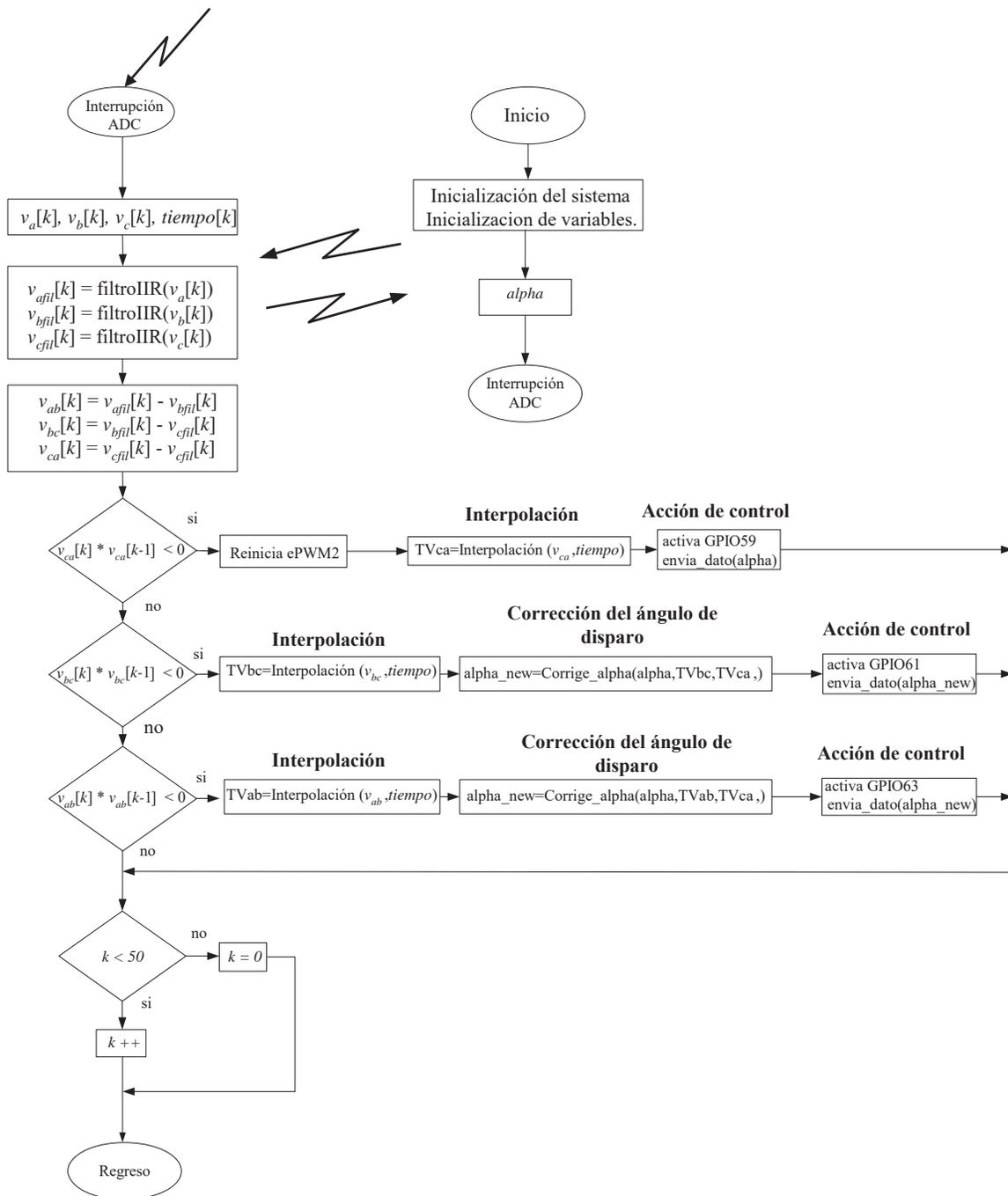


Figura 4.34 Diagrama del flujo del código ejecutado en el DSC para operar con la característica de disparos equidistantes.

Después se envía el ángulo de disparo α al potenciómetro digital controlado por la entrada/salida de propósito general del DSC GPIO59. Por último se incrementa el índice del apuntador y se espera a que una nueva conversión A/D se haya realizado.

Si el voltaje v_{ac} no cruza por cero se verifica si el voltaje v_{bc} si lo hizo. Si se cumple la condición se vuelve a llamar la rutina de interpolación, pero ahora recibe como parámetros de entrada los vectores $v_{bc}[]$ y $tiempo[]$ y el resultado se almacena en la variable $TVbc$. Después de calcular $TVbc$ se llama la rutina que se encarga de realizar la corrección del ángulo de disparo y lo realiza de acuerdo a los valores de α , $TVbc$ y $TVca$.

El valor corregido se almacena en la variable α_{new} , la cual será enviada al potenciómetro digital controlado por la entrada/ salida GPIO61. Finalmente, se incrementa el valor del apuntador k y se espera una nueva conversión A/D. Si el voltaje v_{bc} tampoco cruzó por cero se verifica el voltaje v_{ab} y se sigue el mismo procedimiento usado para v_{bc} .

4.7 Conclusiones

En este capítulo se propuso un esquema de control que realiza las correcciones del ángulo de disparo de un convertidor controlado por ángulo de fase. Dicha técnica se implementó a nivel de simulación en *PSCAD/EMTDC* y se analizó su desempeño por medio de tres condiciones de operaciones diferentes. La técnica de control se comparó con la simulación en *PSCAD/EMTDC* sin el esquema de disparos equidistantes, analizando aspectos relacionados con la forma de onda, contenido armónico de las corrientes de fase y voltaje de CD en el convertidor así como el factor de potencia, distorsión armónica y factor de desbalance. Para validar el esquema de control se utilizó el modelo del convertidor de seis pulsos de *PSCAD/EMTDC* y se sometió a las mismas condiciones de operación que el esquema de control propuesto. Por último, se presentó la implementación del método propuesto en el DSC.

Los resultados obtenidos de las simulaciones permiten observar que el control trabaja con la característica de disparos equidistantes cuando los voltajes de alimentación son asimétricos y contaminados por armónicas, mientras que esto no sucede al ocurrir una falla monofásica, lo cual se debe a que la corrección realizada por el control requiere un ángulo de disparo negativo para el tiristor 3, lo cual no es alcanzable por el control y lo ajusta al mínimo ángulo de disparo permitido de 0° .

Se demostró que al usar el esquema de control las armónicas no características en los espectros de frecuencia de las corrientes de fase y el voltaje de CD disminuyen en magnitud con respecto a las armónicas no características obtenidas al no usar el control de disparos equidistantes. Además, de una mejora en el factor de potencia, distorsión armónica y factor de desbalance.

Al comparar el método de control propuesto con el control de disparos equidistantes tradicional se obtuvieron muy buenos resultados ya que el contenido armónico de las corrientes de fase para ambos casos es prácticamente el mismo, mientras que en lo que respecta al voltaje se tienen pequeñas discrepancias.

CAPÍTULO 5

CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR

En este capítulo se presenta la construcción de la etapa de control y potencia del prototipo del convertidor. Se muestran los resultados de las pruebas realizadas en el laboratorio cuando el convertidor opera como una fuente de corriente controlada en lazo abierto y en lazo cerrado. Además, se reporta el desempeño de la implementación del esquema de control de disparos equidistantes propuesto en el Capítulo 4.

5.1 Descripción de los Componentes del Sistema

El convertidor controlado se puede operar en lazo abierto o en lazo cerrado dependiendo de la pruebas a realizar en el laboratorio. Sin embargo, esta sección se enfoca al funcionamiento del convertidor cuando opera en lazo cerrado. Los elementos que conforman el sistema en la operación de lazo cerrado se describen en la Figura 5.1. Primeramente, para medir la corriente de CD (i_{cd}) se utiliza el sensor NT-15 de la marca FW-BELL. Este sensor mide la corriente instantánea que circula por la carga y la convierte a un voltaje instantáneo $v_{i_{cd}}$ proporcional a la corriente medida. El voltaje entregado por el sensor es ajustado a valores adecuados para el convertidor ADC por medio de una etapa de acondicionamiento de señal construida en base a amplificadores operacionales de propósito general, la cual proporciona el voltaje $v_{i_{cd}}'$.

Los voltajes de fase v_a , v_b y v_c son introducidos al DSC a través de su ADC. Se utilizan tres transformadores reductores que proporcionan aislamiento magnético y reducción de los voltajes de fase. Los voltajes a la salida del transformador (v_{as} , v_{bs} , v_{cs}) son ajustados a niveles apropiados para el convertidor ADC por medio de una etapa de acondicionamiento de señal, la cual proporciona los voltajes v_a' , v_b' y v_c' para posteriormente ser muestreados y procesados digitalmente.

La etapa de potencia del convertidor trifásico esta constituida por tres módulos de tiristores de la marca *Semikron* modelo SKKT 42/12E. Este modelo se caracteriza por contener dos tiristores por modulo y una capacidad de corriente de hasta 75 A. El

convertidor es conectado a una fuente de alimentación trifásica proporcionada por la compañía eléctrica con niveles de alimentación de 220 Vrms de línea y alimenta una carga resistiva inductiva. Para el disparo de los tiristores se utiliza un disparador por cada módulo de tiristores, tal como se muestra en la Figura 5.1, los cuales tienen la característica de ser disparadores por ángulo de fase. Los disparadores utilizados son de la marca *Semikron* cuyo modelo es SKPC-200-240. Este modelo tiene la cualidad de controlar el disparo de dos tiristores, el primero de ellos en el rango de $0^\circ - 180^\circ$ eléctricos y el segundo en el rango de $180^\circ - 360^\circ$. La señal de control es un voltaje de CD en el rango de 0-5 volts, lo cual genera un ángulo de disparo α para el primer tiristor y de $\alpha + 180^\circ$ para el segundo tiristor.

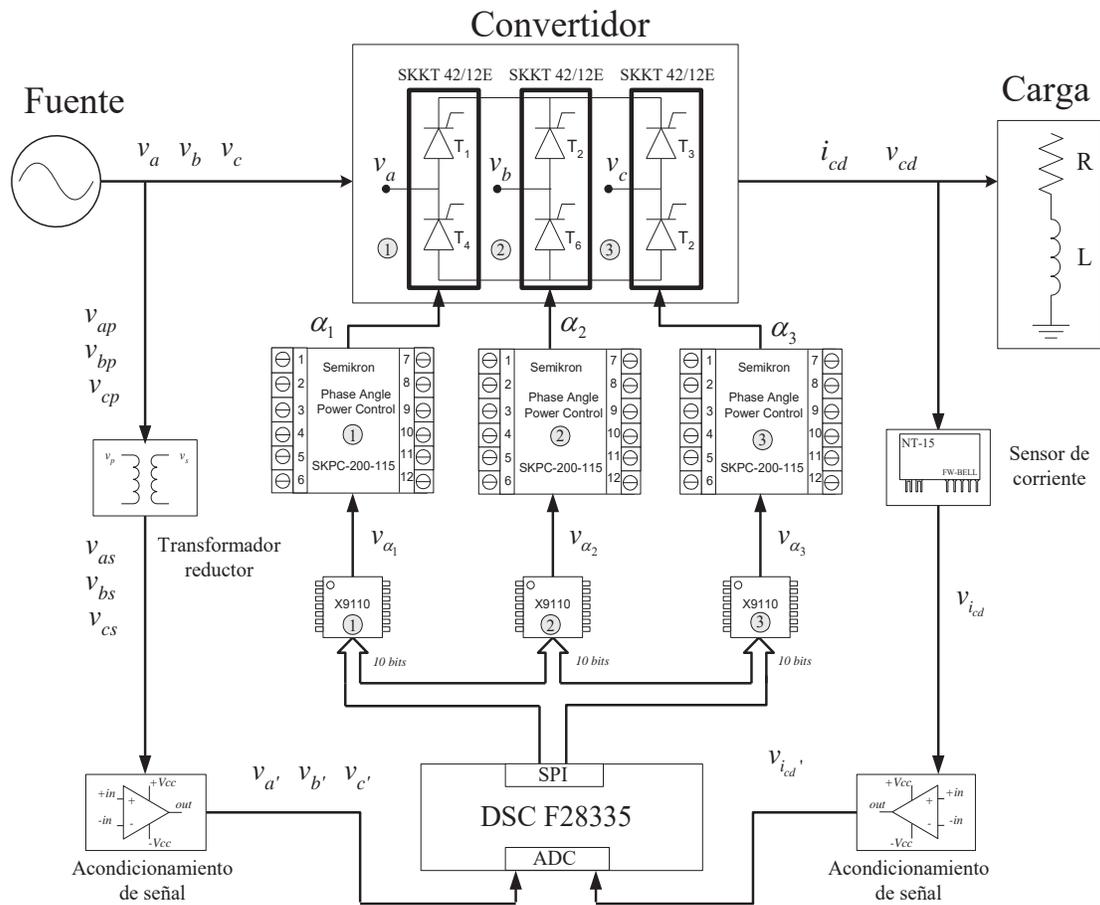


Figura 5.1 Diagrama de bloques de la implementación en el laboratorio

El voltaje de control de cada modulo de disparo es manipulado de manera digital a través de un potenciómetro digital de la marca *Intersil* modelo X9110. La operación del potenciómetro digital requiere establecer un protocolo de comunicación con el DSC en una configuración Maestro/Esclavos, en donde el DSC funge como maestro y los potenciómetros digitales juegan el papel de esclavo. Se usa un protocolo de comunicación serial llamado SPI, el cual es reconocido tanto por el DSC como por los potenciómetros digitales.

El controlador DSC F28335 de *Texas Instruments* es el núcleo principal de todo el sistema ya que tiene la función de sincronizar, monitorear y controlar el desempeño adecuado del convertidor. El DSC se encarga de realizar varias tareas entre las que se encuentran el muestreo de los voltajes de fase y la corriente de directa, filtrado digital de los voltajes de fase, obtención de los voltajes de línea a partir de los voltajes de fase y detección de cruces por cero de los voltajes de línea. Además, el controlador DSC lleva a cabo otras tareas tales como la implementación del controlador digital PI y la generación y envío de la señal de control a los potenciómetros digitales, de tal manera que el sistema se encuentre operando adecuadamente.

5.1.1 El Convertidor

El convertidor es construido en base a tres módulos de tiristores de la marca *Semikron* modelo SKKT 42/12E cuya vista superior y lateral son mostrados en la Figura 5.2 (a) y (b) respectivamente. Algunas de las características mas importantes de los tiristores son: Corriente máxima de conducción $I_T = 74$ A, voltaje inverso de ruptura máximo $V_{RRM} = 1200$ V, cambio de corriente máxima $di/dt = 150$ A/ μ seg y cambio de voltaje máximo $dv/dt = 1000$ V/ μ seg.

5.1.2 Módulos de Disparo

Para el disparo de los tiristores se utilizan tres módulos de disparo de la marca *Semikron* modelo SKPC-200-240. Estos módulos son disparadores por ángulo de fase y son utilizados normalmente en el control de motores, control de calefacción y fuentes de alimentación. El módulo tiene un total de 12 terminales de entrada y salida, cuenta con aislamiento magnético en su voltaje de alimentación a través de un transformador interno

(ver Figura 5.3). Además, cuenta con aislamiento óptico en su circuito de disparo, el cual permite separar la etapa de control de la etapa de potencia. Cuenta con un amplificador operacional para propósitos de control en lazo cerrado y una fuente de alimentación de CD regulada a 5 V, útil para alimentar circuitería externa. La entrada de control es un voltaje en el rango de 0-5 V de CD y corresponde a un ángulo de disparo en el rango de 180 a 0 grados eléctricos. El modulo es capaz de controlar el ángulo de disparo para dos tiristores y puede ser conectado a una fuente de alimentación monofásica o bifásica con valores de 120 Vrms o 220 Vrms [SKPC200-240 1990]. Su funcionamiento puede resumirse de la siguiente manera:

1.- Cuando se alimenta el disparador con un voltaje de CA en sus terminales 11 y 12 se genera un voltaje en el secundario del transformador interno, el cual alimenta una fuente de CD encargada de abastecer toda la circuitería interna. Además, este voltaje es utilizado para sincronización de la señal tipo rampa, la cual es reiniciada con cada cruce por cero del voltaje de alimentación.

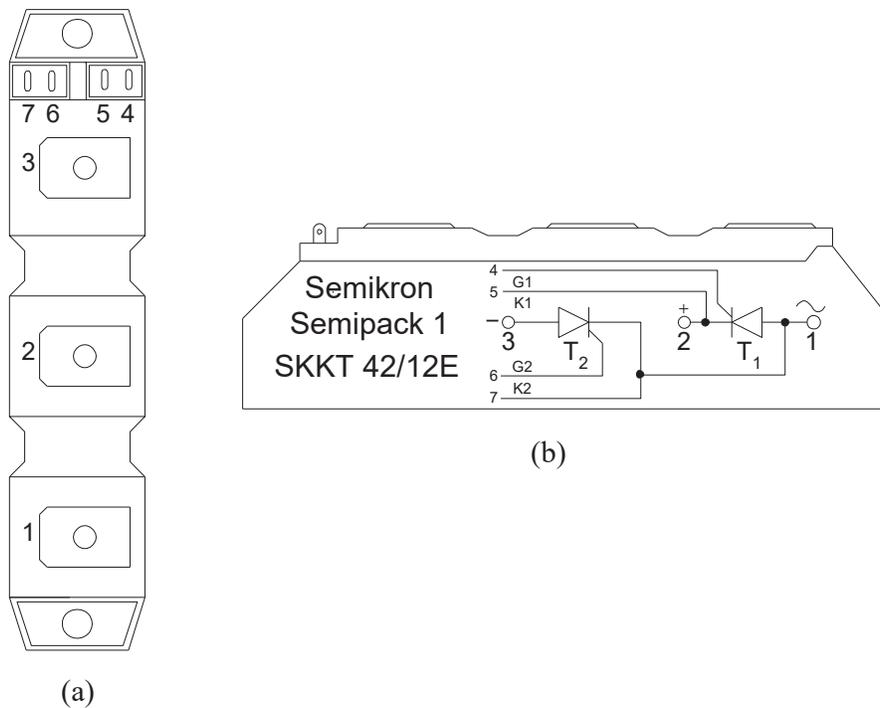


Figura 5.2 Módulos de tiristores SKKT 42/12E. (a).- Vista superior, (b).- Vista lateral.

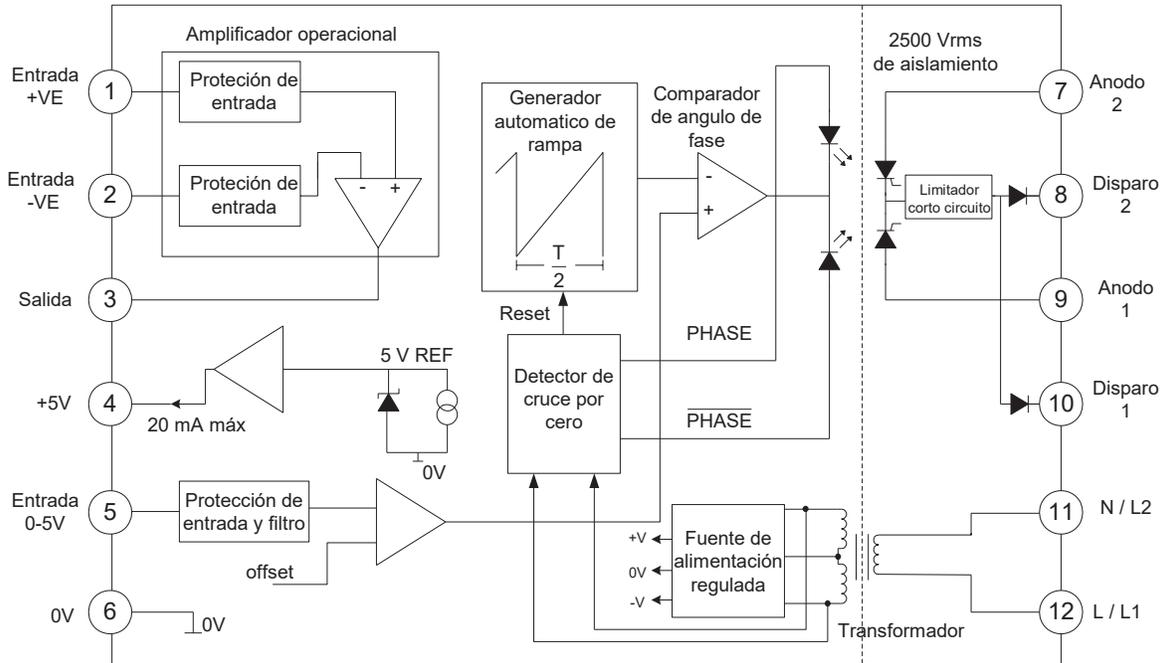


Figura 5.3 Diagrama de bloques del disparador SKPC-200-240

2.- El disparo de los tiristores se logra al comparar la señal de control aplicada a la terminal 5 con la señal tipo rampa generada internamente por medio de un comparador de fase. Los pulsos de disparo se generan a través de optoacopladores conectados a las terminales (7,8) y (9,10) .

3.- La entrada de control (terminal 5) maneja un rango permisible de 0-5 V, en la cual se puede conectar la terminal intermedia de un potenciómetro conectado en las terminales de la fuente de CD regulada (terminales 4 y 6). Por ejemplo, un voltaje de control de 2.5 V en la terminal 5 corresponde a un ángulo de disparo de 90° para el tiristor conectado en las terminales 9 y 10, mientras que ese mismo voltaje de control corresponde a un ángulo de disparo de 270° para el tiristor conectado en las terminales 7 y 8.

