



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA QUE EMULE LA
GENERACIÓN DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA CON
OPERACIÓN EN MODO ISLA Y EN MODO RED**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA:

ING. FILIBERTO CARRILLO URCID

DIRECTORES DE TESIS:

**DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS
DR. OSCAR CARRANZA CASTILLO**



CIUDAD DE MÉXICO, ENERO DE 2017



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

SIP-14 BIS

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 10:00 horas del día 02 del mes de diciembre del 2016 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E. S. I. M. E. para examinar la tesis titulada:

"IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA QUE EMULE LA GENERACIÓN DE ENERGÍA FOTOVOLTAICA CON OPERACIÓN EN MODO ISLA Y EN MODO RED"

Presentada por el alumno:

CARRILLO
Apellido paterno

URCID
Apellido materno

FILIBERTO
Nombre(s)

Con registro:

B	1	4	0	8	3	2
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERIA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACIÓN DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. OSCAR CARRANZA CASTILLO

Presidente

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

Segundo Vocal

DR. DAVID SEBASTIÁN BALTAZAR

Tercer Vocal

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS

Secretario

DR. RUBÉN ORTEGA GONZÁLEZ

DR. FERMÍN PASCUAL ESPINO CORTÉS

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. MIGUEL TOLEDO VELÁZQUEZ

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la Ciudad de México, el día 02 del mes de Diciembre del año 2016, el que suscribe Filiberto Carrillo Urcid alumno(a) del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con número de registro B140832, adscrito(a) a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME- Zacatenco del IPN, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y el Dr. Oscar Carranza Castillo y cede los derechos del trabajo titulado Implementación de un sistema que emule la generación de energía fotovoltaica con operación en modo isla y en modo red, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones **fcucid.9193@gmail.com**, **jjrodriguezr@ipn.mx** y **ocarranzac@ipn.mx**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Filiberto Carrillo Urcid

DEDICATORIA

A mis padres:

Filiberto Carrillo Larios y María de la Concepción Carmen Urcid Pérez

AGRADECIMIENTOS

A Dios primeramente por la vida, la familia, las amistades y las oportunidades que me ha dado.

A mis padres Filiberto Carrillo Larios y María de la Concepción Carmen Urcid Pérez, por el ejemplo de superación que me han dado, por impulsarme a seguir adelante, por apoyarme en todas las decisiones que he realizado.

A mis hermanas Concepción, Edith y Gabriela por su apoyo en todo momento.

A mis asesores, al Dr. Jaime José Rodríguez Rivas y al Dr. Oscar Carranza Castillo, por el apoyo, la atención, los consejos y los conocimientos teóricos y prácticos brindados para mi aprendizaje.

A los miembros del jurado revisor de la tesis, Dr. Rubén Ortega González, Dr. David Sebastián Baltazar, Dr. Fermín Pascual Espino Cortés y al Dr. Daniel Ruiz Vega, por brindar las observaciones y sugerencias para mejorar la tesis de maestría.

A los profesores de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, por los conocimientos brindados durante las clases.

A mis amigos Victor, Edgar y Jesús, por su apoyo y la amistad brindada en este tiempo.

A mis amigos del área de electrónica de potencia, David, Daniel, José Manuel, Jesús, Pedro, Pablo, por su amistad y apoyo con sus conocimientos.

Al Instituto Politécnico Nacional, por permitirme realizar los estudios de Licenciatura y Maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), y al Instituto Politécnico Nacional por los apoyos económicos para la realización de mis estudios.

RESUMEN

En este trabajo se realiza el diseño de un sistema fotovoltaico para suministrar energía eléctrica a una carga resistiva de 8Ω (modo isla), e inyectar potencia activa a la red eléctrica (modo red). Se considera que la potencia entregada por los paneles es de 2 kW para ambos modos de operación. El sistema fotovoltaico consiste en una fuente de alimentación de CD que emula a los paneles solares, un convertidor Boost, un inversor puente completo y un filtro de armónicos.

Primero, se realiza el cálculo de los elementos pasivos de los convertidores electrónicos de potencia, posteriormente, se diseñan los lazos de control de los convertidores para que el sistema fotovoltaico se comporte como una fuente de tensión en el modo isla y como una fuente de corriente en el modo red. Los controladores de los lazos de control son sintonizados mediante SISOTOOL de Matlab® utilizando el criterio de estabilidad de Bode.

Para verificar el funcionamiento del sistema fotovoltaico se realizan las simulaciones de los lazos de control de los convertidores electrónicos en PSIM®, operando en modo isla y en modo red. Esto permite analizar la respuesta del sistema en el dominio del tiempo. En este trabajo, se simula el sistema fotovoltaico en ecuaciones en diferencias mediante lenguaje de programación C, debido a que son las que se implementan en el procesador digital de señales.

Se realizan variaciones en la corriente inyectada por los paneles, en la corriente de carga y en la tensión de la red eléctrica, verificando que éstas variables regresan a su valor de referencia. Las variaciones se realizan considerando que el convertidor Boost no entra en el modo de conducción discontinua, y que el sistema fotovoltaico no entrega potencia mayor a 2 kW.

Una vez obtenidas las simulaciones del sistema fotovoltaico operando en modo isla y en modo red, se simula la reconfiguración de los controladores cuando el sistema fotovoltaico pasa del modo isla al modo red y viceversa, verificando que existe continuidad en la corriente de carga.

Por último, se muestran los resultados experimentales del inversor operando en modo isla, mediante las formas de onda de la tensión y corriente en la carga resistiva.

ABSTRACT

In this thesis, is designed a photovoltaic system for supply a resistive load of 8Ω (island mode), and for inject active power to the grid (grid mode). Is considered that power delivered by the panels array for both modes of operation is 2 kW. The photovoltaic system consists on a DC power source that emulate the solar panels, one Boost converter, a full bridge inverter and a harmonics filter.

First, are calculated the passive elements for the power electronic converters. Then, the control loops of the converters are designed, so that, the photovoltaic system behave as a voltage source in island mode and as a current source in the grid mode. The controllers of the loops are tuned by SISOTOOL of Matlab® with Bode stability criterion.

The photovoltaic system is simulated by PSIM® for verify the behavior of the control loops of converters, operating in island mode and grid mode. This simulations allow to analyze the response of the loops in the time domain. In this thesis, the photovoltaic sistema is simulated in C code, because they are implemented on a DSP.

Also, are introduced disturbances on variables of the photovoltaic system, such as DC current generated by the panels array, current load and grid voltage. This is made for check that this variables return to their set point. This variations are made considering that the Boost converter shouldn't operate on discontinuos conduction mode, and that the photovoltaic system shouldn't deliver higher power than 2 kW.

The reconfiguration of the photovoltaic system between the island mode and grid mode are simulated, checking continuity on the current load.

At the last, the experimental results of the inverter operating in island mode are shown by the voltage and current waves on the resistive load.

ÍNDICE

RESUMEN	IX
ABSTRACT	XI
ÍNDICE	XIII
ÍNDICE DE FIGURAS	XIX
ÍNDICE DE TABLAS	XXVII
NOMENCLATURA	XXIX
CAPÍTULO I.- INTRODUCCIÓN	1
1.1.- Redes Inteligentes	3
1.1.1.- Esquemas de detección de Isla.....	4
1.1.2.- Lazo de amarre de fase (Phase Locked Loop, PLL).....	5
1.1.3.- Algoritmo de seguimiento del punto de máximo potencia	7
1.1.4.- Calidad de la energía.....	7
1.1.4.1.- Estabilidad en la tensión	7
1.1.4.2.- Continuidad en el servicio	8
1.1.4.3.- Contenido armónico	8
1.2.- Estado del arte.....	9
1.2.1.- Esquemas de los Sistemas fotovoltaicos en la actualidad.....	9
1.2.2.- Trabajos realizados	10
1.3.- Objetivo General.....	12
1.4.- Objetivos específicos	12
1.5.- Justificación	13
1.6.- Alcances de la Tesis.....	13
1.7.- Limitaciones de la Tesis.....	14
1.8.- Aportaciones de la Tesis	14
1.9.- Estructura de la Tesis	14
CAPÍTULO II.- DESCRIPCIÓN TEÓRICA DE LOS SISTEMAS FOTVOLTAICOS	17
2.1.- Generación fotovoltaica.....	19
2.1.1.- Efecto fotoeléctrico.....	19
2.1.2.- Características de los arreglos fotovoltaicos.....	19

2.2.- Concepto de convertidores CD-CD	21
2.3.- Convertidores CD-CD para sistemas fotovoltaicos	23
2.3.1.- Convertidor CD-CD tipo Boost	23
2.3.2.- Convertidor CD-CD tipo Buck-Boost	23
2.3.3.- Convertidor CD-CD tipo Cúk.....	24
2.3.4.- Convertidor CD-CD tipo Flyback.....	24
2.4.- Análisis del convertidor Boost.....	25
2.4.1.- Estados de conducción del convertidor Boost	26
2.4.2.- Modos de operación del convertidor Boost	27
2.4.2.1.- Modo de conducción continua del convertidor Boost	27
2.4.2.2.- Modo límite entre conducción continua y discontinua del convertidor Boost.....	30
2.4.2.3.- Modo de conducción discontinua del convertidor Boost.....	31
2.4.3.- Rizado de la tensión de salida del convertidor Boost	34
2.5.- Convertidores CD-CA	35
2.5.1.- PWM Sinusoidal.....	36
2.5.1.1.- PWM Sinusoidal por conmutación Bipolar	38
2.5.1.2.- PWM Sinusoidal por conmutación Unipolar.....	39
2.5.1.3.- PWM Sinusoidal por conmutación híbrida.....	40
2.6.- Control de convertidores electrónicos.....	41
2.6.1.- Método del conmutador PWM	41
2.6.2.- Tipos de control de convertidores.....	43
CAPÍTULO III.- CONTROL DE CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.....	45
3.1.- Modelado del sistema fotovoltaico	47
3.2.- Diseño del convertidor CD-CD	48
3.3.- Diseño del convertidor CD-CA	49
3.3.1.- Parámetros pasivos de entrada del convertidor CD-CA	49
3.3.2.- Parámetros pasivos del filtro de salida del convertidor CD-CA.....	50
3.4.- Sistema fotovoltaico en modo Isla	53
3.4.1.- Control del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla	54
3.4.1.1.- Control de corriente del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla	55

3.4.1.2.- Control de tensión del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla	58
3.4.2.- Control del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla	59
3.4.2.1.- Control de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla.....	61
3.4.2.2.- Control de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla.....	64
3.5.- Sistema fotovoltaico en modo Red	65
3.5.1.- Control del regulador de tensión CD-CD tipo Boost en modo Red.....	66
3.5.1.1.- Control de corriente del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Red	67
3.5.2.- Control del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red.....	68
3.5.2.1.- Control de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red.....	69
3.5.2.2.- Control de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red	71
3.6.- Lazo de amarre de fase (Phase Locked Loop, PLL)	72
3.7.- Efecto windup	75

CAPÍTULO IV.- SIMULACIONES Y RESULTADOS DE

IMPLEMENTACIÓN	77
4.1.- Sistemas de control digital	79
4.1.1.- Control en tiempo discreto.....	79
4.1.2.- Representación de controladores discretos en código de programación.....	80
4.1.3.- Representación de controladores discretos en programación estándar	81
4.2.- Control digital de los convertidores en modo Isla	81
4.2.1.- Control digital del convertidor Boost en modo Isla.....	82
4.2.2.- Control digital del convertidor CD-CA en modo Isla.....	83
4.3.- Control digital de los convertidores en modo Red.....	85
4.3.1.- Control digital del convertidor Boost en modo Red	85
4.3.2.- Control digital del convertidor CD-CA en modo Red	86
4.3.3.- Control digital del PLL.....	88
4.4.- Simulaciones del control digital de los convertidores electrónicos de potencia	89

4.4.1.- Simulaciones del control digital en modo Isla	89
4.4.2.- Simulaciones del control digital en modo Red	92
4.4.3.- Simulaciones del control digital en la transición de modo Isla a modo Red	97
4.4.4.- Simulaciones del control digital en la transición de modo Red a modo Isla	99
4.5.- Resultados experimentales	99
4.5.1.- Procesamiento de señales	99
4.5.2.- Resultados de implementación	102
CAPÍTULO V.- CONCLUSIONES.....	107
5.1.- Conclusiones	109
5.2.- Aportaciones de la Tesis	110
5.3.- Trabajos futuros	110
REFERENCIAS	113
ANEXOS	121
A. PUNTO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO	
BOOST EN MODO ISLA	123
B. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR	
CD-CD TIPO BOOST EN MODO ISLA.....	125
B.1. Lazo de corriente	125
B.2. Lazo de tensión.....	127
C. CIRCUITOS DE PEQUEÑA Y GRAN SEÑAL DEL INVERSOR	
TIPO PUENTE COMPLETO	131
D. PUNTO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR TIPO PUENTE	
COMPLETO EN MODO ISLA.....	135
E. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR TIPO	
PUENTE COMPLETO EN MODO ISLA	137
E.1. Lazo de corriente	137
E.2. Lazo de tensión.....	138
F. PUNTO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO	
BOOST EN MODO RED	141

G. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR	
CD-CD TIPO BOOST EN MODO RED	143
G.1. Lazo de corriente	143
H. PUNTO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR TIPO PUENTE	
COMPLETO EN MODO RED.....	147
I. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR TIPO	
PUENTE COMPLETO EN MODO RED	153
I.1. Lazo de corriente	153
I.2. Lazo de tensión	154
J. CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL INVERSOR EN MODO	
ISLA EN MICROCONTROLADOR TMS320F28335.....	157
J.1.- Programa principal	157
J.2.- Configuración de las entradas y salidas del microcontrolador (GPIO)	159
J.3.- Configuración de las salidas PWM	159
J.4.- Configuración del ADC	161
J.5.- Función captura	161
J.6.- Función del PLL.....	162
J.7.- Función para la creación de una referencia sinusoidal.....	163
J.8.- Función para introducir la referencia del lazo de tensión del inversor	
como una rampa	163
J.9.- Función del lazo de control de tensión del inversor en modo isla.....	164
J.10.- Función del lazo de control de corriente del inversor en modo isla.....	164
K. TRABAJOS PRESENTADOS EN CONGRESOS	167

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1.- Diagrama de una red inteligente mediante generación por energías renovables	3
Figura 1.2.- Clasificación de los esquemas de detección de Isla	5
Figura 1.3.- Diagrama de bloques del lazo de amarre de fase trifásico (PLL).....	6
Figura 1.4.- Formas de onda de las señales de las Transformadas de Clarke	6
Figura 1.5.- Formas de onda de las señales de las Transformadas de Park.....	6
Figura 1.6.- Curva característica de un panel solar que utilizan los algoritmos del MPPT	7
Figura 1.7.- Diagrama de una red con cargas lineales y no lineales provocando distorsión armónica en la tensión del nodo de alimentación	8
Figura 1.8.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas	9
Figura 1.9.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas utilizando un transformador de baja frecuencia.....	9
Figura 1.10.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en tres etapas utilizando un transformador de alta frecuencia	10
Figura 1.11.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas utilizando un transformador de alta frecuencia	10
Figura 1.12.- Sistema del proyecto multidisciplinario del que forma parte la presente tesis	13
Figura 2.1.- Diagrama de generación eléctrica de una celda fotovoltaica mediante el efecto fotoeléctrico	19
Figura 2.2.- Diagrama de una celda, módulo o panel y un arreglo fotovoltaico	20
Figura 2.3.- Circuito equivalente de un conjunto de celdas, módulos o arreglos fotovoltaicos	21
Figura 2.4.- a) Esquema de bloques para la obtención de la señal de control del interruptor(es) de potencia de un convertidor CD-CD. b) Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un convertidor CD-CD mediante la comparación de la señal de control y la señal diente de sierra.....	22
Figura 2.5.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Boost	23
Figura 2.6.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Buck-Boost.....	23
Figura 2.7.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Cuk.....	24
Figura 2.8.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Flyback.....	25
Figura 2.9.- Curva característica de la ganancia del convertidor Boost en función del ciclo de trabajo del interruptor de potencia	25
Figura 2.10.- Diagrama del convertidor Boost considerando los componentes parásitos en el inductor y capacitor	26
Figura 2.11.- Diagrama del convertidor Boost en el instante de encendido del interruptor de potencia.....	26
Figura 2.12.- Diagrama del convertidor Boost en el instante de apagado del interruptor de potencia.....	27
Figura 2.13.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el modo de conducción continua	27
Figura 2.14.- Forma de onda de la tensión en el inductor del convertidor Boost en el modo de conducción continua	28
Figura 2.15.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el límite de la conducción continua	30
Figura 2.16.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el	

modo de conducción discontinua.....	32
Figura 2.17.- Forma de onda de la tensión en el inductor del convertidor Boost en el modo de conducción discontinua.....	32
Figura 2.18.- Forma de onda del rizado de tensión en la salida del convertidor Boost.....	34
Figura 2.19.- Diagrama del inversor tipo puente completo.....	36
Figura 2.20.- Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un inversor mediante la comparación de la señal de control y la señal triangular mediante la técnica PWM sinusoidal	36
Figura 2.21.- Diagrama de contenido armónico para la señal de salida del inversor.....	37
Figura 2.22.- Diagrama del inversor tipo puente completo con los estados de conducción de los interruptores de potencia del inversor tipo puente completo para el modo PWM bipolar	38
Figura 2.23.- Señal modulada a la salida del inversor mediante la conmutación por tensión bipolar V_{AN} (azul), junto a la señal fundamental filtrada V_{AN1} (verde).....	38
Figura 2.24.- Diagrama del inversor tipo puente completo con los estados de conducción de los interruptores de potencia del inversor tipo puente completo para el modo PWM unipolar	39
Figura 2.25.- Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un inversor mediante la comparación de la señal de control y la señal triangular mediante la técnica PWM unipolar	39
Figura 2.26.- Señal modulada a la salida del inversor mediante la conmutación por tensión unipolar V_{AN} (azul), junto a la señal fundamental filtrada V_{AN1} (verde).....	40
Figura 2.27.- Circuito de la celda básica de conmutación para el modelo del conmutador PWM.....	41
Figura 2.28.- Circuitos equivalentes para la celda básica de conmutación en el modo de conducción continua. a) Gran señal, b) Pequeña señal.	42
Figura 2.29.- Circuitos equivalentes para la celda básica de conmutación en el modo de conducción discontinua. a) Gran señal, b) Pequeña señal.	42
Figura 3.1.- Circuito del filtro LCL conectado al transformador monofásico	50
Figura 3.2.- Circuito equivalente del transformador monofásico para la prueba de cortocircuito, con la rama de magnetización considerada como despreciable	50
Figura 3.3.- Diagrama del sistema fotovoltaico operando en el modo Isla.....	54
Figura 3.4.- Circuito equivalente del sistema fotovoltaico operando en el modo Isla	54
Figura 3.5.- Circuito equivalente del convertidor CD-CD operando en el modo Isla.....	54
Figura 3.6.- Diagrama de bloques para el control del convertidor CD-CD operando en el modo Isla.....	55
Figura 3.7.- Diagrama de Bode del controlador de corriente sintonizado del convertidor CD-CD	57
Figura 3.8.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla	58
Figura 3.9.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de salida del convertidor CD-CD operando en el modo Isla	59
Figura 3.10.- Circuito equivalente del inversor operando en el modo Isla	60
Figura 3.11.- Diagrama de Bode del filtro LCL para diferentes resistencias de amortiguamiento	60
Figura 3.12.- Diagrama de bloques para el control del inversor operando en el modo Isla	61
Figura 3.13.- Diagrama de bloques de los controladores resonantes de un inversor	63

Figura 3.14.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla.....	63
Figura 3.15.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de salida del inversor operando en el modo Isla.....	65
Figura 3.16.- Diagrama del sistema fotovoltaico operando en el modo Red	66
Figura 3.17.- Circuito equivalente del sistema fotovoltaico operando en el modo Red.....	66
Figura 3.18.- Circuito equivalente del convertidor CD-CD operando en el modo Red	66
Figura 3.19.- Diagrama de bloques para el control del convertidor CD-CD operando en el modo Red	67
Figura 3.20.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Red	68
Figura 3.21.- Circuito equivalente del inversor operando en el modo Red.....	68
Figura 3.22.- Diagrama de bloques para el control del inversor operando en el modo Red.....	69
Figura 3.23.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del inversor operando en el modo Red	70
Figura 3.24.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de entrada del inversor operando en el modo Red	72
Figura 3.25.- Diagrama de magnitud y fase de un filtro pasa-todo.....	73
Figura 3.26.- Diagrama de bloques del PLL	73
Figura 3.27.- Diagrama de coordenadas de marco de referencia estacionario y síncrono para el PLL	74
Figura 3.28.- Diagrama de Bode del PLL	74
Figura 3.29.- Diagrama del esquema antiwindup limitando los valores del integrador	75
Figura 3.30.- Diagrama del esquema antiwindup limitando los valores de la señal del error	75
Figura 3.31.- Diagrama del esquema antiwindup recalculando el valor del integrador.....	76
Figura 4.1.- Diagrama general del control de un sistema mediante un microcontrolador.....	79
Figura 4.2.- Diagrama general de la programación estándar de funciones digitales.....	81
Figura 4.3.- Diagrama de la programación estándar del controlador de corriente del Boost para el modo isla.....	82
Figura 4.4.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del Boost para el modo isla.....	82
Figura 4.5.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal fundamental del inversor para el modo isla.....	83
Figura 4.6.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal del tercer armónico del inversor para el modo isla.....	84
Figura 4.7.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del inversor para el modo isla.....	85
Figura 4.8.- Diagrama de la programación estándar del controlador de corriente del Boost para el modo red	85
Figura 4.9.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal fundamental del inversor para el modo red	86
Figura 4.10.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal del tercer armónico del inversor para el modo red	87
Figura 4.11.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del inversor para el modo red	87
Figura 4.12.- Diagrama de la programación estándar del filtro pasatodo del PLL	88
Figura 4.13.- Diagrama de la programación estándar del controlador del PLL	89

Figura 4.14.- Diagrama total del sistema fotovoltaico simulado en código C en PSIM® para el modo isla	90
Figura 4.15.- Diagrama del convertidor Boost simulado en código C en PSIM® para el modo isla.....	91
Figura 4.16.- Diagrama del inversor puente completo simulado en código C en PSIM® para el modo isla.....	91
Figura 4.17.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente del inductor del Boost (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realizan variaciones en la carga	92
Figura 4.18.- Diagrama total del sistema fotovoltaico simulado en código C en PSIM® para el modo red.....	93
Figura 4.19.- Diagrama del convertidor Boost simulado en código C en PSIM® para el modo red	94
Figura 4.20.- Diagrama del inversor puente completo simulado en código C en PSIM® para el modo red.....	94
Figura 4.21.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de la red eléctrica (azul), cuando se realizan variaciones en la corriente generada por los paneles.....	95
Figura 4.22.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul), cuando se realizan variaciones en la red eléctrica de 127 V a 135 V RMS	96
Figura 4.23.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul), cuando se realizan variaciones en la red eléctrica de 127 V a 100 V RMS	96
Figura 4.24.- Formas de onda de la tensión de la red (azul), la tensión desfasada 90° respecto a la tensión de la red (rosa) y el ángulo obtenido de la red eléctrica mediante el PLL.....	97
Figura 4.25.- Formas de onda de la tensión de la red (naranja) en desfase con la corriente de la carga (verde) y la tensión de la carga resistiva (azul).....	97
Figura 4.26.- Formas de onda de la tensión de la red (naranja) en fase con la corriente de la carga resistiva (verde) y la tensión de la carga resistiva (azul) debido al PLL.....	98
Figura 4.27.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realiza la reconfiguración de modo isla a modo red.....	98
Figura 4.28.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realiza la reconfiguración de modo red a modo isla.....	99
Figura 4.29.- Diagrama general de la implementación de los lazos de control de los convertidores	99
Figura 4.30.- Placa de sensado de corrientes y tensiones por medio de sensores de efecto Hall.....	100
Figura 4.31.- DSP con microcontrolador TMS320F28335 de Texas Instruments.....	101
Figura 4.32.- Placa de acondicionamiento analógico.....	101
Figura 4.33.- Placa de acondicionamiento digital	101
Figura 4.34.- Módulo de los convertidores electrónicos de potencia modelo IPES-2K5-4510	102
Figura 4.35.- Distribución de las señales de disparo de los IGBT del módulo	

IPES-2K5-4510	102
Figura 4.36.- Diagrama eléctrico del módulo IPES-2K5-4510.....	103
Figura 4.37.- Fuente de CD modelo TDK-Lambda 300-17	103
Figura 4.38.- Esquema de implementación del inversor en modo isla.....	103
Figura 4.39.- Etapa de sensado de señales de potencia y elementos pasivos del filtro LCL.....	104
Figura 4.40.- Transformador de aislamiento de relación 1:1 y carga resistiva de 8Ω	104
Figura 4.41.- Señales de corriente de carga (azul) y tensión de la carga (verde) con sus valores RMS y frecuencia obtenidos del control del inversor en modo isla mediante la generación de una señal sinusoidal con el microcontrolador	105
Figura 4.42.- Tensión de la red (amarillo), componente ortogonal (azul) y el ángulo obtenido de la red de distribución mediante el PLL	105
Figura 4.43.- Señales de tensión de la red eléctrica (amarillo), corriente de carga (azul) y tensión de la carga (verde) con sus valores RMS y frecuencia obtenidos del control del inversor en modo isla mediante la generación de una señal sinusoidal con el PLL	106
Figura A.1.- Circuito para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Isla	123
Figura A.2.- Circuito equivalente reducido para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Isla.....	123
Figura B.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla	125
Figura B.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla	125
Figura B.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla	126
Figura B.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla	127
Figura B.5.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla	128
Figura B.6.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla.....	128
Figura C.1.- Celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 1	131
Figura C.2.- Modelo promediado del conmutador PWM	131
Figura C.3.- Modelo promediado del conmutador PWM sustituido en la celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 1	132
Figura C.4.- Celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 3	132
Figura C.5.- Modelo promediado del conmutador PWM sustituido en la celda	

básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 3	132
Figura C.6.- Modelo promediado total del conmutador PWM del inversor puente completo	133
Figura C.7.- Modelo promediado total simplificado del conmutador PWM del inversor puente completo.....	133
Figura C.8.- Circuito de Gran señal del inversor puente completo	134
Figura C.9.- Circuito de Pequeña señal del inversor puente completo	134
Figura D.1.- Diagrama del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Isla	135
Figura D.2.- Circuito equivalente de la salida del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Isla.....	135
Figura E.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla	137
Figura E.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla	137
Figura E.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla.....	138
Figura E.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla.....	138
Figura E.5.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla.....	139
Figura F.1.- Circuito para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Red	141
Figura F.2.- Circuito equivalente reducido para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Red	141
Figura G.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red.....	143
Figura G.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red.....	143
Figura G.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red.....	144
Figura H.1.- Diagrama del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Red.....	147
Figura H.2.- Circuito equivalente de la salida del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Red	147
Figura I.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red	153
Figura I.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada	

mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red	153
Figura I.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red	154
Figura I.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión del bus de CD con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Red	154