5.1.3 Potenciómetros Digitales

El circuito integrado CMOS X9110 es un potenciómetro controlado digitalmente. Las características más importantes de este circuito integrado son su bajo consumo de potencia, voltajes de alimentación en el rango de 2.5V a 5.5 V, soporta voltajes analógicos en las terminales del potenciómetro de $\pm 5V$, el encapsulado es del tipo 14TSSOP y cuenta con una resistencia en los extremos del potenciómetro de 100 K Ω [X9110 2005]. El

potenciómetro digital se implementa con un arreglo en serie de 1023 resistencias y puede ser usado como un potenciómetro de tres terminales o como una resistencia variable (ver Figura 5.4). Cuando se trabaja como potenciómetro, su terminal superior se conoce como R_H , la terminal inferior como R_L y la terminal intermedia como R_w . A ambos extremos del arreglo y en los extremos de cada resistencia se tienen interruptores CMOS conectados a la terminal R_w y solamente uno de ellos es seleccionado por medio de un registro de memoria volátil de 10 bits (WCR). Además del registro WCR se tienen otros 4 registros de datos de 10 bits y memoria no volátil (DRO, DR1, DR2 y DR3) los cuales pueden ser leídos o modificados directamente por el usuario.

El registro WCR del potenciómetro se modifica a través del bus serial o el bus paralelo. Cuando se utiliza el bus serial el dato es enviado directamente desde el exterior, mientras que el bus paralelo se utiliza para transferir un dato almacenado en alguno de los cuatro registros internos hacia el registro WCR. Los datos y comandos son enviados al potenciómetro usando la terminal SI durante cada pendiente positiva del reloj conectado a la terminal SCK. Para enviar los datos fuera del potenciómetro se utiliza la terminal SO y son llevados fuera en cada pendiente negativa del reloj SCK. Las terminales de control $\overline{\text{HOLD}}$, $\overline{\text{WP}}$ y AO se usan en conjunción con la señal $\overline{\text{CS}}$ para permitir la transferencia de datos entre el potenciómetro digital y algún otro dispositivo exterior. El voltaje de alimentación se aplica en las terminales Vcc y Vss y tienen un rango de operación de 2.7 a 5.5 V de CD. Las terminales V+ y V- corresponden a los voltajes de alimentación del potenciómetro y pueden soportar rangos de hasta $\pm 5\text{V}$.

El potenciómetro digital recibe siete instrucciones diferentes. Estas instrucciones permiten el acceso a los registros internos del potenciómetro digital, ejecutando acciones tales como leer o escribir un dato en el registro WCR, leer o escribir un dato en cualquiera de los registros de datos (DRO, DR1, DR2, DR3), transferir el contenido de cualquier registro de datos hacia el registro WCR, transferir el contenido del registro WCR a cualquier registro de datos y por último leer el *bit* de *status*. En este trabajo se utiliza el potenciómetro digital como un divisor de tensión controlado, el cual proporciona un voltaje a la terminal de control de los módulos de disparo para controlar el ángulo de disparo de los tiristores de manera digital.

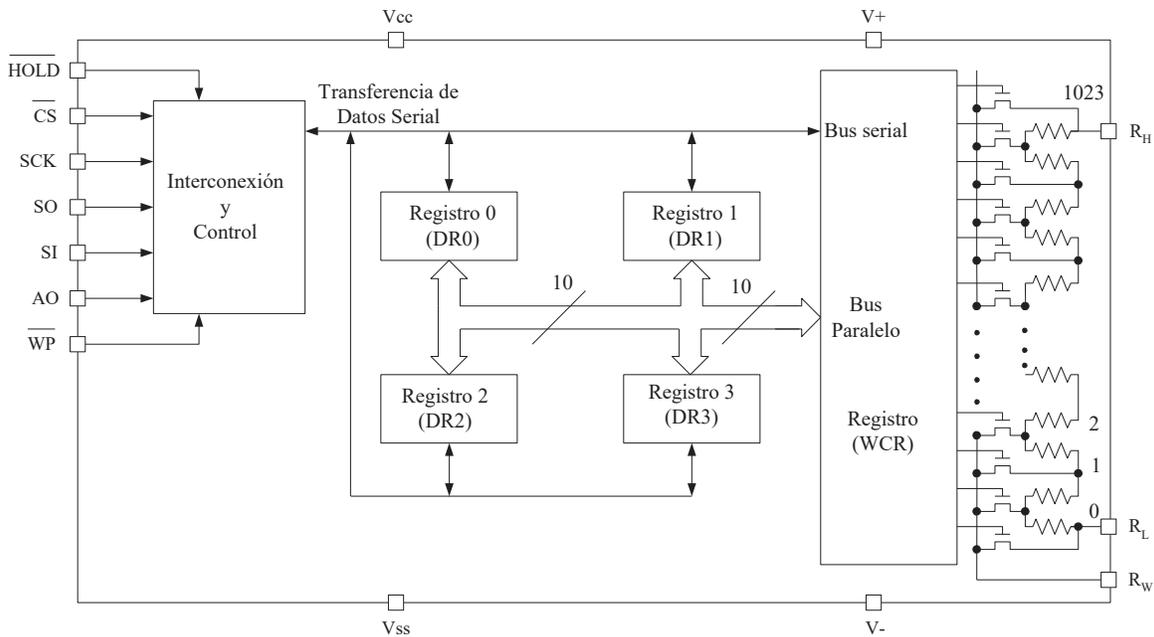


Figura 5.4 Diagrama de bloques del potenciómetro digital X9110

La instrucción que modifica el contenido del registro WCR se presenta en la Figura 5.5. Esta instrucción tiene un tamaño de 4 *bytes* y comienza con una transición de alto a bajo en la terminal \overline{CS} . El dato ingresa al potenciómetro digital a través de la terminal SI durante cada pendiente positiva de la señal de reloj en la terminal SCK.

El primer *byte* enviado se conoce como el *byte* de identificación, en donde los primeros cuatro *bits* se usan para identificación del dispositivo, siendo (0101) para el X9110. Los dos siguientes *bits* toman el valor de cero y el *bit* A0 es la dirección interna del dispositivo. El *bit* $\overline{R/W}$ se utiliza para definir si la instrucción es una lectura o escritura, los *bits* (I2, I1, I0) definen la instrucción a ejecutar, mientras que los *bits* RA y RB se utilizan cuando se va a modificar alguno de los registros de datos. En esta instrucción en particular los *bits* (I2, I1, I0) toman el valor de (101) ya que ese es el código de instrucción que permite modificar el registro WCR. Los *bits* RA y RB pueden tomar cualquier valor ya que la instrucción requerida no tiene efecto sobre los registros de datos. Por último, se envían 2 *bytes*, en donde los seis primeros *bits* pueden tomar cualquier valor y los últimos diez corresponden al valor deseado en el registro WCR.

propósito general del DSC (GPIO59, GPIO61, GPIO63) las cuales son conectadas a las terminales \overline{CS} de los potenciómetros digitales (ver Figura 5.6). La señal de reloj es generada por el DSC y se conecta a las terminales de reloj de los potenciómetros digitales. Únicamente se utiliza la línea MOSI del bus SPI ya que el propósito es modificar el registro WCR y no se tiene interés en leer su contenido. Las señales de control \overline{HOLD} , \overline{WP} y AO de los tres potenciómetros digitales se encuentran en un estado lógico de cero. El voltaje de alimentación es de 3.3 V y es proporcionado por la fuente que alimenta al DSC en la tarjeta de desarrollo eZdspTM F28335 de *Texas Instruments*. Debido a que los potenciómetros digitales son utilizados como divisores de tensión entonces las terminales R_H y R_L son conectadas a la fuente de voltaje regulada del módulo de disparo que debe controlar. En la terminal R_w de cada potenciómetro se obtiene el voltaje de salida que sirve como señal de control para los módulos de disparo (voltajes v_{α_1} , v_{α_2} y v_{α_3} en la Figura 5.6).

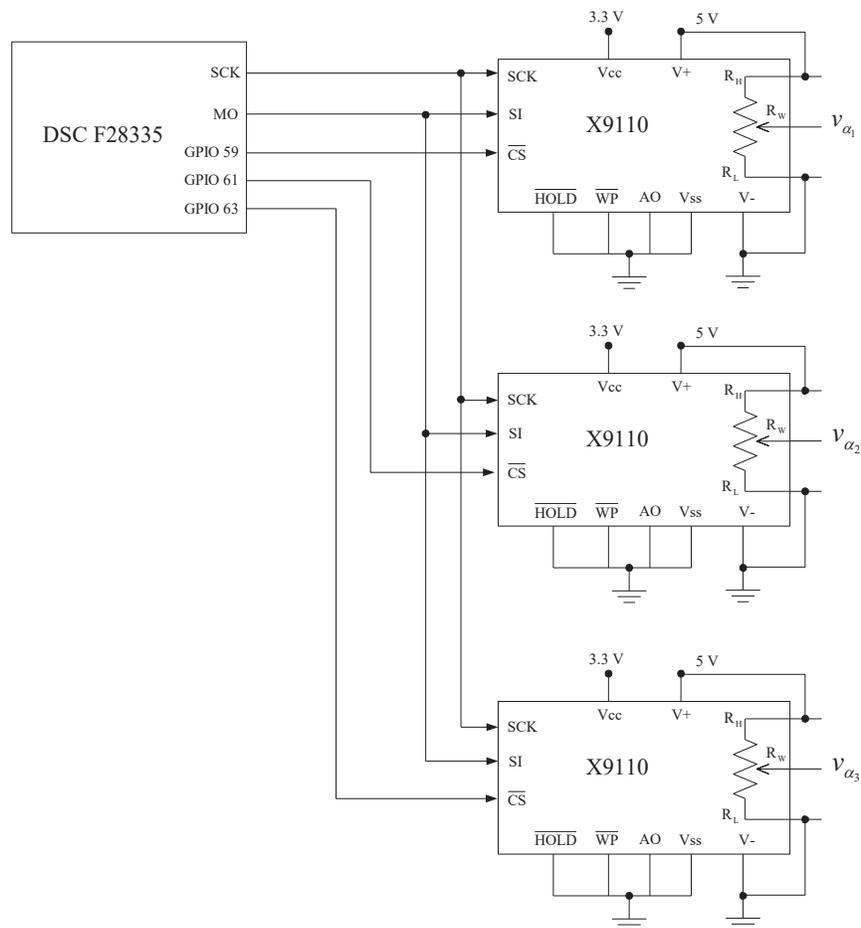


Figura 5.6 Configuración Maestro / Esclavos con Protocolo SPI

5.1.4 Medición de los Voltajes de Fase

La medición de cada voltaje de fase se obtiene utilizando un esquema como el mostrado en la Figura 5.7, el cual corresponde a la fase A. Este esquema está integrado por un transformador reductor con derivación central y una etapa de acondicionamiento de señal construida con el amplificador operacional TL082CP y resistencias. Las condiciones nominales del transformador son 120 Vrms en el primario y 6 o 12 Vrms en el secundario. El secundario del transformador es conectado a la etapa de acondicionamiento de señal, en donde se le agrega un voltaje de CD (v_{offset}) con el objetivo de obtener un voltaje positivo. Posteriormente el voltaje es ajustado a un valor entre 0-3 volts, lo cual corresponde al rango apropiado de voltaje de entrada para el convertidor ADC.

5.1.5 Medición de la Corriente en la Carga

La corriente en la carga se mide con el sensor NT-15 de *FW-BELL* y una etapa de acondicionamiento de señal construida con amplificadores operacionales. El diagrama de bloques del sensor NT-15 se presenta en la Figura 5.8. El sensor de corriente está construido en base a pequeñas capas de material Fe-Ni, las cuales cambian su resistencia eléctrica cuando un campo magnético externo es aplicado en el plano de las capas. El sensor puede ser utilizado para medir CA, CD e impulsos de corriente de hasta tres veces su corriente nominal ($I_n=15$ A) con una duración de 3 segundos [NT-15 2003].

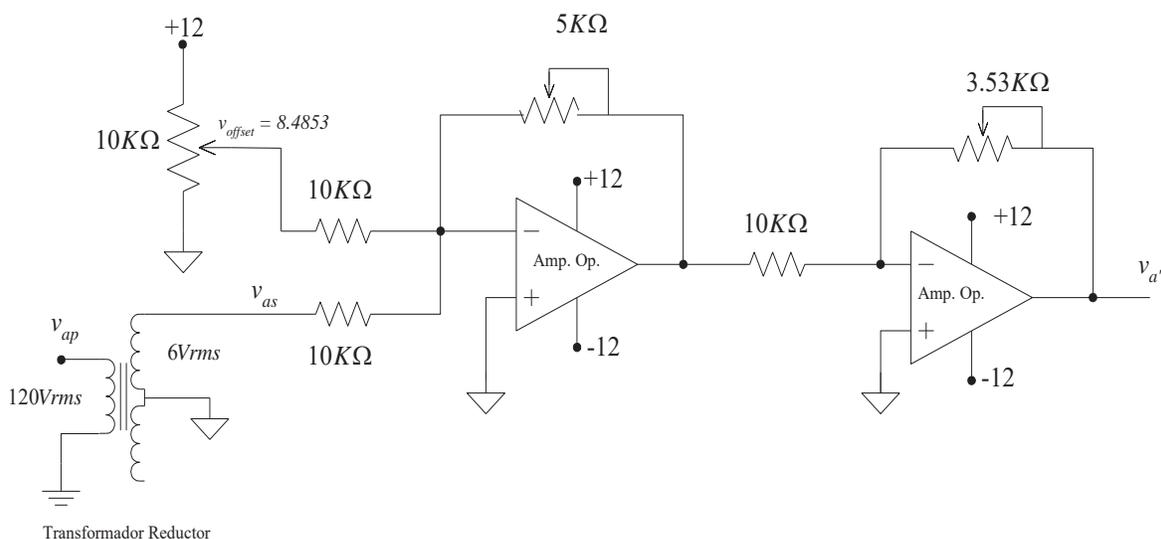


Figura 5.7 Acondicionamiento de señal del voltaje en la fase A

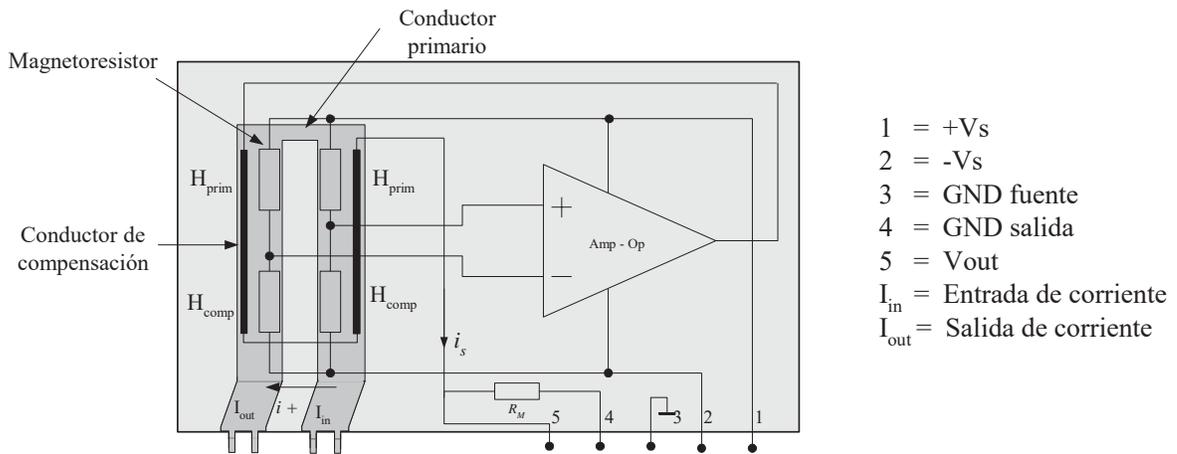


Figura 5.8 Diagrama de bloques del sensor de corriente NT-15 de FW-BELL

La sensibilidad del sensor es 50 veces mayor a los sensores de efecto *Hall*, sus dimensiones son pequeñas ya que solamente ocupa una superficie de $35 \times 7.3 \text{ mm}^2$ y su peso se encuentra entre 4 y 6.5 gramos dependiendo del modelo. En el mismo circuito integrado se agrega la etapa analógica de tal manera que a la salida del sensor se obtiene un voltaje de $\pm 2.5 \text{ V}$ correspondientes a una corriente nominal en el rango de $\pm 15 \text{ A}$.

El voltaje entregado por el sensor de corriente es acondicionado a niveles apropiados para el convertidor ADC, de tal manera que se pueda utilizar su escala completa. La Figura 5.9 muestra la etapa de acondicionamiento del sensor de corriente.

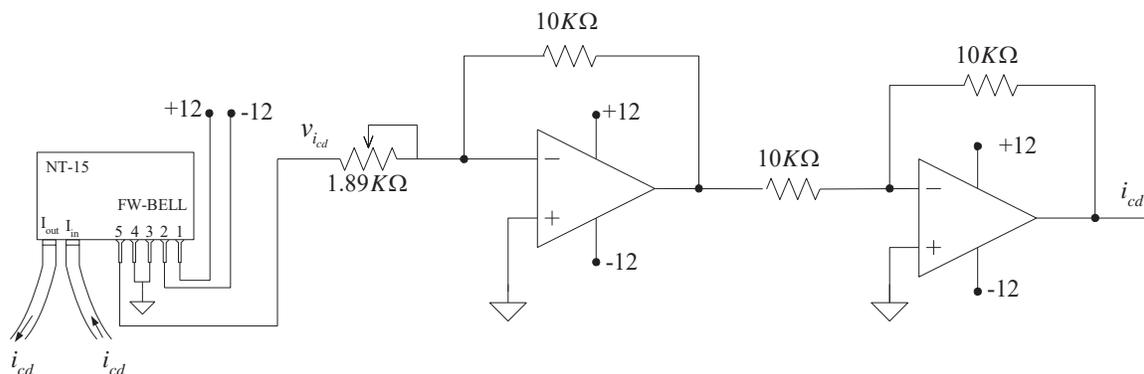


Figura 5.9 Acondicionamiento de señal de la corriente en la carga.

Asumiendo una corriente máxima en la carga de 3.6 A, entonces el voltaje de salida es de 0.6 volts. La etapa de acondicionamiento de señal integrada por los dos amplificadores operacionales proporciona una ganancia de 5, dando como resultado un voltaje de 3 volts como máximo, lo cual permite utilizar la escala completa del ADC.

5.1.6 Prototipo de Laboratorio

La fotografía mostrada en la Figura 5.10 indica los componentes utilizados para construir la etapa de control, en donde se observa la tarjeta de desarrollo eZdspF28335, potenciómetros digitales y etapas de acondicionamiento. En la Figura 5.11 se ilustra la etapa de potencia construida dentro de un gabinete metálico. En él se alojan los tres módulos de tiristores, un disipador de calor, tres módulos de disparo por ángulo de fase y un inductor trifásico. Este módulo cuenta con un riel usado exclusivamente para realizar las conexiones y una canaleta que aloja el cableado dentro del gabinete. De esta manera, es posible reconfigurar fácilmente la topología del convertidor, si la aplicación lo requiere.