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1.- Tabla de eficiencias entre módulos fotovoltaicos de acuerdo a sus características de construcción.....	20
Tabla 3.1.- Resultados de la prueba de cortocircuito al transformador monofásico	50
Tabla 3.2.- Valores nominales del inversor para el diseño del filtro LCL	52
Tabla 3.3.- Características del lazo de corriente del convertidor CD-CD en modo Isla	57
Tabla 3.4.- Características del lazo de tensión del convertidor CD-CD en modo Isla.....	59
Tabla 3.5.- Características del lazo de corriente del inversor en modo Isla.....	63
Tabla 3.6.- Características del lazo de tensión del inversor en modo Isla.....	65
Tabla 3.7.- Características del lazo de corriente del convertidor CD-CD en modo Red.....	68
Tabla 3.8.- Características del lazo de corriente del inversor en modo Red	70
Tabla 3.9.- Características del lazo de tensión del inversor en modo Red	72
Tabla 3.10.- Características del lazo del PLL	75

NOMENCLATURA

SIMBOLO	DESCRIPCIÓN
a	Relación de transformación del transformador
AB	Ancho de banda
ACC	Control modo corriente media
B	Ancho de banda del pico de resonancia del controlador resonante
BCM	Límite entre la Conducción Continua y Discontinua para la operación del convertidor Boost
C	Capacitor del convertidor Boost
CA	Corriente Alterna
CAD	Convertidor analógico-digital
CCM	Modo de Conducción Continua
CD	Corriente Directa
CDA	Convertidor digital-analógico
C_f	Capacitor del filtro LCL del inversor
CIC	Control modo corriente pico
D	Ciclo de trabajo del interruptor
dB	Atenuación o amplificación de una señal en escala logarítmica en decibel
DCM	Modo de Conducción Discontinua
$DG(s)$	Función de transferencia que representa al retardo digital por medio de la aproximación de Pade
D_{BG}	Ciclo de trabajo del interruptor del convertidor Boost en modo red
D_{BI}	Ciclo de trabajo del interruptor del convertidor Boost en modo isla
D_{GR}	Ciclo de trabajo de los interruptores del inversor en modo red
D_{IS}	Ciclo de trabajo de los interruptores del inversor en modo isla
d_{inv}	Coordenada del eje "d" de la tensión generada por el inversor
dq	Marco de referencia síncrono
d_{red}	Coordenada del eje "d" de la tensión de la red eléctrica
\hat{d}_{BG}	Ciclo de trabajo del interruptor de potencia del convertidor Boost en pequeña señal en modo red
\hat{d}_{BI}	Ciclo de trabajo del interruptor de potencia del convertidor Boost en pequeña señal en modo isla
\hat{d}_{GR}	Ciclo de trabajo del interruptor de potencia del inversor en pequeña señal en el modo red
\hat{d}_{IS}	Ciclo de trabajo del interruptor de potencia del inversor en pequeña señal en el modo isla
DSP	Procesador digital de señales (Digital Signal Processor)
e	Señal de error de los lazos de control
F_{mB}	Ganancia del modulador PWM del convertidor Boost
F_{mINV}	Ganancia del modulador PWM del inversor
$F.P.$	Factor de potencia
f	Frecuencia de la red eléctrica
f_c	Frecuencia de cruce
f_s	Frecuencia de conmutación
f_1	Frecuencia de la onda senoidal fundamental del inversor
$G_{iBG}(s)$	Controlador de corriente del convertidor Boost en modo red
$G_{iBI}(s)$	Controlador de corriente del convertidor Boost en modo isla
$G_{icBI}(s)$	Función de transferencia de la corriente del convertidor Boost en lazo cerrado en modo isla
$G_{icGR}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inversor en lazo cerrado en modo red

$G_{iClS}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inversor en lazo cerrado en modo isla
$G_{idBG}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inductor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor para el convertidor Boost en modo red
$G_{idBI}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inductor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor para el convertidor Boost en modo isla
$G_{idGR}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inductor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor para el inversor en modo red
$G_{idIS}(s)$	Función de transferencia de la corriente del inductor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor para el inversor en modo isla
$G_{iGR}(s)$	Controlador de corriente del inversor en modo red
$G_{iIS}(s)$	Controlador de corriente del inversor en modo isla
$G_{GR}(s)$	Función de transferencia auxiliar que relaciona la tensión de salida del convertidor Boost con la corriente del inductor del filtro LCL del lado del inversor
$G_{IS}(s)$	Función de transferencia auxiliar que relaciona la tensión de la carga del inversor con la corriente del inductor del filtro LCL del lado del inversor
$G_{vB}(s)$	Controlador de tensión del convertidor Boost en modo isla
$G_{vCB}(s)$	Función de transferencia que relaciona la tensión de salida del convertidor Boost con la señal de control de su lazo cerrado de corriente
$G_{vGR}(s)$	Controlador de tensión del inversor en modo red
$G_{vIS}(s)$	Controlador de tensión del inversor en modo isla
$G_{viB}(s)$	Función de transferencia auxiliar que relaciona la tensión de salida del convertidor Boost con la corriente del inductor
$G_{voIS}(s)$	Función de transferencia que relaciona la tensión en la carga del inversor con la señal de control de su lazo cerrado de corriente
$G_{vsGR}(s)$	Función de transferencia que relaciona la tensión de salida del convertidor Boost con la señal de control del lazo cerrado de corriente del inversor
I_{cc}	Corriente obtenida durante la prueba de cortocircuito a un transformador
I_{cf}	Corriente del capacitor del filtro LCL
I_L	Corriente promedio del inductor del convertidor Boost (Corriente generada por el arreglo de paneles)
I_{Lmin}	Corriente promedio mínima del inductor del convertidor Boost para permanecer en el modo de conducción continua
ΔI_L	Rizado de la corriente del inductor del convertidor Boost
i_{Lmax}	Corriente máxima instantánea del inductor del convertidor Boost
i_{Lmin}	Corriente mínima instantánea del inductor del convertidor Boost
\hat{i}_L	Corriente del inductor del Boost en pequeña señal
\hat{i}_{Lf1}	Corriente del inductor del filtro LCL del lado del inversor en pequeña señal
I_o	Corriente en la carga del inversor o corriente inyectada a la red en RMS
I_s	Corriente de salida del convertidor Boost
\hat{i}_s	Corriente de salida del convertidor Boost en pequeña señal
k	Ganancia del pico de resonancia del controlador resonante
k_i	Constante del controlador integrador
k_p	Constante del controlador proporcional
L	Inductor del convertidor Boost
L_{f1}	Inductor del filtro LCL del lado del inversor
L_{f2}	Inductor del filtro LCL del lado de la red eléctrica
L_{min}	Inductancia mínima del convertidor Boost para permanecer en el modo de conducción continua
L_{pt}	Inductancia de fugas del lado primario del transformador
L_{st}	Inductancia de fugas del lado secundario del transformador

MG	Margen de ganancia
MF	Margen de fase
m_a	Modulación de amplitud
m_f	Modulación de frecuencia
P_{cc}	Potencia obtenida durante la prueba de cortocircuito a un transformador
P_i	Potencia promedio generada por el arreglo de paneles
$PI_{PLL}(s)$	Controlador del lazo del PLL
PLL	Lazo de amarre de fase (Phase Locked Loop)
P_{RL}	Pérdidas en la resistencia del inductor del convertidor Boost
P_s	Potencia promedio de salida del convertidor Boost
$PT(s)$	Función de transferencia del filtro pasa todo
PWM	Modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation)
Q	Potencia reactiva en VAR
q_{inv}	Coordenada del eje “q” de la tensión generada por el inversor
q_{red}	Coordenada del eje “q” de la tensión de la red eléctrica
R_c	Resistencia en serie del capacitor del convertidor Boost
R_{cc}	Resistencia equivalente del circuito de prueba de cortocircuito del transformador
RES	Controlador resonante
R_{iB}	Ganancia de sensado de corriente del inductor del convertidor Boost en el modo isla y red
R_{invGR}	Ganancia de sensado de corriente del inversor en el modo red
R_{invIS}	Ganancia de sensado de corriente del inversor en el modo isla
R_L	Resistencia en serie del inductor del convertidor Boost
R_o	Resistencia de carga del inversor
R_{pt}	Resistencia del devanado primario del transformador
R_s	Resistencia de carga del convertidor Boost para análisis en modo isla
R_{st}	Resistencia del devanado secundario del transformador
S	Potencia aparente en VA
T_i	Constante de tiempo del integrador
T_{iBG}	Función de transferencia del lazo abierto de la corriente del convertidor Boost en el modo red
T_{iBI}	Función de transferencia del lazo abierto de la corriente del convertidor Boost en el modo isla
T_{iGR}	Función de transferencia del lazo abierto de la corriente del inversor en el modo red
T_{iIS}	Función de transferencia del lazo abierto de la corriente del inversor en el modo isla
THD	Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion)
T_t	Constante de tiempo para recalcular el valor del integrador en el antiwindup
T_{vBI}	Función de transferencia del lazo abierto de la tensión de salida del convertidor Boost en el modo isla
T_{vGR}	Función de transferencia del lazo abierto de la tensión a la salida del convertidor Boost en el modo red
T_{vIS}	Función de transferencia del lazo abierto de la tensión en la carga del inversor en el modo isla
T_{mu}	Periodo de muestreo
T_s	Periodo de conmutación
t_{on}	Tiempo de conducción del interruptor de potencia en un periodo de conmutación
t_{off}	Tiempo de no conducción del interruptor de potencia en un periodo de conmutación

V_{AN}	Tensión modulada a la salida del inversor
V_{AN1}	Señal fundamental filtrada de la tensión modulada del inversor
V_{CC}	Tensión obtenida durante la prueba de cortocircuito a un transformador
\hat{v}_{cBI}	Señal de control del lazo cerrado de corriente del convertidor Boost en modo isla
\hat{v}_{cGR}	Señal de control del lazo cerrado de corriente del inversor en modo red
\hat{v}_{cIS}	Señal de control del lazo cerrado de corriente del inversor en modo isla
V_{cf}	Tensión en el capacitor del filtro LCL
V_d	Tensión de la red eléctrica en el eje “d” del marco de referencia síncrono
V_i	Tensión promedio generada por el arreglo de paneles
\hat{v}_i	Tensión de generada en pequeña señal
V_L	Tensión promedio en el inductor del convertidor Boost
V_{Lf1}	Tensión en el inductor del filtro LCL del lado del inversor
V_o	Tensión en la carga del inversor o tensión de la red eléctrica en RMS
\hat{v}_o	Tensión en la carga del inversor o tensión de la red eléctrica en pequeña señal
V_{pp}	Tensión pico-pico de la señal “carrier”
V_q	Tensión de la red eléctrica en el eje “q” del marco de referencia síncrono
V_{RL}	Tensión en la resistencia en serie del inductor del convertidor Boost
ΔV_s	Rizado de la tensión de salida del convertidor Boost
V_s	Tensión promedio de salida del convertidor CD-CD
\hat{v}_s	Tensión de salida del convertidor Boost en pequeña señal
$\hat{V}_{control}$	Valor pico de la señal de control senoidal para el inversor
$v_{control}$	Señal que controla a los convertidores electrónicos de potencia
$-v_{control}$	Señal de control que controla a la segunda rama del inversor tipo puente completo en la modulación por conmutación unipolar
V_α	Coordenada de tensión en el eje α del marco de referencia estacionario
V_β	Coordenada de tensión en el eje β del marco de referencia estacionario
ω_{inv}	Frecuencia angular de operación del inversor
ω_o	Frecuencia angular central del armónico fundamental del controlador resonante
ω_{red}	Frecuencia angular de la red eléctrica en rad/s
ω_{ref}	Frecuencia angular de referencia para el PLL en rad/s
ω_{res}	Frecuencia angular de resonancia del filtro LCL en rad/s
ω_s	Frecuencia angular de conmutación del inversor en rad/s
X_{cc}	Reactancia equivalente del circuito de prueba de cortocircuito del transformador
X_{cf}	Reactancia del capacitor del filtro LCL
X_{Lf1}	Reactancia del inductor del filtro LCL del lado del inversor
X_{pt}	Reactancia del devanado primario del transformador
X_{st}	Reactancia del devanado secundario del transformador
z	Operador de la transformada Z
Z_{cc}	Impedancia equivalente del circuito de prueba de cortocircuito del transformador
Z_{pt}	Impedancia del devanado primario del transformador
Z_{st}	Impedancia del devanado secundario del transformador
$\alpha\beta$	Marco de referencia estacionario
β_B	Ganancia del sensado de la tensión de salida del convertidor Boost
β_{InvGR}	Ganancia del sensado de la tensión en la carga del inversor en el modo red
β_{InvIS}	Ganancia del sensado de la tensión en la carga del inversor en el modo isla

$\Delta_1 T_s$	Periodo de tiempo en que la corriente instantánea del inductor del Boost decae desde su valor máximo hasta cero en el modo de conducción discontinua
$\Delta_2 T_s$	Periodo de tiempo en que la corriente instantánea del inductor del Boost se mantiene en cero en el modo de conducción discontinua
ϕV_A	Ángulo de los armónicos generados por la rama A del inversor
ϕV_N	Ángulo de los armónicos generados por la rama N del inversor
θ_{V_o}	Ángulo de fase de la tensión de la red eléctrica

Capítulo I

Introducción

En este capítulo se revisa brevemente la información existente sobre las redes inteligentes conectadas y aisladas de la red eléctrica, se explica su funcionamiento y los métodos de control para los convertidores que las conforman, así como la reconfiguración de modo isla a modo red y viceversa. Además, se mencionan aspectos sobre la calidad de la energía que deben cumplir las redes inteligentes; así como, las configuraciones de los sistemas fotovoltaicos comúnmente utilizadas en la actualidad, y los trabajos de investigación y tesis de posgrado que se han realizado sobre el tema. Finalmente, se menciona el contenido general de la tesis.

1.1.- Redes Inteligentes

La continuidad en el suministro de energía eléctrica es de gran importancia para las cargas que se encuentran conectadas a la red eléctrica, aunque en ocasiones, este es afectado por distintas fallas que provocan la suspensión temporal del servicio. Debido a lo anterior, se han buscado alternativas para solventar este tipo de problemas.

Una solución es la implementación de redes inteligentes (conocidas en inglés como *Smart Grids*). Las redes inteligentes (RI) incorporan tres aspectos fundamentales: la *Generación Distribuida* (GD), lo que significa que la generación de energía eléctrica se realiza cerca de los lugares de consumo, ya sea conectados a la red de distribución (modo red) o aislados de la red (modo isla); las *energías renovables*, generación por medio del uso de fuentes de energía como la fotovoltaica, eólica, hidroeléctrica, entre otras, y el *almacenamiento de energía*, como en bancos de baterías y supercapacitores [1], [2]. Con el uso de los convertidores electrónicos de potencia se relacionan entre sí todos los elementos de las RI, y a su vez, permiten su interconexión con la red eléctrica [3]. En la Fig. 1.1 se muestra el esquema de una RI de uso doméstico donde se genera la energía eléctrica por medio de un generador eólico y un arreglo de paneles solares.

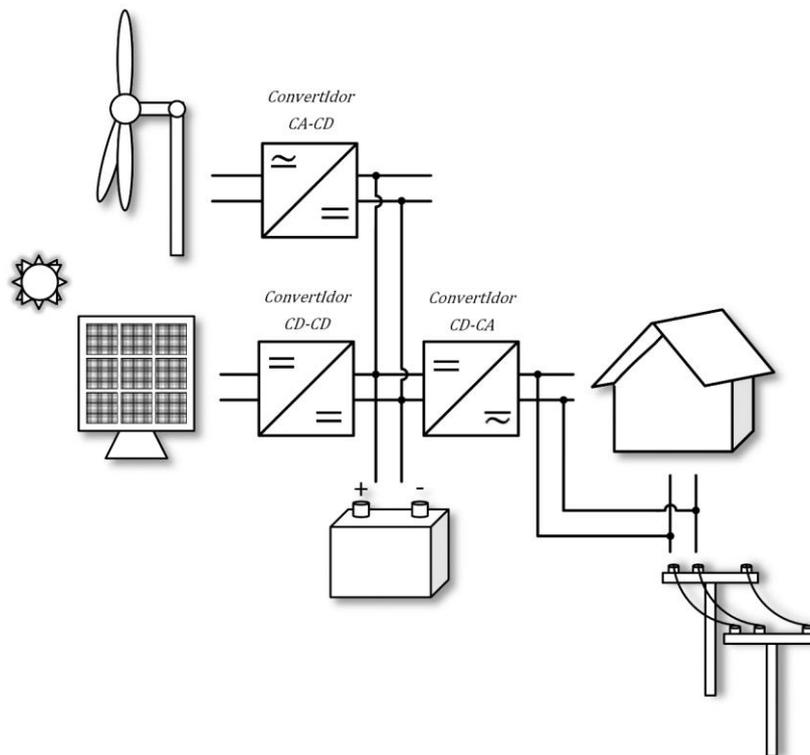


Figura 1.1.- Diagrama de una red inteligente mediante generación por energías renovables

Con las RI se consume energía de la red eléctrica para alimentar a las cargas locales o se inyecta la energía generada excedente a la red. Las RI también gestionan que la energía excedente sea almacenada en baterías, o que la energía almacenada se utilice para compensar los incrementos de carga.

Las RI son capaces de identificar en qué momento se encuentra operando el sistema en el modo isla o en el modo red, para que por medio de distintas técnicas de control se realice la reconfiguración de modos de operación de Isla-Red y Red-Isla en un período de tiempo muy corto, propiciando la continuidad del servicio a las cargas conectadas.

Algunas ventajas de las RI son [4]:

- Mejor calidad del suministro eléctrico al realizarse una regulación de tensión.
- Menor dependencia de la red eléctrica pública.
- Disminución de pérdidas eléctricas por transmisión y distribución.
- Menor uso de materiales contaminantes para la generación eléctrica convencional (carbón, gas y combustóleo).
- Fiabilidad en el suministro de energía eléctrica, especialmente en zonas donde las interrupciones de energía son frecuentes.
- Suministro eléctrico en zonas donde no es posible ni costeable la construcción de líneas de transmisión o distribución.

Una desventaja de las RI se presenta por el uso de las energías renovables, debido a que son afectadas por las condiciones meteorológicas, lo que hace que este tipo de energías sean variables e intermitentes [5]. Lo anterior puede compensarse almacenando la energía generada en bancos de baterías, supercapacitores e incluso, volantes de inercia [6]. Estos sistemas de almacenamiento de energía suelen ser más costeables en mediana y alta potencia, mientras que en baja potencia, su costo llega a ser mayor que el beneficio que aportan [7].

1.1.1.- Esquemas de detección de Isla

Cuando el suministro de energía eléctrica de la red se suspende temporalmente debido a fallas, mantenimiento de líneas, etc., se realiza la reconfiguración entre los modos de operación de Red-Isla; para ello, se utilizan diversas técnicas conocidas como *esquemas de detección de Isla*. Estas técnicas buscan la desconexión del sistema de generación con la red eléctrica, para evitar el desfase entre la energía generada y el suministro de la red eléctrica cuando este se restablezca, para proteger a los equipos conectados al sistema, evitando picos de corriente y tensión en el punto de interconexión, que pudieran provocar alguna inestabilidad en la red [8].

En la Fig. 1.2 se muestra la clasificación de las diversas técnicas de detección de Isla. Las técnicas remotas son aquellas en las que las RI tienen una comunicación directa con la red eléctrica, debido a que se transmiten datos entre ellas. Las técnicas locales son aquellas en las que se miden variables del lado de las RI, tales como, la frecuencia, tensión, corriente y potencia.

Las técnicas locales se dividen en activas y pasivas [8]-[12].

- *Técnicas pasivas*.- estas técnicas realizan la medición de variables como la frecuencia, corriente, tensión y potencia. Se realiza la desconexión de las RI cuando alguna variable medida rebasa los límites preestablecidos.
- *Técnicas activas*.- estas técnicas introducen perturbaciones en la salida del inversor de las RI para determinar si existe variación en la tensión, corriente, frecuencia o potencia. Cuando existe alguna fluctuación en cualquiera de las variables mencionadas, se realiza la desconexión del inversor.

Los esquemas de detección de Isla están en [3], [8]-[12].



Figura 1.2.- Clasificación de los esquemas de detección de Isla

1.1.2.- Lazo de amarre de fase (Phase Locked Loop, PLL)

Cuando el suministro de la red eléctrica se suspende temporalmente por causas externas a las RI y se restablece después de un tiempo, se realiza la reconfiguración de modos de operación de Isla-Red. Para ello, la energía generada por el sistema fotovoltaico debe encontrarse con la misma fase, amplitud y frecuencia que la del suministro de la red. Las dos últimas son controladas por los inversores, mientras que el seguimiento de la fase de la red se realiza mediante una estructura PLL. Los objetivos del lazo de control del PLL son [13]:

- La salida del ángulo de fase debe seguir la referencia del ángulo de fase de la entrada
- El lazo de amarre de fase debe ser robusto ante ruido y distorsiones tales como armónicos, transitorios, etc.

Existen diversas estructuras de PLL, pero el más utilizado en los sistemas trifásicos de potencia es el que utiliza coordenadas $d - q$ en el marco de referencia síncrono (Synchronous Reference Frame, SRF-PLL), conocido como la Transformada de Park.

Como se muestra en la Fig. 1.3, las magnitudes trifásicas se transforman en coordenadas $\alpha - \beta$ en el marco de referencia estacionario (Transformada de Clarke) para posteriormente convertir a coordenadas $d - q$. La transformada de Clarke convierte las señales trifásicas (tensión o corriente) en magnitudes bifásicas sinusoidales con un desfase de 90° entre ellas, como se muestra en la Fig. 1.4. La transformación de Park convierte las señales de Clark en magnitudes constantes, tal como se muestra en la Fig. 1.5.

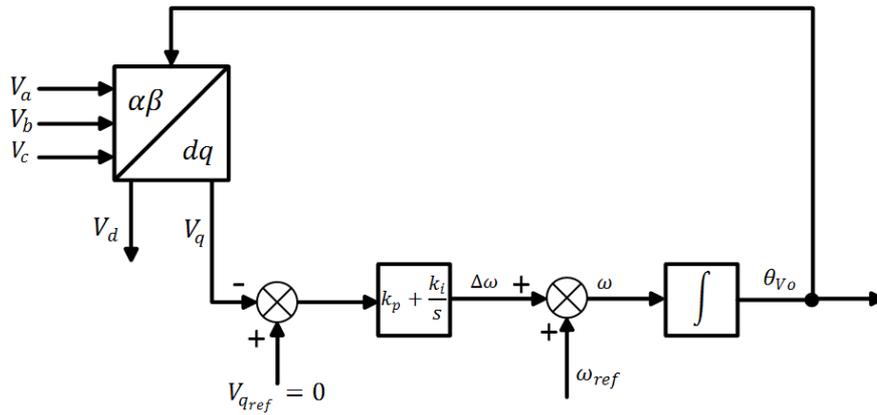


Figura 1.3.- Diagrama de bloques del lazo de amarre de fase trifásico (PLL)

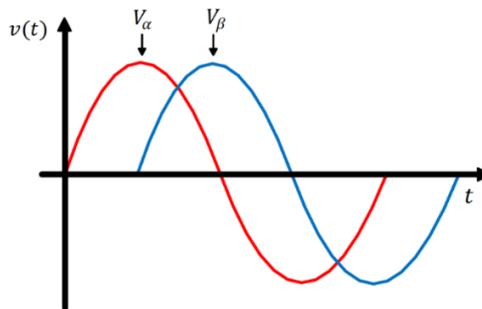


Figura 1.4.- Formas de onda de las señales de las Transformadas de Clarke

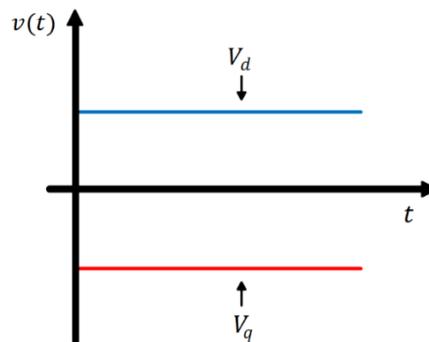


Figura 1.5.- Formas de onda de las señales de las Transformadas de Park

En un sistema monofásico, aunque sólo se tiene una señal de alterna (tensión o corriente), se aplica la transformación de Clarke al generar una señal desfasada 90° respecto a la señal monofásica de entrada, en este caso, la tensión de la red eléctrica. Este desfase se puede realizar con un retardo de tiempo, Transformación de Hilbert, Filtro de Kalman, Filtro Pasa-todo y mediante la respuesta al impulso finito (Finite Impulse Response, FIR) [12], [14]-[16]. Estos métodos usualmente no tienen en cuenta variaciones en la frecuencia. Algunos métodos que incorporan variaciones en la frecuencia son los filtros pasa-bajas de segundo orden (Low-Pass Filter) y el integrador generalizado de segundo orden (SOGI, Second Order Generalized Integrator) [3], [17].

1.1.3.- Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia

Los algoritmos del seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking, MPPT), son una herramienta importante en las RI que utilizan energía fotovoltaica. El MPPT varía el punto de operación del arreglo de paneles para que sean capaces de entregar la máxima potencia [18]-[19]. Existen diferentes técnicas del MPPT, como lo son:

- Perturbar y observar (P&O) [20]-[22]
- Conductancia incremental (IC) [20]-[23]
- Redes neuronales [24]
- Lógica difusa [25]

En la Fig. 1.6 se muestra la curva característica de un panel solar, en la que el algoritmo del MPPT busca el punto máximo en las curvas de potencia en cualquier instante de generación.