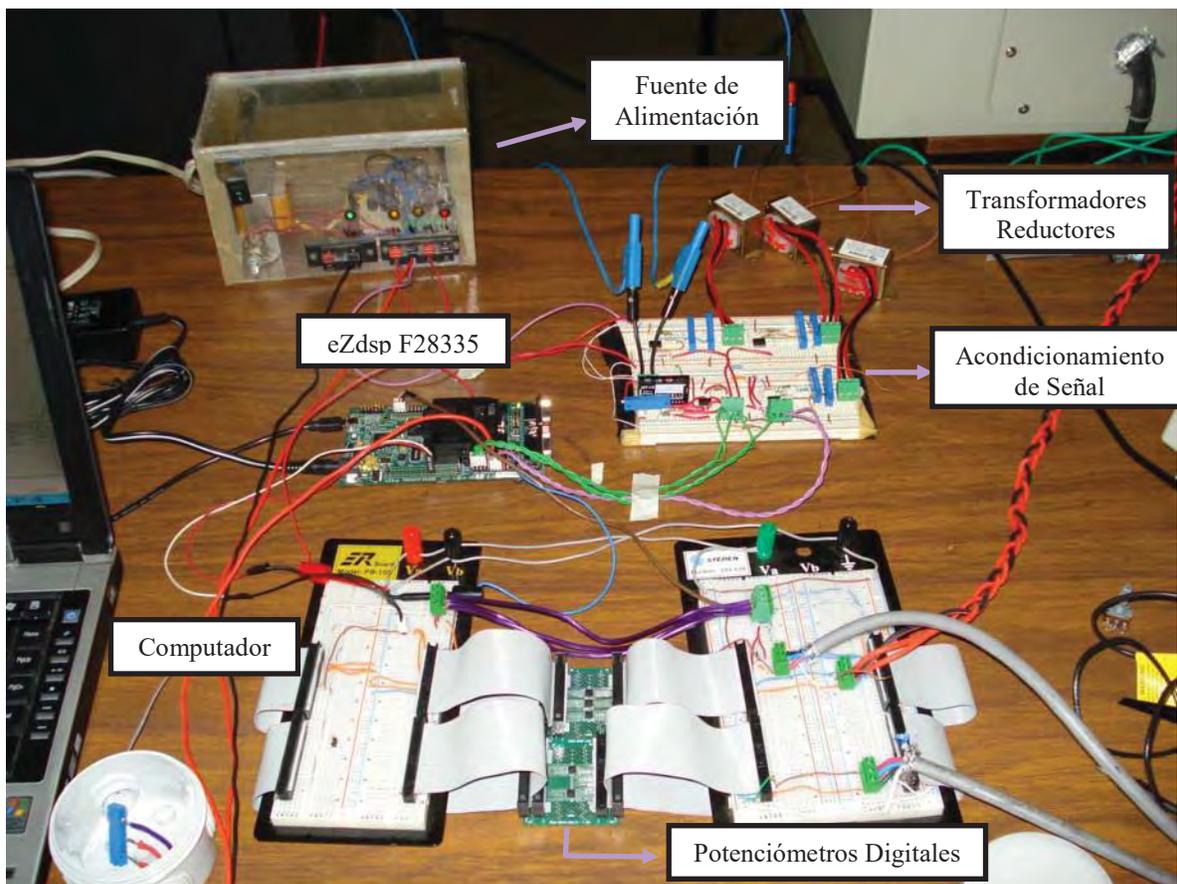


Figura 5.10 Etapa de control del sistema

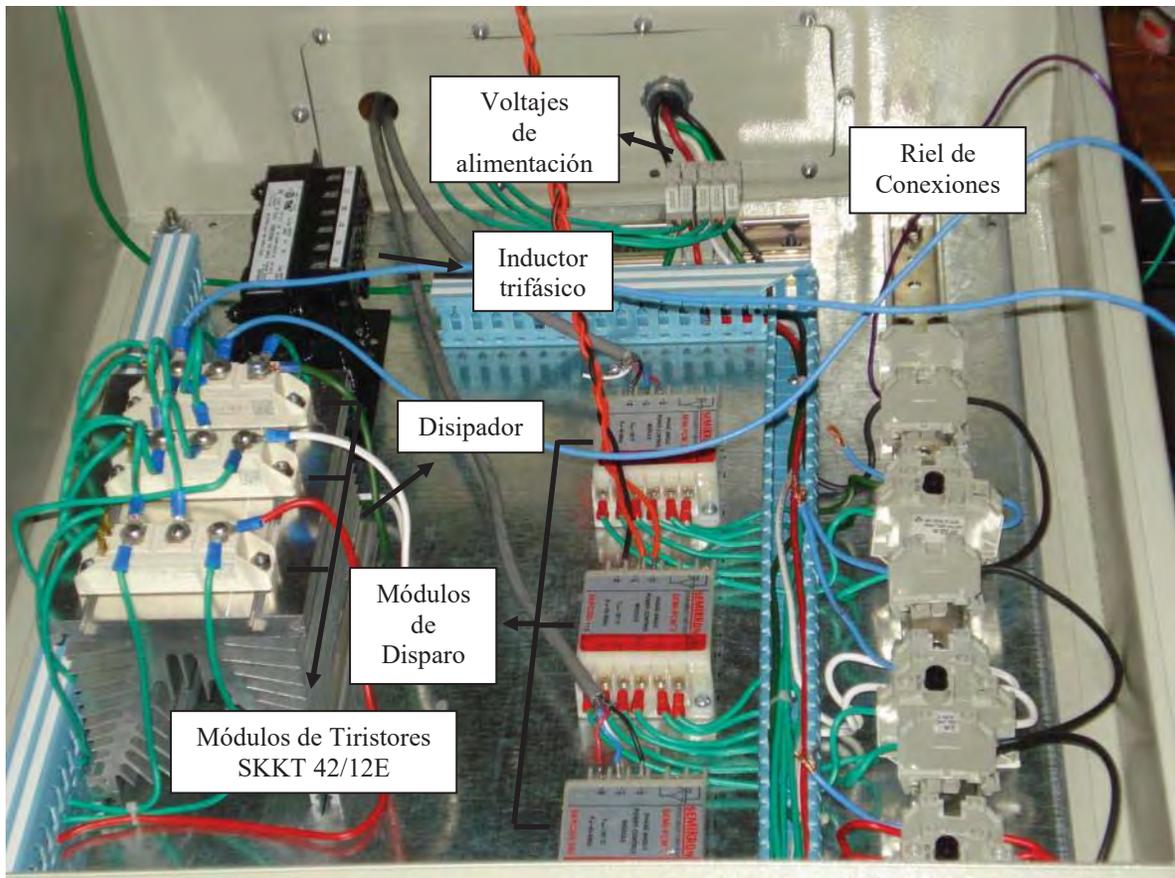


Figura 5.11 Etapa de Potencia del sistema

El voltaje de alimentación trifásico lo provee un módulo de protección y control independiente (ver Figura 5.12). Esta etapa de protección y control resguarda la etapa de potencia contra cortocircuitos y, además, permite conectar y desconectar la etapa de potencia del voltaje de alimentación por medio de un par de botones. Asimismo, cuenta con un botón de emergencia para desconectar los voltajes de alimentación en caso de una contingencia.

5.2 Resultados Experimentales

En esta sección se muestran los resultados de las pruebas realizadas en el laboratorio, llevándose a cabo la caracterización del convertidor, pruebas de lazo abierto, pruebas de lazo cerrado, perturbaciones y pruebas de disparos equidistantes.

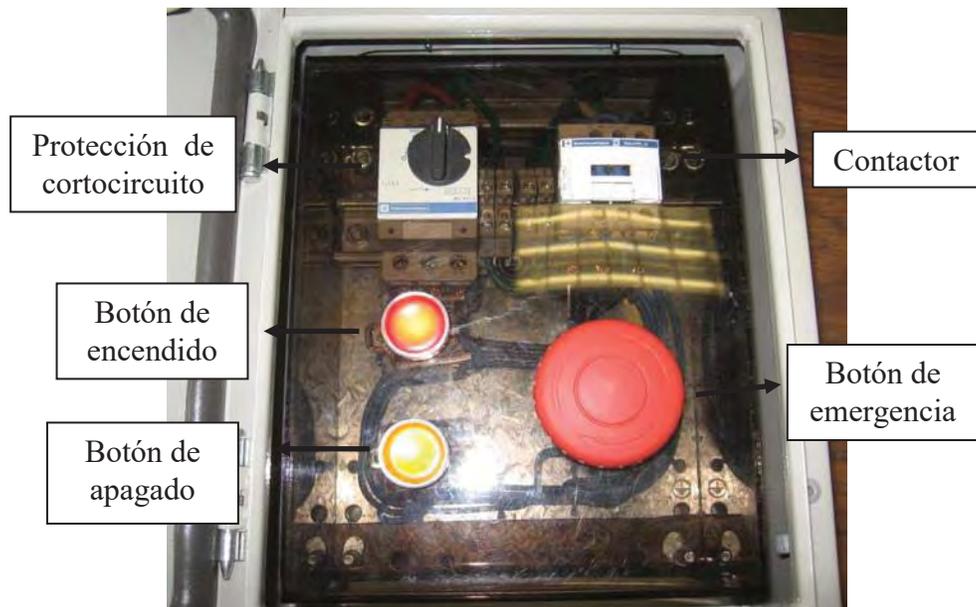


Figura 5.12 Módulo de protección y control de la etapa de potencia

5.2.1 Voltaje de Alimentación Utilizado en las Pruebas de Caracterización, Lazo Abierto y Lazo Cerrado.

El voltaje de fase que alimenta al convertidor en las pruebas de caracterización, lazo abierto y lazo cerrado se muestra en la Figura 5.13. Esta figura corresponde a la medición realizada en el laboratorio por medio del osciloscopio TDS2014B de la marca *Tektronix*, el cual permite medir simultáneamente hasta cuatro señales de voltaje o corriente y puede operar a una velocidad de muestreo de 100 MHz. Para esta medición se utilizaron únicamente tres canales del osciloscopio correspondientes a los voltajes de fase (v_a , v_b y v_c). La escala vertical del osciloscopio se encuentra en volts y tiene un valor de 50 volts por división. La escala horizontal se encuentra en milisegundos con un valor de 2.5mseg por división y la referencia de los tres voltajes de alimentación se encuentra en 0 volts. Se puede observar en la Figura 5.13 que los voltajes de fase se encuentran ligeramente desbalanceados y contaminados por la presencia de armónicas. Por lo tanto, es necesario realizar el análisis de Fourier que permita determinar claramente el contenido armónico de cada uno de estos voltajes. La Figura 5.14 muestra las componentes armónicas más importantes para las fases A, B y C. Se puede observar la presencia de la 3^a, 7^a, 9^a y 15^a armónica.

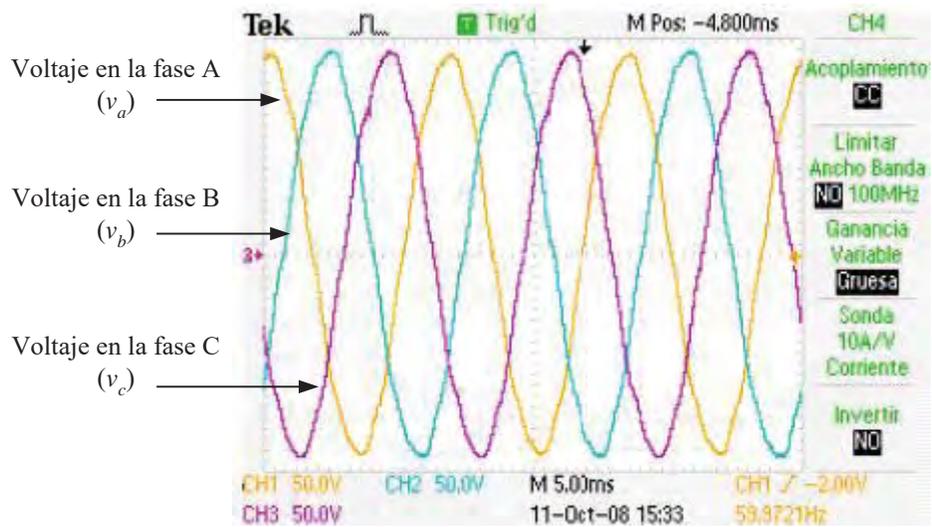


Figura 5.13 Voltajes de fase durante las pruebas de lazo abierto y lazo cerrado.

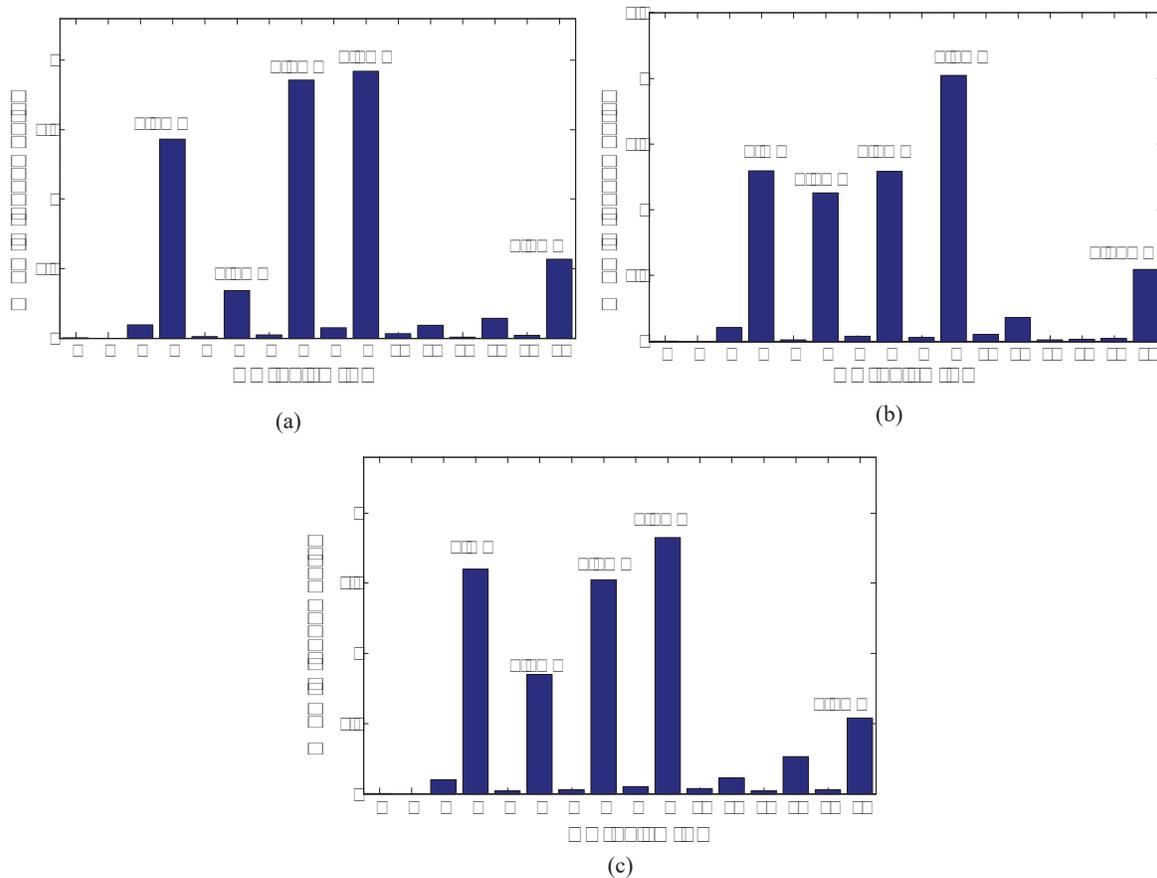


Figura 5.14 Contenido armónico de los voltajes de fase para (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.

5.2.2 Desempeño de los Disparadores SKPC-200-240

Teóricamente los disparadores son capaces de controlar un par de tiristores, el primero de ellos en un rango de 0 a 180° y el segundo en el rango de 180 a 360° grados eléctricos, a través de un voltaje de control de CD en el rango de a 0 a 5 V. Sin embargo, esto no es del todo cierto ya que de manera experimental se encontró que al principio y al final de estos rangos de operación el disparador no funciona adecuadamente.

Para ilustrar este hecho se presentan la Figuras 5.15 y 5.16. Estas Figuras corresponden al voltaje en terminales de una carga resistiva la cual se conecta al voltaje de alimentación por medio de un par de tiristores en antiparalelo. La Figura 5.15 corresponde a un voltaje de control de 5.06 volts. Con este valor se espera que el voltaje en la carga corresponda al voltaje de alimentación ya que un tiristor debe ser disparado en 0° y el otro en 180°, hecho que no ocurre hasta después de 18°. Por su parte la Figura 5.16 corresponde a un voltaje de control de 0.518 volts lo cual resulta en un ángulo de disparo teórico de 161.35°. Sin embargo, se observa que el voltaje en la carga es prácticamente nulo. Se observó un defasamiento entre el voltaje de control y el voltaje de potencia con un valor de 18° el cual esta asociado con un voltaje de umbral en el voltaje de control de 0.3 volts reportado por el fabricante para este disparador.

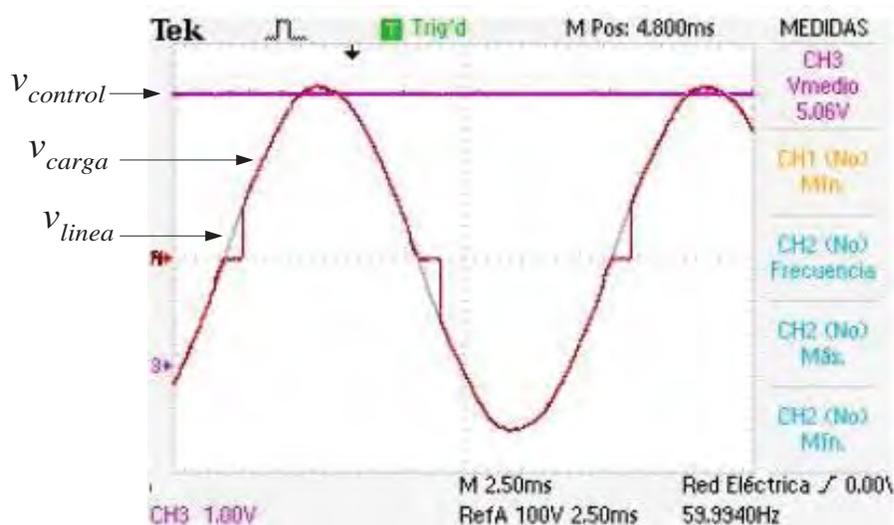


Figura 5.15 Voltaje en la carga con un voltaje de control de 5.06 volts.

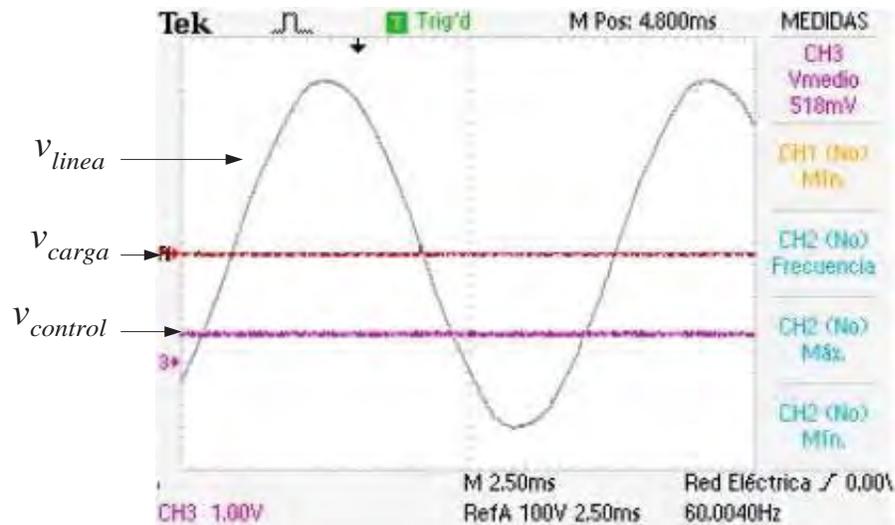


Figura 5.16 Voltaje en la carga con un voltaje de control de 0.518 volts.

Un comportamiento similar se presenta al implementar el convertidor trifásico de seis pulsos. Para compensar este efecto observado en el rango de control del ángulo de disparo α se utiliza un transformador defasador el cual permite desplazar +15 grados los voltajes de control con respecto a los voltajes de potencia, reduciendo así los rangos de no operación de los disparadores a un valor de 3° . Mientras que las pequeñas discrepancias asociadas a cada uno de los disparadores se corrigen por *software* a través del DSC F28335.

5.2.3 Caracterización del Convertidor

Para llevar a cabo la caracterización del convertidor se opera éste en lazo abierto y conectado a una carga puramente resistiva. Se reportan las formas de onda de los voltajes y corrientes en el convertidor y se realiza un análisis armónico para diferentes ángulos de disparo. En la Figura 5.17 se presenta el voltaje de CD en el convertidor cuando éste es operado con un ángulo de disparo de 0° . Se puede apreciar que la forma de onda del rizado no corresponde con el rizado característico y esto se debe a desbalances en los voltajes de alimentación, además de que este ángulo de disparo se encuentra en el rango de no operación de los disparadores. La Figura 5.18 (a)-(c) muestra las formas de onda de los voltajes y corrientes de fase que alimentan al convertidor cuando se opera con un ángulo de disparo de 0° . La escala del voltaje es 50 V por división y la de la corriente 2A por división.

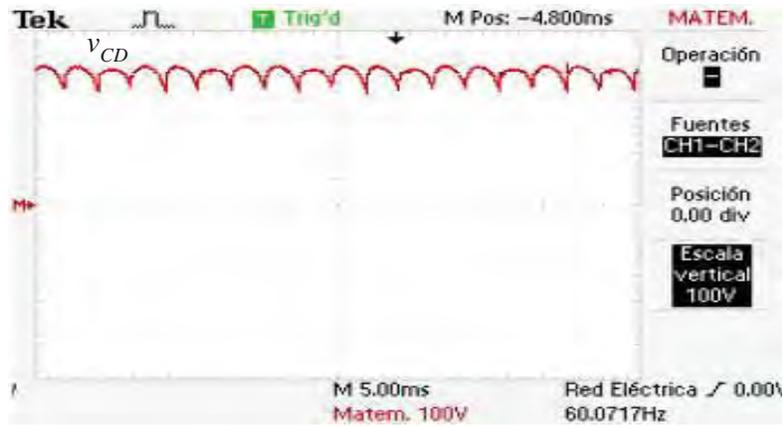


Figura 5.17 Voltaje de CD en el convertidor con una ángulo de disparo de 0°

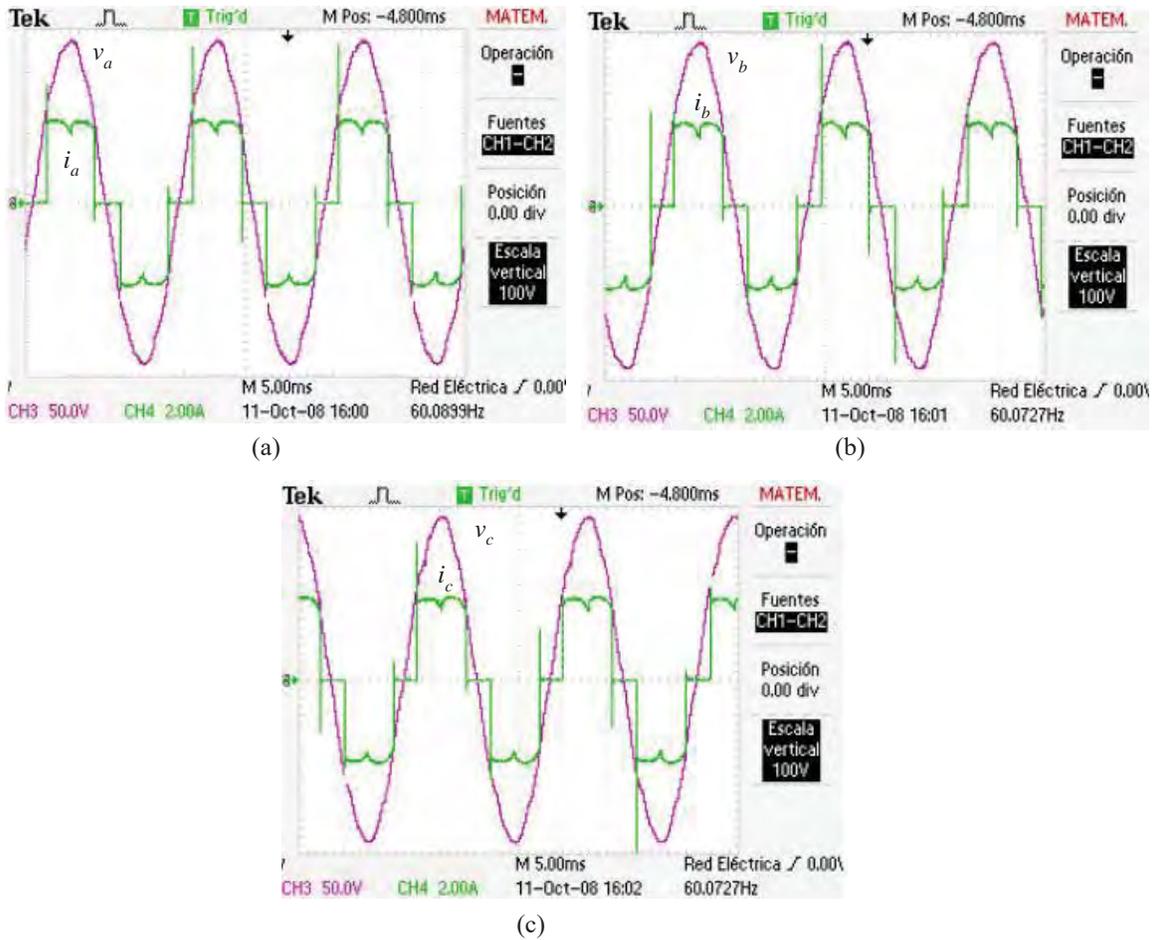


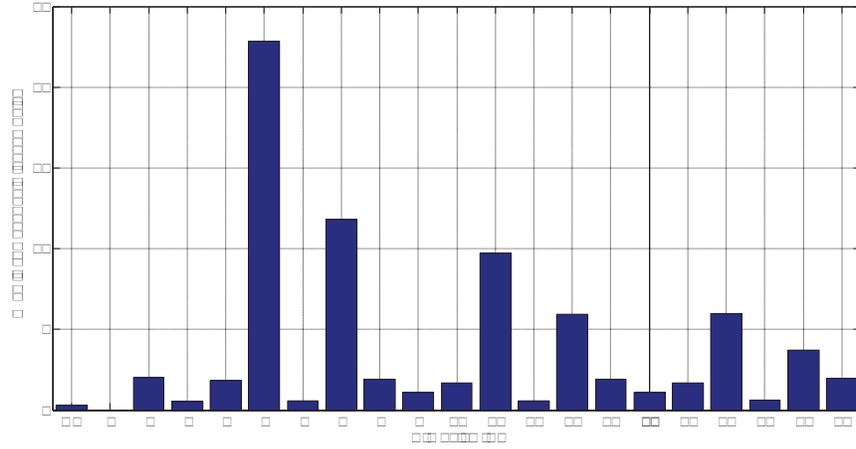
Figura 5.18 Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 0° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C

Tabla 5.1 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 0°

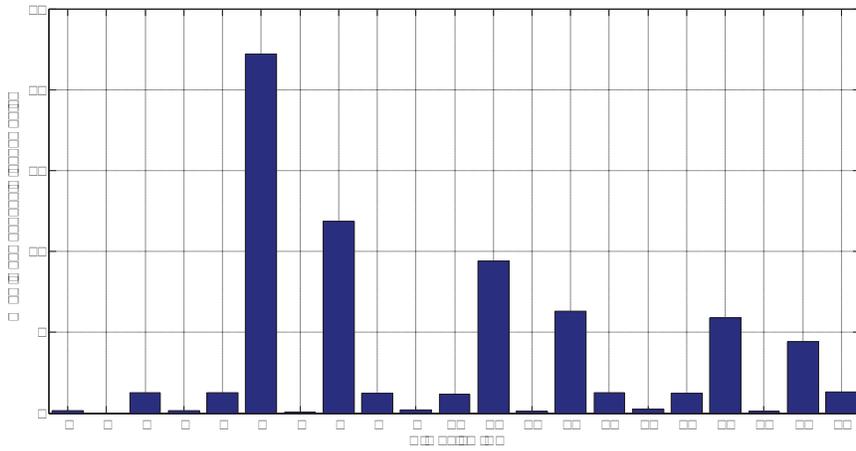
Armónico	Magnitudes Reales				En porcentaje			
	i_a (Amp)	i_b (Amp)	i_c (Amp)	v_{CD} (Volts)	i_a (%)	i_b (%)	i_c (%)	v_{CD} (%)
CD	0.0119	0.006848	0.00608	303.6	0.29	0.16	0.14	100
1	4.01	4.053	4.059	0.3452	100	100	100	0.11
2	0.08065	0.05116	0.05528	2.427	2.01	1.26	1.36	0.79
3	0.0217	0.006143	0.02393	0.623	0.54	0.15	0.58	0.2
4	0.07271	0.05139	0.06413	1.914	1.81	1.26	1.57	0.63
5	0.9156	0.9009	0.8663	0.1668	22.83	22.22	21.34	0.05
6	0.02337	0.003791	0.02045	15.49	0.58	0.09	0.5	5.1
7	0.4738	0.4806	0.5019	0.3667	11.81	11.85	12.36	0.12
8	0.07712	0.05018	0.05798	1.311	1.92	1.23	1.42	0.43
9	0.0442	0.008816	0.02963	0.9497	1.1	0.21	0.72	0.31
10	0.06853	0.04753	0.05968	0.2508	1.7	1.17	1.47	0.08
11	0.3907	0.3821	0.3586	0.223	9.74	9.42	8.83	0.07
12	0.02341	0.005014	0.01968	6.891	0.58	0.12	0.48	2.26
13	0.2388	0.2566	0.2747	0.2734	5.95	6.33	6.76	0.09
14	0.07706	0.05183	0.05582	0.7297	1.92	1.27	1.37	0.24
15	0.04381	0.01047	0.02913	0.7846	1.09	0.25	0.71	0.25
16	0.06847	0.04944	0.06293	0.4797	1.7	1.21	1.55	0.15
17	0.2405	0.2382	0.2133	0.1445	5.99	5.87	5.25	0.04
18	0.02573	0.004356	0.02296	4.121	0.64	0.1	0.56	1.35
19	0.1495	0.1796	0.1912	0.3436	3.72	4.43	4.71	0.11
20	0.07967	0.05331	0.05476	0.5574	1.98	1.31	1.34	0.18

En la Tabla 5.1 se reporta el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD cuando el convertidor es operado con un ángulo de disparo de 0°. En ella se proporcionan las armónicas en sus cantidades reales y en por ciento de la componente fundamental para el caso de las corrientes y en por ciento de la componente de CD para el voltaje. Además se resaltan los armónicas característicos tanto para el voltaje como para la corriente.

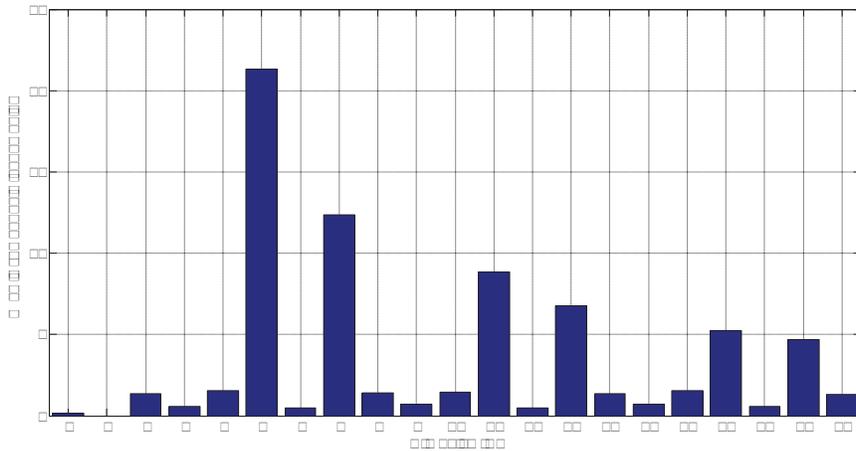
La Figura 5.19 muestra el contenido armónico de las corrientes de fase en por ciento de la componente fundamental, mientras que en la Figura 5.20 se presenta el contenido armónico del voltaje de CD en por ciento de la componente de CD.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.19 Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 0° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.

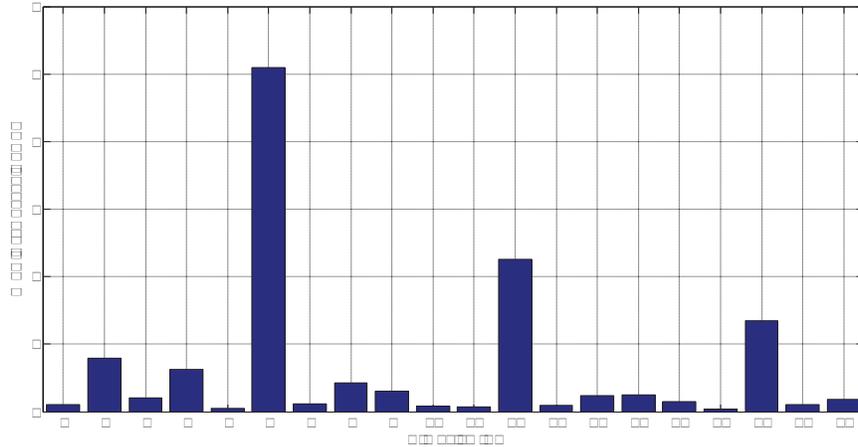


Figura 5.20 Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 0° .

En la Figura 5.21 se muestra el voltaje de CD a la salida del convertidor correspondiente a un ángulo de disparo de 30° . Se puede apreciar que el rizado obtenido en esta medición es muy similar al rizado característico para este ángulo de disparo. En lo que respecta a las corrientes de fase, se presentan en la Figura 5.22 (a)-(c). En esta medición cada una de las corrientes de fase se muestra en conjunto con su respectivo voltaje, en donde se observa claramente el efecto de desplazamiento que produce el ángulo de disparo sobre las formas de onda de la corriente. La Tabla 5.2 conjunta las primeras veinte armónicas para cada una de las corrientes de fase y para el voltaje de CD y se representan en sus cantidades reales así como en valores porcentuales.

En las Figuras 5.23 y 5.24 (a)-(c) se representa de manera grafica el contenido armónico del voltaje de CD y las corrientes de fase, respectivamente, cuando las magnitudes de las armónicas son representadas en cantidades porcentuales.

De acuerdo a estos resultados se puede observar que para un ángulo de disparo de 30° la componente fundamental disminuye y la magnitud de las armónicas características aumenta tanto del voltaje de CD como de las corrientes de fase en comparación con la condición de operación con un ángulo de disparo de 0° . Además, se observa una menor disparidad entre las armónicas características que conforman cada una de las corrientes de fase.

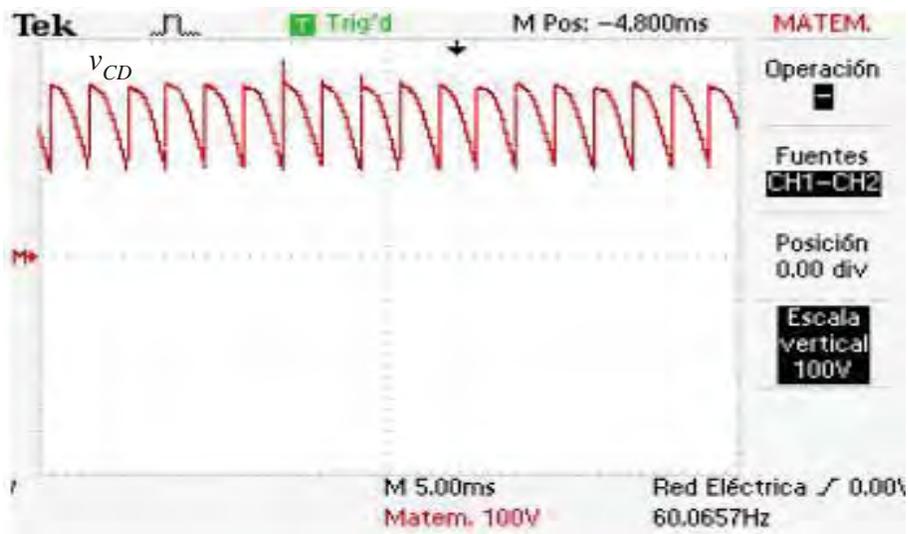


Figura 5.21 Voltaje de CD en el convertidor con un ángulo de disparo de 30°

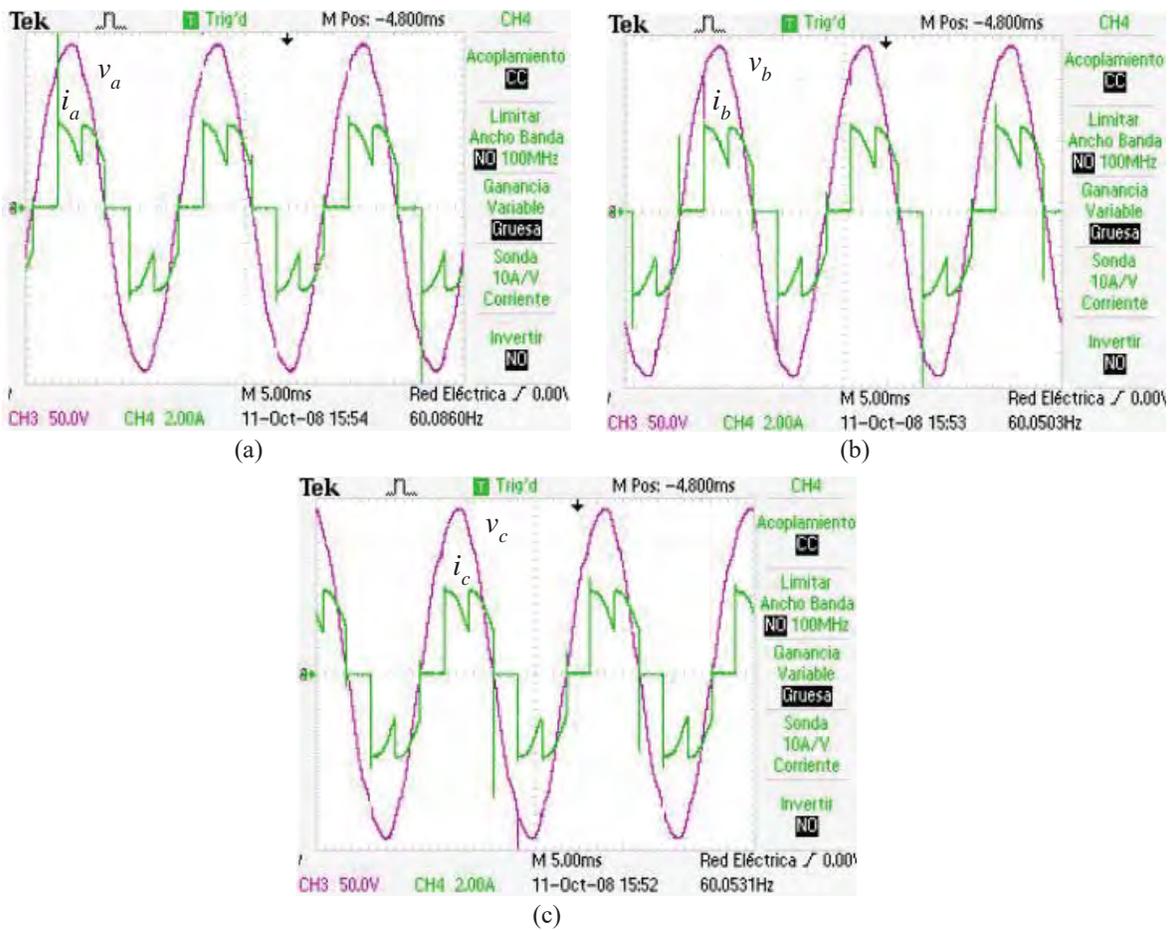


Figura 5.22 Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C

Tabla 5.2 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30°

Armónico	Magnitudes Reales				Magnitudes en porcentaje			
	i_a (Amp)	i_b (Amp)	i_c (Amp)	v_{CD} (Volts)	i_a (%)	i_b (%)	i_c (%)	v_{CD} (%)
CD	0,00512	0,004256	0,003584	263,7	0,14	0,12	0,1	100
1	3,537	3,535	3,551	0,2257	100	100	100	0,08
2	0,04699	0,04287	0,0295	0,8701	1,32	1,21	0,83	0,32
3	0,0168	0,03097	0,02733	1,993	0,47	0,87	0,76	0,75
4	0,04313	0,03654	0,0322	1,397	1,21	1,03	0,9	0,52
5	0,9535	0,9381	0,9477	0,08186	26,95	26,53	26,68	0,03
6	0,01487	0,009364	0,002804	55,02	0,42	0,26	0,07	20,86
7	0,4239	0,4277	0,4284	0,2925	11,98	12,09	12,06	0,11
8	0,04696	0,04003	0,03428	0,7623	1,32	1,13	0,96	0,28
9	0,007481	0,02051	0,02995	2,043	0,21	0,58	0,84	0,77
10	0,0439	0,0369	0,03198	1,634	1,24	1,04	0,9	0,61
11	0,3632	0,3678	0,3683	0,1968	10,26	10,4	10,37	0,07
12	0,01088	0,008945	0,00457	24,21	0,3	0,25	0,12	9,18
13	0,2554	0,238	0,2449	0,3161	7,22	6,73	6,89	0,11
14	0,04362	0,03766	0,03358	0,6667	1,23	1,06	0,94	0,25
15	0,002323	0,01535	0,02238	2,118	0,06	0,43	0,63	0,8
16	0,04338	0,03581	0,03346	1,157	1,22	1,01	0,94	0,43
17	0,231	0,2359	0,235	0,1429	6,53	6,67	6,61	0,05
18	0,01164	0,01064	0,001787	16,01	0,32	0,3	0,05	6,07
19	0,1749	0,1609	0,1657	0,2558	4,94	4,55	4,66	0,09
20	0,04319	0,03917	0,03213	0,9096	1,22	1,1	0,9	0,34

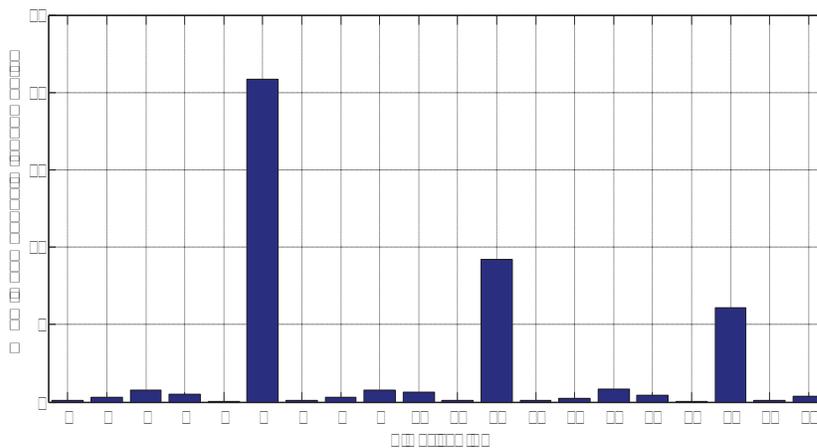
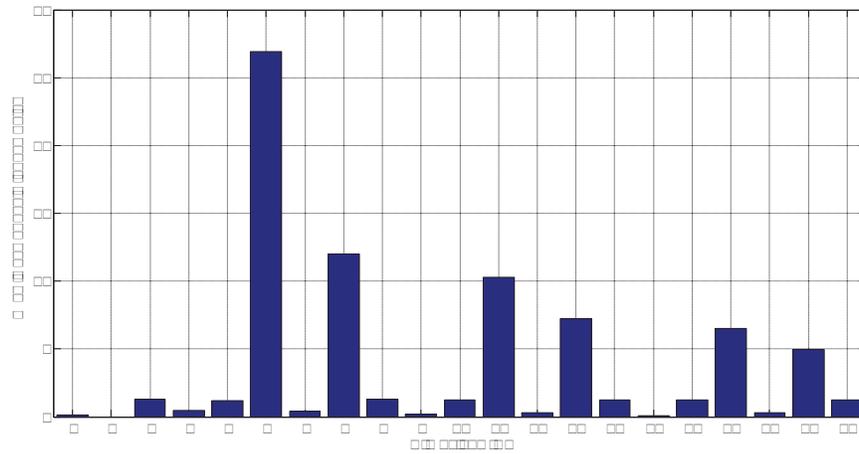
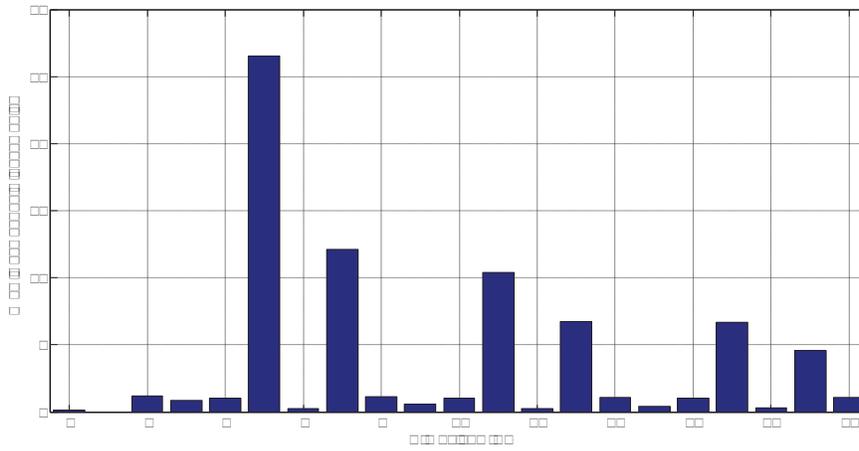


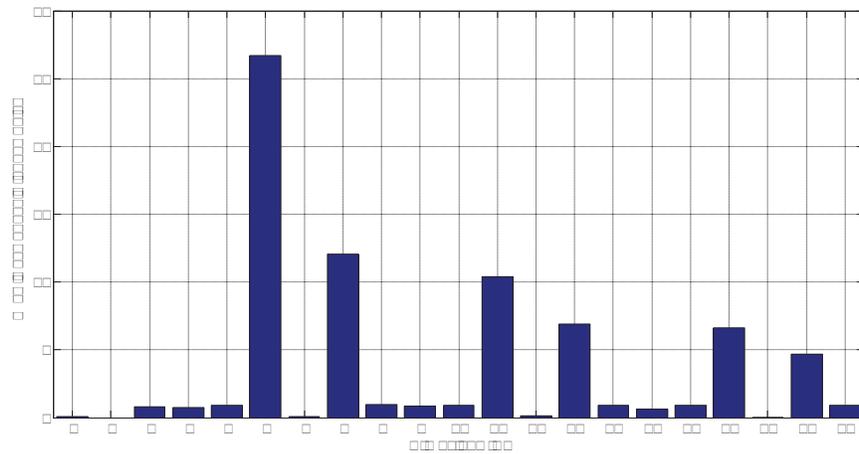
Figura 5.23 Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30°.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.24 Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.