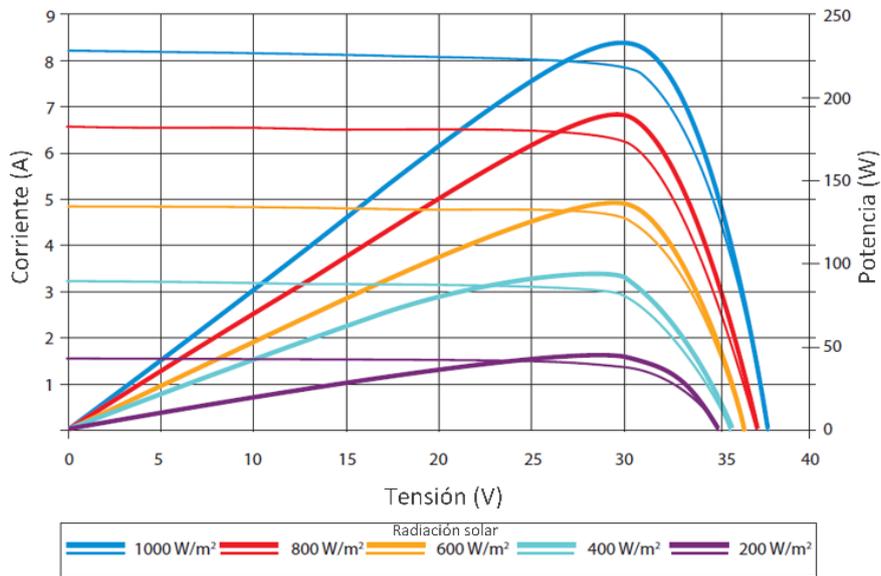


Figura 1.6.- Curva característica de un panel solar que utilizan los algoritmos del MPPT

Los métodos más empleados son los P&O, los IC y sus variantes [26].

1.1.4.- Calidad de la energía

Una característica importante de las RI es la calidad de la energía. Para ello, se consideran tres aspectos fundamentales [27]:

- Estabilidad en la tensión
- Continuidad en el servicio
- Contenido armónico

1.1.4.1.- Estabilidad en la tensión

Las RI deben evitar suministrar variaciones en el nivel RMS y en la frecuencia de la señal de tensión.

1.1.4.2.- Continuidad en el servicio

Las RI deben evitar situaciones de interrupciones momentáneas o sostenidas en el suministro eléctrico de las cargas locales, sin importar las fallas que pudiesen existir en el suministro de la red eléctrica.

1.1.4.3.- Contenido armónico

Las RI deben suministrar electricidad con bajo contenido armónico. En normas como la IEEE STD. 519-1992, un armónico es considerado como el contenido de una señal, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental, su presencia ocasiona una gran variedad de problemas tanto al suministro eléctrico como a los usuarios, por ejemplo: calentamiento de elementos eléctricos, tales como transformadores y conductores (principalmente el hilo neutro) y contaminación armónica como: resonancias, interferencias electromagnéticas con equipos de conmutación, entre otras [28]. Esta medición de contenido armónico se realiza mediante el factor de distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion) expresado en porcentaje. Mientras menor sea este factor, la señal será lo más cercana a una señal sinusoidal. Por norma IEEE STD. 519-1992, el contenido armónico permitido debe ser como máximo del 5% para la señal de tensión y 8% para la señal de corriente [29].

Los armónicos son generados por cargas no lineales que generalmente utilizan componentes electrónicos, como las fuentes conmutadas. Las cargas no lineales absorben corrientes en forma de impulsos bruscos, en vez de hacerlo suavemente en forma sinusoidal. Estos impulsos crean ondas de corriente distorsionadas que originan a su vez corrientes armónicas de retorno hacia otras partes del sistema de alimentación. La circulación de estas corrientes armónicas produce una gran distorsión en la tensión a lo largo de varios nodos del sistema. Las señales de tensión distorsionadas afectan de forma significativa la operación de todas las cargas conectadas a ese nodo, incluyendo las cargas no lineales [4]. Lo anterior se muestra en la Fig. 1.7, donde L_g es la inductancia de la línea, C_h , L_h y R_h son cargas lineales, mientras que Z_{NL} es la carga no lineal, e I_{NL} la corriente de la carga no lineal.

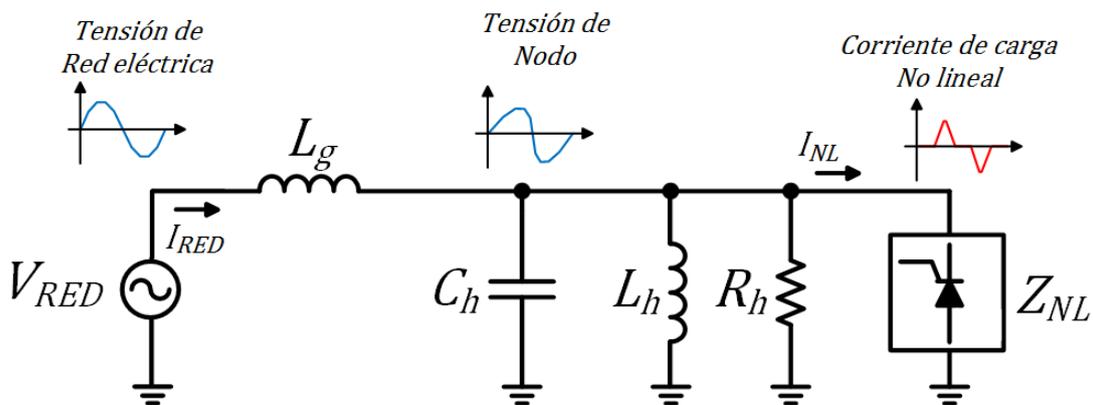


Figura 1.7.- Diagrama de una red con cargas lineales y no lineales provocando distorsión armónica en la tensión del nodo de alimentación

1.2.- Estado del arte

1.2.1.- Esquemas de los Sistemas fotovoltaicos en la actualidad

En la década de los 80's, los primeros sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica se implementaron con inversores a base de tiristores. En 1990 se produjeron en serie los primeros inversores basados en transistores por la compañía SMA [28]. Desde mediados de 1990 se utilizaron ampliamente los IGBT y MOSFET, siendo estos últimos los de mayor afluencia [3].

En la actualidad, la conversión de la energía de CD-CA se realiza por medio de transistores mediante dos o más etapas [3]. Regularmente, la energía generada de CD es convertida a las mismas características de amplitud y frecuencia de la señal de alterna de la red eléctrica; por ello, se tienen diferentes configuraciones dentro de los sistemas fotovoltaicos que pueden utilizar arreglos monofásicos y trifásicos.

La conversión CD-CA en dos etapas es de las configuraciones más utilizadas. En la Fig. 1.8 se muestra un ejemplo de este tipo de configuraciones, que consiste en un convertidor CD-CD elevador conectado a un convertidor CD-CA.

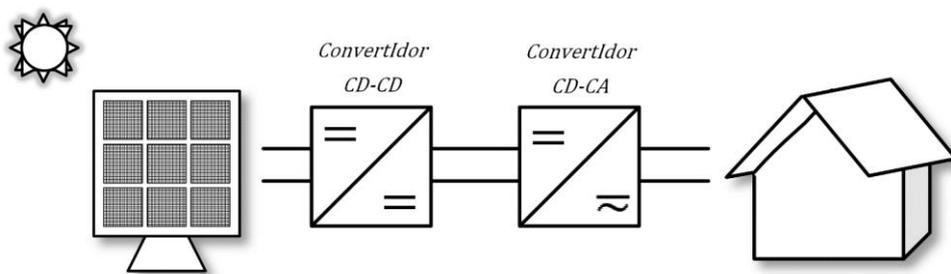


Figura 1.8.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas

A este tipo de configuraciones se puede añadir un transformador de aislamiento del lado de la carga; este se utiliza para elevar la tensión del inversor al nivel de la red eléctrica, como filtro de salida, o únicamente para aislar los sistemas, tal como se muestra en la Fig. 1.9. Cabe señalar que generalmente, estos transformadores son robustos, lo que implica un mayor costo y menor eficiencia; para solucionar esto, se puede utilizar un transformador de alta frecuencia como se muestra en la Fig. 1.10 [3], [31]-[32].

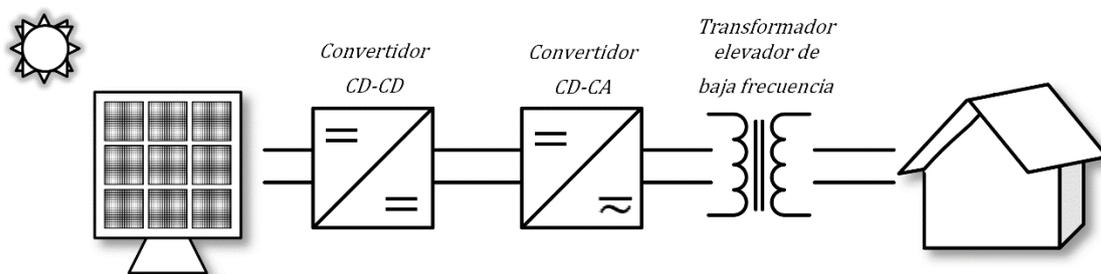


Figura 1.9.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas utilizando un transformador de baja frecuencia

En la Fig. 1.10 se observa un sistema fotovoltaico que utiliza un convertidor CD-CA conectado al arreglo de paneles. Este primer convertidor genera una señal de alterna de alta frecuencia, por lo que se conecta al transformador para elevar el nivel de tensión. Una

vez obtenido este nivel se rectifica la señal del transformador mediante un puente a diodos para filtrar su señal de salida. Finalmente, se vuelve a introducir a un inversor para obtener la señal a la frecuencia y nivel de tensión de la red de distribución. Con el transformador operando en alta frecuencia, el tamaño del transformador se reduce y por lo tanto el costo del mismo, pero incrementa el número de componentes electrónicos del sistema. Una ventaja importante al utilizar un transformador elevador en estas dos configuraciones, es que se reduce el tiempo de conducción de los transistores, lo que evita mayores esfuerzos eléctricos y reduce pérdidas por conducción y conmutación [3], [31]-[33].

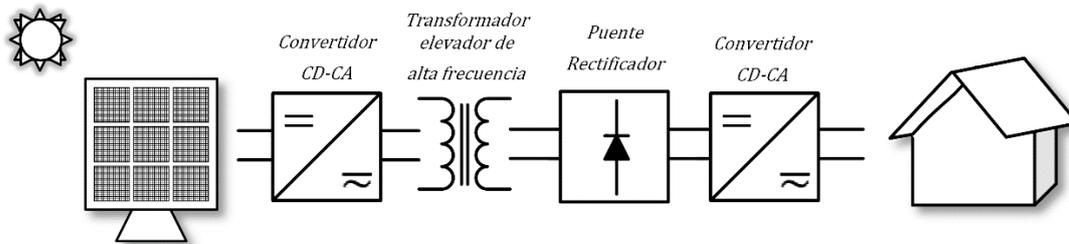


Figura 1.10.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en tres etapas utilizando un transformador de alta frecuencia

En la Fig. 1.11 se muestra un esquema donde la señal generada por el arreglo de paneles es convertida en una señal de alterna de alta frecuencia. Esta señal es elevada en su nivel de tensión por el transformador. Para esta configuración se prescinde de la conversión CD-CD y se realiza la transformación de CA-CA mediante la utilización de un cicloconvertidor para reducir la alta frecuencia de la señal del transformador a una señal de CA a la frecuencia de la red de distribución [3], [31]-[33].

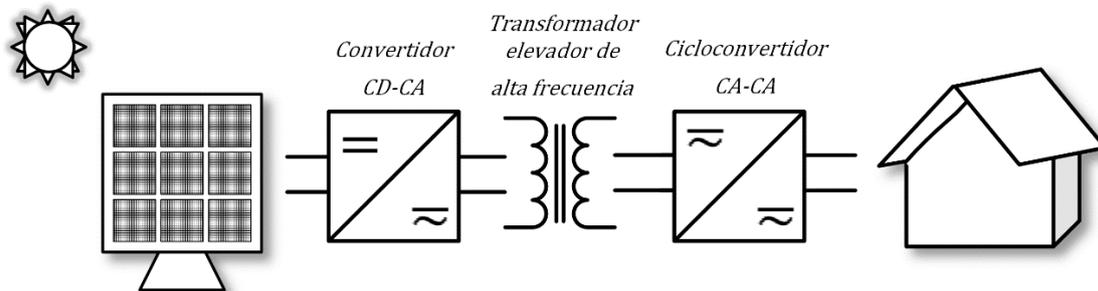


Figura 1.11.- Sistema fotovoltaico con conversión de energía en dos etapas utilizando un transformador de alta frecuencia

1.2.2.- Trabajos realizados

Entre los trabajos realizados en el área de conversión de la energía que utilizan sistemas de generación fotovoltaica y que realizan la reconfiguración entre los modos de operación de Isla-Red y de Red-Isla destacan los mencionados a continuación.

En [7] se emplea un convertidor tipo Push-Pull para elevar y regular el nivel de tensión de CD donde la etapa del inversor se realiza mediante un puente completo. Se implementa el control del convertidor mediante el esquema de corriente pico (CIC). Se utiliza la técnica del MPPT de Perturbar y Observar (P&O) que implica la variación en la referencia de tensión del arreglo de paneles de acuerdo con la potencia sensada. Se utilizan los

esquemas “droop” para realizar la conexión en paralelo de inversores, se aplica un esquema de detección de isla que implica introducir armónicos en la corriente de salida del inversor e identifica la situación de isla, si la señal del inversor difiere de los valores umbrales preestablecidos. La interconexión con la red eléctrica se realiza mediante el PLL síncrono. El sistema maneja mayor potencia cuando se encuentra operando en el modo red que cuando opera en el modo isla.

En [33] se utiliza un convertidor tipo semipunto bidireccional con un inversor tipo puente completo. Se controla el convertidor mediante el esquema de corriente media (ACC); se implementan los mismos esquemas del MPPT, PLL y esquema de detección de isla de [7]. Difiere de aquí, en que almacena energía en baterías, por lo que tiene en cuenta si las baterías se encuentran cargadas o descargadas, dependiendo del modo en que opera (isla o red). En el modo isla, si las baterías están descargadas, la energía generada por los paneles las carga, mientras que, si están cargadas, sirven para compensar fluctuaciones en el bus de CD e incluso alimentar a la carga si esta excede la capacidad nominal de los paneles. En el modo red, si las baterías están descargadas, la red se encarga de cargarlas, mientras que, si están cargadas, sirven para inyectar la energía excedente a la red eléctrica.

En [34] se sirve del control de un inversor trifásico para lograr una reconfiguración suave entre los modos de operación de isla-red y red-isla cuando se tiene un desbalance en las tensiones de alimentación de la red eléctrica. El control es realizado en el marco de referencia síncrono (SRF) y se implementa el control de la secuencia positiva y negativa por separado, ya que se desea eliminar las componentes de secuencia negativa.

En [35] se presentan dos arreglos de paneles con dos convertidores CD-CD para controlar la tensión, corriente y/o potencia del bus de CD, y un CD-CD bidireccional para controlar la carga y descarga del banco de baterías. Los convertidores CD-CD se conectan a un inversor trifásico que opera en modo Isla y modo Red. El control del inversor se realiza mediante la técnica de vectores espaciales. Al igual que en [33], el control se aplica de acuerdo al estado de las baterías y al modo de operación en el que se encuentra.

En [36] se muestran diversos esquemas para lograr una reconfiguración suave entre los modos de operación de isla-red y red-isla, dependiendo de las características de la red eléctrica. Un esquema es el PQ (control de potencia activa y reactiva), donde la red eléctrica fija los valores de tensión y frecuencia. Con esta técnica se pueden controlar máquinas generadoras de CA para entregar potencia activa constante. Otro esquema utilizado es aquél en que el sistema de generación fija los valores de tensión y frecuencia. Y el último esquema es el Droop, que se utiliza para la interconexión de inversores en paralelo.

En [37] se realiza la reconfiguración de modos de operación mediante un algoritmo que comprueba cuando la red eléctrica se encuentra suministrando energía o se encuentra suspendida temporalmente, considerando un lazo de control que realiza el desacoplamiento del rizado de segundo armónico que existe en el bus de CD sin afectar su potencia de salida del lado del inversor.

En [38] se reconfiguran los modos de operación de isla-red y red-isla mediante un algoritmo conocido como modelo predictivo de control (MPC), donde se calcula la potencia activa y reactiva para cada estado de conducción de los interruptores de potencia.

Asimismo, se calcula el valor de una función llamada “de costo” mediante el ajuste de un factor de ponderación para cada estado de conducción. Con ello se determina el estado de conducción que minimiza el valor de la función costo, y ese estado de conducción se aplica al inversor. Para el modo isla se controla la tensión de salida, mientras que en el modo red se controlan independientemente la potencia activa y reactiva suministrada a la red. Para la búsqueda de la fase de la red eléctrica se utiliza un integrador generalizado de segundo orden (SOGI, Second Order Generalized Integrator) que rechaza de mejor forma las perturbaciones.

En [39] se presentan diversas técnicas de reducción de armónicos en la salida del inversor mediante el uso de diferentes controladores basándose en controladores resonantes.

En [408] se presenta una topología de un inversor multinivel utilizando una estructura semipunte para obtener el punto de máxima potencia de dos paneles simultáneamente y aprovechar al máximo la energía generada.

1.3.- Objetivo General

Diseñar e implementar un sistema que emule la generación de energía fotovoltaica mediante convertidores electrónicos de potencia y que pueda ser inyectada a una carga conectada a la red (modo red) o aislada de ella (modo isla), con una potencia máxima constante de 2 kW.

1.4.- Objetivos específicos

- Diseñar los elementos pasivos de los convertidores electrónicos de potencia.
- Realizar el diseño de los lazos de control para los convertidores electrónicos de potencia para su operación en modo isla y en modo red.
- Diseñar e implementar el filtro a la salida del inversor para la obtención de una señal sinusoidal con contenido armónico reducido.
- Programar los lazos de control mediante un DSP con código de programación en lenguaje C.
- Simular el sistema en código C en software PSIM® en modo isla para verificar que se alimente una carga dada.
- Simular el sistema en código C en software PSIM® en modo red para verificar que se inyecte la energía eléctrica generada por los paneles a la red eléctrica.
- Realizar la transición simulada del sistema del modo isla al modo red y viceversa, verificando la continuidad en la carga alimentada.
- Verificar las simulaciones realizadas controlando el inversor en modo isla mediante la programación del DSP TMS320F28335 de Texas Instruments

1.5.- Justificación

Debido a la importancia de la continuidad del suministro de energía eléctrica en las cargas que se encuentran conectadas a la red eléctrica, se ha recurrido a las fuentes de generación alternativas basadas en energías renovables. En la mayor parte de los casos, se ha centrado la atención en la energía eólica y fotovoltaica.

La presente tesis forma parte de un proyecto multidisciplinario apoyado por la Secretaría de Investigación y Posgrado (SIP) titulado “*Desarrollo de un sistema que emule la generación de Energía Eólica a la red eléctrica*” (Registro SIP No. 1706). El objetivo del proyecto es que, por medio de generación eólica y fotovoltaica, se pueda suministrar energía a una carga de pequeña escala tipo residencial y suministrar la corriente generada a la red eléctrica, tal como se muestra en la Fig. 1.12.

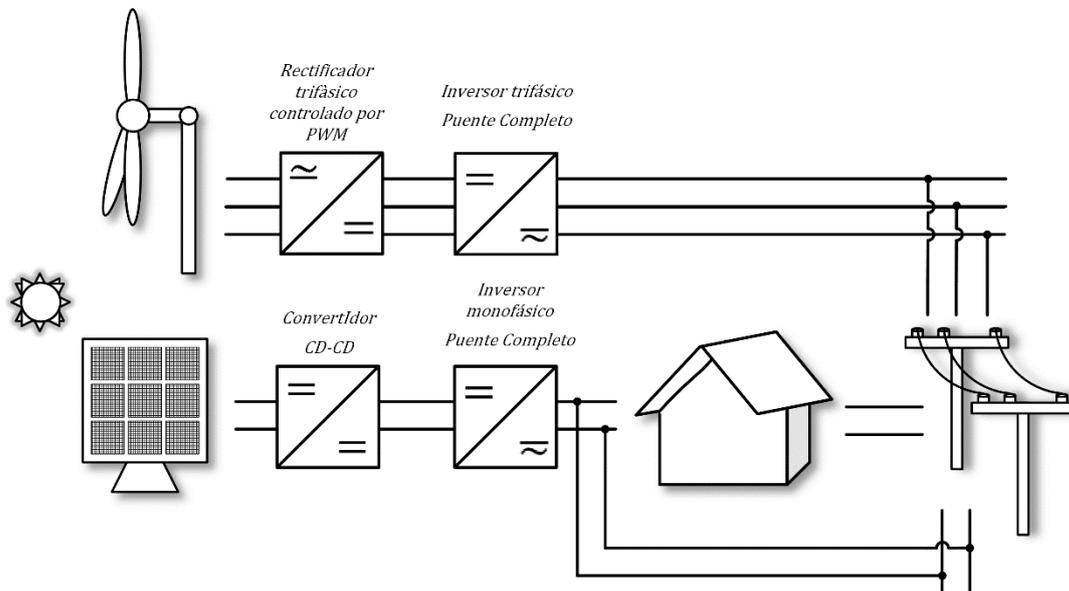


Figura 1.12.- Sistema del proyecto multidisciplinario del que forma parte la presente tesis

En este trabajo se hace énfasis a la importancia de la energía fotovoltaica al mostrar por medio de simulaciones en software PSIM® y pruebas controladas en el laboratorio que mediante un arreglo fotovoltaico emulado se tiene la capacidad de suministrar energía a una carga resistiva e inyectar potencia activa a la red eléctrica. Para ello, el arreglo de paneles es emulado mediante una fuente de CD programable.

El sistema es simulado en tres condiciones de operación, con el sistema fotovoltaico alimentando una carga resistiva (modo Isla), inyectando energía a la red eléctrica (modo Red) y la reconfiguración de modos de operación (Isla-Red, Red-Isla). La reconfiguración debe ser lograda sin picos de corriente y tensión para proteger los elementos conectados al sistema.

1.6.- Alcances de la Tesis

- ❑ Se realiza el diseño de los lazos de control del sistema fotovoltaico para los modos de operación en isla y en red.
- ❑ El sistema fotovoltaico es simulado operando en modo isla y en modo red.

- Se simula la reconfiguración del sistema fotovoltaico de isla-red y red-isla.
- Se implementa experimentalmente el control del inversor en modo isla.

1.7.- Limitaciones de la Tesis

- No se considera algún esquema de detección de isla.
- No se considera algún algoritmo del seguimiento del punto de máxima potencia, MPPT.
- No se implementa experimentalmente el control en lazo cerrado del convertidor Boost para los modos de operación en isla y red.
- No se implementa experimentalmente el control en lazo cerrado del inversor en modo red.
- No se implementa experimentalmente la reconfiguración entre los modos de operación del sistema fotovoltaico de isla-red y red-isla.

1.8.- Aportaciones de la Tesis

- Diseño de los controladores del convertidor Boost para que opere en el modo de conducción continua en el modo Isla y en el modo Red.
- Diseño de los controladores del inversor puente completo para que opere en el modo Isla y en el modo Red.
- Diseño de elementos pasivos del convertidor Boost.
- Diseño del filtro LCL para eliminar contenido armónico a la salida del inversor.
- Construcción del sistema de generación fotovoltaica mediante el módulo IPES-2K5-4510.
- Desarrollo del código de programación de los lazos de control de los convertidores en lenguaje C para el DSP de Texas Instruments TMS320F288335.
- Control implementado del inversor monofásico puente completo en modo Isla

1.9.- Estructura de la Tesis

Esta tesis presenta los siguientes capítulos:

En el *Capítulo 1: Introducción* se revisa brevemente la información relativa a las RI, y sus requerimientos para su posible interconexión con la red de distribución y con una carga eléctrica resistiva. Se muestran también los esquemas generales de los sistemas fotovoltaicos utilizados en la actualidad, así como los trabajos realizados en el área de la generación fotovoltaica en modos conectados y aislados de la red eléctrica.

En el *Capítulo 2: Descripción teórica de sistemas de generación fotovoltaica* se muestra la información del proceso de generación de energía eléctrica por medio de paneles fotovoltaicos. Además, se revisan las consideraciones teóricas de los convertidores electrónicos de potencia que se utilizan comúnmente en los sistemas fotovoltaicos, y en la presente tesis, así como sus métodos de control.

En el *Capítulo 3: Control de convertidores electrónicos de potencia* se muestra el diseño de los lazos de control de tensión y corriente de los convertidores electrónicos a utilizar,

los márgenes de estabilidad y sus controladores sintonizados mediante SISOTOOL de MATLAB®.

En el *Capítulo 4: Simulaciones y resultados de implementación* se encuentran las simulaciones en el programa PSIM® del sistema de generación fotovoltaica operando en modo Isla y en modo Red, así como la reconfiguración entre ellos. Además, se muestra la forma de implementación del sistema de generación fotovoltaico emulado, considerando las funciones de transferencia en el dominio del tiempo discreto utilizadas para programar en el DSP TMS320F28335 de Texas Instruments. Por último, se presentan los resultados de implementación de los lazos de control.

En el *Capítulo 5: Conclusiones* se muestran las conclusiones de la presente tesis, de acuerdo con los resultados obtenidos mediante simulaciones, validados por la implementación en el laboratorio. Además, las recomendaciones para trabajos futuros.

Posteriormente, se encuentran las referencias utilizadas en la realización de la tesis.

En la parte de *Anexos* se muestran los análisis de pequeña y gran señal de los convertidores Boost y del inversor tipo puente completo para los modos de operación en Isla y Red. Finalmente se encuentra el código de programación del microcontrolador TMS320F28335 utilizado para el control de los convertidores electrónicos de potencia y las publicaciones derivadas de la tesis.