Por último se presentan las formas de onda del voltaje de CD y de las corrientes de fase del convertidor para un ángulo de disparo de 60° , ver Figuras 5.25 y 5.26. La Tabla 5.3 muestra el contenido armónico para las corrientes de fase y el voltaje de CD. Las Figuras 5.27 y 5.28 muestran gráficamente las principales componentes de frecuencia para la operación con un ángulo de disparo de 60° .

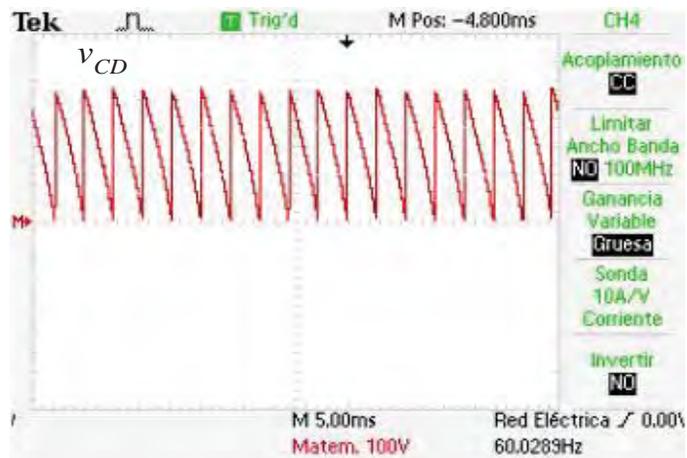


Figura 5.25 Voltaje de CD en el convertidor con un ángulo de disparo de 60°

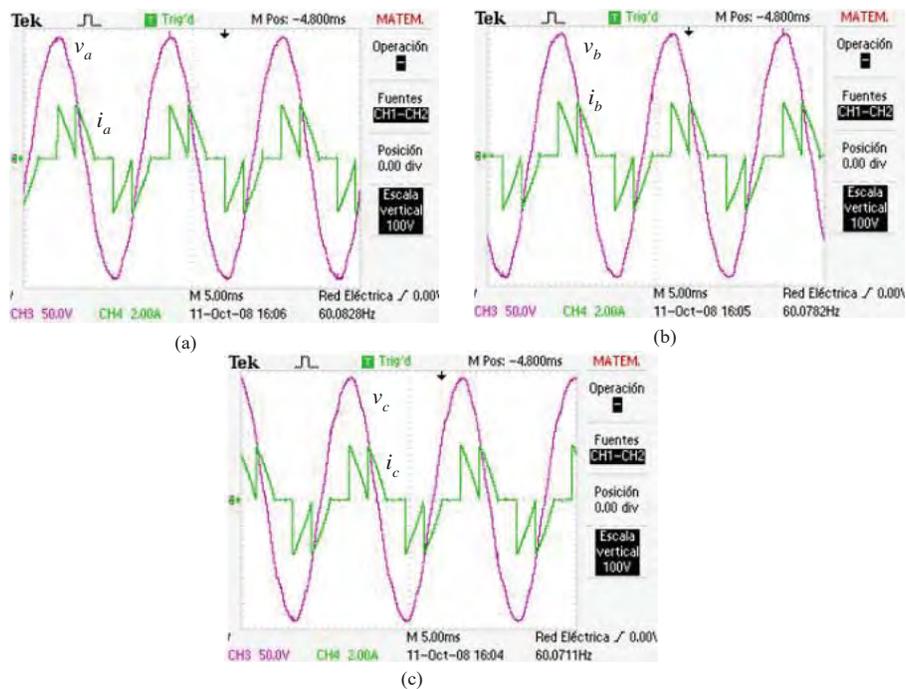


Figura 5.26 Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 60° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C

Tabla 5.3 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con un ángulo de disparo de 60°

Armónico	Magnitudes Reales				Magnitudes en porcentaje			
	i_a (Amp)	i_b (Amp)	i_c (Amp)	v_{CD} (Volts)	i_a (%)	i_b (%)	i_c (%)	v_{CD} (%)
CD	0,009888	0,00016	0,003552	156	0,46	0,007	0,16	100
1	2,104	2,097	2,116	0,5773	100	100	100	0,37
2	0,01413	0,01177	0,01577	1,047	0,67	0,56	0,74	0,67
3	0,02127	0,02268	0,01791	1,461	1,01	1,08	0,84	0,93
4	0,004449	0,007623	0,01443	3,108	0,21	0,36	0,68	1,99
5	0,8772	0,8933	0,9105	0,8499	41,69	42,59	43,02	0,54
6	0,008904	0,00983	0,005914	87,27	0,42	0,46	0,27	55,94
7	0,4527	0,4457	0,4271	1,012	21,51	21,25	20,18	0,64
8	0,009711	0,005682	0,01377	2,401	0,46	0,27	0,65	1,53
9	0,01909	0,007435	0,02439	1,37	0,9	0,35	1,15	0,87
10	0,01018	0,004342	0,01409	1,783	0,48	0,2	0,66	1,14
11	0,3739	0,3743	0,3837	0,8536	17,77	17,84	18,13	0,54
12	0,01075	0,007873	0,00548	44,73	0,51	0,37	0,25	28,67
13	0,2686	0,2576	0,2511	1,092	12,76	12,28	11,86	0,7
14	0,008728	0,005108	0,01531	1,722	0,41	0,24	0,72	1,1
15	0,01746	0,002145	0,0163	1,456	0,82	0,1	0,77	0,93
16	0,009227	0,004834	0,015	1,681	0,43	0,23	0,7	1,07
17	0,2296	0,2323	0,2415	0,8938	10,91	11,07	11,41	0,57
18	0,0119	0,006289	0,004359	29,57	0,56	0,29	0,2	18,95
19	0,1867	0,1804	0,1726	1,177	8,87	8,6	8,15	0,75
20	0,01147	0,007046	0,01827	1,524	0,54	0,33	0,86	0,97

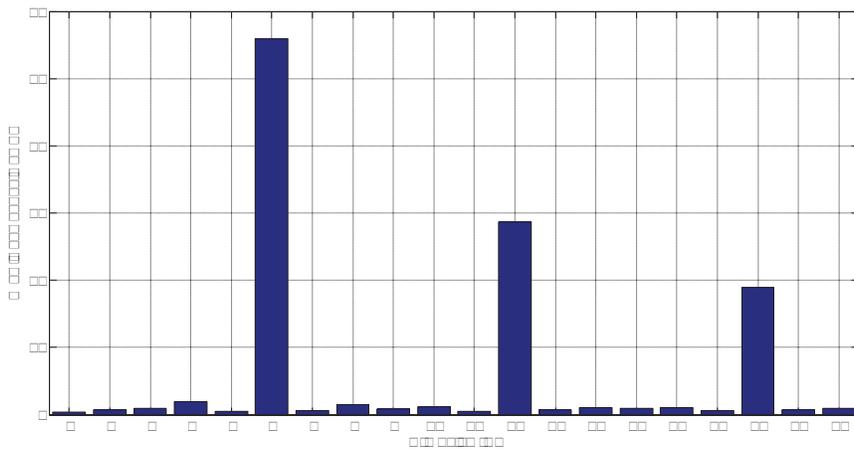
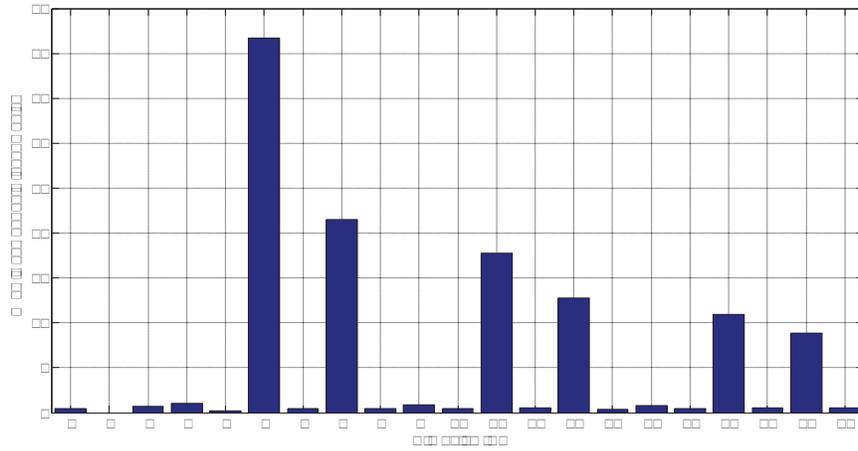
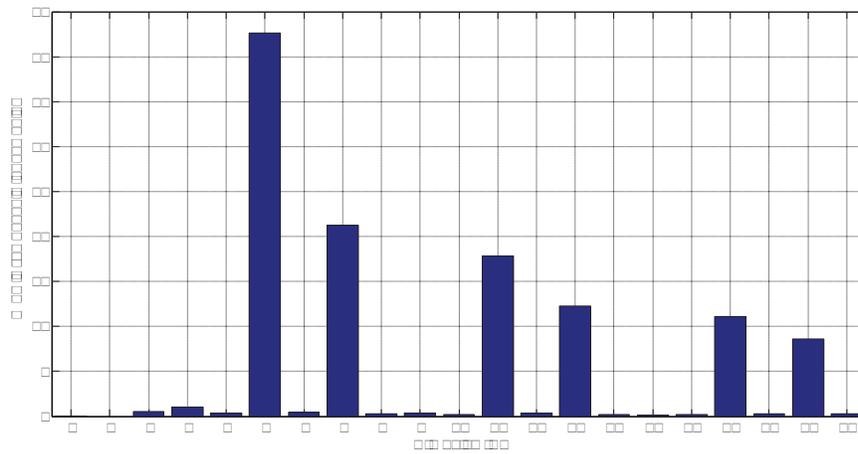


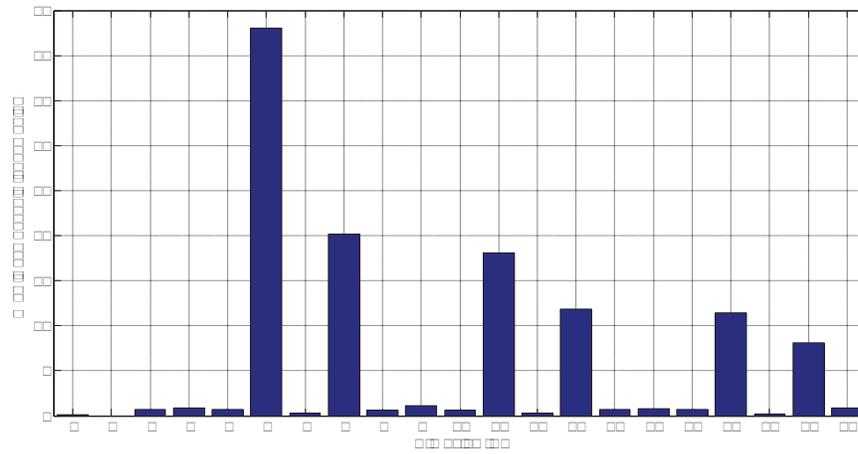
Figura 5.27 Contenido armónico en por ciento de la componente de CD del voltaje de CD con un ángulo de disparo de 60°.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.28 Contenido armónico en por ciento de la fundamental de las corrientes de fase con un ángulo de disparo de 60° . (a).- Fase A, (b).- Fase B y (c).- Fase C.

5.2.4 Pruebas en Lazo Abierto

En esta sección se presentan los resultados obtenidos en el laboratorio cuando el convertidor opera como una fuente de corriente controlada en lazo abierto. Se realizaron dos pruebas en el laboratorio, la primera de ellas con una carga $R = 90 \Omega$, $L=0.24 \text{ H}$ y la segunda con $R=180\Omega$ y $L = 0.24 \text{ H}$, las cuales coinciden con los valores de carga utilizados en el análisis matemático y por simulación del Capítulo 3.

5.2.4.1 Caso de Estudio 1

La Figura 5.29 muestra el comportamiento de la corriente en la carga y las señales de control cuando el convertidor opera como fuente de corriente en lazo abierto. La carga RL tiene una resistencia de 90Ω y una inductancia de 0.24H . Se aplica una entrada tipo escalón generada por los potenciómetros digitales, los cuales proporcionan un voltaje de 0 volts a los módulos de disparo y posteriormente cambian a su valor máximo 5 volts. De esta manera es posible operar el convertidor con un ángulo de disparo de 180° para $0 < t < 0.015$ seg. y un ángulo de disparo de 0° para $t > 0.015$ seg. Al medir el tiempo en que alcanza la corriente el estado estable se obtiene un valor de 0.012 seg., el cual coincide con los valores obtenidos en el análisis matemático y por simulación realizados en el Capítulo 3 de 0.0139 seg. y 0.0129 seg., respectivamente.

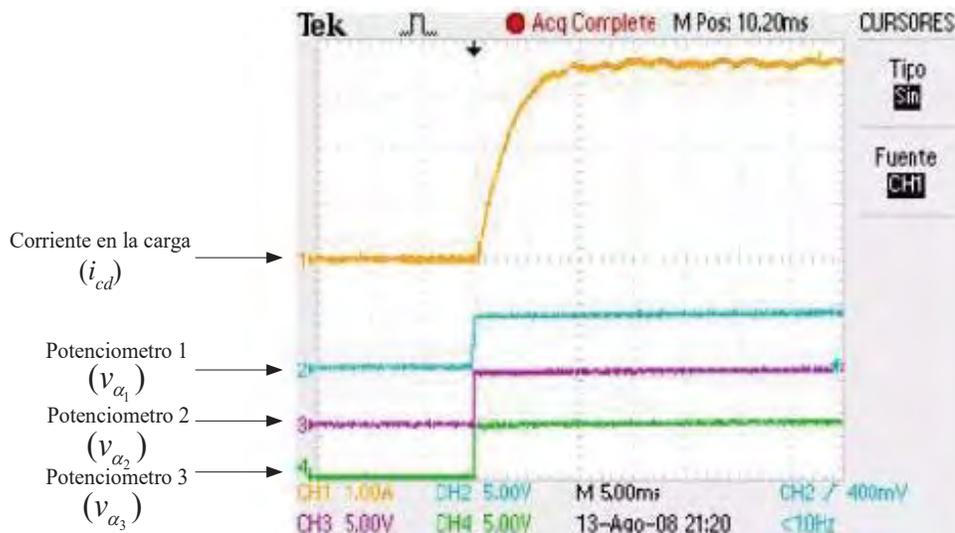


Figura 5.29 Comportamiento de la corriente ante una entrada escalón con $R=90\Omega$ y $L=0.24\text{H}$

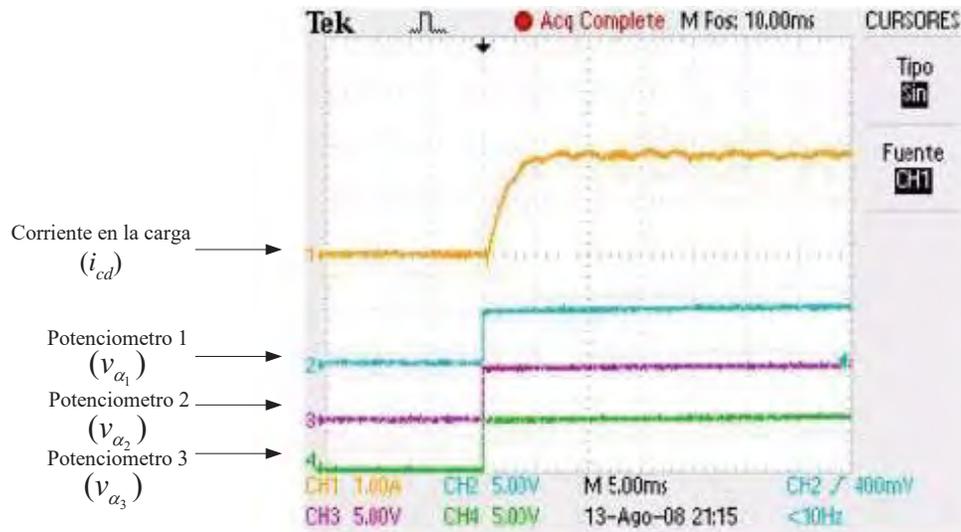


Figura 5.30 Comportamiento de la corriente ante una entrada escalón con $R=180\Omega$ y $L=0.24H$

5.2.4.2 Caso de Estudio 2

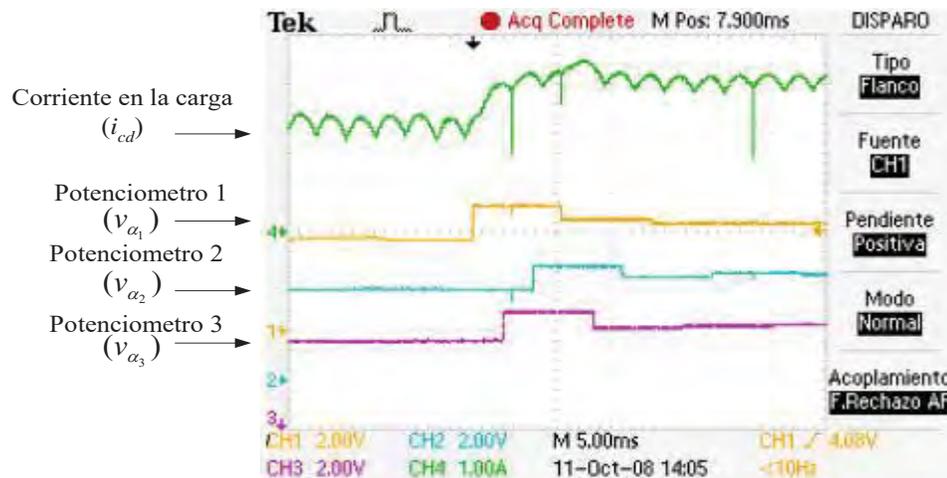
En la Figura 5.30 se puede observar que para $R=180\Omega$ y $L=0.24 H$ la respuesta de la corriente al escalón es mas rápida que la respuesta con $R=90\Omega$ y $L=0.24H$. El tiempo para alcanzar el estado estable es de 0.0075 seg., lo cual se aproxima a los valores obtenidos en el análisis matemático y por simulación de 0.008371 y 0.007 seg., respectivamente. Además, el valor de la corriente en estado estable es menor comparada con el caso de estudio 1 debido a que se incrementa el valor de la resistencia.

5.2.5 Pruebas en Lazo Cerrado

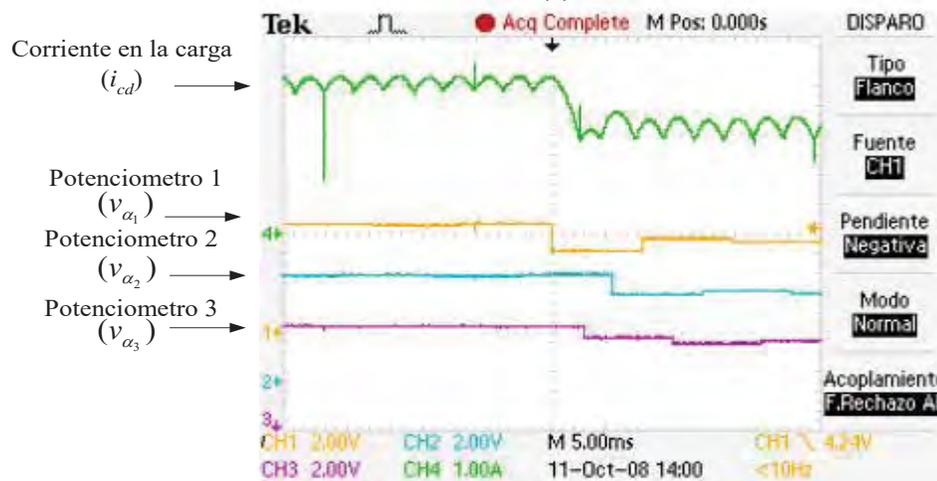
Para el análisis en lazo cerrado se utilizan las ganancias del controlador digital PI calculadas en la sección 3.2.3, las cuales son $K_p = 0.5453$ y $K_i = 1$ para una carga tipo RL con valores $R = 90$ y $L = 0.24 H$. Se presentan las mediciones en el laboratorio de dos condiciones de operación diferentes, la primera de ellas corresponde a un cambio de referencia de 0.6 a 0.9 (Figura 5.31 (a)), mientras que la segunda corresponde a un cambio de referencia en sentido inverso, es decir de 0.9 a 0.6 (Figura 5.31 (b)). La escala utilizada para la corriente es de 1 A por división, para el voltaje en los potenciómetros de 2V por división y la escala de tiempo 10 mseg.

En la Figura 5.31 (a) la corriente se encuentra operando con una referencia de 0.6 y se realiza un cambio en el valor de referencia, lo cual ocasiona que el controlador incremente el voltaje en el potenciómetro 1. Debido a esta acción de control el ángulo de disparo disminuye y se incrementa la corriente. Las señales de control de los potenciómetros 3 y 2 no difieren demasiado del valor enviado al potenciómetro 1, ya que prácticamente con la primera acción de control la corriente se aproximó a la referencia.

Se puede apreciar que para el cambio de referencia de 0.9 a 0.6 (ver Figura 5.31 (b)) prácticamente con la primera acción de control se aproxima a la referencia. Este comportamiento se debe al diseño del controlador con ganancias que permiten la ubicación del polo del convertidor en el origen del plano complejo.