Capítulo II
Descripción teórica
de sistemas de
generación
fotovoltaica

En el presente capítulo se muestra información teórica sobre la generación fotovoltaica, la construcción y características de los paneles solares. Posteriormente, se muestran las características de los convertidores electrónicos de potencia que se utilizan para los sistemas fotovoltaicos, profundizando en el estudio de los pertinentes para la presente tesis. Además, se muestran las características del control en lazo cerrado que se aplica a los convertidores.

2.1.- Generación fotovoltaica

2.1.1.- Efecto fotoeléctrico

Las energías renovables son aquellas que producen electricidad a partir de energías que se consideran como “inagotables”, e incluyen las del sol, el viento, el agua, entre otras.

Los Sistemas Fotovoltaicos son sistemas conformados por celdas solares fotovoltaicas, dispositivos que se encargan de transformar la luz solar en electricidad, sin usar ningún procedimiento intermedio. A este proceso se le conoce como *efecto fotoeléctrico* [41].

La celda fotovoltaica consiste en una lámina delgada de un material semiconductor, principalmente de silicio con cierto grado de pureza, que al ser expuesto a la luz solar absorbe fotones con suficiente energía como para provocar la liberación de electrones de su última capa de valencia, desplazándolos de su posición original hacia la superficie iluminada. Debido a que los electrones tienden a concentrarse del lado de la placa donde incide la luz solar, se genera una diferencia de potencial; la parte negativa es la cara iluminada donde se encuentran los electrones y la parte positiva, la cara opuesta, tal como se muestra en la Fig. 2.1.

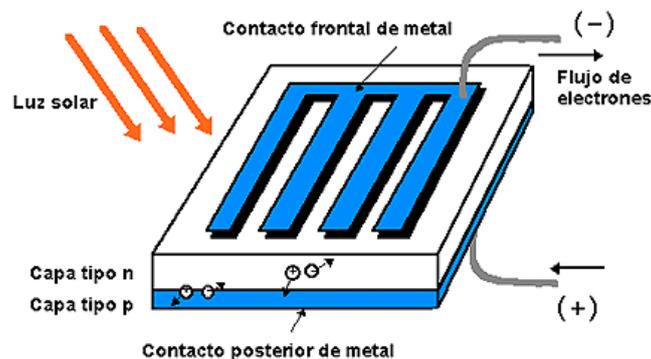


Figura 2.1.- Diagrama de generación eléctrica de una celda fotovoltaica mediante el efecto fotoeléctrico

2.1.2.- Características de los arreglos fotovoltaicos

Las celdas solares fotovoltaicas tienen una producción eléctrica limitada. Cada celda genera aproximadamente 0.5 V y de 2 a 4 A [41]-[42]. Las celdas solares se pueden conectar en forma de módulos o paneles y arreglos fotovoltaicos, tal como se muestra en la Fig. 2.2. Para aumentar la tensión de salida, estas celdas se conectan en serie, y para aumentar el valor de corriente se conectan en paralelo.

Un panel solar fotovoltaico incluye desde una docena hasta un centenar de celdas fotovoltaicas. El arreglo solar fotovoltaico es la combinación de paneles conectados en serie y/o en paralelo [42].

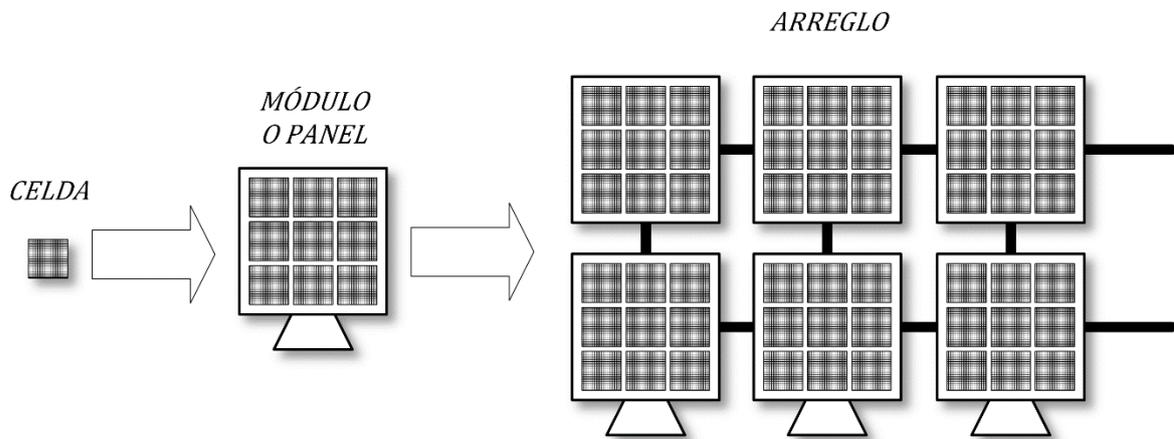


Figura 2.2.- Diagrama de una celda, módulo o panel y un arreglo fotovoltaico

En el transcurso de un día soleado típico, la tensión generada permanece casi constante, mientras que el valor de corriente es variable; por lo tanto, la potencia entregada también varía, aunque obtiene su valor máximo a medio día, que es cuando existe mayor radiación solar, tal como lo muestra la Fig. 1.6.

Existen diferentes materiales utilizados para la fabricación de los módulos fotovoltaicos, entre los que destacan:

- *Módulos de silicio cristalino.*- en ellos se encuentran los módulos de silicio monocristalino y policristalino
- *Módulos de película delgada.*- en ellos se encuentran los de silicio amorfo, telurio de cadmio, cobre-indio-galio-selenio.

Las características de eficiencia de los módulos fotovoltaicos de acuerdo al material utilizado en su fabricación, se muestran en la tabla 2.1, donde se observa que la mayor eficiencia se obtiene de los módulos de silicio monocristalino [42].

Tabla 2.1.- Tabla de eficiencias entre módulos fotovoltaicos de acuerdo a sus características de construcción

Área requerida para el arreglo fotovoltaico de acuerdo el tipo de módulo (Aproximado)		
Tecnología de Módulo	Eficiencia	Área requerida para generar 1 kW_p* (m²/kW_p*)
Silicio policristalino	13-15%	≈ 8
Silicio monocristalino	14-20%	≈ 7
Silicio amorfo	5-7%	≈ 16
Telurio de Cadmio (CdTe)	9-11%	≈ 11
Cobre-Indio-Galio-Selenio (CIGS)	10-12%	≈ 10

(*) indica el valor máximo de potencia generado a medio día

Las tensiones típicas generadas por los módulos y arreglos fotovoltaicos normalmente son de 12, 24 o 48 V [42].

Aun cuando no se tiene un circuito específico para una celda, panel o arreglo solar, se tiene un modelo aproximado como el que se muestra en la Fig. 2.3 [18]-[19]. En esta figura, I_{ph} es la corriente generada, N_p es el número de celdas, paneles o arreglos conectados en paralelo, N_s el número de elementos conectados en serie, $R_{se} \frac{N_s}{N_p}$ la resistencia en serie equivalente de la conexión de las celdas, paneles o arreglos, $R_{sh} \frac{N_s}{N_p}$ es la resistencia en paralelo equivalente, I_{sal} y V_{sal} la corriente y tensión de salida de la conexión de las celdas, paneles o arreglos.

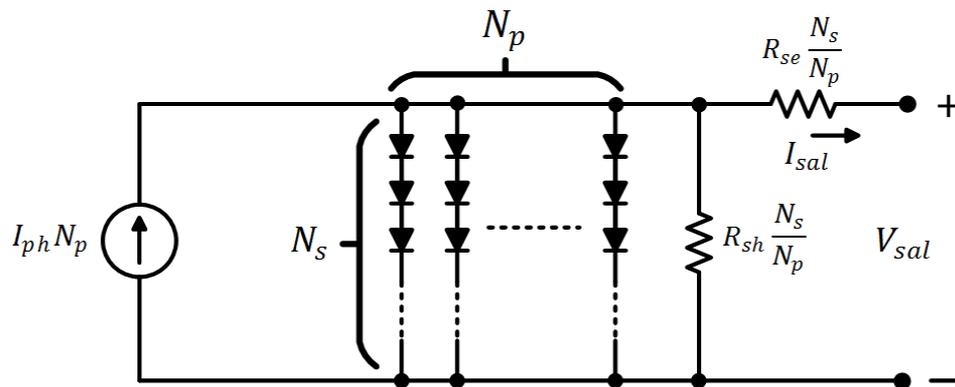


Figura 2.3.- Circuito equivalente de un conjunto de celdas, módulos o arreglos fotovoltaicos

Las características principales de un panel fotovoltaico son [43]:

- *Corriente de cortocircuito (I_{sc}):* Es la máxima corriente que proporciona el panel cuando se conectan directamente sus terminales.
- *Tensión de circuito abierto (V_{oc}):* Es la máxima tensión que proporciona el panel sin carga.
- *Punto de máxima potencia:* Es el punto de funcionamiento en el que la potencia entregada es máxima ($P_{max}=I_{max} \times V_{max}$, MPPT), y su valor está dado en Watts (W).
- *Factor de forma (FF):* Es la relación entre la potencia máxima que puede entregar el panel y el producto $I_{sc} \times V_{oc}$. Da una idea de la calidad del panel. (Su valor suele estar entre 0.7 y 0.8).
- *Eficiencia o rendimiento (η):* Es el cociente entre la máxima potencia eléctrica que entrega el panel a la carga y la potencia de la radiación solar incidente sobre el panel.

2.2.- Concepto de convertidores CD-CD

Para utilizar la energía generada por el sistema fotovoltaico en una carga eléctrica, primero debe regularse, ya que es potencia variable con señales de bajo nivel de tensión. Este proceso se realiza mediante los convertidores CD-CD. Una vez que se regula la potencia generada, se debe obtener una señal de corriente alterna mediante un convertidor CD-CA, como la que se obtiene de la red eléctrica.

Los convertidores CD-CD, denominados también *choppers*, se emplean en gran cantidad de aplicaciones industriales, aunque de forma especial en fuentes de alimentación de corriente continua reguladas y en accionamientos de motores de CD [44].

La entrada a estos convertidores consiste en una tensión de CD no regulada, generalmente procedente de un rectificador a diodos. Para la presente tesis, se trata de la potencia variable de los paneles solares, por lo que se requiere incrementar y regular la tensión generada.

En estos convertidores, la tensión promedio de salida se controla mediante los tiempos de encendido y apagado del interruptor de potencia que se encuentra en las topologías existentes. Por medio de la técnica de Modulación del Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation, PWM) a frecuencia constante, se varía el tiempo de encendido del interruptor y la tensión media de salida puede incrementar o disminuir. La técnica PWM consiste en comparar la señal de control con una señal repetitiva o *carrier*, dando como resultado los pulsos que controlan a los interruptores de potencia (IGBT, MOSFET, etc.).

En la Fig. 2.4 a) se obtiene la señal del error e entre la tensión media de referencia y la tensión media real del convertidor a tratar; esa señal de error se amplifica mediante el controlador del convertidor, dando como resultado la señal de control $v_{control}$. Esta señal de control se compara con una señal repetitiva tipo diente de sierra. Dicha señal establece el valor de la frecuencia de conmutación. El interruptor será encendido cuando la señal de control sea mayor que la señal diente de sierra, y será apagado cuando suceda lo contrario, tal como se muestra en la Fig. 2.4 b).

El tiempo de encendido respecto al periodo de conmutación se define como *ciclo de trabajo* y se expresa como:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{pp}} \quad (2.1)$$

Donde t_{on} es el tiempo de encendido del interruptor de potencia, T_s el periodo de conmutación y V_{pp} el valor pico-pico de la señal diente de sierra.

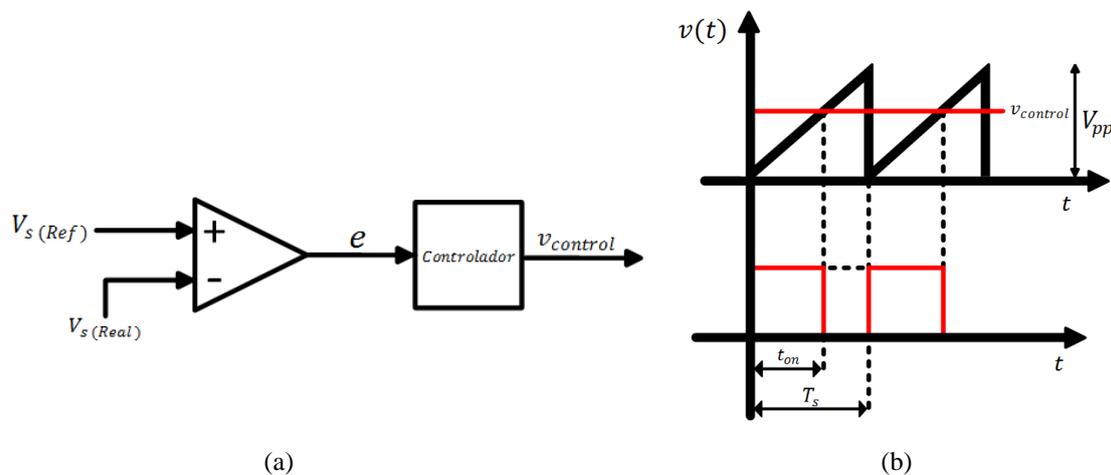


Figura 2.4.- a) Esquema de bloques para la obtención de la señal de control del interruptor(es) de potencia de un convertidor CD-CD. b) Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un convertidor CD-CD mediante la comparación de la señal de control y la señal diente de sierra

2.3.- Convertidores CD-CD para sistemas fotovoltaicos

2.3.1.- Convertidor CD-CD tipo Boost

Este convertidor regula la tensión media de salida desde el valor de entrada hasta un valor mayor, tal como se muestra en (2.2), donde D es el ciclo de trabajo del interruptor. Su diagrama se muestra en la Fig. 2.5, donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, L es la inductancia que transmite la energía desde la entrada a la salida, S es el interruptor de potencia con su diodo en antiparalelo, D es el diodo de potencia, C el capacitor del filtro de salida, R_s es la carga del convertidor, V_s es la tensión de salida del convertidor, I_L es la corriente del inductor e I_s es la corriente de salida del convertidor.

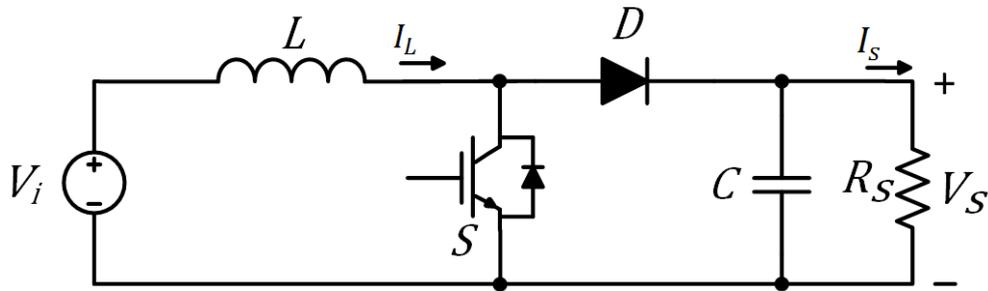


Figura 2.5.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Boost

De acuerdo con (2.2), a mayor tiempo de encendido del interruptor, la tensión de salida alcanza valores más altos.

$$V_s = \frac{V_i}{1 - D} \quad (2.2)$$

2.3.2.- Convertidor CD-CD tipo Buck-Boost

Este convertidor regula la tensión media de salida desde el valor de entrada a un valor mayor o menor tal como se muestra en (2.3), donde D es el ciclo de trabajo del interruptor. Su diagrama se muestra en la Fig. 2.6, donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, L es la inductancia que transmite la energía desde la entrada a la salida, S es el interruptor de potencia con su diodo en antiparalelo, D es el diodo de potencia, C el capacitor del filtro de salida, R_s es la carga del convertidor, V_s es la tensión de salida del convertidor, I_L es la corriente del inductor e I_s es la corriente de salida del convertidor.

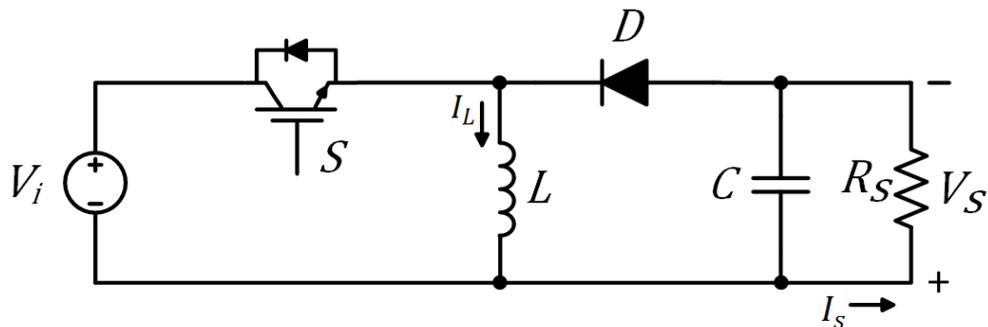


Figura 2.6.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Buck-Boost

De acuerdo con (2.3), a mayor tiempo de encendido del interruptor, la tensión de salida puede alcanzar valores muy altos como un Boost, mientras que a menor tiempo de encendido, la tensión de salida disminuye respecto a la entrada. En este convertidor, la tensión de salida tiene polaridad inversa a la de la entrada.

$$V_s = \frac{V_i D}{1 - D} \quad (2.3)$$

2.3.3.- Convertidor CD-CD tipo Cúk

Este convertidor regula la tensión media de salida desde el valor de entrada a un valor mayor o menor. Su diagrama se muestra en la Fig. 2.7, donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, S es el interruptor de potencia con su diodo en antiparalelo, D es el diodo de potencia, C_1 es la capacitancia que transmite la energía desde la entrada a la salida, C_2 el capacitor del filtro de salida, L_1 y L_2 son las inductancias que permiten la carga y descarga del capacitor C_1 , R_s es la carga del convertidor, V_s es la tensión de salida del convertidor e I_s es la corriente de salida del convertidor.

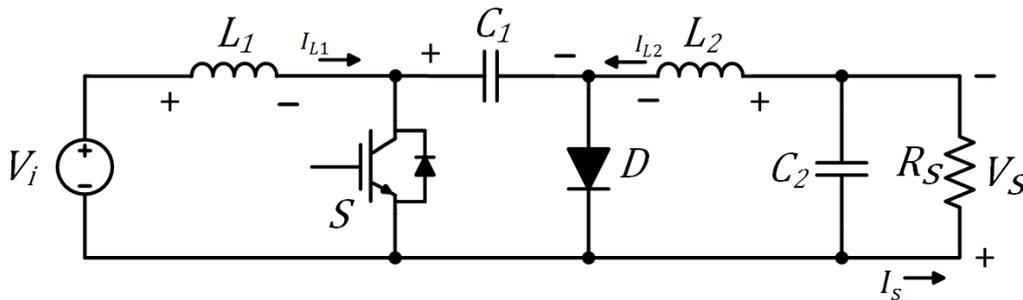


Figura 2.7.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Cúk

La tensión de salida de este convertidor es igual a la del convertidor Buck-Boost, como se muestra en (2.3). A mayor tiempo de encendido del interruptor, la tensión de salida puede alcanzar valores muy altos como un Boost, mientras que a menor tiempo de encendido la tensión de salida disminuye respecto a la entrada. En este convertidor, a diferencia del convertidor Buck-Boost, la transferencia de energía entre la entrada y la salida se realiza por medio del capacitor C_1 . La tensión de salida también tiene polaridad inversa a la de la entrada.

2.3.4.- Convertidor CD-CD tipo Flyback

Este convertidor regula la tensión media de salida desde el valor de la entrada a un valor mayor o menor. Su diagrama se muestra en la Fig. 2.8, donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, L_m es la inductancia de magnetización del transformador, S es el interruptor de potencia con su diodo en antiparalelo, D es el diodo de potencia, C y C_c los capacitores de entrada y salida del convertidor, respectivamente; R_s es la carga del convertidor, V_s es la tensión de salida del convertidor, I_{Lm} es la corriente que circula por la inductancia de magnetización, I_s es la corriente de salida del convertidor, N_1 y N_2 el número de espiras del lado primario y secundario del transformador, respectivamente.

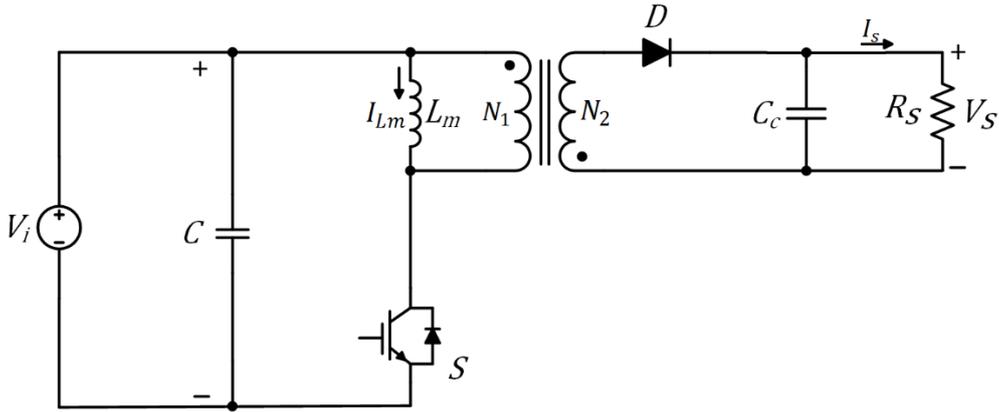


Figura 2.8.- Diagrama de un convertidor CD-CD tipo Flyback

De acuerdo con (2.4), N_1 y N_2 son el número de espiras del lado primario y secundario del transformador y D , el ciclo de trabajo del interruptor. A mayor tiempo de encendido del interruptor, la tensión de salida puede alcanzar valores muy altos como un Boost, mientras que a menor tiempo de encendido la tensión de salida disminuye respecto a la entrada. La transferencia de energía se realiza por medio de la inductancia de magnetización del transformador. Para reducir el tiempo de conducción del interruptor se puede utilizar un transformador elevador.

$$V_s = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_i D}{1 - D} \quad (2.4)$$

A continuación se realiza un análisis con mayor grado de profundidad del convertidor CD-CD tipo Boost que se mencionó en la sección 2.3.1 ya que en la implementación del sistema fotovoltaico se utiliza un módulo que contiene a este convertidor.

2.4.- Análisis del convertidor Boost

Como se muestra en (2.2), cuando se considera al convertidor Boost como ideal, la ganancia entre la tensión de salida respecto a la de entrada tiende al infinito cuando el ciclo de trabajo del interruptor tiende a la unidad. En condiciones reales no es así, está limitado por los elementos parásitos del convertidor, tales como la resistencia en serie del capacitor, la resistencia del inductor, la resistencia de los interruptores de potencia, entre otras, lo que propicia que la ganancia del convertidor se reduzca cuando el ciclo de trabajo tiende a aumentar, tal como lo muestra la Fig. 2.9 [44].

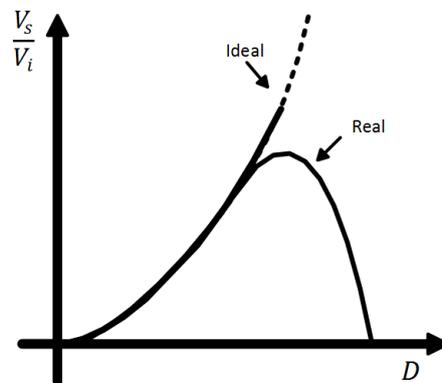


Figura 2.9.- Curva característica de la ganancia del convertidor Boost en función del ciclo de trabajo del interruptor de potencia

Para realizar el análisis del Boost, únicamente se consideran las resistencias en serie del inductor y del capacitor como se muestra en la Fig. 2.10. La resistencia en serie del inductor afecta a la magnitud de la tensión de salida, mientras que la resistencia del capacitor afecta principalmente al rizado de la tensión de salida.

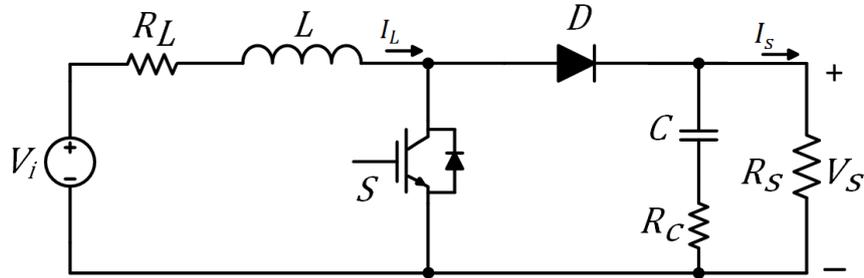


Figura 2.10.- Diagrama del convertidor Boost considerando los componentes parásitos en el inductor y capacitor

2.4.1.- Estados de conducción del convertidor Boost

Cuando el interruptor del Boost está encendido se tiene el circuito de la Fig. 2.11, donde se observa que la fuente de alimentación carga de energía a la inductancia.

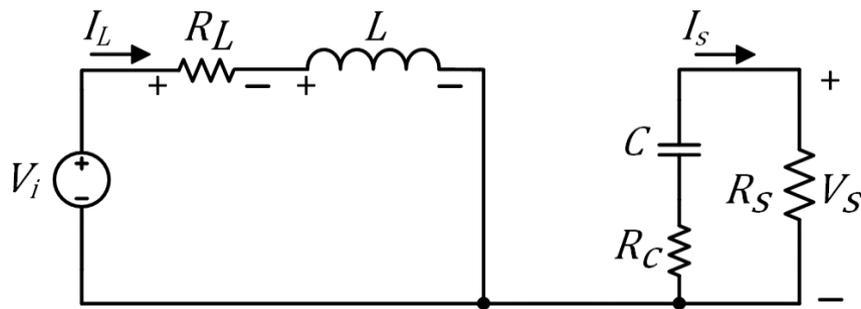


Figura 2.11.- Diagrama del convertidor Boost en el instante de encendido del interruptor de potencia

Para este caso, mediante el análisis de mallas, la tensión en el inductor es:

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_i - V_{RL} \quad (2.5)$$

De acuerdo con (2.5), el valor de la pendiente positiva de la forma de onda de la corriente del inductor en el tiempo de encendido es:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_i - V_{RL}}{L} > 0 \quad (2.6)$$

Donde V_{RL} es la caída de tensión en la resistencia del inductor.

Cuando el interruptor del Boost está apagado, se tiene el circuito de la Fig. 2.12, donde la inductancia se descarga en la carga resistiva.