(a)

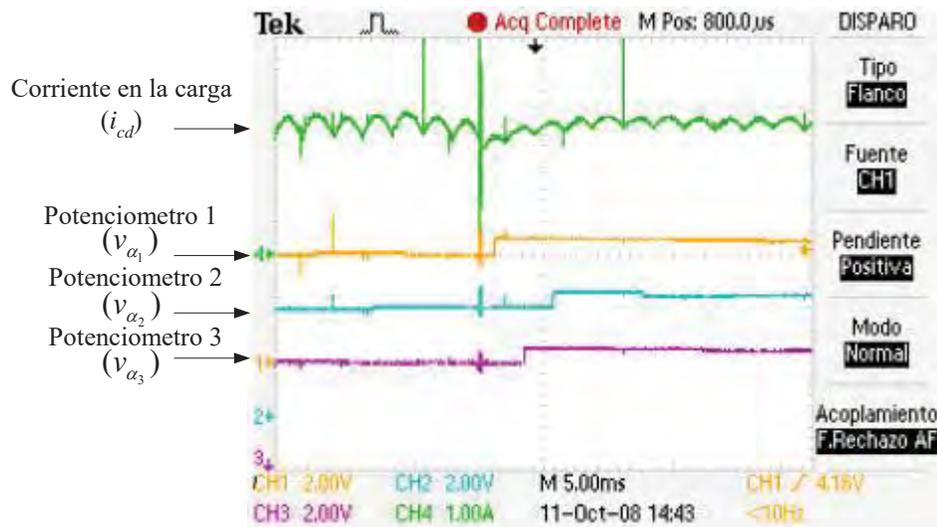


(b)

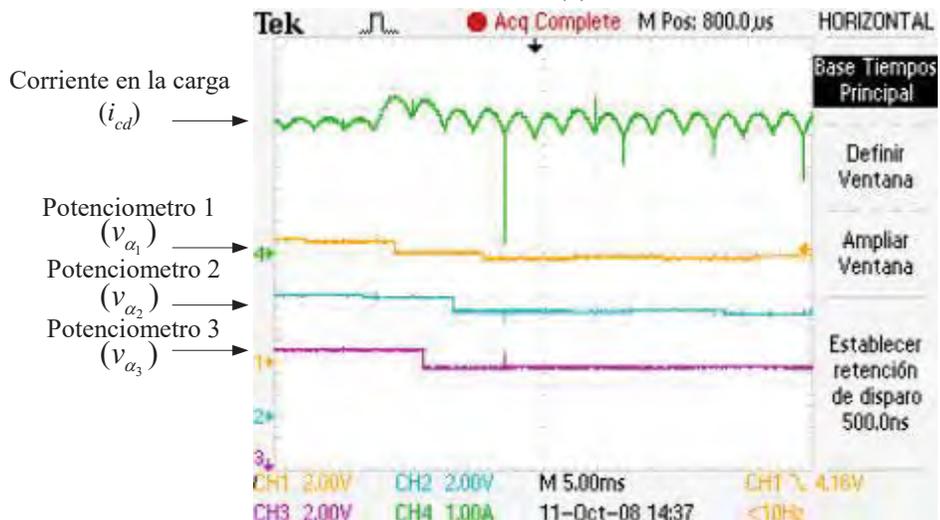
Figura 5.31 Comportamiento de la corriente ante un cambio de referencia. (a).- Cambio de 0.6 a 0.9, (b).- Cambio de 0.9 a 0.6.

5.2.6 Perturbaciones

Una característica adicional que se obtiene con el diseño del controlador presentado en este trabajo es la rapidez con la que éste elimina las perturbaciones en la salida del sistema. El tipo de perturbación consiste en un cambio súbito de carga que se obtiene al conectar y desconectar parte de la carga que alimenta el convertidor pero conservando la constante de tiempo de la carga RL. La Figura 5.32 muestra las formas de onda de la corriente y las acciones de control cuando ocurre una perturbación y se opera con una referencia de 0.7.



(a)



(b)

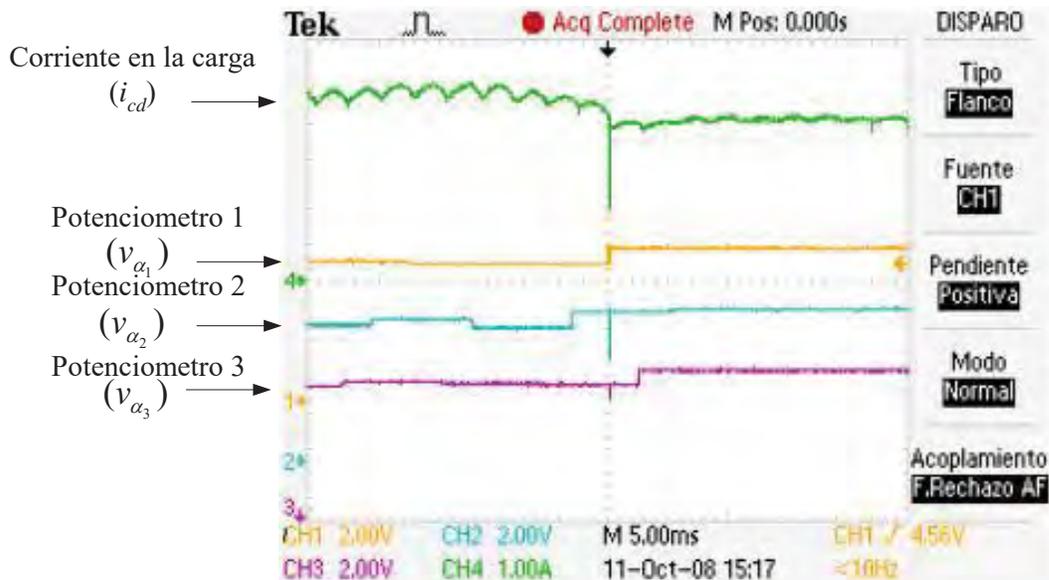
Figura 5.32 Perturbaciones con referencia de 0.7 (a).- Cambio de $R=90\Omega$, $L=0.24H$ a $R=120\Omega$, $L=0.32H$ (b).- Cambio de $R=120\Omega$, $L=0.32H$ a $R=90\Omega$, $L=0.24H$

La Figura 5.32 muestra las mediciones obtenidas en el laboratorio al momento de cambiar los valores de carga de $R=90\Omega$, $L=0.24\text{ H}$ a un valor de $R=120\Omega$, $L=0.32\text{H}$ y viceversa. Se puede apreciar en la Figura 5.32 (a) que los voltajes en los potenciómetros se mantienen prácticamente constantes hasta antes de la perturbación. Al momento que la perturbación ocurre, el controlador incrementa los voltajes en los potenciómetros digitales, el ángulo de disparo enviado a los tiristores a través de los módulos de disparo disminuye y la corriente se mantiene en el valor de referencia. Por otra parte, en la Figura 5.32 (b) se puede observar que al producir la perturbación el convertidor alimenta una resistencia de menor valor a la que se tenía antes de la perturbación. Entonces la corriente comienza a incrementarse, pero el controlador disminuye la magnitud en los potenciómetros digitales. Esto ocasiona que el ángulo de disparo de los tiristores aumente para disminuir la corriente y mantenerla en la referencia. En cuanto al tiempo de respuesta, el controlador no puede corregir el efecto de la perturbación con la primera acción de control. Sin embargo, se puede observar en ambas mediciones que basta con tres acciones de control para eliminar completamente la perturbación. Además, se observa que la primera acción de control produce un cambio mayor y las siguientes dos acciones de control ya no cambian demasiado con respecto a la primera.

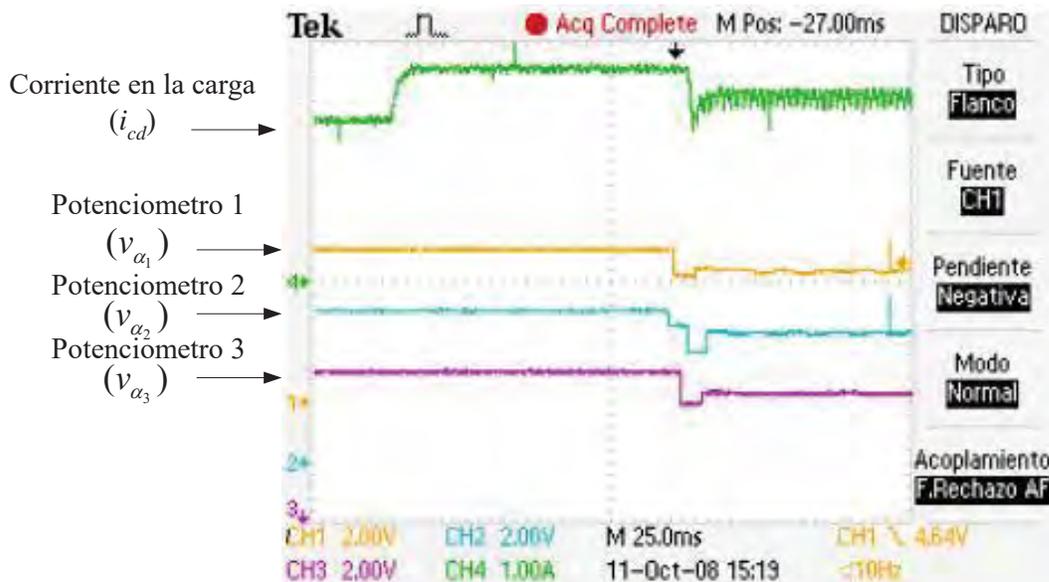
En la Figura 5.33 (a) se muestra la medición realizada en el laboratorio cuando ocurre la perturbación de $R=90\Omega$, $L=0.24\text{H}$ a $R=120\Omega$, $L=0.32\text{H}$ y una referencia de 0.9. En esta medición se observa que al ocurrir la perturbación el controlador responde rápidamente para generar las señales de control que permitan alcanzar la corriente de referencia. Se puede apreciar que los potenciómetros son llevados a su valor máximo (5 V), pero esto no es suficiente para alcanzar la referencia. Entonces en ese instante la parte integral del controlador PI entra en saturación y se mantiene en un límite máximo establecido para evitar problemas de desbordamiento y tener una respuesta rápida al momento de salir de saturación.

Con el controlador saturado se genera una nueva perturbación con el cambio de carga de $R=120\Omega$, $L=0.32\text{H}$ a $R=90\Omega$, $L=0.24\text{H}$ (ver Figura 5.33 (b)). Al momento de la perturbación la corriente se incrementa debido a que el controlador sigue saturado y la carga se volvió más pequeña. Durante un tiempo de 0.125 segundos el controlador se mantiene saturado y la corriente permanece prácticamente constante. Posteriormente el

controlador sale de saturación y responde rápidamente para ubicar la corriente a la referencia requerida.



(a)



(b)

Figura 5.33 Perturbaciones con referencia de 0.9 (a).- Cambio de $R=90\Omega$, $L=0.24H$ a $R=120\Omega$, $L=0.32H$ y (b).- Cambio de $R=120\Omega$, $L=0.32H$ a $R=90\Omega$, $L=0.24H$

5.2.7 Resultados del Esquema de Control de Disparos Equidistantes

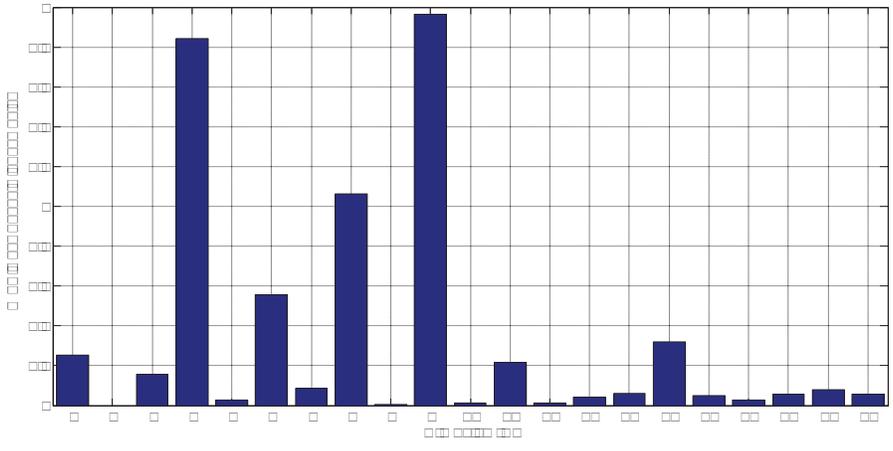
En esta sección se reportan los resultados de la implementación en el laboratorio del esquema de control mostrado en el Capítulo 4. Para llevar a cabo las pruebas en el laboratorio y probar el desempeño del esquema de control propuesto es necesario utilizar los voltajes desbalanceados y con la presencia de armónicas. Para realizar dicha tarea se utiliza un transformador defasador que permite manipular la magnitud y fase de las formas de onda en el secundario. Este transformador permite defasar los voltajes del secundario con respecto a los voltajes del primario en $\pm 15^\circ$ o afectar su magnitud en $\pm 15\%$.

Para llevar a cabo el experimento en el laboratorio, el convertidor funciona en lazo abierto y alimentando a una carga RL de valores $R = 360\Omega$ y $L = 0.96H$. El ángulo de disparo utilizado durante todo el experimento es 30° . Únicamente se defasa la fase b a través del transformador defasador de tal manera que los cruces por cero de los voltajes de línea v_{ab} y v_{bc} son afectados. Se reportan las formas de onda y el contenido armónico del voltaje de CD así como de los voltajes y corrientes de fase cuando se opera con el esquema de control de disparos equidistantes y sin él.

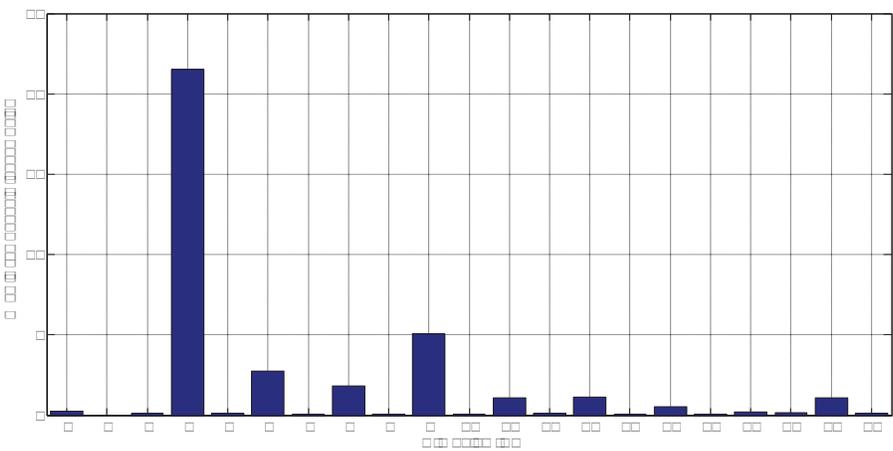
En la Tabla 5.4 se muestra el contenido armónico correspondiente a los voltajes de fase que se usan en la prueba de disparos equidistantes. Los valores de las armónicas se presentan en sus cantidades reales o de manera porcentual con respecto a la componente fundamental. Para una mejor visualización las armónicas del voltaje se presentan gráficamente en valores porcentuales en la Figura 5.34.

Se puede observar que el contenido armónico en las fases A y C es muy similar ya que en ambos casos las armónicas con mayor presencia son la tercera, quinta, séptima y novena. Por su parte el voltaje de la fase B presenta una mayor distorsión, ya que además de contar con las armónicas mencionadas en las dos fases anteriores, se tiene la presencia de la décima primera, décima tercera, décima quinta y décima novena armónicas. Las armónicas con mayor presencia son la tercera y novena con magnitudes de 21.5266% y 5.035% , respectivamente.

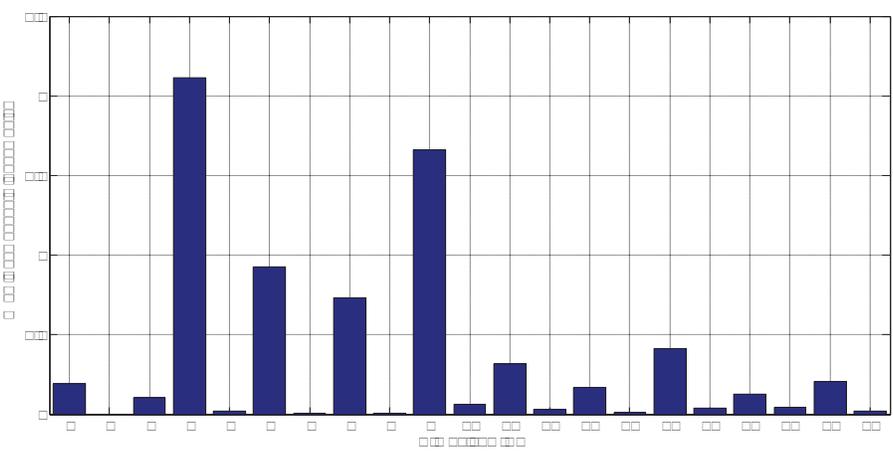
La Figuras 5.35 y 5.36 presentan las formas de onda del voltaje de CD a la salida del convertidor y los voltajes y corrientes de fase cuando se opera el convertidor sin el esquema de control, respectivamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.34 Contenido armónico de los voltajes de fase bajo condiciones de desbalance (a).- Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C

Tabla 5.4 Contenido armónico de los voltajes de fase bajo condiciones de desbalance

Armónico	Magnitudes Reales			Magnitudes en porcentaje		
	v_a (volts)	v_b (volts)	v_c (volts)	v_a (%)	v_b (%)	v_c (%)
CD	0.4672	0.5136	0.3608	0.2521	0.2753	0.1933
1	185.3161	186.5490	186.7001	100	100	100
2	0.2919	0.1803	0.1972	0.1575	0.0967	0.1056
3	3.4149	40.1576	3.9462	1.8427	21.5266	2.1136
4	0.05274	0.1796	0.0380	0.0284	0.0963	0.0203
5	1.0328	5.1620	1.7318	0.5573	2.7671	0.9276
6	0.1605	0.1681	0.0162	0.0866	0.0901	0.0087
7	1.9719	3.3827	1.3676	1.0641	1.8133	0.7325
8	0.0118	0.1581	0.0126	0.0063	0.0848	0.0067
9	3.6416	9.4272	3.1049	1.9650	5.0535	1.6631
10	0.0213	0.1487	0.1189	0.0115	0.0797	0.0637
11	0.4041	1.9896	0.5931	0.2180	1.0665	0.3177
12	0.0211	0.1889	0.0562	0.0114	0.1013	0.0301
13	0.0794	2.1398	0.3172	0.0428	1.1470	0.1699
14	0.1134	0.1528	0.0173	0.0612	0.0819	0.0092
15	0.5947	1.0121	0.7720	0.3209	0.5425	0.4135
16	0.0931	0.1379	0.0757	0.0502	0.0739	0.0405
17	0.0488	0.4133	0.2366	0.0263	0.2216	0.1267
18	0.1050	0.3420	0.0789	0.0566	0.1833	0.0423
19	0.1486	2.0474	0.3867	0.0801	1.0975	0.2071
20	0.1036	0.1810	0.0358	0.0559	0.0970	0.0192

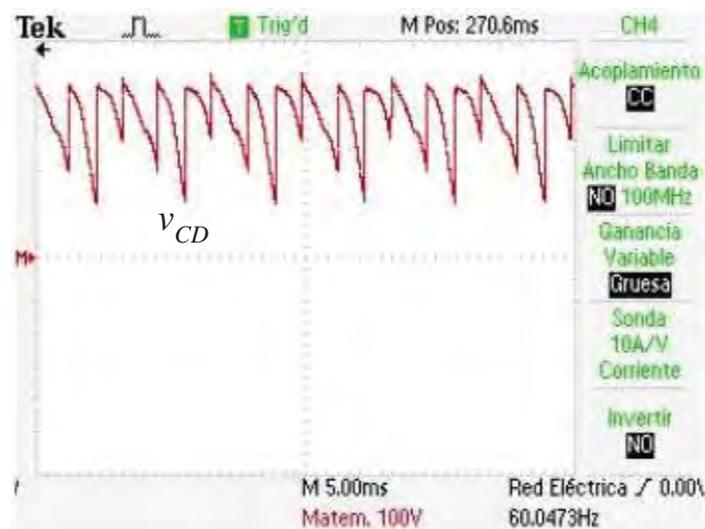


Figura 5.35 Voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30° y sin el esquema de control

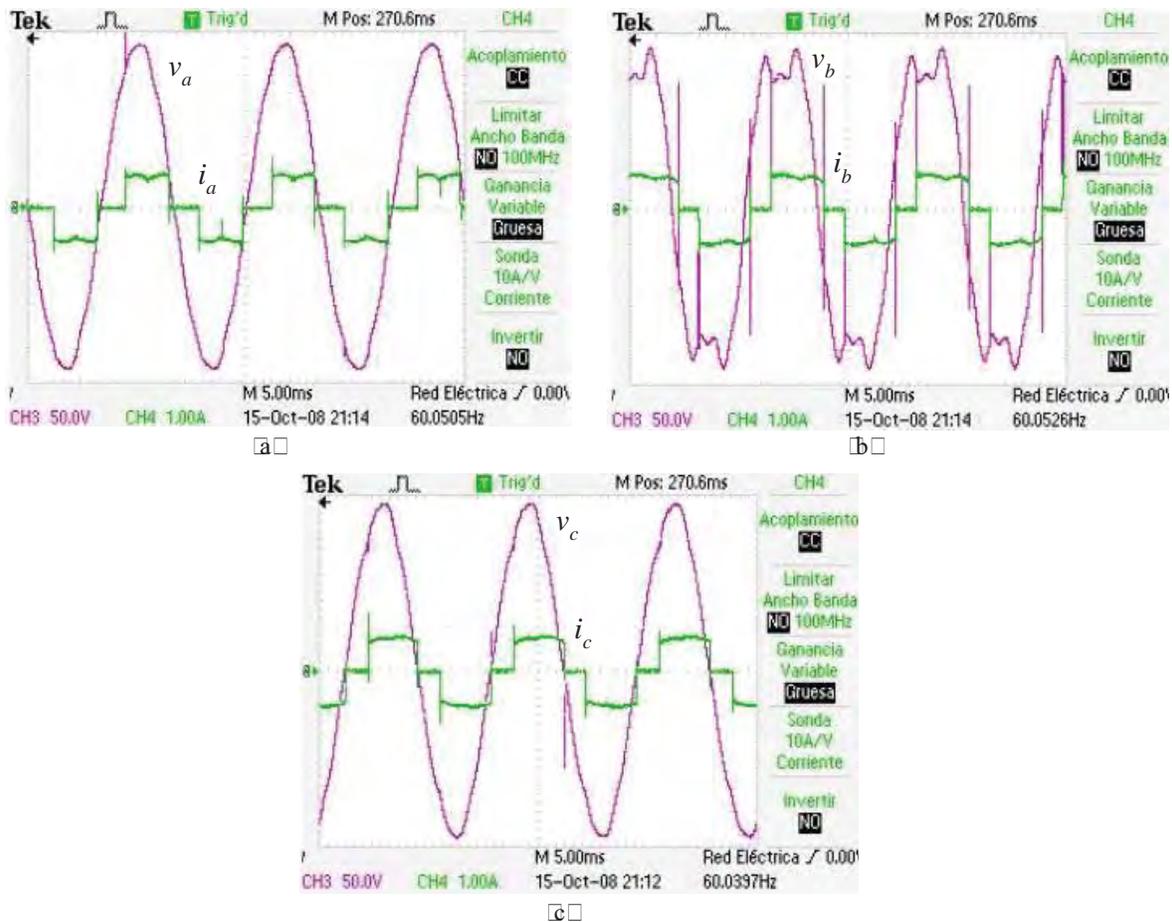


Figura 5.36 Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° y sin el esquema de control. (a). Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.