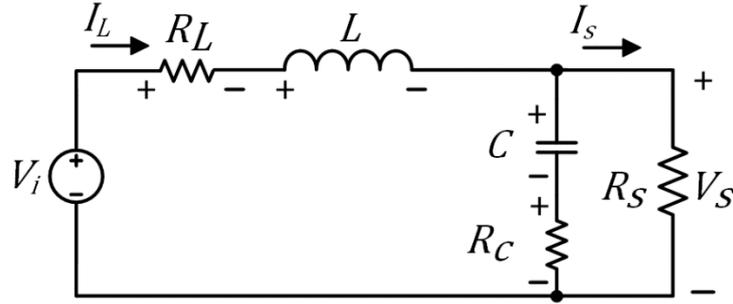


Figura 2.12.- Diagrama del convertidor Boost en el instante de apagado del interruptor de potencia

Para este caso, mediante el análisis de mallas, la tensión en el inductor es:

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_i - V_s - V_{RL} \quad (2.7)$$

De acuerdo con (2.7), el valor de la pendiente negativa de la forma de onda de la corriente del inductor en el tiempo de apagado es:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{V_i - V_s - V_{RL}}{L} < 0 \quad (2.8)$$

Donde V_{RL} es la caída de tensión en la resistencia del inductor.

2.4.2.- Modos de operación del convertidor Boost

2.4.2.1.- Modo de conducción continua del convertidor Boost

Para el modo de conducción continua (CCM), la corriente de la inductancia nunca llega al cruce por cero, tal como se muestra en la Fig. 2.13, donde el valor de la pendiente positiva de la corriente del inductor para el tiempo de encendido del interruptor, DT_s , tiene el valor calculado en (2.6), y el valor de la pendiente negativa de la corriente del inductor para el tiempo de apagado del interruptor, $(1 - D)T_s$, tiene el valor calculado en (2.8).

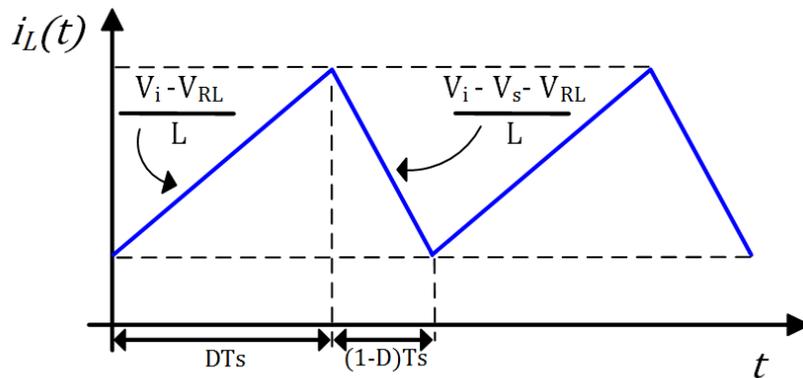


Figura 2.13.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el modo de conducción continua

De la Fig. 2.14 se obtiene la relación que existe entre la tensión de salida y la tensión de entrada del convertidor. Considerando que en régimen permanente la tensión en el inductor debe ser cero, las áreas A y B de la gráfica deben ser iguales, por lo que se tiene:

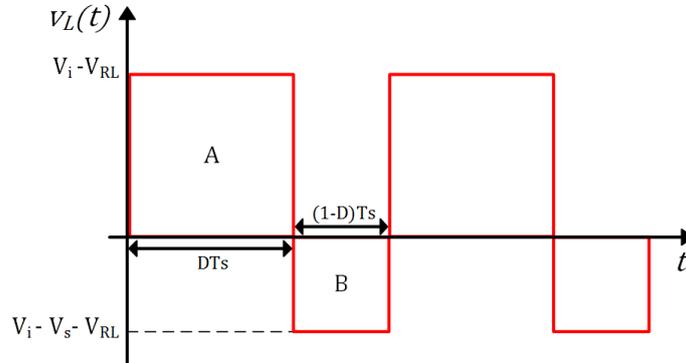


Figura 2.14.- Forma de onda de la tensión en el inductor del convertidor Boost en el modo de conducción continua

$$(V_i - V_{RL})t_{on} = -(V_i - V_s - V_{RL})t_{off} \quad (2.9)$$

Donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, V_{RL} es la caída de tensión en la resistencia del inductor, V_s es la tensión de salida del convertidor, t_{on} es el tiempo de encendido del interruptor dado por DT_s , t_{off} es el tiempo de apagado del interruptor dado por $(1 - D)T_s$, donde T_s es el periodo de conmutación del interruptor y D es el ciclo de trabajo del interruptor.

Se sustituye el valor de t_{on} y t_{off} obteniendo:

$$(V_i - V_{RL})DT_s = (-V_i + V_s + V_{RL})(1 - D)T_s \quad (2.10)$$

Al dividir entre el periodo de conmutación T_s resulta:

$$(V_i - V_{RL})D = (-V_i + V_s + V_{RL})(1 - D) \quad (2.11)$$

$$V_i D - V_{RL} D = -V_i + V_i D + V_s - V_s D + V_{RL} - V_{RL} D \quad (2.12)$$

O bien:

$$0 = -V_i + V_s(1 - D) + V_{RL} \quad (2.13)$$

Pero $V_{RL} = I_L R_L$, entonces:

$$V_s(1 - D) = V_i - I_L R_L \quad (2.14)$$

Por tanto, la ganancia del convertidor Boost es:

$$\frac{V_s}{V_i} = \frac{1}{(1 - D)} \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.15)$$

Debido a que la corriente que circula por el capacitor del convertidor es muy pequeña, se desprecian las pérdidas en la resistencia del capacitor, por lo que la potencia de salida del convertidor se considera como:

$$P_i = P_s + P_{RL} \quad (2.16)$$

Donde P_{RL} son las pérdidas producidas por la resistencia del inductor, P_i y P_s son la potencia de entrada y salida del convertidor. En términos de tensiones y corrientes se tiene:

$$V_i I_i = V_s I_s + I_L^2 R_L \quad (2.17)$$

Donde V_i e I_i son la tensión y corriente de entrada al convertidor, respectivamente; mientras que V_s e I_s son la tensión y corriente de salida del convertidor, I_L es la corriente del inductor y R_L la resistencia del inductor.

Debido a que la corriente de entrada es igual a la corriente del inductor entonces:

$$V_i I_L = V_s I_s + I_L^2 R_L \quad (2.18)$$

Al separar los términos dependientes de la corriente del inductor:

$$I_L (V_i - I_L R_L) = V_s I_s \quad (2.19)$$

Se divide toda la ecuación entre V_s e I_s para obtener la ganancia de tensiones del convertidor:

$$\frac{V_s}{V_i} = \frac{I_L}{I_s} \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.20)$$

Al igualar (2.15) con (2.20) se tiene:

$$\frac{1}{(1-D)} \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) = \frac{I_L}{I_s} \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.21)$$

De la reducción de términos semejantes resulta:

$$\frac{I_L}{I_s} = \frac{1}{(1-D)} \quad (2.22)$$

Por lo tanto, la corriente en el inductor es igual a:

$$I_L = \frac{I_s}{(1-D)} \quad (2.23)$$

Si se sustituye (2.23) en (2.14) se tiene:

$$V_s (1-D) = V_i - \frac{I_s R_L}{(1-D)} \quad (2.24)$$

Al obtener el factor común del lado derecho de la ecuación:

$$V_s (1-D) = \frac{V_i (1-D) - I_s R_L}{(1-D)} \quad (2.25)$$

Se multiplica por $(1-D)$ ambos miembros de la ecuación para eliminar cocientes:

$$V_s (1-D)^2 = V_i (1-D) - I_s R_L \quad (2.26)$$

Con todos los términos en el primer miembro de la ecuación resulta:

$$V_s (1-D)^2 - V_i (1-D) + I_s R_L = 0 \quad (2.27)$$

Se resuelve el binomio al cuadrado:

$$V_s(1 - 2D + D^2) - V_i(1 - D) + I_s R_L = 0 \quad (2.28)$$

Al agrupar términos:

$$D^2 V_s + D(V_i - 2V_s) + (V_s + I_s R_L - V_i) = 0 \quad (2.29)$$

Resulta en una ecuación general de segundo grado. Por lo tanto, para encontrar el ciclo de trabajo se tendrán dos soluciones, que con base en la fórmula general de solución cuadrática se tiene:

$$D_{1,2} = \frac{(2V_s - V_i) \pm \sqrt{(V_i - 2V_s)^2 - 4V_s(V_s + I_s R_L - V_i)}}{2V_s} \quad (2.30)$$

De acuerdo con la Fig. 2.9, no se pueden tener ciclos de trabajo muy grandes debido a que la ganancia de tensiones del convertidor disminuye cuantiosamente; además, considerando que el ciclo de trabajo varía de cero a uno, se elige la solución:

$$D = \frac{(2V_s - V_i) - \sqrt{V_i^2 - 4V_s I_s R_L}}{2V_s} \quad (2.31)$$

2.4.2.2.- Modo límite entre conducción continua y discontinua del convertidor Boost

Para el modo de operación del límite entre la conducción continua y discontinua (BCM), la corriente de la inductancia llega a cero en un punto, tal como lo muestra la Fig. 2.15, donde el valor de la pendiente positiva de la corriente del inductor para el tiempo de encendido del interruptor, DT_s , tiene el valor calculado en (2.6), y el valor de la pendiente negativa de la corriente del inductor para el tiempo de apagado del interruptor, $(1 - D)T_s$, tiene el valor calculado en (2.8). En este modo de operación, se calcula el valor de la inductancia mínima para que la corriente se encuentre en el modo de conducción continua.

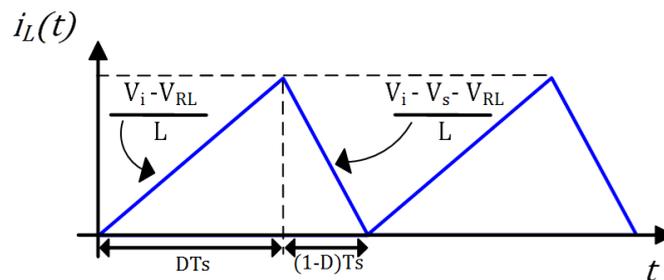


Figura 2.15.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el límite de la conducción continua

Para el cálculo de la inductancia mínima se tiene que el rizado de corriente en el inductor es:

$$\Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} \quad (2.32)$$

Donde $I_{L_{max}}$ e $I_{L_{min}}$ son los valores máximo y mínimo de la corriente del inductor, respectivamente. Además, el rizado de corriente es igual a:

$$\Delta I_L = 2I_L \quad (2.33)$$

Por lo tanto, se igualan (2.32) y (2.33):

$$2I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} \quad (2.34)$$

Pero al estar en el límite de conducción continua, la corriente mínima del inductor $I_{L_{min}}$ es cero, por tanto, la corriente del inductor es:

$$I_L = \frac{I_{L_{max}}}{2} \quad (2.35)$$

El valor de $I_{L_{max}}$ de acuerdo a la Fig. 2.15 es:

$$I_{L_{max}} = \left(\frac{V_i - V_{RL}}{L} \right) DT_s \quad (2.36)$$

Al sustituir (2.36) en (2.35) resulta:

$$I_L = \frac{\left(\frac{V_i - V_{RL}}{L} \right) DT_s}{2} \quad (2.37)$$

Por lo que el valor mínimo de la corriente del inductor para permanecer en conducción continua es:

$$I_L = \frac{(V_i - V_{RL})DT_s}{2L} \quad (2.38)$$

O bien:

$$I_L = \frac{(V_i - I_L R_L)DT_s}{2L} \quad (2.39)$$

Al agrupar los términos dependientes de I_L en el primer miembro:

$$I_L \left(1 + \frac{R_L DT_s}{2L} \right) = \frac{V_i DT_s}{2L} \quad (2.40)$$

Si se sustituye (2.23) en (2.40) se tiene:

$$\frac{I_s}{(1-D)} \left(\frac{2L + R_L DT_s}{2L} \right) = \frac{V_i DT_s}{2L} \quad (2.41)$$

Al multiplicar $2L$ en ambos miembros de la ecuación y despejar el valor de L , se obtiene el valor de la inductancia mínima para permanecer en conducción continua como:

$$L_{min} = \frac{V_i D(1-D)T_s - R_L DT_s I_s}{2I_s} \quad (2.42)$$

2.4.2.3.- Modo de conducción discontinua del convertidor Boost

El modo de conducción discontinua (DCM) se muestra en la Fig. 2.16, donde el valor de la pendiente positiva de la corriente del inductor para el tiempo de encendido del interruptor, DT_s , tiene el valor calculado en (2.6), y el valor de la pendiente negativa de la corriente del inductor para el tiempo $\Delta_1 T_s$, tiene el valor calculado en (2.8), y $\Delta_2 T_s$ es

el tiempo en que la corriente de la inductancia es cero, que resulta de un valor pequeño de la misma inductancia o un aumento de la carga del convertidor.

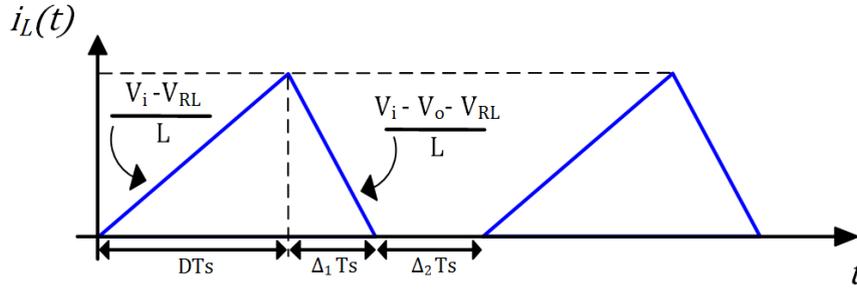


Figura 2.16.- Forma de onda de la corriente del inductor del convertidor Boost en el modo de conducción discontinua

Para realizar este análisis se tienen las mismas consideraciones que en el modo de conducción continua, por lo que la tensión en el inductor en régimen permanente debe ser cero. Por esto, las áreas A y B que se muestran en la Fig. 2.17 deben ser iguales, teniendo:

$$(V_i - V_{RL})t_{on} = -(V_i - V_s - V_{RL})t_{off} \quad (2.43)$$

Donde V_i es la tensión de entrada al convertidor, V_{RL} es la caída de tensión en la resistencia del inductor, V_s es la tensión de salida del convertidor, t_{on} es el tiempo de encendido del interruptor dado por DT_s , t_{off} es el tiempo de apagado del interruptor dado por $\Delta_1 T_s$, tiempo en que la inductancia se descarga completamente, T_s es el periodo de conmutación del interruptor y D es el ciclo de trabajo del interruptor.

Se sustituye el valor de t_{on} , t_{off} y de $V_{RL} = I_L R_L$ obteniendo:

$$(V_i - I_L R_L)DT_s = (-V_i + V_s + I_L R_L)\Delta_1 T_s \quad (2.44)$$

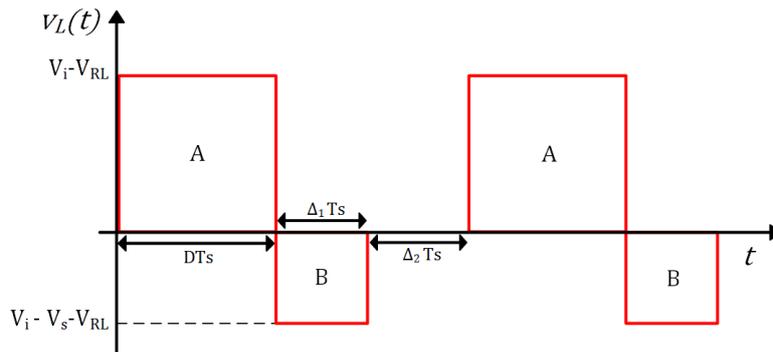


Figura 2.17.- Forma de onda de la tensión en el inductor del convertidor Boost en el modo de conducción discontinua

Al dividir entre el periodo de conmutación T_s se tiene:

$$(V_i - I_L R_L)D = (-V_i + V_s + I_L R_L)\Delta_1 \quad (2.45)$$

$$V_i D - I_L R_L D = -V_i \Delta_1 + V_s \Delta_1 + I_L R_L \Delta_1 \quad (2.46)$$

Los términos de V_i y V_{RL} se pasan al primer miembro, y al agruparlos resulta:

$$V_i(D + \Delta_1) - I_L R_L(D + \Delta_1) = V_s \Delta_1 \quad (2.47)$$

Ambos miembros de (2.47) se dividen entre $V_i \Delta_1$ y se obtiene la ecuación en forma de ganancia de tensiones:

$$\frac{V_s}{V_i} = \left(\frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \right) \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.48)$$

Como se observa, se debe determinar el valor de Δ_1 para obtener el valor del ciclo de trabajo. El cálculo del valor promedio de la señal de corriente del inductor se obtiene mediante:

$$I_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L(t) dt \quad (2.49)$$

Se sabe que la solución de una integral es el área bajo la curva, y en la Fig. 2.15 dicha área está formada por dos triángulos definidos por:

$$A_1 = \frac{DT_s I_{Lmax}}{2} \quad A_2 = \frac{\Delta_1 T_s I_{Lmax}}{2} \quad (2.50)$$

En (2.49), la corriente promedio del inductor está dada por:

$$I_L = \frac{1}{T_s} (A_1 + A_2) \quad (2.51)$$

Si se sustituye (2.50) en (2.51) se tiene:

$$I_L = \frac{1}{T_s} \left(\frac{DT_s I_{Lmax}}{2} + \frac{\Delta_1 T_s I_{Lmax}}{2} \right) \quad (2.52)$$

O bien,

$$I_L = \frac{I_{Lmax}}{2} (D + \Delta_1) \quad (2.53)$$

La corriente promedio del inductor resulta de la sustitución de (2.36) en (2.53) como:

$$I_L = \frac{(V_i - I_L R_L) D T_s (D + \Delta_1)}{2L} \quad (2.54)$$

Se igualan las ganancias de tensiones de (2.20) y (2.48):

$$\frac{I_L}{I_s} \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) = \left(\frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \right) \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.55)$$

Al reducir términos semejantes se tiene:

$$\frac{I_L}{I_s} = \left(\frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \right) \quad (2.56)$$

La sustitución de (2.54) en (2.56) resulta:

$$\frac{(V_i - I_L R_L) D T_s (D + \Delta_1)}{\frac{2L}{I_s}} = \left(\frac{D + \Delta_1}{\Delta_1} \right) \quad (2.57)$$

Se reducen términos semejantes y se obtiene Δ_1 como:

$$\Delta_1 = \frac{2LI_s}{(V_i - I_L R_L)DT_s} \quad (2.58)$$

Una vez que se tiene el valor de Δ_1 se sustituye en (2.48):

$$\frac{V_s}{V_i} = \left(\frac{D + \frac{2LI_s}{(V_i - I_L R_L)DT_s}}{\frac{2LI_s}{(V_i - I_L R_L)DT_s}} \right) \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.59)$$

Al reducir la expresión a un solo cociente se tiene:

$$\frac{V_s}{V_i} = \left(\frac{(V_i - I_L R_L)D^2 T_s + 2LI_s}{2LI_s} \right) \left(\frac{V_i - I_L R_L}{V_i} \right) \quad (2.60)$$

Se multiplican ambos miembros de la ecuación por V_i y se despeja el término dependiente del ciclo de trabajo D :

$$\frac{V_s}{V_i - I_L R_L} - \frac{2LI_s}{2LI_s} = \frac{(V_i - I_L R_L)D^2 T_s}{2LI_s} \quad (2.61)$$

Al obtener el factor común del primer miembro se tiene:

$$\frac{V_s - V_i + I_L R_L}{V_i - I_L R_L} = \frac{(V_i - I_L R_L)D^2 T_s}{2LI_s} \quad (2.62)$$

Finalmente, el ciclo de trabajo resulta como:

$$D = \sqrt{\frac{2LI_s(V_s - V_i + I_L R_L)}{(V_i - I_L R_L)^2 T_s}} \quad (2.63)$$

2.4.3.- Rizado de la tensión de salida del convertidor Boost

De acuerdo con los estados de conducción del Boost de las Fig. 2.11 y 2.12, el rizado en la tensión de salida del convertidor tiene la forma de onda de la Fig. 2.18:

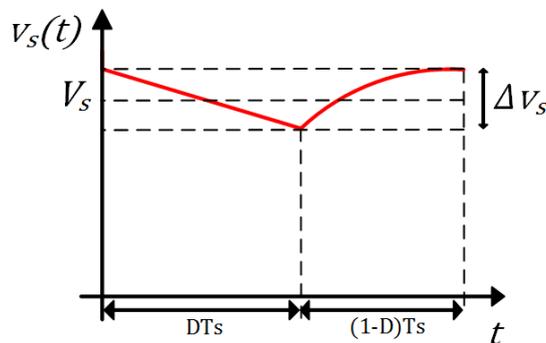


Figura 2.18.- Forma de onda del rizado de tensión en la salida del convertidor Boost

En el tiempo de encendido se descarga el capacitor en la carga resistiva, mientras que en el tiempo de apagado se carga el capacitor, por lo que el rizado de la tensión de salida ΔV_s , está dado por:

$$\Delta V_s = V_s(t_o) - V_s(t_{on}) \quad (2.64)$$

Donde $V_s(t_o)$ es el valor de la tensión de salida en el tiempo $t = 0$, y $V_s(t_{on})$ el valor de la tensión de salida en el tiempo de encendido del interruptor.

Como se observa, la tensión de salida es igual a la tensión en el capacitor más la caída de tensión en su resistencia, por lo que:

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_s(t) dt + I_s(t)R_c \quad (2.65)$$

Al considerar un rizado despreciable en la corriente de salida, la solución a (2.65) es:

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} (I_s t_{on}) + I_s R_c = \frac{I_s D T_s}{C} + I_s R_c \quad (2.66)$$

Que a su vez, es igual a:

$$\Delta V_s = \frac{V_s D T_s}{R_s C} + \frac{V_s R_c}{R_s} = \frac{V_s}{R_s} \left(\frac{D T_s}{C} + R_c \right) \quad (2.67)$$

Por lo que el valor del capacitor está dado por:

$$C \approx \left(\frac{V_s D T_s}{\Delta V_s R_s - V_s R_c} \right) \quad (2.68)$$

2.5.- Convertidores CD-CA

Los convertidores de CD-CA se conocen como *inversores*. Estos inversores producen una tensión o corriente alterna a partir de una fuente de CD. Esta fuente de CD puede ser la salida regulada de un convertidor CD-CD [45]. Los inversores controlan los valores de la tensión y frecuencia de la señal de CA [46]. Entre sus diversas aplicaciones se encuentran las fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS), control de velocidad de motores de CA, energías renovables (eólica y solar), entre otras [45]. Si la entrada al inversor es una fuente de tensión de CD se conocen como (*VSI-voltage source inverter*), mientras que, si la entrada es una fuente de corriente de CD, se conocen como (*VSI-current source inverter*) [44].

Los inversores son monofásicos o trifásicos. Existen diferentes tipos de inversores como son:

- Medio puente
- Puente completo
- Contrafase o Push-Pull

Comúnmente se utiliza el inversor puente completo, aunque existen diversas variantes de este inversor como las mostradas en [3]. La presente tesis se enfoca en el estudio del inversor tipo puente completo como el que se muestra en la Fig. 2.19, debido a que en la implementación del sistema fotovoltaico se utiliza un módulo que contiene al inversor puente completo, mostrado en el capítulo IV.

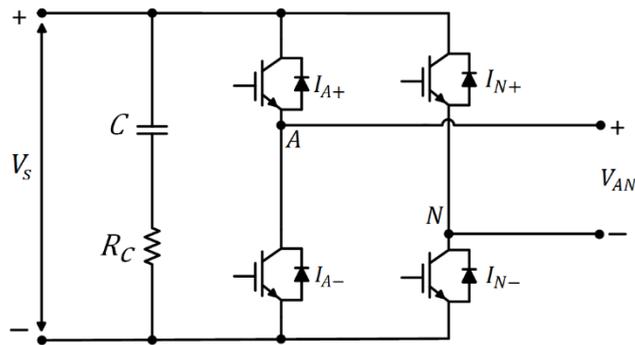


Figura 2.19.- Diagrama del inversor tipo puente completo

Así como se realiza el control de los convertidores CD-CD mediante la técnica de modulación del ancho de pulso (PWM), de la misma manera se realiza para los inversores. Existen diversas técnicas PWM que se utilizan [46]:

- PWM de un solo pulso
- PWM de pulsos múltiples
- PWM sinusoidal
- PWM sinusoidal modificado
- Control por desplazamiento de fase

De las técnicas mencionadas, la más utilizada es la de PWM sinusoidal, que se presenta en la siguiente sección.

2.5.1.- PWM Sinusoidal

A fin de producir una forma de onda sinusoidal en la tensión de salida del inversor, la señal de control es de forma *sinusoidal* a la frecuencia deseada, mientras que la forma de la onda comparadora es *triangular* a la frecuencia de conmutación de los interruptores del inversor, tal como se muestra en la Fig. 2.20 [44]. La forma sinusoidal de la señal de control propicia que se tenga menor cantidad de armónicos en la tensión de salida [44], [46].

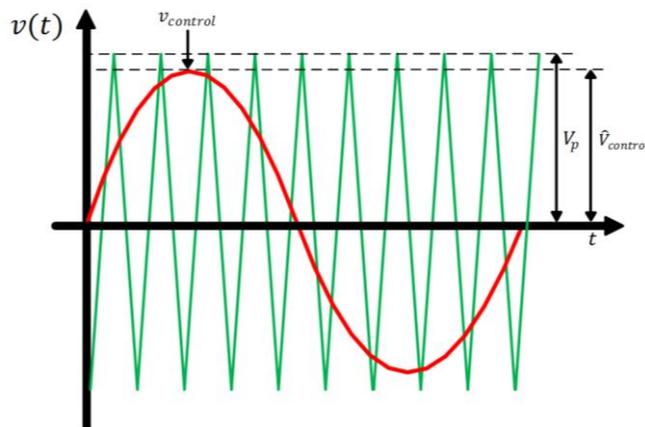


Figura 2.20.- Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un inversor mediante la comparación de la señal de control y la señal triangular mediante la técnica PWM sinusoidal

Para obtener la amplitud de la onda sinusoidal requerida, se calcula la relación de modulación de amplitud (m_a) dada por [44]:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{V_p} \quad (2.69)$$

En la Fig. 2.20 y en (2.69), $\hat{V}_{control}$ es el valor pico de la señal de control sinusoidal, mientras que V_p es el valor pico de la señal triangular. Cuando el valor de m_a varía de cero a uno, la señal de salida del inversor es modulada, por tanto, tiene menor contenido armónico. Si el valor de m_a es mayor a uno, la señal de salida del inversor opera desde la zona de sobremodulación hasta la zona de ondas cuadradas, por tanto, tiene mayor contenido armónico. Cuando el valor pico de la señal de control y la señal triangular es igual, el valor de m_a es igual a uno [44].