Se observa en la Figura 5.35 que la forma de onda del voltaje de CD dista demasiado del rizado característico para un ángulo de disparo de 30° . Este efecto es producido por el defasamiento introducido en la fase *b*, además de un incremento considerable en el contenido armónico de dicho voltaje tal y como se observa en la Figura 5.36 (b).

Otro aspecto importante a observar es el ancho de los lóbulos que conforman el rizado de la Figura 5.35 obteniéndose los valores de 2.58, 2.44, 3.32, 2.54, 2.42 y 3.36 milisegundos lo cual también se atribuye al defasamiento y contenido armónico en la fase *b*. El valor ideal esperado para los lóbulos es de 2.77 msec.

En las Figuras 5.37 y 5.38 se presenta las formas de onda del voltaje de CD y los voltajes y corrientes de fase con el mismo ángulo de disparo, pero ahora utilizando el esquema de control en el dominio del tiempo de disparos equidistantes.

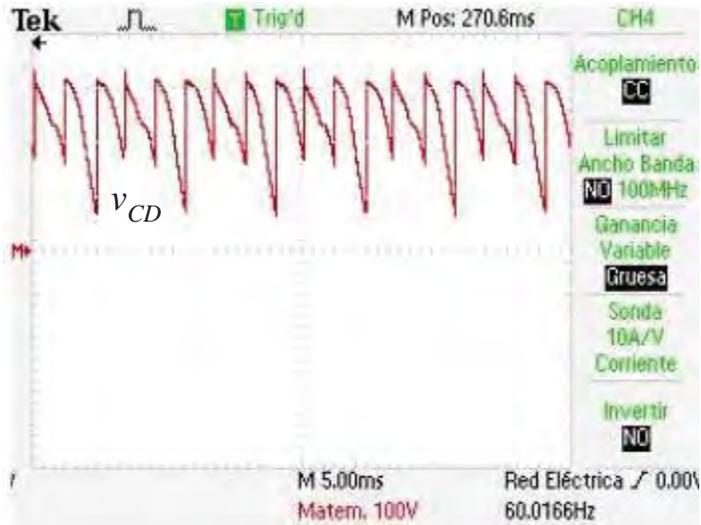


Figura 5.37 Voltaje de CD con un ángulo de disparo de 30° y con el esquema de control

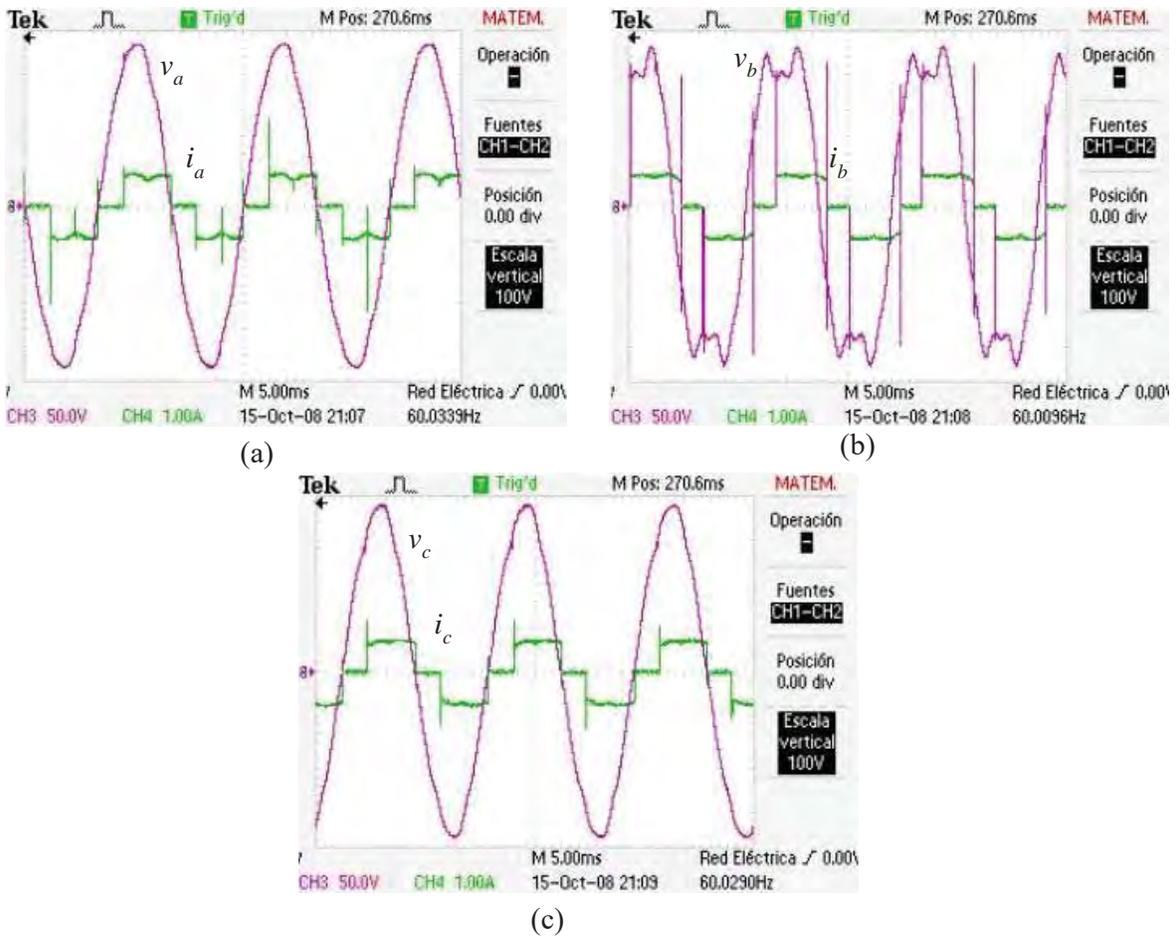


Figura 5.38 Voltajes y corrientes de fase con un ángulo de disparo de 30° y con el esquema de control. (a). Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C.

A simple vista no es posible determinar una diferencia entre las formas de onda de las Figuras 5.35 y 5.37. Sin embargo, en la Figura 5.39 se compara la forma de onda del voltaje de CD con y sin la corrección de disparos equidistantes, en donde se puede apreciar claramente la corrección introducida por el esquema en el dominio del tiempo propuesto en este trabajo.

Al medir el tiempo de cada lóbulo del voltaje de CD de la Figura 5.37 se obtienen los valores 2.94, 2.92, 2.5, 2.94, 2.84 y 2.54 milisegundos. Con estos nuevos valores se puede concluir que el sistema de control realiza una corrección parcial al desbalance producido por la fase *b*. A pesar de que el control no es capaz de corregir totalmente tal desbalance a fin de operar bajo la característica de disparos equidistantes, si es capaz de introducir una corrección considerable respecto al caso sin disparos equidistantes. Hasta este punto el análisis realizado es puramente cualitativo lo cual no arroja suficiente información para determinar las ventajas y desventajas del esquema de control. Por lo tanto, se realiza el análisis armónico del voltaje de CD y de las corrientes de fase involucradas en este caso de estudio.

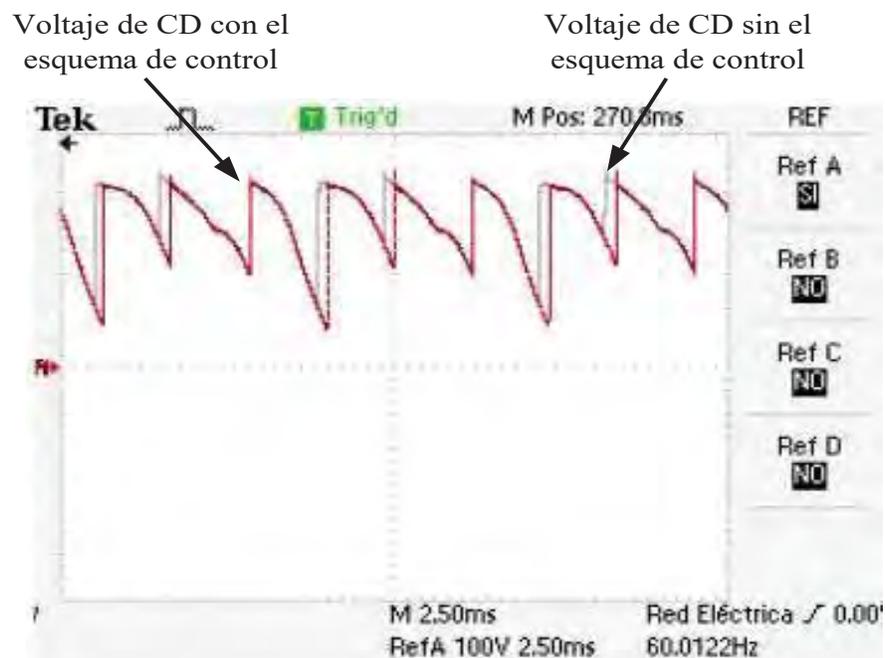


Figura 5.39 Comparación entre los voltajes de CD con y sin el esquema de control.

Tabla 5.5 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con el esquema de control.

Armónico	Magnitudes Reales				Magnitudes en porcentaje			
	i_a (Amp)	i_b (Amp)	i_c (Amp)	v_{CD} (Volts)	i_a (%)	i_b (%)	i_c (%)	v_{CD} (%)
CD	0.0107	0.0084	0.0126	244.8368	1.4271	1.0406	1.6347	100
1	0.7489	0.8026	0.7703	1.5931	100	100	100	0.6507
2	0.0046	0.0066	0.0054	20.7124	0.6080	0.8273	0.7033	8.4597
3	0.0189	0.0354	0.0407	1.5645	2.5213	4.4076	5.2843	0.6390
4	0.0058	0.0023	0.0058	30.6686	0.7701	0.2912	0.7479	12.5262
5	0.1994	0.1516	0.1685	1.1952	26.6282	18.8866	21.8791	0.4881
6	0.0025	0.0038	0.0032	58.9725	0.3390	0.4678	0.4180	24.0864
7	0.0766	0.1063	0.0798	1.5829	10.2332	13.2497	10.3656	0.6465
8	0.0025	0.0031	0.0010	16.5055	0.3379	0.3816	0.1318	6.7414
9	0.0297	0.0361	0.0214	1.3663	3.9673	4.5002	2.7837	0.5580
10	0.0036	0.0002	0.0038	7.3566	0.4746	0.0222	0.4952	3.0047
11	0.0862	0.0450	0.0760	1.0432	11.5125	5.6063	9.8694	0.4261
12	0.0022	0.0023	0.0033	25.5974	0.2938	0.2831	0.4238	10.4549
13	0.0360	0.0608	0.0403	1.6454	4.8013	7.5782	5.2313	0.6720
14	0.0016	0.0014	0.0010	9.1394	0.2189	0.1792	0.1268	3.7329
15	0.0306	0.0388	0.0191	1.3951	4.0878	4.8393	2.4814	0.5698
16	0.0022	0.0021	0.0024	10.8973	0.2875	0.2579	0.3142	4.4508
17	0.0538	0.0148	0.0498	1.0745	7.1845	1.8468	6.4624	0.4389
18	0.0015	0.0020	0.0027	15.0353	0.2050	0.2481	0.3568	6.1410
19	0.0179	0.0419	0.0249	1.6403	2.3945	5.2234	3.2323	0.6700
20	0.0031	0.0042	0.0010	7.5854	0.4130	0.5292	0.1277	3.0981

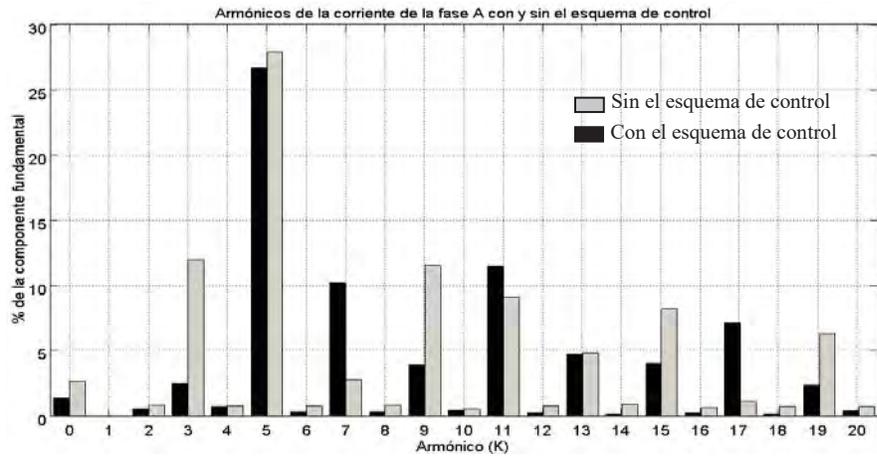
El contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD con y sin el esquema de control se agrupan en las Tablas 5.5 y 5.6, respectivamente, y una comparación de las mismas se muestra en las Figuras 5.40 y 5.41. De acuerdo al contenido armónico correspondiente a las corrientes de fase, se observa disparidad entre sus componentes fundamentales lo cual es producto de los desbalances en el voltaje de alimentación. En lo que respecta a las armónicas no características se observa una disminución en las fases A y B al utilizar el control, mientras que en la fase C solamente ocurre en la sexta, novena y décima quinta armónicas. Por otra parte, en lo que respecta al contenido armónico del voltaje de CD se observa un incremento de la magnitud en las armónicas características y disminución en las armónicas no características como la segunda, octava, décima cuarta y vigésima armónicas, así como un aumento en la cuarta, décima segunda, décima sexta y décima octava armónicas.

Por lo tanto se puede concluir que en ambos casos existe la presencia de armónicas no características en la corriente lo cual es producto de no operar con la característica de disparos equidistantes, siendo menor dicho efecto cuando se utiliza el control en el dominio del tiempo de disparos equidistantes implementado en este trabajo de tesis.

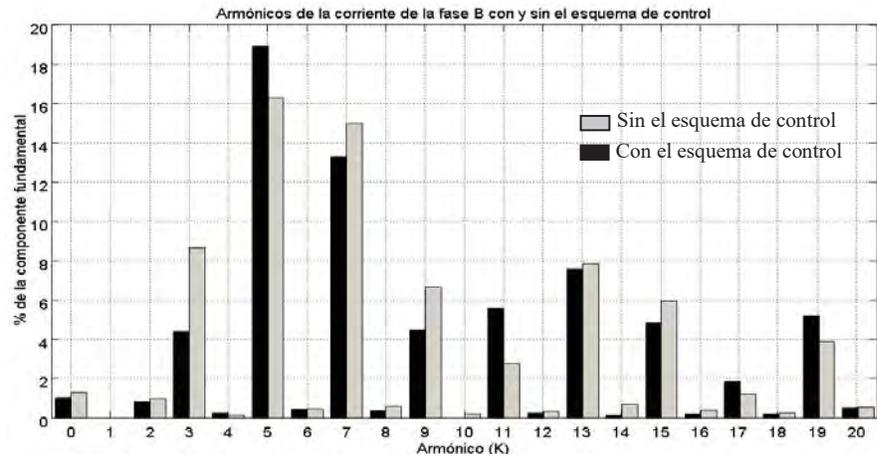
La razón por la que el control corrige parcialmente el efecto del desbalance se debe principalmente a dos cuestiones. La primera de ellas se asocia con las diferencias existentes entre los voltajes que alimentan a los disparadores con los voltajes de control, ya que los primeros se encuentran contaminados por armónicas y los segundos se encuentran exentos de ellos. La segunda razón esta asociada con las pequeñas discrepancias en cada uno de los disparadores para un mismo ángulo de disparo.

Tabla 5.6 Contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD sin el esquema de control.

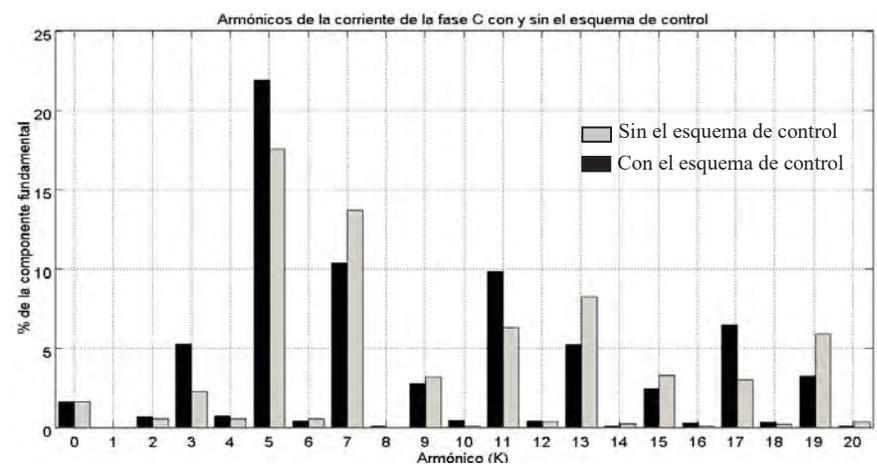
Armónico	Magnitudes Reales				Magnitudes en porcentaje			
	i_a (Amp)	i_b (Amp)	i_c (Amp)	v_{CD} (Volts)	i_a (%)	i_b (%)	i_c (%)	v_{CD} (%)
CD	0.02	0.0112	0.0138	260.1488	2.682	1.309	1.62	100
1	0.7455	0.8552	0.8514	1.2006	100	100	100	0.461
2	0.0064	0.0087	0.0051	25.9715	0.858	1.017	0.599	9.983
3	0.0895	0.074	0.0194	0.2296	12.005	8.652	2.278	0.088
4	0.0061	0.0014	0.0049	21.8966	0.818	0.163	0.575	8.416
5	0.208	0.1391	0.1493	0.8488	27.9	16.265	17.535	0.326
6	0.0058	0.0041	0.0047	47.6817	0.778	0.479	0.552	18.328
7	0.0207	0.1281	0.1163	1.653	2.776	14.978	13.659	0.635
8	0.0066	0.0051	0.0003	24.5952	0.885	0.596	0.035	9.454
9	0.0859	0.0568	0.0275	0.6949	11.522	6.641	3.229	0.267
10	0.0041	0.0019	0.001	2.2179	0.549	0.222	0.117	0.852
11	0.068	0.024	0.0536	0.3714	9.121	2.806	6.295	0.142
12	0.006	0.0031	0.0033	15.4888	0.804	0.362	0.387	5.953
13	0.0362	0.067	0.0701	1.4974	4.855	7.834	8.233	0.575
14	0.0069	0.0061	0.002	20.2556	0.925	0.713	0.234	7.786
15	0.0611	0.0511	0.0282	1.1698	8.195	5.975	3.312	0.449
16	0.0052	0.0036	0.0011	2.133	0.697	0.42	0.129	0.819
17	0.0087	0.0106	0.0259	0.2918	1.167	1.239	3.042	0.112
18	0.0056	0.0024	0.0018	6.4277	0.751	0.28	0.211	2.47
19	0.0472	0.0334	0.0506	1.1574	6.331	3.905	5.943	0.444
20	0.0057	0.0049	0.0032	14.6141	0.764	0.572	0.375	5.617



(a)



(b)



(c)

Figura 5.40 Comparación del contenido armónico de las corrientes de fase con y sin el control. (a).- Fase A, (b).- Fase B, (c).- Fase C

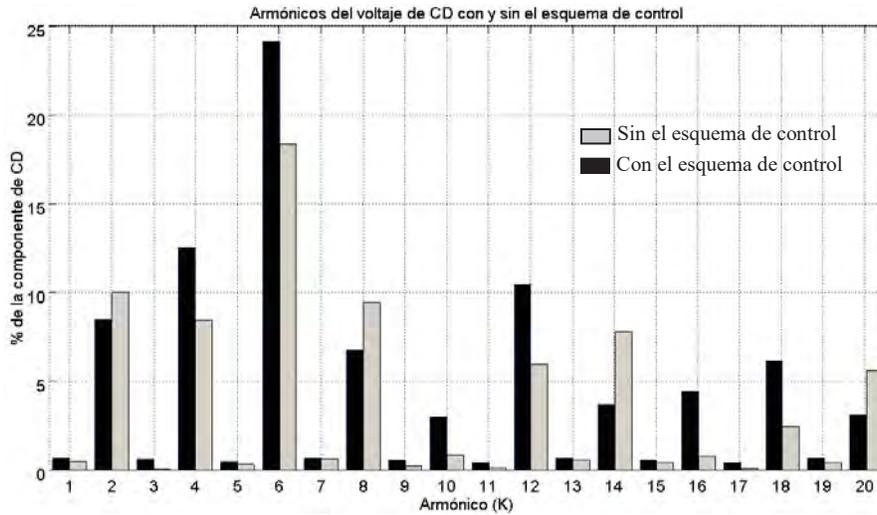
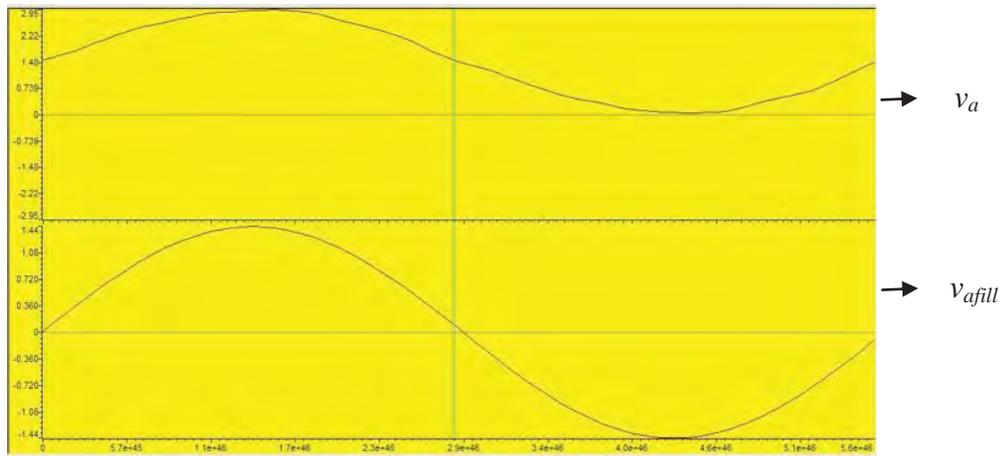


Figura 5.41 Comparación del contenido armónico del voltaje de CD con y sin el control.