Para obtener la frecuencia de la onda sinusoidal requerida, se realiza el cálculo mediante la relación de modulación de frecuencia (m_f) dada por (2.70), donde f_s es la frecuencia de la onda triangular, mientras que f_1 es la frecuencia de la onda sinusoidal deseada [44]:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.70)$$

Es recomendable utilizar la frecuencia de conmutación f_s lo más alta posible, ya que permite disminuir el contenido armónico en la salida del inversor, tal como se muestra en la Fig. 2.21.

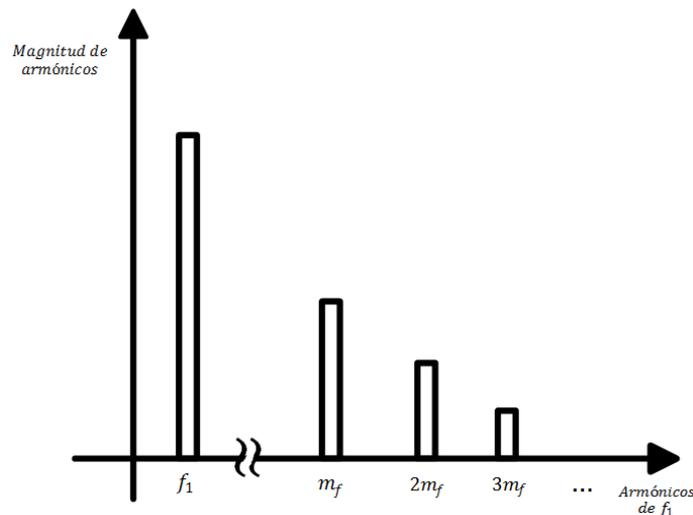


Figura 2.21.- Diagrama de contenido armónico para la señal de salida del inversor

En la Fig. 2.21, los armónicos en la tensión de salida del inversor aparecen como bandas laterales, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, aparecen en m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc., siempre y cuando m_a se encuentre entre cero y uno. En (2.70) se observa que, entre mayor sea la frecuencia de conmutación, el primer grupo de armónicos estará más alejado de la frecuencia fundamental f_1 [44].

Se debe tener en cuenta que para valores pequeños de modulación de frecuencia $m_f \leq 21$, m_f debe ser entero, de lo contrario, se generan subarmónicos de la frecuencia fundamental con amplitud considerable; mientras que para $m_f > 21$ las amplitudes de los subarmónicos son pequeñas. La elección de la frecuencia de conmutación del inversor debe estar fuera del rango audible, es decir, $6 \text{ kHz} < f_s < 20 \text{ kHz}$ [44].

Para el inversor tipo puente completo existen tres modos de control por conmutación PWM sinusoidal [44]:

- PWM con conmutación por tensión bipolar.
- PWM con conmutación por tensión unipolar.
- PWM con conmutación híbrida [3], [47].

2.5.1.1.- PWM Sinusoidal por conmutación Bipolar

En este tipo de control los interruptores diagonalmente opuestos conducen simultáneamente, como lo muestra la Fig. 2.22. Esta técnica utiliza una señal de control sinusoidal como la que se muestra en la Fig. 2.20.

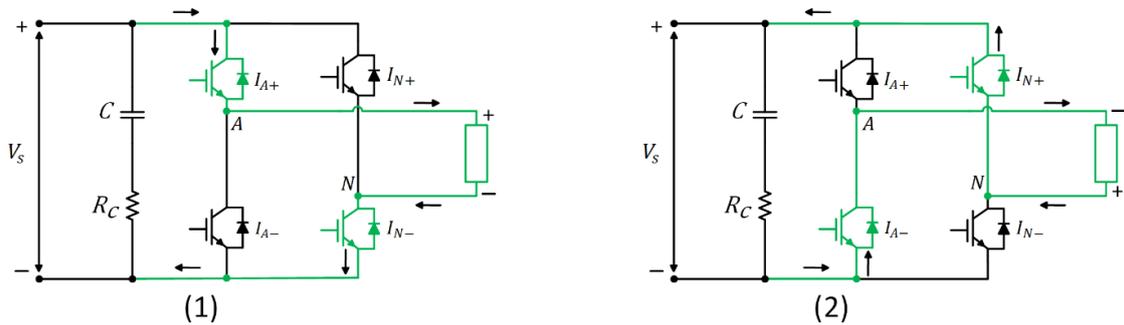


Figura 2.22.- Diagrama del inversor tipo puente completo con los estados de conducción de los interruptores de potencia del inversor tipo puente completo para el modo PWM bipolar

En el PWM bipolar, los saltos de tensión se muestran en la Fig. 2.23, donde tienen un valor de dos veces la tensión de entrada multiplicada por su modulación de amplitud m_a , donde V_s es la tensión de entrada de CD del inversor, y V_{AN1} es la forma de onda filtrada de la fundamental. Su contenido armónico viene dado por grupos múltiplos de la frecuencia de conmutación, que son m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc.

Para este caso, el valor de m_f debe ser entero e impar; lo que resulta en una simetría impar, y simetría de media onda, características de una onda sinusoidal; por tanto, solo los armónicos impares están presentes [44].

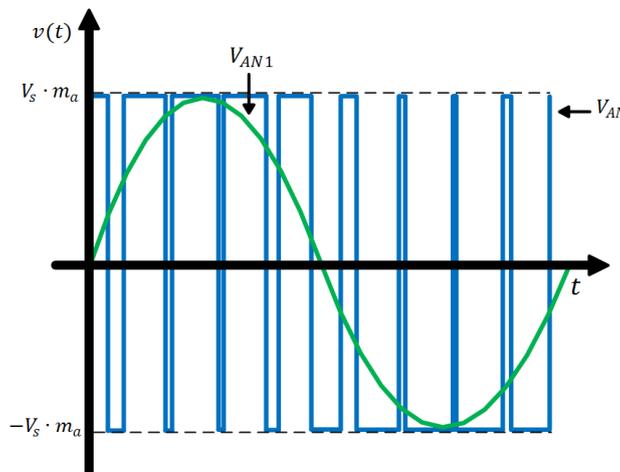


Figura 2.23.- Señal modulada a la salida del inversor mediante la conmutación por tensión bipolar V_{AN} (azul), junto a la señal fundamental filtrada V_{AN1} (verde)

2.5.1.2.- PWM Sinusoidal por conmutación Unipolar

En este tipo de control se tienen cuatro estados de conducción. Los interruptores diagonalmente opuestos conducen simultáneamente, además pueden conducir los interruptores del mismo nivel como lo muestra la Fig. 2.24. Esta técnica utiliza dos señales de control sinusoidales desfasadas 180° entre ellas, como se muestra en la Fig. 2.25. Cada señal sinusoidal controla a una rama del inversor.

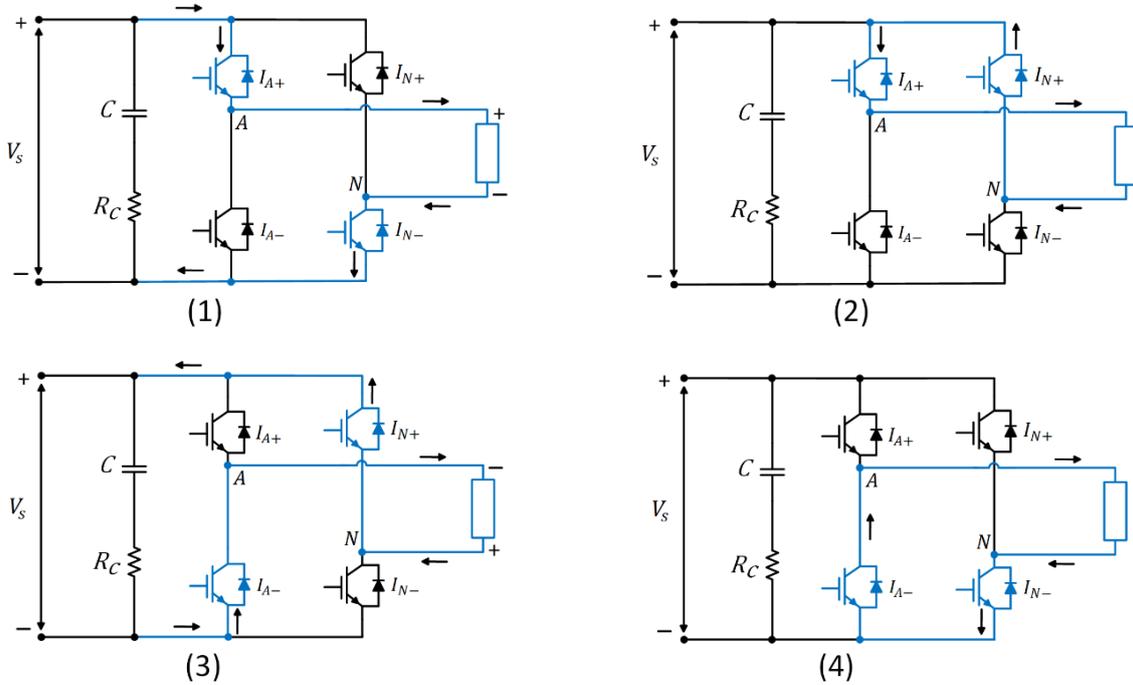


Figura 2.24.- Diagrama del inversor tipo puente completo con los estados de conducción de los interruptores de potencia del inversor tipo puente completo para el modo PWM unipolar

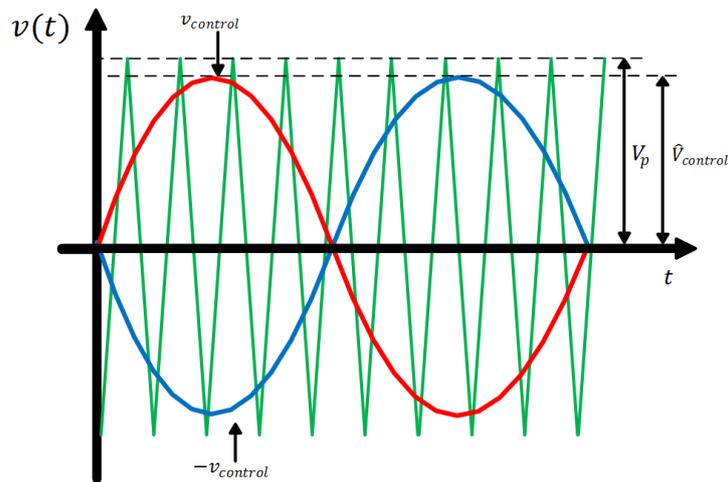


Figura 2.25.- Gráfica de obtención de los pulsos para los interruptores de potencia de un inversor mediante la comparación de la señal de control y la señal triangular mediante la técnica PWM unipolar

En el PWM unipolar, los saltos de tensión se muestran en la Fig. 2.26, donde su valor va desde cero hasta la tensión de entrada multiplicada por su modulación de amplitud m_a , V_s es la tensión de entrada de CD del inversor, y V_{AN1} es la forma de onda filtrada de la fundamental.

Debido a que la salida del inversor es la diferencia de tensiones entre los puntos A y N, y a que se tienen dos señales de control desfasadas 180° , el contenido armónico generado en los puntos A y N se encuentran en fase, cancelándose entre sí. Con esto se logra que el primer grupo de armónicos se encuentre al doble de m_f y el resto de grupos de armónicos sean múltiplos pares de m_f , es decir, $2m_f$, $4m_f$, etc. Por tanto, el PWM unipolar presenta menor contenido armónico a diferencia del PWM bipolar. Para lograr que los armónicos estén en fase y se puedan cancelar, el valor de la relación de frecuencia m_f debe ser entero y par, como lo muestra (2.71) [44].

$$\phi V_A - \phi V_N = 180^\circ \cdot m_f = 0^\circ \quad (2.71)$$

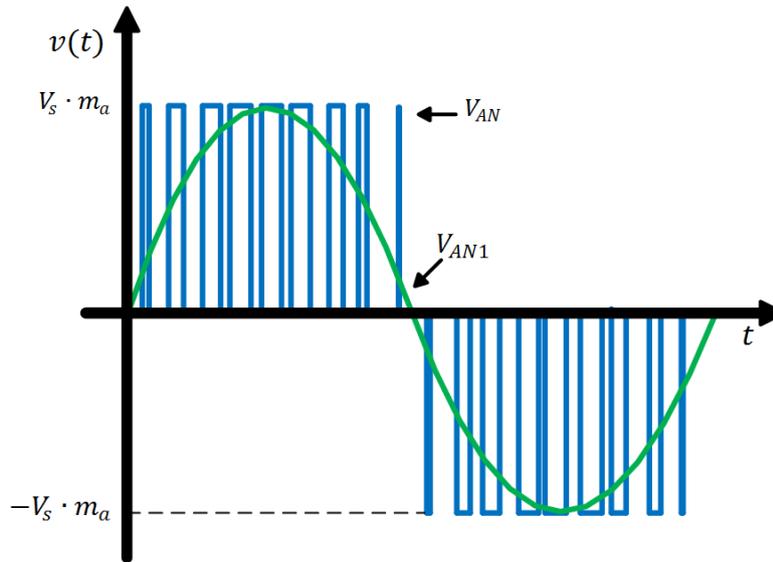


Figura 2.26.- Señal modulada a la salida del inversor mediante la conmutación por tensión unipolar V_{AN} (azul), junto a la señal fundamental filtrada V_{AN1} (verde)

2.5.1.3.- PWM Sinusoidal por conmutación híbrida

Esta técnica se basa en la conmutación tipo unipolar, presenta los mismos estados de conducción que se muestran en la Fig. 2.24, con la diferencia de que una rama es controlada en alta frecuencia y la otra rama es controlada en baja frecuencia (frecuencia de la red eléctrica). Una desventaja de este tipo de control es que sólo permite operar al convertidor en dos cuadrantes.

Para todos los modos de conmutación PWM, el valor pico de la componente de frecuencia fundamental es de:

$$\hat{V}_{AN1} = m_a V_s \quad (2.72)$$

Donde V_s es la tensión de entrada de CD del inversor y m_a es la relación de modulación de amplitud que va de cero a uno.

Cabe mencionar que de los tres modos de conmutación, la conmutación tipo bipolar genera menor ruido electromagnético. Se recomienda que para los tipos de conmutación PWM sean utilizados transformadores de aislamiento [3].

2.6.- Control de convertidores electrónicos

Para realizar el control de los convertidores se debe tener en cuenta que son circuitos no lineales; por esto, se utilizan técnicas que permiten obtener su comportamiento como si fuesen un circuito lineal. Al tratar los convertidores como lineales, se analizan mediante *funciones de transferencia*, que son modelos matemáticos en el dominio de la frecuencia en las que, a diferencia de las ecuaciones diferenciales, es posible separar el modelo en entrada, sistema y salida [46]. Por ello, con las funciones de transferencia se diseñan los lazos de control de los convertidores.

Existen dos métodos para linealizar los convertidores, que son [49]:

- Promediado del espacio de estados [44], [50]
- Conmutador PWM [49]

El método de Conmutador PWM es el más utilizado, y se caracteriza por tener un circuito equivalente de *gran señal* donde cada variable es denotada en mayúsculas, que representa el punto de operación nominal del convertidor; y por el circuito equivalente de *pequeña señal* donde cada variable es denotada en minúsculas con el símbolo (^), que representa la perturbación o la variación de la señal de control de su punto de referencia. Cabe señalar que del modelo promediado en el espacio de estados no se obtienen buenos resultados cuando se opera en DCM [49].

2.6.1.- Método del conmutador PWM

En casi todos los convertidores conmutados se encuentra una topología común como la que se muestra en la Fig. 2.27; donde T es un interruptor activo o controlado, D es un interruptor pasivo o no controlado, C_{CB} un capacitor y L_{CB} un inductor. Esta topología es conocida como *celda básica de conmutación*.

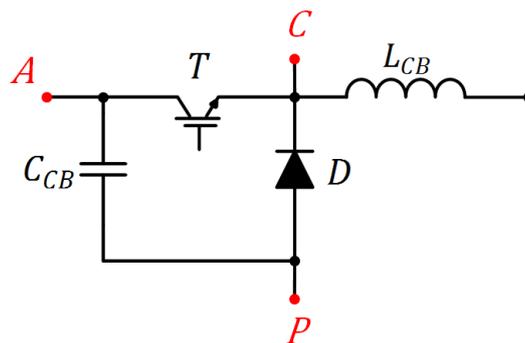


Figura 2.27.- Circuito de la celda básica de conmutación para el modelo del conmutador PWM

De la celda básica se identifican tres terminales:

- A.- pertenece a la terminal del interruptor activo o controlado.
- P.- pertenece a la terminal del interruptor pasivo o no controlado.
- C.- pertenece a la terminal que comparten los interruptores activo y pasivo.

Para este método se tienen circuitos equivalentes de *gran señal* y de *pequeña señal* para el CCM que se muestra en la Fig. 2.28 y para el DCM que se muestra en la Fig. 2.29 [49].

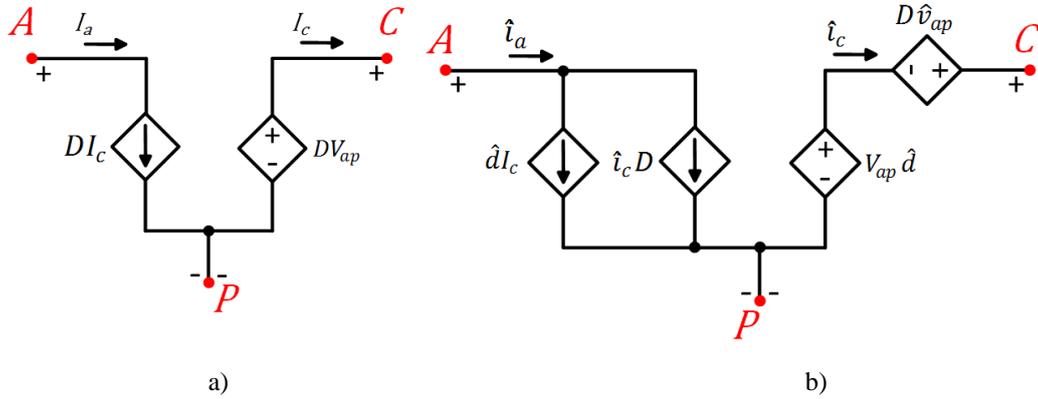


Figura 2.28.- Circuitos equivalentes para la celda básica de conmutación en el modo de conducción continua. a) Gran señal, b) Pequeña señal.

En los circuitos de la Fig. 2.28, I_a e I_c son las corrientes que circulan por las terminales A y C de la celda básica, respectivamente; V_{ap} es la tensión entre las terminales A y P, y D es el ciclo de trabajo del interruptor. Además, las variables, \hat{i}_a , \hat{i}_c , \hat{v}_{ap} y \hat{d} , son las variables mencionadas anteriormente en pequeña señal.

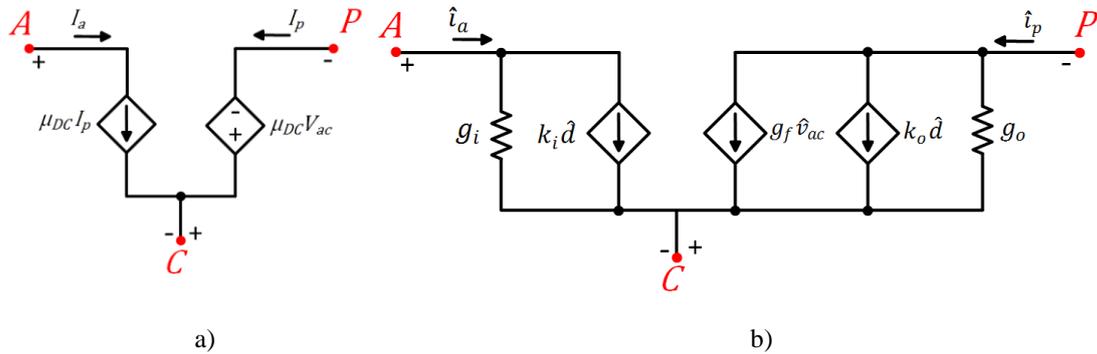


Figura 2.29.- Circuitos equivalentes para la celda básica de conmutación discontinua. a) Gran señal, b) Pequeña señal.

En los circuitos de la Fig. 2.29, I_a e I_p son las corrientes que circulan por las terminales A y P de la celda básica, respectivamente y V_{ac} es la tensión entre las terminales A y C. Además, las variables \hat{i}_a , \hat{i}_p y \hat{v}_{ac} son las mencionadas anteriormente en pequeña señal. El valor de μ_{DC} se muestra en (2.73), donde D es el ciclo de trabajo del interruptor, f_s es la frecuencia de conmutación, V_{cp} es la tensión entre las terminales C y P, y L es la inductancia del convertidor [49].

$$\mu_{DC} = \frac{D^2}{2Lf_s} \frac{V_{cp}}{I_a} = \frac{D^2}{2Lf_s} \frac{V_{ac}}{I_p} \quad (2.73)$$

$$V_{cp} = \mu_{DC} V_{ac} \quad I_a = \mu_{DC} I_p \quad (2.74)$$

Las ganancias de las fuentes de corriente de la Fig. 2.29 b) se muestran en (2.75), mientras que los valores de las resistencias se muestran en (2.76).

$$k_i = 2 \frac{I_a}{D} \quad k_o = 2 \frac{I_p}{D} \quad g_f = 2 \frac{I_p}{V_{ac}} \quad (2.75)$$

$$g_i = 2 \frac{I_a}{V_{ac}} \quad g_o = \frac{I_p}{V_{cp}} \quad (2.76)$$

2.6.2.- Tipos de control de convertidores

Los métodos de control para los convertidores electrónicos de potencia son:

- Control modo tensión
- Control modo corriente pico (CIC)
- Control modo corriente media (ACC)

El control modo tensión regula el nivel de tensión determinado por el valor de referencia o “set point”. El control modo corriente regula el valor pico (CIC) o medio (ACC) de la corriente que circula por el inductor del convertidor. Los controles modo corriente siempre son lazos de control internos al lazo de tensión, por lo que primero se debe realizar el lazo de control de corriente.

El control realimentado debe cumplir con tres características [49]:

- *Precisión.*- no debe ser afectado por variaciones de carga, tensión de entrada, o alguna otra variable.
- *Velocidad de respuesta.*- debe ser rápida, pues depende del ancho de banda.
- *Estabilidad.*- se expresa por los márgenes de ganancia y de fase del lazo de control.

Para diseñar los lazos de control de los convertidores se recomienda que se cumpla la condición (2.77) en que la frecuencia de cruce f_c del primer lazo se encuentre entre 5 y 10 veces por debajo de la frecuencia de conmutación, f_s , con la finalidad de mantener márgenes de estabilidad adecuados en el sistema [49]. La condición (2.77) es aplicable también para los lazos externos respecto a los lazos internos.

$$\frac{f_s}{10} \leq f_c \leq \frac{f_s}{5} \quad (2.77)$$

Capítulo III

Control de convertidores electrónicos de potencia

En el presente capítulo se definen los valores nominales del sistema fotovoltaico a analizar para el modo isla y el modo red, a partir de los cuales, se calculan los parámetros pasivos de los convertidores electrónicos de potencia. Posteriormente, se diseñan los lazos de control de corriente y tensión de los convertidores mediante los diagramas de bloques y las funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia, sintonizando los controladores mediante SISOTOOL de Matlab® y verificando su estabilidad mediante los diagramas de Bode.

3.1.- Modelado del sistema fotovoltaico

Para el modelado del sistema fotovoltaico, el panel solar es sustituido por una fuente de CD programable para emular el comportamiento de dos paneles de 48 V conectados en serie, obteniendo una tensión de 96 V con una potencia generada de 2000 W. Esta consideración se realiza para disminuir la corriente de entrada al convertidor. El sistema es diseñado para realizar una conversión de dos etapas como la mostrada en la Fig. 1.9, con la diferencia de que el transformador es relación 1:1.

Para elegir la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia, se considera que tanto el IGBT del convertidor CD-CD, como los del inversor, tendrán la misma frecuencia de onda portadora para obtener el mismo tiempo de muestreo en los lazos de control de los convertidores, como se menciona en las secciones 3.4.1.1, 3.4.2.1, 3.5.1.1 y 3.5.2.1.

Para seleccionar el valor de la frecuencia de conmutación de ambos convertidores, se prioriza el funcionamiento del inversor, ya que debe cumplir las condiciones mencionadas en el capítulo II de modulación de frecuencia m_f , rango audible, pérdidas y contenido armónico.

Si se considera que la frecuencia de conmutación es de 5 kHz, y que se desean obtener señales de CA de 60 Hz en el inversor, a partir de (2.70), se observa que la amplitud de los subarmónicos en el inversor es pequeña, ya que $m_f > 21$ [44]. Además, las pérdidas por conmutación son bajas, ya que, como se muestra en (3.2), estas dependen de la frecuencia de conmutación [45].

$$m_f = \frac{5000 \text{ Hz}}{60 \text{ Hz}} = 83.3333 \quad (3.1)$$

En (3.2), $P_{sw(ON)}$ y $P_{sw(OFF)}$ son las pérdidas por conmutación en el encendido y apagado de los interruptores, respectivamente; mientras que E_{ON} y E_{OFF} son la energía que se disipa en el encendido y apagado en ciertas condiciones de tensión y corriente en los IGBT. Estos valores son proporcionados por los fabricantes, donde f_s es la frecuencia de conmutación [45].

$$P_{sw(ON)} = E_{ON} \cdot f_s \quad P_{sw(OFF)} = E_{OFF} \cdot f_s \quad (3.2)$$

Por lo tanto, la frecuencia de conmutación seleccionada para el inversor y el convertidor CD-CD es de 5 kHz.

3.2.- Diseño del convertidor CD-CD

Una vez definido el valor de la frecuencia de conmutación, se diseña el convertidor CD-CD tipo Boost para una potencia máxima de 2000 W, con una tensión de entrada de 96 V. Por tanto, la corriente generada es:

$$I_L = \frac{2000 \text{ W}}{96 \text{ V}} = 20.8333 \text{ A} \quad (3.3)$$

El Boost se diseña para suministrar una tensión de 200 VCD, para cumplir con el valor pico o RMS de la tensión de salida que se desea obtener en el inversor, tal como se muestra en (2.72). Además, se considera que operará en el modo de conducción continua (CCM), por lo que, primero se calcula el valor de la inductancia mínima para permanecer en este modo de operación, como se muestra en (2.42).

Primero se obtiene el ciclo de trabajo del interruptor con (2.31). Debido a que se desconoce el valor de la inductancia del convertidor, el valor de la resistencia del inductor se desprecia. Además, se considera que se tiene la misma potencia en ambos modos de operación, por lo que el ciclo de trabajo en el modo Isla y en el modo Red tiene un valor de:

$$D = D_{BI} = D_{BG} = \frac{(2(200 \text{ V}) - 96 \text{ V}) - \sqrt{(96 \text{ V})^2 - 4(0)}}{2(200 \text{ V})} = 0.52 \quad (3.4)$$

Con el ciclo de trabajo mostrado en (3.4), se obtiene la corriente de salida del Boost considerando (2.23) como:

$$I_s = (1 - D)I_L = (1 - 0.52)(20.8333 \text{ A}) = 10 \text{ A} \quad (3.5)$$

La inductancia mínima para permanecer en CCM se calcula de (2.42), y tiene un valor de:

$$L_{min} = \frac{(96 \text{ V})(0.52)(1 - 0.52) \left(\frac{1}{5000 \text{ Hz}} \right) - (0)}{2(10 \text{ A})} = 239.616 \mu\text{H} \quad (3.6)$$

Por tanto, a partir de (3.6) se elige un valor de inductancia de:

$$L = 500 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

Para este valor de inductancia, según los valores típicos de los fabricantes, la resistencia interna se considera de:

$$R_L = 70 \text{ m}\Omega \quad (3.8)$$

Debido a que la corriente del capacitor es muy pequeña, se pueden despreciar las pérdidas en su resistencia, por lo que, con base en (2.16) la potencia de salida del Boost es:

$$P_s = 2000 - (20.83333)^2(0.07) = 1969.618 \text{ W} \quad (3.9)$$

Con base a (2.39), la corriente mínima inyectada para entrar en conducción discontinua es:

$$I_L = \frac{(96 V - (20.8333 A)(0.07 \Omega))(0.52) \left(\frac{1}{5000 Hz}\right)}{2(500 \mu H)} = 9.832333 A \quad (3.10)$$

3.3.- Diseño del convertidor CD-CA

Una vez que se obtienen los parámetros del convertidor Boost, se calculan los elementos pasivos necesarios para el control del inversor.

3.3.1.- Parámetros pasivos de entrada del convertidor CD-CA

Para obtener el valor del capacitor, de acuerdo con (2.68), su mínimo valor es:

$$C \geq \left(\frac{V_s D T_s}{\Delta V_s R_s - V_s R_c} \right) \quad (3.11)$$

Esta ecuación fue obtenida considerando únicamente al convertidor Boost conectado a una carga resistiva. Para obtener el valor del capacitor de entrada del inversor, que, a su vez, es el de salida del Boost, se puede calcular mediante (3.12) [7]. La ecuación (3.12) parte de que la corriente del bus de CD sigue la forma de onda de un $sen^2(\omega t)$, por lo que se hace más recomendable calcular el capacitor mediante la siguiente ecuación [51].

$$C \geq \left(\frac{S}{2\omega_{inv} V_s \Delta V_s} \right) \quad (3.12)$$

En (3.12), S es la potencia de entrada al inversor, ω_{inv} es la frecuencia de operación del inversor, V_s es la tensión promedio del bus de CD, ΔV_s el rizado de la tensión de CD y C es el capacitor del bus de CD.

Debido a que el sistema es implementado en un módulo que contiene el convertidor Boost y el inversor puente completo, como se menciona en el capítulo IV, el capacitor del bus de CD del módulo tiene un valor de:

$$C = 1.1 mF \quad (3.13)$$

A partir de (3.13), se calcula el valor del rizado mediante:

$$\Delta V_s \geq \left(\frac{S}{2\omega_{inv} V_s C} \right) \quad (3.14)$$

Con el capacitor mostrado en (3.13), el valor del rizado de la tensión del bus de CD es del 6%. En (3.14) se observa que, el valor del rizado disminuye si la potencia del inversor disminuye o si el valor del capacitor aumenta.

La resistencia interna (RES) para este valor del capacitor de acuerdo con valores típicos de fabricantes, se considera de:

$$R_c = 20 m\Omega \quad (3.15)$$

3.3.2.- Parámetros pasivos del filtro de salida del convertidor CD-CA

Para obtener una señal de salida sinusoidal lo más parecida a la de la red eléctrica, se debe utilizar un filtro pasa-bajas. Existen varias configuraciones, pero las más utilizadas son LC y LCL [52]-[54].

Para esta tesis se utiliza un filtro LCL. Este filtro presenta una atenuación de 60dB/década a partir de la frecuencia de resonancia, tiene una baja distorsión de la corriente de salida y baja producción de potencia reactiva, sin embargo, llega a causar distorsión de la corriente de entrada al inversor, debido a la resonancia [55].

Para el diseño de los filtros LCL se puede considerar un filtro LC al que se añade una inductancia más del lado de la carga o de la red. Esta inductancia adicional puede ser la inductancia de dispersión de un transformador, tal como se muestra en la Fig. 3.1. Debido a que el sistema fotovoltaico está aislado galvánicamente mediante un transformador de potencial con relación 1:1 del lado de CA, la inductancia de dispersión L_{f2} se obtiene realizando la prueba de cortocircuito. El circuito equivalente para la realización de esta prueba se muestra en la Fig. 3.2, en el que se desprecia la rama de magnetización por tener una corriente de orden muchísimo menor que la corriente inyectada [56]-[57]. Los resultados de la prueba se muestran en la tabla 3.1.

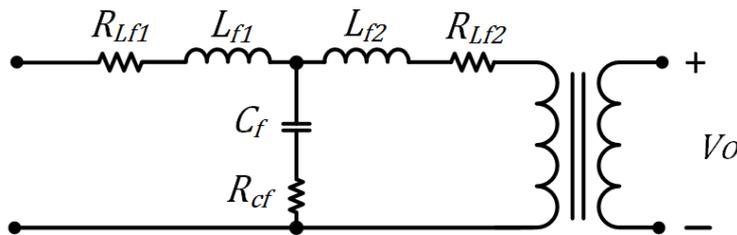


Figura 3.1.- Circuito del filtro LCL conectado al transformador monofásico

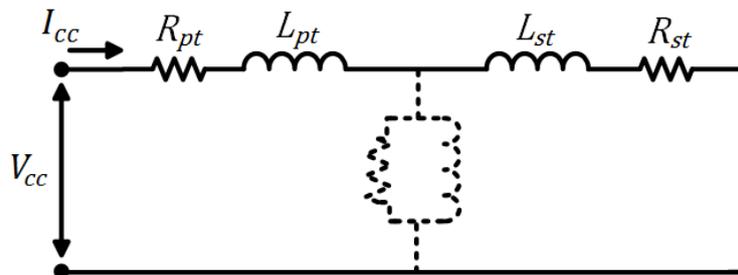


Figura 3.2.- Circuito equivalente del transformador monofásico para la prueba de cortocircuito, con la rama de magnetización considerada como despreciable

Tabla 3.1.- Resultados de la prueba de cortocircuito al transformador monofásico

RESULTADOS DE LA PRUEBA DE CORTO CIRCUITO	
V _{cc}	3.48 V
I _{cc}	16.32 A
P _{cc}	40 W

De la tabla 3.1 se obtienen los valores de la resistencia en serie de los devanados y los valores de la inductancia de dispersión. Para obtener el valor de la resistencia se calcula el valor de la resistencia total de la prueba de cortocircuito mediante:

$$R_{cc} = \frac{P_{cc}}{I_{cc}^2} = 0.1501 \Omega \quad (3.16)$$

Además del circuito equivalente de la Fig. 3.2, la resistencia total de cortocircuito también es igual a:

$$R_{cc} = R_{pt} + a^2 R_{st} \quad (3.17)$$

Donde a es la relación de transformación dada por:

$$a^2 = \frac{Z_{pt}}{Z_{st}} = \frac{X_{pt}}{X_{st}} = \frac{R_{pt}}{R_{st}} \quad (3.18)$$

Debido a que la relación de transformación es 1:1, en (3.18) se observa que los valores de resistencia de los devanados en ambos lados del transformador son iguales, tal como se muestra:

$$R_{pt} = a^2 R_{st} = (1)^2 R_{st} \rightarrow R_{pt} = R_{st} \quad (3.19)$$

Por lo tanto, el valor de las resistencias en serie de los devanados de ambos lados del transformador es:

$$R_{pt} = R_{st} = \frac{0.1501}{2} = 0.07509 \Omega \quad (3.20)$$

Para obtener el valor de la inductancia de dispersión se calcula el valor de la reactancia total de la prueba de cortocircuito mediante:

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2} \quad (3.21)$$

Donde Z_{cc} es la impedancia total de la prueba de cortocircuito que se obtiene mediante:

$$Z_{cc} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = 0.2132 \Omega \quad (3.22)$$

Además del circuito equivalente de la Fig. 3.2, la reactancia total de cortocircuito también es igual a:

$$X_{cc} = X_{pt} + a^2 X_{st} = 0.19953 \Omega \quad (3.23)$$

Donde a es la relación de transformación dada por (3.18).

Debido a que la relación de transformación es 1:1, en (3.18) se observa que los valores de la reactancia de dispersión de los devanados de ambos lados del transformador son iguales, tal como se muestra:

$$X_{pt} = a^2 X_{st} = (1)^2 X_{st} \rightarrow X_{pt} = X_{st} \quad (3.24)$$

Por lo que el valor de las reactancias de dispersión en ambos lados del transformador es:

$$X_{pt} = X_{st} = \frac{0.19953}{2} = 0.09977 \Omega \quad (3.25)$$

Por lo tanto, el valor de la inductancia de dispersión en ambos lados del transformador se obtiene mediante:

$$X_{pt} = X_{st} = 2\pi fL \quad (3.26)$$

Donde f es la frecuencia de 60 Hz. Al despejar la inductancia se obtiene:

$$L_{pt} = L_{st} = \frac{X_{pt}}{2\pi f} = 264.65\mu H \quad (3.27)$$

Para el diseño del inductor a la salida del inversor L_{f1} y del capacitor del lado de la red eléctrica C_f , se consideran los valores nominales que se presentan en la tabla 3.2.

Tabla 3.2.- Valores nominales del inversor para el diseño del filtro LCL

VALORES NOMINALES DEL INVERSOR	
S	1969.618 VA
V_s	200 V
V_o	127 V _{RMS}
I_{Lf1}	15.5088 A _{RMS}

El diseño del inductor L_{f1} se realiza al considerar que su caída de tensión no sea mayor a un 5% de la tensión nominal en la carga, es decir [4], [33]:

$$V_{L_{f1}} = 0.05 \cdot V_o \quad (3.28)$$

Para obtener el valor de L_{f1} se tiene:

$$X_{L_{f1}} = \frac{V_{L_{f1}}}{I_{L_{f1}}} = \omega_{red} L_{f1} \quad (3.29)$$

Donde $X_{L_{f1}}$ es la reactancia del inductor L_{f1} , $V_{L_{f1}}$ es la tensión e $I_{L_{f1}}$ es la corriente de L_{f1} . Al despejar el valor de L_{f1} resulta:

$$L_{f1} \leq \frac{V_{L_{f1}}}{I_{L_{f1}} \omega_{red}} = 1.086 \text{ mH} \quad (3.30)$$

Donde ω_{red} es la frecuencia angular de la red eléctrica. A partir de (3.30), el valor de L_{f1} se elige de 750 μ H.

El diseño del capacitor C_f , se realiza al considerar que la corriente demandada no sea mayor a un 5% de la corriente nominal en la carga, para no consumir gran cantidad de potencia reactiva, es decir [4], [33]:

$$I_{cf} = 0.05 \cdot I_{L_{f1}} \quad (3.31)$$

Para obtener el valor de C_f se tiene:

$$X_{cf} = \frac{V_{cf}}{I_{cf}} = \frac{1}{\omega_{red} C_f} \quad (3.32)$$

Donde X_{cf} es la reactancia del capacitor C_f , V_{cf} es la tensión e I_{cf} es la corriente de C_f . Si se considera a V_{cf} del mismo valor en la carga, y al despejar C_f se tiene:

$$C_f \leq \frac{I_{cf}}{V_{cf}\omega_{red}} = 16.196 \mu F \quad (3.33)$$

Donde ω_{red} es la frecuencia angular de la red eléctrica. A partir de (3.33), el valor de C_f se elige de 10 μF .

Con estos valores, la frecuencia de resonancia del filtro LCL debe cumplir con la condición que se muestra en (3.34), con el fin de evitar problemas de resonancia en la parte baja y alta del espectro armónico [54]:

$$10\omega_{red} \leq \omega_{res} \leq \frac{\omega_s}{2} \quad (3.34)$$

Donde:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} \cdot L_{f2} \cdot C_f}} \quad (3.35)$$

L_{f2} es igual a dos veces la inductancia de fugas ya que se encuentra en el primario y secundario del transformador; por tanto, al verificar la condición (3.34) resulta:

$$3769.9111 \frac{rad}{s} \leq 17951.6602 \frac{rad}{s} \leq 15707.9632 \frac{rad}{s} \quad (3.36)$$

Como se observa, no se cumple la condición, por lo que, se anexa una inductancia en serie de 500 μH con la inductancia de fugas. Al calcular nuevamente la condición (3.34) se tiene:

$$3769.9111 \frac{rad}{s} \leq 15181.7897 \frac{rad}{s} \leq 15707.9632 \frac{rad}{s} \quad (3.37)$$

Por tanto, el inductor del lado de la carga o red tiene un valor de:

$$L_{f2} = 1028.53 \mu H \quad (3.38)$$

La resistencia en serie del capacitor del filtro LCL es analizada en la sección 3.4.2.

3.4.- Sistema fotovoltaico en modo Isla

El sistema fotovoltaico a analizar en modo isla se muestra en la Fig. 3.3.

Para esta condición, el sistema de generación fotovoltaica alimenta una carga resistiva de 8 Ω . El circuito equivalente se muestra en la Fig. 3.4. En este caso, el arreglo de paneles se representa por medio de la fuente de tensión de CD (V_i), la cual se conecta al convertidor Boost. Este a su vez, se conecta a la entrada del inversor puente completo. A la salida del inversor se conecta el filtro LCL diseñado en la sección 3.3.2, donde R_{Lf1} es la resistencia del inductor de 750 μH , que de acuerdo con valores típicos de fabricantes,

se considera de un valor de 0.07Ω . R_{Lf2} es la resistencia de los devanados primario y secundario del transformador, más la resistencia del inductor de $500 \mu\text{H}$, por lo que se considera de un valor de 0.21Ω . El sistema está aislado mediante el transformador de relación 1:1.

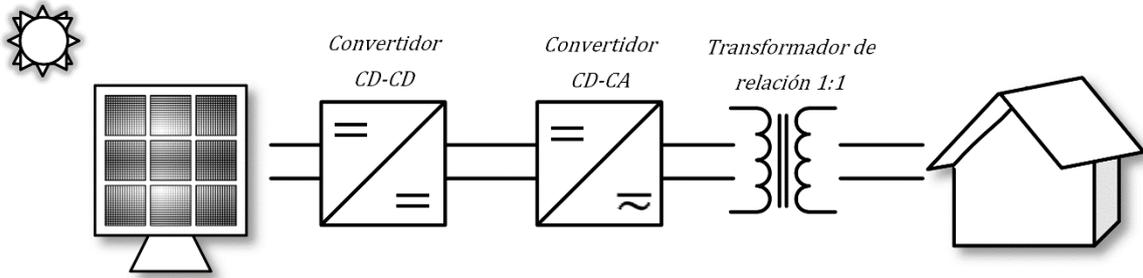


Figura 3.3.- Diagrama del sistema fotovoltaico operando en el modo Isla

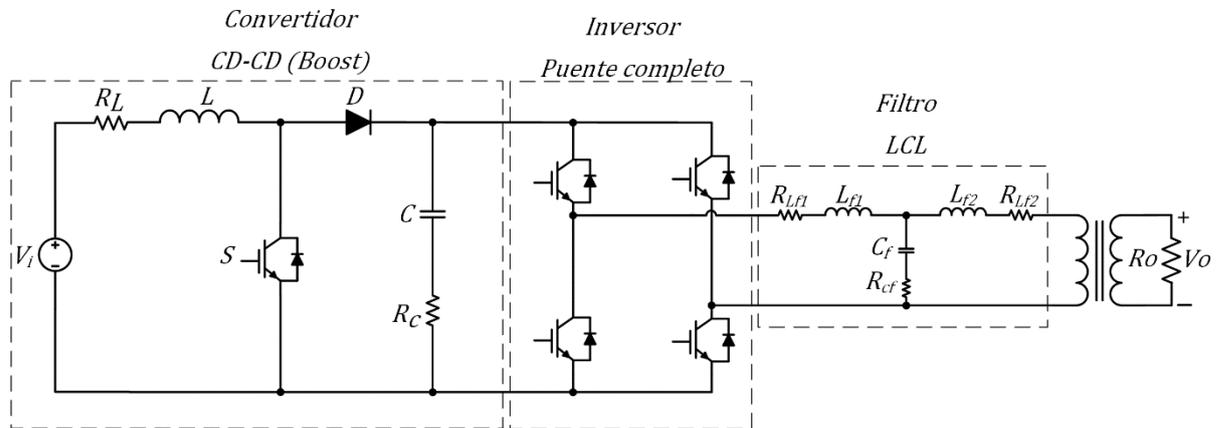


Figura 3.4.- Circuito equivalente del sistema fotovoltaico operando en el modo Isla

3.4.1.- Control del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla

Para analizar el convertidor CD-CD tipo Boost, se considera que alimenta a una carga resistiva R_s con una potencia igual a la calculada en (3.9), como se muestra en la Fig. 3.5.

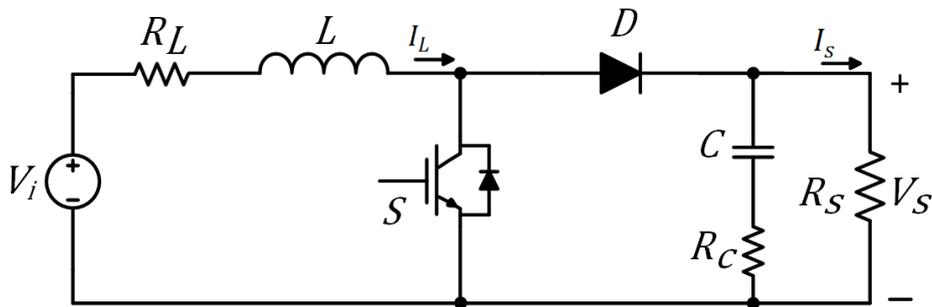


Figura 3.5.- Circuito equivalente del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

La potencia entregada a la carga resistiva R_s debe ser con tensión y corriente regulada; esta debe ser entregada al inversor puente completo para lograr la conversión requerida de CD-CA en las señales de corriente y tensión.

El diagrama de bloques para el diseño del control del Boost se muestra en la Fig. 3.6. En este caso, las señales de corriente del inductor y la tensión de salida son sensadas para realizar un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión.

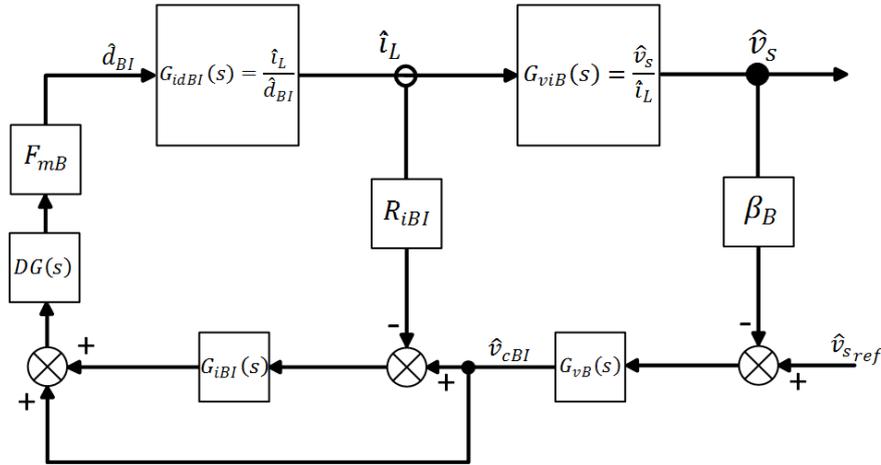


Figura 3.6.- Diagrama de bloques para el control del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

3.4.1.1.- Control de corriente del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla

El lazo de control de corriente se realiza bajo el esquema de Control por Corriente Media (Average Current Control, ACC). Primero la corriente del inductor es sensada con una ganancia R_{iBI} . Debido a que las señales de potencia del convertidor van a ser procesadas por un DSP que sólo acepta señales de entrada de 0-3 V, la ganancia R_{iBI} se obtiene de tal forma que el valor máximo instantáneo de la corriente del inductor que entra al DSP sea de un valor de 3V. Por ello, la ganancia del sensado de corriente tiene un valor de:

$$R_{iBI} = 0.06 \Omega \quad (3.39)$$

La señal sensada se compara con la señal del compensador del lazo de tensión G_{vB} , que se trata en la sección 3.4.1.2. La señal resultante entra al bloque del compensador de corriente G_{iBI} para generar la señal de control del convertidor, la señal de salida de G_{iBI} es realimentada positivamente con la señal de control del lazo de tensión, y la señal resultante entra al bloque de retardo digital $DG(s)$, que considera el retardo de tiempo causado por el proceso de muestreo y retención de la señal analógica que realiza el microcontrolador. El retardo digital está dado por la aproximación de Pade de segundo orden como [58]:

$$DG(s) \approx \frac{1 - \left(\frac{sT_{mu}}{2}\right) + \left(\frac{(sT_{mu})^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{sT_{mu}}{2}\right) + \left(\frac{(sT_{mu})^2}{12}\right)} \quad (3.40)$$

Donde T_{mu} es el periodo de muestreo de las señales analógicas definido de 10 kHz. Cabe señalar que el efecto que tiene el retardo digital en el lazo de control es un desfase de la señal de entrada con una ganancia unitaria.

La señal obtenida del retardo digital entra al bloque de ganancia del modulador F_{mB} . Esta ganancia viene dada por la comparación entre la onda portadora o “carrier” con la señal

de control obtenida de $DG(s)$. En el caso de los convertidores CD-CD, la onda portadora es una señal diente de sierra, tal como se muestra en la Fig. 2.4 b).

La ganancia F_{mB} esta dada por:

$$F_{mB} = \frac{1}{S_e T_s} = \frac{1}{V_{pp}} \quad (3.41)$$

Donde V_{pp} es el valor pico-pico de la señal externa, S_e se considera como pendiente de la rampa externa y T_s como el período de conmutación. Al definir que el valor pico-pico de la señal diente de sierra tiene un valor de la unidad, la ganancia F_{mB} tiene un valor de:

$$F_{mB} = \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{1} = 1 \quad (3.42)$$

Del bloque F_{mB} se obtienen pulsos de frecuencia constante que resultan en el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{BI} . Este ciclo de trabajo entra a la “planta” a controlar; en este caso, es la corriente del inductor como lo muestra la función de transferencia de (3.43).

$$G_{idBI}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BI}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_s = 0} \quad (3.43)$$

La obtención de la función de transferencia que relaciona la corriente del inductor \hat{i}_L con el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{BI} , se realiza al considerar que la tensión de entrada \hat{v}_i y la corriente de salida \hat{i}_s son constantes. Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{idBI}(s)$ se muestran en los anexos A y B.1. Su función de transferencia se muestra en (3.44).

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BI}} = \frac{(V_s + Z_s(1 - D))I_L}{Z_s(1 - D)^2 + Z_L} \quad (3.44)$$

Para realizar el lazo de control, la magnitud del compensador de corriente G_{iBI} a la frecuencia de conmutación debe cumplir las dos condiciones que se muestran:

$$|G_{iBI}(s)|_1 < 20 \log_{10} \left(\frac{S_e L}{(V_s - V_i) R_{iBI}} \right) \quad (3.45)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < 20 \log_{10} \left(\frac{2S_e L}{V_i R_{iBI}} \right) \quad (3.46)$$

Donde V_i es la tensión de entrada, V_s es la tensión media del bus de CD, S_e es la rampa externa, L es la inductancia del convertidor y R_{iBI} es la ganancia del sensado de la corriente del inductor. Estas condiciones se refieren a la inestabilidad en la amplitud del rizado de la señal de control $v_{control}$ como la que se muestra en la Fig. 2.4 b). La condición $|G_{iBI}(s)|_1$ establece que la señal de control $v_{control}$ que se obtiene del controlador de corriente debe ser menor que la onda portadora, mientras que la condición $|G_{iBI}(s)|_2$ implica que el rizado de la señal de control $v_{control}$ debe ser menor que el doble de su valor medio, tal que no llegue a anularse su valor instantáneo [59].

Como se observa en (3.41) y (3.42), para que la ganancia F_{mB} sea igual a uno, S_e debe ser igual a la frecuencia de conmutación; de este modo:

$$S_e = 5000 \text{ Hz} \quad (3.47)$$

Los valores de las condiciones se muestran en (3.48) y (3.49).

$$|G_{iBI}(s)|_1 < -7.9449 \quad (3.48)$$

$$|G_{iBI}(s)|_2 < -1.2290 \quad (3.49)$$

Para diseñar el lazo de control, el compensador de corriente sintonizado es:

$$G_{iBI}(s) = 0.076683 \frac{(s + 675)}{s} \quad (3.50)$$

Para verificar que se cumplan las condiciones mostradas en (3.48) y (3.49), en la Fig. 3.7 se muestra la traza de Bode del controlador.