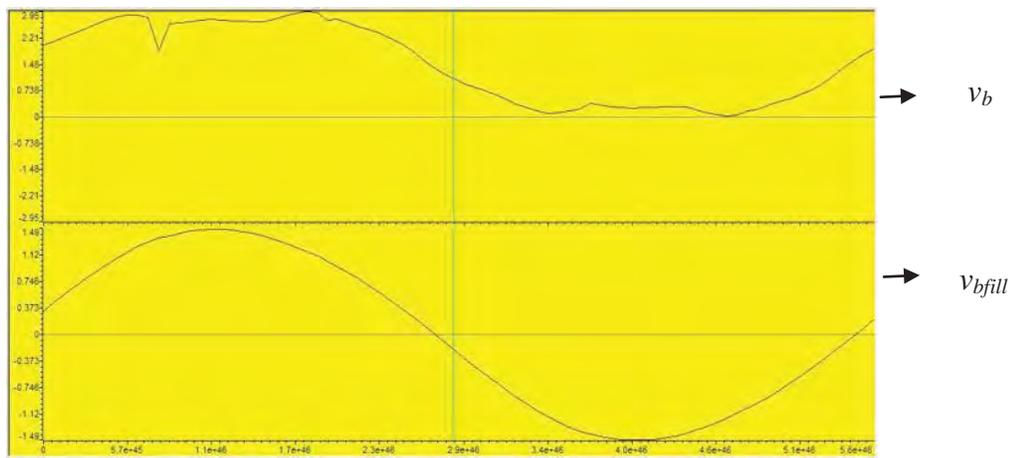
5.2.7.1 Implementación del Filtro Digital

La Figura 5.42 muestra el desempeño del esquema de filtrado digital implementado para extraer únicamente las componentes fundamentales de los voltajes de fase. Estas formas de onda se obtienen directamente de la interfase gráfica del *Code Composer Studio* y muestran un ciclo completo de los voltajes de fase muestreados (v_a , v_b y v_c) y los voltajes de fase filtrados (v_{afil} , v_{bfil} y v_{cfil}) en tiempo real.

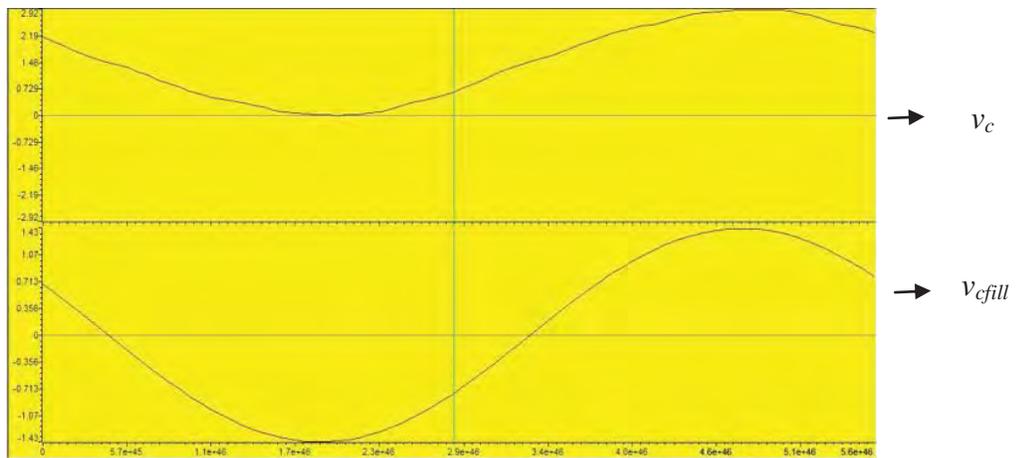
En la Figura 5.42 se observa el excelente desempeño del esquema de filtrado digital implementado en el DSC, ya que extrae adecuadamente la componente fundamental de los voltajes de fase y no introduce corrimiento de fase. En el análisis realizado anteriormente para determinar el contenido armónico de los voltajes de fase se determinó que además de la componente fundamental las armónicas de mayor magnitud son la tercera, séptima y novena en los tres voltajes de fase, siendo el voltaje en la fase b el que cuenta con armónicas de mayor magnitud. A pesar de tener tal grado de contaminación más una componente de CD agregada por la etapa de acondicionamiento de señal el esquema de filtrado es capaz de extraer adecuadamente la componente fundamental. Es importante mencionar que no se utilizó un filtro antitraslape por los problemas asociados con el corrimiento de fase el cual es un factor de gran importancia en la aplicación. Además el esquema de filtrado implementado es capaz de eliminar las frecuencia aparentes, siendo afectado únicamente por las frecuencias aparentes de 60 Hz las cuales se espera que sean pequeñas en magnitud.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.42 Voltajes de fase muestreados y filtrados en tiempo real. (a).- Voltajes de la fase A, (b).- Voltajes de la fase B, (c).- Voltajes de la fase C

5.3 Conclusiones

En este capítulo se describió de manera detallada cada uno de los elementos que conforman la parte de control y de potencia del sistema. Además, se mostró físicamente cada uno de estos elementos y como se encuentran agrupados. Se realizó la caracterización del convertidor y se mostraron los resultados de los experimentos en el laboratorio de las pruebas en lazo abierto, lazo cerrado y perturbaciones, obteniéndose resultados muy parecidos a los obtenidos en la etapa de diseño realizada en el Capítulo 3. Se realizó un experimento en el laboratorio para demostrar el desempeño del esquema de control de disparos equidistantes propuesto en el Capítulo 4. En estas pruebas se demostró el excelente desempeño del esquema de filtrado digital y el desempeño adecuado del sistema de control de disparos equidistantes propuesto. Los resultados obtenidos permiten concluir que el esquema de control es capaz de corregir parcialmente el desbalance, lo cual está asociado a las discrepancias entre los voltajes de control y los voltajes de alimentación, así como a la sensibilidad que presentan los disparadores ante tales desbalances.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En este capítulo se presentan las conclusiones principales de este trabajo de tesis y los trabajos futuros propuestos para continuar la investigación en esta área.

6.1 Conclusiones Generales

En este trabajo se presenta el diseño y construcción de un prototipo de un convertidor de electrónica de potencia integrado por tiristores. El prototipo incluye las etapas de potencia, de control y de instrumentación requeridas.

El control del convertidor se basa en el controlador digital de señales DSC F28335 desarrollado por *Texas Instruments*, el cual presenta una excelente plataforma para aplicaciones que requieren control y procesamiento digital de señales. Gracias a estas características es posible desarrollar tareas en tiempo real, tales como el muestreo de señales, filtrado digital, detección de cruces por cero, así como el cálculo y envío de las acciones de control.

Se construyeron las etapas de acondicionamiento de señal que permiten comunicar en sentido bidireccional al convertidor con el dispositivo controlador, utilizando dispositivos tales como los potenciómetros digitales X9110 de *Intersil* y el sensor de corriente NT-15 de *FW-BELL*.

Se implementó un esquema de filtrado digital basado en un filtro tipo muesca IIR de segundo orden, el cual permite sincronizar el DSC con el convertidor y es pieza clave en las pruebas de lazo cerrado y disparos equidistantes. El desempeño del filtro es excelente ya que elimina eficazmente las armónicas y permite obtener la componente fundamental sin retardo de tiempo.

Se realizó la caracterización del convertidor para un ángulo de disparo de 0° , 30° y 60° . Para los ángulo de disparo de 30° y 60° se observó que la forma de onda del voltaje de CD se asemeja al rizado característico reportado en la literatura, mientras que para el ángulo de disparo de 0° no se obtiene tal rizado, lo cual se debe al efecto que tiene el voltaje de umbral reportado por el fabricante sobre el voltaje de control. Al analizar el contenido armónico de las corrientes de fase y el voltaje de CD para los tres ángulos de disparo se obtuvo que las armónicas con mayor presencia son las características, así como armónicas no características los cuales son pequeñas en magnitud.

Se analizó matemáticamente y por simulación la estabilidad y comportamiento dinámico del convertidor cuando opera en lazo abierto y lazo cerrado. Para propósitos de operación en lazo cerrado se operó el convertidor como fuente de corriente controlada, para lo cual se diseñó un controlador digital PI el cual tiene un excelente desempeño ante cambios de referencia y perturbaciones producidas por cambios de carga.

Se presentó un esquema de control en tiempo real el cual determina los instantes de disparo de los tiristores en función de las variaciones en el voltaje de control. Se presentó una simulación en *PSCAD/EMTDC* basada en dicho esquema y se mostró su desempeño ante tres casos de estudio. Se comparó el esquema de control propuesto con un esquema basado en control por ángulo de fase y con el control de disparos equidistantes tradicional. Los resultados obtenidos de las simulaciones demostraron que el control propuesto trabaja con la característica de disparos equidistantes y se mostró el efecto que tiene sobre las armónicas no características.

Por último se implementó el esquema de control de disparos equidistantes en tiempo real y se presentó un caso de estudio en el cual se defasa $+15^\circ$ el voltaje de la fase B. Los resultados obtenidos en este caso de estudio fueron aceptables ya que se corrigió parcialmente el efecto producido por el desbalance en los voltajes que alimentan al convertidor pero sin llegar a corregirlo totalmente, lo cual es producto de las discrepancias entre los voltajes de alimentación y los voltajes de control.

El aporte entregado por este trabajo de tesis es un convertidor en base a tiristores controlado por un DSC el cual servirá como base para la enseñanza y desarrollo de nuevos proyectos de los alumnos de la Maestría y Doctorado de la División de Estudios de Posgrado. Proporcionando a sus usuarios una herramienta útil para la implementación de nuevas técnicas de control, manejo de diferentes topologías de convertidores en base a tiristores, así como la comparación con modelos digitales.

6.2 Trabajos Futuros

- Construir el sistema mínimo que integre todos los componentes de la etapa de control.
- Aprovechar la versatilidad del DSC para tareas de procesamiento digital de señales y control en tiempo real con el objetivo de poner a prueba nuevas técnicas de control, tales como el control adaptivo y las redes neuronales.

- Diseñar nuevos disparadores de tiristores permitiendo eliminar los disparadores de ángulo de fase comerciales para una mejor aplicación del esquema de disparos equidistantes propuesto en este trabajo de tesis.
- Integrar el convertidor de tiristores en la operación de enlaces de corriente directa en alto voltaje.

REFERENCIAS

- [ABB 1999] ABB, “North – South 500 kV AC Power Interconnection: Transmission Stability Improvement by Means of TCSC and SC ”, ABB Power Systems AB, Suecia, 1999.
- [Acha y Madrigal 2001] E. Acha, M. Madrigal, *Power Systems Harmonics Computer Modelling and Analysis*, Ed. John Wiley and Sons, Inglaterra 2001.
- [Ainsworth 1967] J. D. Ainsworth, “The Phase-Locked Oscillator - A New Control System for Controlled Static Converters”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-87, págs. 859-865, No. 3. Marzo 1968.
- [Alegria et al. 1984] C.M. Alegria, J. P. Sucena, L. L. Freris, “Microcomputer Control of Power Converters”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and System*, Vol. PAS-103, No. 8, págs. 2011-2017, Agosto 1984.
- [Ametani 1976] A. Ametani, “Harmonics Reduction in Thyristor Converters by Harmonic Current Injection”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 95, No. 2, págs. 441-453, Marzo/Abril 1976.
- [Anant 2005] V. Anant, ”Digital Signal Controller Based Automatic Transfer Switch”, *Emerging Technologies at Power Electronics Technology 2005 Conference*, Baltimore, págs. 1-10, Octubre 25-27.
- [Arrillaga 1998] J. Arrillaga, *High Voltage Direct Current Transmission*, Ed. IEE Power and Energy Series 29, Londres 1998.
- [Ashoka 1981] S. Ashoka, “ An Equidistant Digital Trigger Scheme for 3-phase Thyristor Converters”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 69, No. 9, págs. 1159-1162, Septiembre 1981.
- [Balog et al. 2005] R. Balog, Z. Sorchini, J. Kimball, P. Chapman, P.Krein, “Modern Laboratory-Based Education for Power Electronics and Electric Machines”, *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 20, No. 2, págs. 538-547, Mayo 2005.
- [Bonert 1998] R. Bonert, “A Laboratory for Power Systems Control with Static Converters” *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol.13, No. 1, págs.15-20, Febrero 1998.

- [Bose 2000] Bimal K. Bose, “Energy, Environment, and Advances in Power Electronics”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, págs. 688-701, Julio 2000.
- [Bose 2002] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, EUA, 2002.
- [CAD TI 2007] Texas Instruments, *TMS320x2833x Analog to Digital Converter (ADC) Module*, Ed. Texas Instruments, EUA 2007.
- [Chang et al. 2006] G. W. Chang, Y. C. Chin, S. H. Lee, “ Efficient Approach to Characterizing Harmonic Current Generated by Cluster of Three- Phase AC/DC Converters”, IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 5, págs. 742-749, Septiembre 2006.
- [Code Composer Studio 2006] Texas Instruments, *Code Composer Studio Development Tools V3.3*, Ed. Texas Instruments, EUA, 2007.
- [Eyre y Bier] J. Eyre, J. Bier, ”The Evolution of DSP Processors”, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 17, págs. 43-51, Marzo 2000.
- [F28335 2007] Texas Instruments, *TMS320C28x Floating Point Unit and Instruction Set*, Ed. Texas Instruments, EUA 2007.
- [Fickler y Murison 1984] R. A. Fickler y G. Murison, “Power Supplies for the Electrochemical Industry an Economic Performance Comparison Between Diodes and Thyristors”, IEEE Transactions on Industry applications, Vol. IA.20, No. 1, págs. 74-79, Enero/Febrero, 1984.
- [Fujita y Akagi 1991] H. Fujita y H. Akagi, “A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System – Series Connection of Passive and Active Filters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, págs. 1020-1025, Noviembre / Diciembre 1991.
- [Galloway 1999] J. Galloway “Harmonic Instability in Phase Controlled Rectifier”, Petroleum and Chemical Industry Conference 1999, págs. 171-175, Septiembre 1999.
- [Gunther 2001] E. Gunther, “Interharmonics in Power Systems”, Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 2, págs. 813-817, Julio 2001.
- [Gupta et al. 1981] S.C. Gupta, K. Venkatesan, K. Eapen, “ A Generalized Firing Angle Controller Using Phase – Locked Loop for Thyristor Control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-28, No. 1, págs. 46-49, Febrero 1981.

- [Hill y Luo 1987] J. Hill, F. Luo, "Current Source Optimization in AC/DC GTO Thyristors Convert", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-34, No. 4, págs. 475-482, Noviembre 1987.
- [Hill y Luo 1989] J. Hill, F. Luo, "Microprocessor-Based Control of Steel Rolling Mill Digital DC Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, No. 2, págs. 289-297, Abril 1989.
- [Ilango et al. 1978] B. Ilango, R. Krishnan, R. Subramanian, S. Sadasivam, "Firing Circuit for Three – Phase Thyristor – Bridge Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-25, No. 1, págs. 45-49, Febrero 1978.
- [Jovcic 2007] Dragan Jovcic, "Thyristor-Based HVDC with Forced Commutation", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 1, págs. 557-564, Enero 2007.
- [Kurokawa et al 2002] F. Kurokawa, T. Sato, H. Matsuo, H. Eto, "Output Characteristics of DC-DC Converter with DSP Control", Telecommunications Energy Conference INTELEC 2002, págs. 421-426, Septiembre 29 – Octubre 3 2002.
- [Lau y Pong 1994] C. Lau, M. Pong, "Comparison of Three Approaches on DSP Based Digital Controlled 2-Wheeler Forward Converter", Industrial Technology 1994, págs. 164-168, Diciembre 5-9 1994.
- [Lian y Lehn 2006] K. Lian, P. Lehn, "Harmonic Analysis of Single-Phase Full Bridge Rectifiers Based on Fast Time Domain Method", Industrial Electronics 2006 IEEE International Symposium, Vol. 4, págs. 2608-2613, Julio 2006.
- [Luo et al. 2005] F. Luo, H. Ye, M. Rashid, *Digital Power Electronics and Applications*, Elsevier, EUA, 2005.
- [Luo y Hill] F. Luo, R. Hill, "Disturbance Response Techniques for Digital Control Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-32, No. 3, págs. 245-252, Agosto 1985.
- [Maswood et al. 1991] I. Maswood, G. Joos, P. Ziogas y J. Lindsey, "Problems and Solutions Associated with the Operation of Phase-Controlled Rectifiers Under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 4, págs. 765-772, Julio-Agosto 1991.

- [Menzies et al. 1994] R. Menzies, P. Steimer, J. Steinke, "Five Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, págs. 938-944, Julio/Agosto, 1994.
- [Mohan et al. 2003] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics Converters, Applications and Design*, John Wiley and Sons, EUA, 2003.
- [NT-15 2003] FW-BELL, *Magneto. Resistive Current Sensors for Peak Currents up to 150 A*, Ed. FW-BELL 2003.
- [Ogata 1996] K. Ogata, *Sistemas de Control en Tiempo Discreto 2ª*, Ed. Prentice Hall, Mexico 1996.
- [Ogata 1998] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna 3ª Ed.* Prentice Hall, Mexico, 1998.
- [Olivier et al. 1979] G. Olivier, V. Stefanovic, M. Akhtar, "Digitally Controlled Thyristor Current Source", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol, IECI-26, No.3, págs. 185-191, Agosto 1979.
- [Schlabach et al. 2001] J. Schlabach, D. Blume y T. Stephanblome, *Voltage Quality in Electrical Power Systems*, The Institution of Electrical Engineers, Inglaterra 2001,
- [Shuang et al. 2006] K. Shuang, C. Chen, N. Xiao, D. Yu, "A New Digital Electronic Governor Based on 32 Bits DSP for a Gas Engine", Control, Automation, Robotics and Vision ICARCV 2006, págs. 1-6, Diciembre 5-8 2006.
- [Shutong et al. 2006] Q. Shutong, J. Jianguo, Z. Dongsheng, W. Xiaojie, "A Novel Control Scheme of 230 kA DC Power Source Using Thyristor, Phase-Shifting Rectifier Transformer and On-Load Tap Changer", IP EMC, 2006.
- [SKPC200-240 1990] *Semikron*, SKPC200 Phase Angle Control, Ed. Semikron, 1990.
- [Slonim y Rahovich 1996] M. Slonim, L. Rahovich, "Maximum Power Point Regulator for 4KW Solar Cell Array Connected Through Invertor to the AC Grid", Energy Conversion Engineering Conference IECEC 96, Vol. 3, págs. 1669-1672, Agosto 1996.
- [Smith 1999] S. Smith, *The Scientist and Enginner's Guide to Digital Signal Processing 2ª Ed.*, Ed. California Technical Publishing, EUA 1999.

- [Sorchini et al. 2004] Z. Sorchini, W. Kimball y T. Krein, “Digital SCR Control Box for Educational Laboratory” IEEE Workshop on Computers in Power Electronics 2004, págs. 223-227, Agosto 15-18, 2004.
- [Spectrum Digital 2007] Spectrum Digital, *eZdspTMF28335 Technical Reference*, Ed. Spectrum Digital, EUA, 2007.
- [SPI TI 2006] Texas Instruments, *TMS320x28xx, 28xxx DSP Serial Peripheral Interface (SPI)*, Ed. Texas Instruments, EUA 2006.
- [Tretter 2008] S. Tretter, *Communication System Design Using DSP Algorithms*, Springer, EUA, 2008.
- [Verdelho 1991] P. Verdelho, “A Modular Lab Oriented for Teaching Power Electronics”, 6th Mediterranean Electrotechnical Conference 1991, Vol. 2, págs. 1570-1572, Mayo 22-24, 1991.
- [Watson y Arrillaga 2002] N. Watson, J. Arrillaga, *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*, Ed. IEE, Diciembre 2002.
- [Wiechowski et al. 2007] W. Wiechowski, J. Lykkegaard, B. Jensen, C. Bak, “Hybrid Time/Frequency Domain Modelling of Nonlinear Components”, Electric Power Quality and Utilisation, págs. 1-6, Octubre 9-11 2007,
- [X9110 2005] *Intersil, Single Digitally-Controlled (XDCPTM) Potentiometer*, Ed. Intersil 2005.
- [Yacamini_1 1994] R. Yacamini, “Power System Harmonics Part 1 Harmonic Sources”, Power Engineering Journal, Vol. 8, págs. 193-198, Agosto 1994.
- [Yacamini_2 1995] R. Yacamini “Power System Harmonics Part 3 Problems Caused by Distorted Supplies”, Power Engineering Journal, Vol. 9, págs. 233-238, Octubre 1995.
- [Yacamini_3 1995] R. Yacamini “Power System Harmonics Part 2 Measurements and Calculations”, Power Engineering Journal, Vol. 9, págs. 51-56, Febrero 1995.
- [Yacamini_4 1996] R. Yacamini “Power System Harmonics Part 4 Interharmonics”, Power Engineering Journal, Vol. 10, págs. 185-193, Agosto 1996.
- [Zhezhelenko y Sayenko 2000] I. Zhezhelenko, Y. Sayenko, “Analysis Methods of Interharmonics Investigations in Power Supply Systems”, Harmonics and Quality of Power, Vol. 1, págs. 61-63, Octubre 2000.