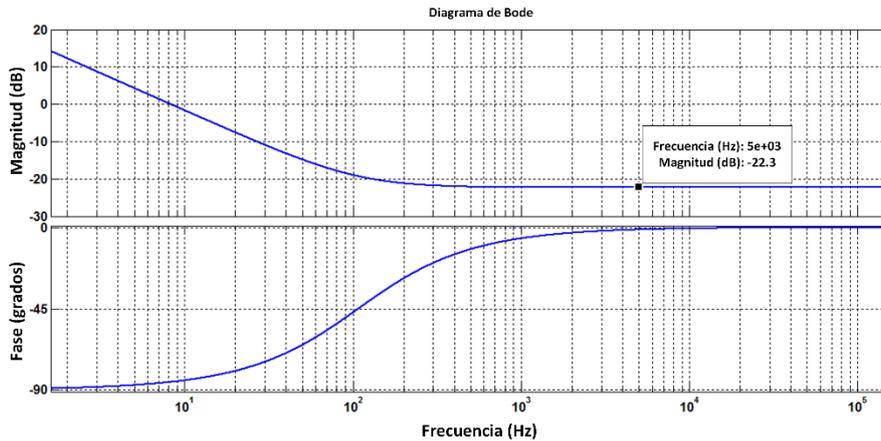


Figura 3.7.- Diagrama de Bode del controlador de corriente sintonizado del convertidor CD-CD

Como se observa, la magnitud de la respuesta del controlador a la frecuencia de conmutación tiene un valor de -22.3 dB , por lo que cumple con las condiciones de (3.48) y (3.49) al tener un valor menor.

La ecuación de lazo abierto se muestra en (3.51), y con el diagrama de Bode de la Fig. 3.8 se verifican la estabilidad y rapidez del lazo de corriente mediante los datos de la tabla 3.3.

$$T_{iBI} = R_{iBI} \cdot G_{iBI} \cdot G_{idBI} \cdot DG \cdot F_{mB} \quad (3.51)$$

Tabla 3.3.- Características del lazo de corriente del convertidor CD-CD en modo Isla

LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE	
Estabilidad	MF= 63.5° MG= 18.4 dB
Velocidad de respuesta	AB= 338 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{iBI} , se cierra el lazo para que la corriente sea controlada por la señal \hat{v}_{cBI} del lazo de control de la tensión de salida, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.6 y en (3.52).

$$G_{icBI}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{cBI}} = \frac{G_{idBI} \cdot DG \cdot F_{mB} \cdot (1 + G_{iBI})}{(1 + T_{iBI})} \quad (3.52)$$

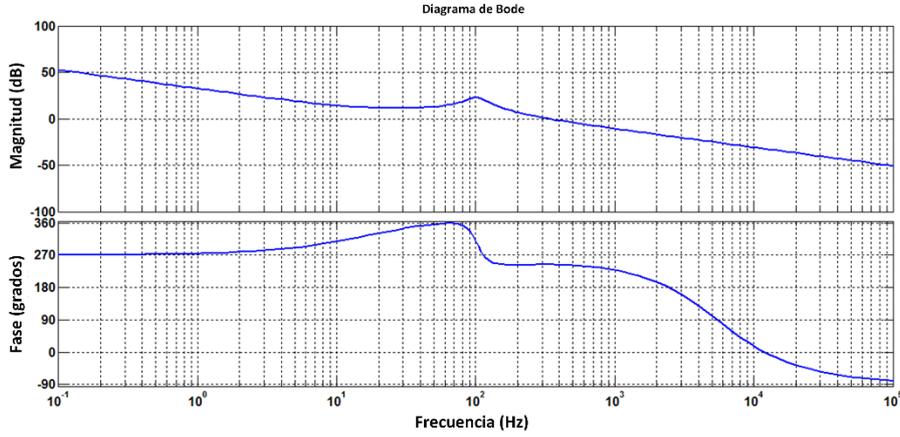


Figura 3.8.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

3.4.1.2.- Control de tensión del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Isla

Una vez obtenido el lazo de corriente de (3.52), también se puede controlar la tensión de salida del convertidor CD-CD, tal como se muestra en (3.53).

$$G_{vCB}(s) = \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_{cBI}} = G_{icBI} \cdot G_{viB} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{cBI}} \cdot \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_L} \quad (3.53)$$

$G_{viB}(s)$ se muestra en (3.54); los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{viB}(s)$ se muestran en el anexo B.2.

$$G_{viB}(s) = \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_L} = (1 - D_{BI})Z_s - DG \cdot F_{mB} \left(\frac{\hat{v}_{cBI}}{\hat{i}_L} (G_{iBI} + 1) - R_{iBI}G_{iBI} \right) I_L Z_s \quad (3.54)$$

Donde:

$$\frac{\hat{v}_{cBI}}{\hat{i}_L} = \frac{1}{G_{icBI}} = \frac{(1 + T_{iBI})}{G_{idBI} \cdot DG \cdot F_{mB} \cdot (1 + G_{iBI})} \quad (3.55)$$

Para el lazo de tensión, la ganancia del sensado es obtenida de tal forma que el valor máximo instantáneo de la tensión de salida que entra al DSP sea de 3V, por lo tanto:

$$\beta_B = 0.012 \quad (3.56)$$

Una vez obtenida la nueva planta G_{vCB} , se sintoniza el compensador de tensión G_{vB} que se muestra en (3.57).

$$G_{vB}(s) = 71.18 \frac{(s + 629)}{s(s + 794)} \quad (3.57)$$

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.58) y el diagrama de Bode de la Fig. 3.9, se verifica la estabilidad y rapidez del lazo de tensión mediante los datos de la tabla 3.4.

$$T_{vBI} = \beta_B \cdot G_{vB} \cdot G_{vCB} \quad (3.58)$$

Para el lazo de tensión, no se considera el efecto del retardo digital, ya que se encuentra en el lazo de corriente y sus efectos son despreciables.

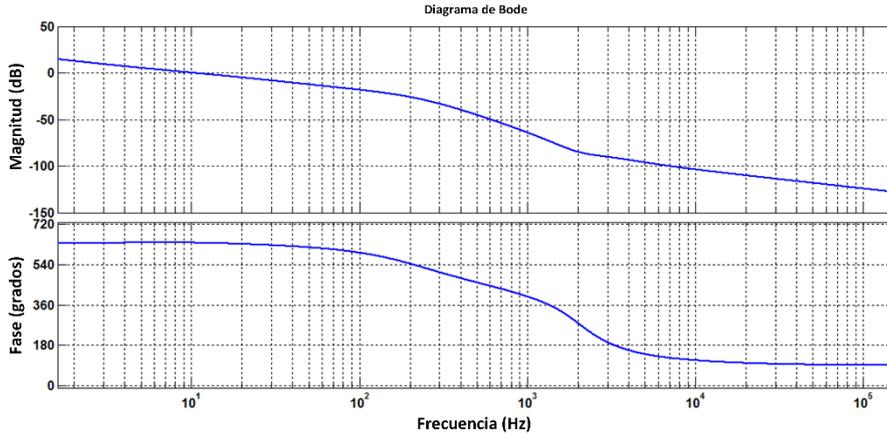


Figura 3.9.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de salida del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

Tabla 3.4.- Características del lazo de tensión del convertidor CD-CD en modo Isla

LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	
Estabilidad	MF=95.5° MG=26.4 dB
Velocidad de respuesta	AB= 10.2 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{vBI} , se cierra el lazo para que la tensión de salida sea controlada por la señal \hat{v}_{cBI} , que a su vez, es la señal de referencia para el lazo de corriente, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.6.

3.4.2.- Control del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla

Para el inversor tipo puente completo, se considera que alimenta a una carga resistiva de valor nominal de 8Ω , con una potencia igual a la potencia de salida del Boost, tal como se muestra en la Fig. 3.10.

La tensión entregada por el inversor a la carga resistiva R_o , no debe tener fluctuaciones en su valor RMS como se mencionó en la sección 1.1.4.1, con un valor máximo de distorsión armónica (Total Harmonic Distortion, THD) de 5%.

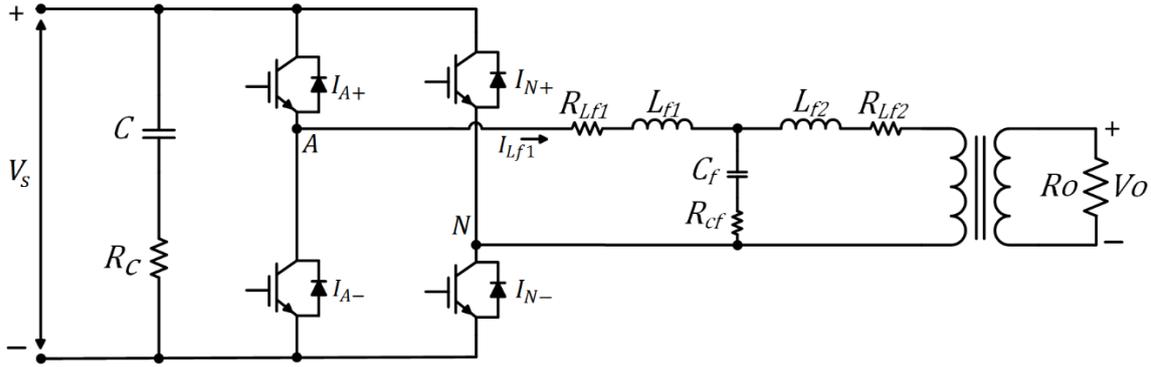


Figura 3.10.- Circuito equivalente del inversor operando en el modo Isla

Antes de comenzar con el diseño de los controladores de los lazos que conforman al inversor, se debe recordar que aún se desconoce el valor de la resistencia en serie del capacitor del filtro R_{cf} . Para obtener su valor se tiene la función de transferencia del filtro LCL en (3.59), y su traza de Bode en la Fig. 3.11 [60].

$$G_{LCL}(s) = \frac{\hat{i}_o}{\hat{v}_i} = \frac{sC_f R_{cf} + 1}{s^3 C_f L_{f1} L_{f2} + s^2 C_f R_{cf} (L_{f1} + L_{f2}) + s(L_{f1} + L_{f2})} \quad (3.59)$$

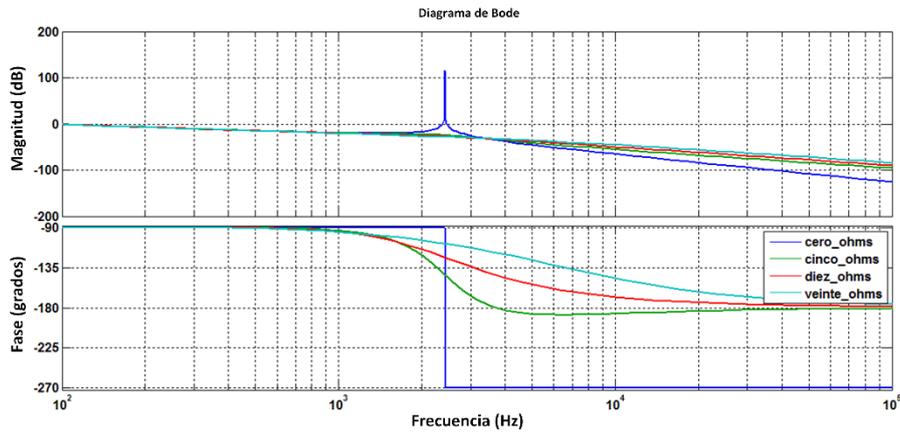


Figura 3.11.- Diagrama de Bode del filtro LCL para diferentes resistencias de amortiguamiento

Se observa que el valor de la frecuencia de resonancia, cuando R_{cf} tiene un valor de cero coincide con lo calculado mediante (3.35) y mostrado en (3.37). También se observa que al aumentar R_{cf} , el pico de resonancia disminuye; por ello, a esta resistencia se le conoce como de amortiguamiento (*damping resistance*). El valor de R_{cf} se selecciona para reducir el pico de resonancia que evita problemas de inestabilidad, considerando que, entre mayor sea el valor de la resistencia, se tendrán mayores pérdidas [54], [61]. Con estas consideraciones, el valor de R_{cf} seleccionado es:

$$R_{cf} = 20 \Omega \quad (3.60)$$

El diagrama de bloques del inversor puente completo operando en el modo Isla se muestra en la Fig. 3.12. En este caso, las señales de corriente del inductor a la salida del inversor y la tensión en la carga son sensadas para realizar un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión.

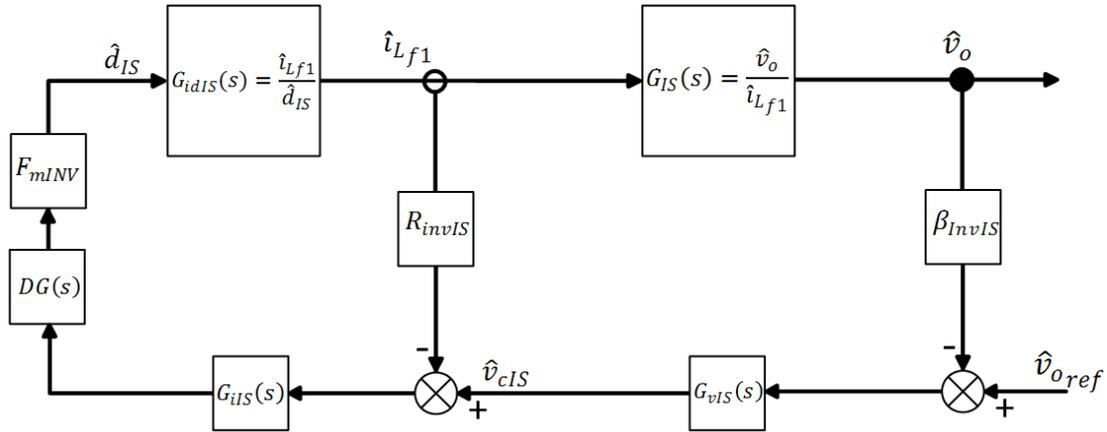


Figura 3.12.- Diagrama de bloques para el control del inversor operando en el modo Isla

3.4.2.1.- Control de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla

El lazo de control de corriente se realiza bajo el esquema de Control por Corriente Media (Average Current Control, ACC). Primero, la corriente del inductor a la salida del inversor es sensada con una ganancia R_{invIS} . La ganancia del sensado es obtenida de tal forma que el valor máximo instantáneo de la corriente de salida del inversor que entra al DSP sea de 3V, teniendo:

$$R_{invIS} = 0.06 \Omega \quad (3.61)$$

La señal sensada se compara con la señal del compensador del lazo de tensión G_{vIS} , que se trata en la sección 3.4.2.2. La señal resultante entra al bloque del compensador de corriente G_{iIS} , esta señal entra al bloque de retardo digital $DG(s)$, que considera el retardo de tiempo causado por el proceso de muestreo y retención de la señal analógica que realiza el microcontrolador. El retardo digital está dado por la aproximación de Pade mostrada en (3.40).

La señal obtenida del retardo digital entra al bloque de ganancia del modulador F_{mINV} . Esta ganancia viene dada por el comparador entre la onda portadora o “carrier” con la señal de control obtenida de $DG(s)$. En el caso del inversor, se va a utilizar la conmutación tipo unipolar para evitar mayor contenido armónico, por lo que la onda portadora es una señal triangular. Las señales de control son señales sinusoidales, desfasadas 180° entre ellas, tal como se muestra en la Fig. 2.25.

La ganancia F_{mINV} está dada por el valor pico-pico de la señal portadora, como se muestra en (3.62).

$$F_{mINV} = \frac{1}{V_{pp}} \quad (3.62)$$

Al considerar que el valor pico-pico de la señal triangular tiene un valor de 2, la ganancia F_{mINV} se obtiene como:

$$F_{mINV} = \frac{1}{V_{pp}} = \frac{1}{2} = 0.5 \quad (3.63)$$

Del bloque F_{mINV} , se obtienen pulsos de frecuencia variable, que resultan en el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{IS} . Este ciclo de trabajo entra a la “planta” a controlar, que en este caso es la corriente del inductor a la salida del inversor, como lo muestra la función de transferencia de la ecuación (3.64).

$$G_{idIS}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{IS}} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (3.64)$$

La obtención de la función de transferencia que relaciona la corriente del inductor a la salida del inversor \hat{i}_{Lf1} con el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{IS} , se realiza al considerar que la tensión de entrada \hat{v}_s es constante. Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{idIS}(s)$ se muestran en los anexos C, D y E.1. Su función de transferencia es:

$$\frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{IS}} = \frac{2V_s}{Z_{tIS}} \quad (3.65)$$

Para diseñar el lazo de control, se obtiene el compensador de corriente G_{iIS} de la forma que se muestra en la Fig. 3.13. Este controlador está conformado por un controlador principal $G_p(s)$ que sirve para dar los márgenes de estabilidad del lazo, este puede ser un proporcional, un proporcional-integral o alguna variante de los mismos [62]-[63]. Este controlador principal está en paralelo con un conjunto de *controladores resonantes* $RES_h(s)$ conectados en paralelo. La función de transferencia de los controladores resonantes se muestra en (3.66) [64].

$$RES_h(s) = \sum_{h=1}^j \frac{k_h B_h s}{s^2 + B_h s + \omega_{o_h}^2} \quad (3.66)$$

Con los controladores resonantes se introduce en el lazo de control una ganancia alta para la frecuencia de la señal de referencia fundamental, lo que permite un buen seguimiento de la señal incluso ante perturbaciones, mientras que, los armónicos múltiplos de la fundamental, son rechazados para obtener un bajo THD_i [65]. En (3.66), k_h representa la ganancia del pico de resonancia h , B_h el ancho de banda del pico de resonancia h , ω_{o_h} es la frecuencia central del armónico fundamental o múltiplos de ella, y j es el número de controladores resonantes. Estos controladores en conjunto suelen llamarse P+RES, PI+RES, etc.

Para el lazo de control de corriente, el controlador sintonizado es un P+RES, como el que se muestra en (3.67), que está sintonizado para amplificar la señal de 60 Hz y reducir el efecto del 3^{er} armónico. El controlador de corriente se diseña de la forma más sencilla posible para evitar mayor cantidad de procesos digitales en el microcontrolador en un periodo de muestreo, por ello, se sintonizan únicamente dos resonantes. Los valores de k y B se obtienen con base en [66].

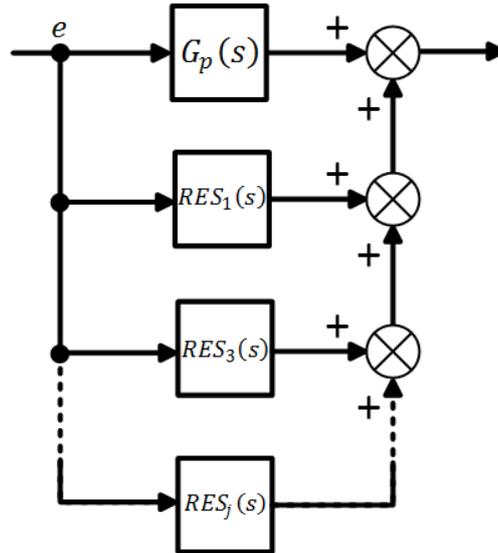


Figura 3.13.- Diagrama de bloques de los controladores resonantes de un inversor

$$G_{iIS}(s) = 0.89119 + \frac{100(2\pi \cdot 0.1) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.1s) + (2\pi \cdot 60)^2} + \frac{50(2\pi \cdot 0.3) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.3s) + (2\pi \cdot 180)^2} \quad (3.67)$$

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.68), con el diagrama de Bode de la Fig. 3.14 se verifica la estabilidad y rapidez del lazo de corriente mediante los datos de la tabla 3.5.

$$T_{iIS} = R_{invIS} \cdot G_{iIS} \cdot G_{idIS} \cdot DG \cdot F_{mINV} \quad (3.68)$$

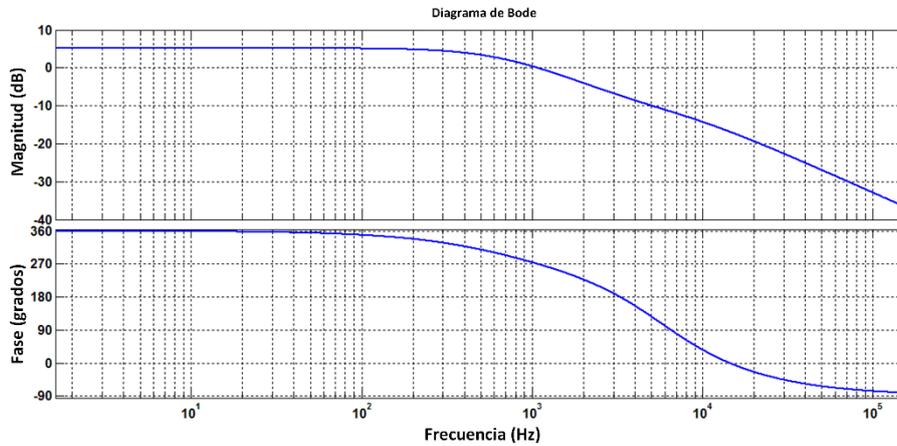


Figura 3.14.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla

Tabla 3.5.- Características del lazo de corriente del inversor en modo Isla

LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE	
Estabilidad	MF= 90.3° MG= 7.35 dB
Velocidad de respuesta	AB= 1.07 kHz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{iIS} , se cierra el lazo para que la corriente a la salida del inversor sea controlada por la señal \hat{v}_{cIS} del lazo de control

de la tensión en la carga, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.12 y en (3.69).

$$G_{icIS}(s) = \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{v}_{cIS}} = \frac{G_{idIS} \cdot G_{iIS} \cdot DG \cdot F_{mINV}}{(1 + T_{iIS})} \quad (3.69)$$

3.4.2.2.- Control de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Isla

Una vez obtenido el lazo de corriente de (3.69), también se puede controlar la tensión en la carga, tal como se muestra en (3.70).

$$G_{voIS}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{cIS}} = G_{icIS} \cdot G_{IS} = \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{v}_{cIS}} \cdot \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Lf1}} \quad (3.70)$$

Donde $G_{IS}(s)$ se calcula al considerar que la tensión de entrada permanece constante, como se muestra en (3.71); y su función de transferencia se muestra en (3.72). Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{IS}(s)$ se muestran en el anexo E.2.

$$G_{IS}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Lf1}} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (3.71)$$

$$G_{IS}(s) = 2V_s \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iIS} \left(\frac{1}{G_{icIS}} - R_{invIS} \right) \right) - (R_{Lf1} + sL_{f1}) \quad (3.72)$$

Donde:

$$\frac{1}{G_{icIS}(s)} = \frac{\hat{v}_{cIS}}{\hat{i}_{Lf1}} = \frac{(1 + T_{iIS})}{G_{idIS} \cdot G_{iIS} \cdot DG \cdot F_{mINV}} \quad (3.73)$$

Para el lazo de tensión, la ganancia del sentido es obtenida de tal forma que el valor máximo instantáneo de la tensión en la carga que entra al DSP sea de 3V, teniendo:

$$\beta_{InvIS} = 0.008 \quad (3.74)$$

Una vez obtenida la nueva planta a controlar G_{voIS} , se sintoniza el compensador de tensión G_{vIS} que se muestra en (3.75):

$$G_{vIS}(s) = 0.5 \frac{(s + 349)}{s} + \frac{100(2\pi \cdot 0.1) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.1s) + (2\pi \cdot 60)^2} + \frac{50(2\pi \cdot 0.3) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.3s) + (2\pi \cdot 180)^2} \quad (3.75)$$

Como se observa, al igual que el controlador de corriente, G_{vIS} está sintonizado para amplificar la señal de 60 Hz y reducir el efecto del 3^{er} armónico.

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.76), con el diagrama de Bode de la Fig. 3.15 se verifica la estabilidad y rapidez del lazo de tensión mediante los datos de la tabla 3.6. Como se observa, se tienen altas ganancias a las frecuencias de los resonantes, dando seguimiento a la señal fundamental y rechazando al 3^{er} armónico.

$$T_{vIS} = \beta_{InvIS} \cdot G_{vIS} \cdot G_{voIS} \quad (3.76)$$

Para el lazo de tensión, no se considera el efecto del retardo digital, ya que se encuentra en el lazo de corriente y sus efectos son despreciables.

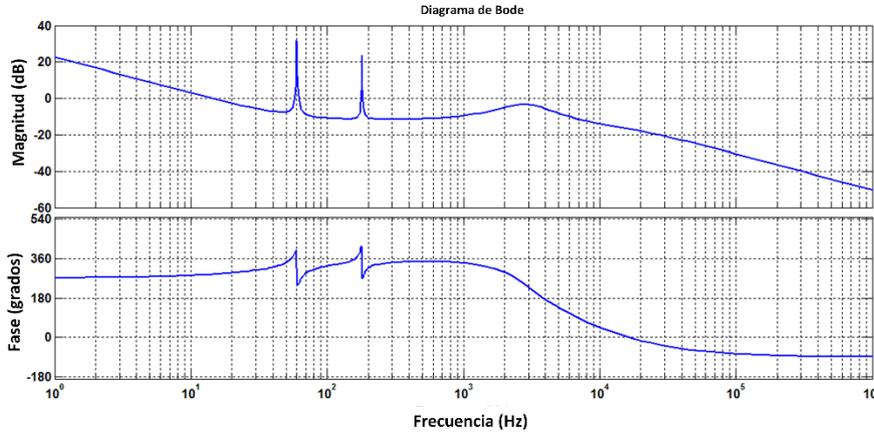


Figura 3.15.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de salida del inversor operando en el modo Isla

Tabla 3.6.- Características del lazo de tensión del inversor en modo Isla

LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	
Estabilidad	MF= 68.8° MG= 5.21 dB
Velocidad de respuesta	AB= 62 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{vIS} , se cierra el lazo para que la tensión de la carga sea controlada por la señal \hat{v}_{cIS} , que a su vez, es la señal de referencia para el lazo de corriente, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.12.

3.5.- Sistema fotovoltaico en modo Red

El sistema fotovoltaico a analizar en modo red se muestra en la Fig. 3.16.

Para esta condición, el sistema fotovoltaico se comporta como una fuente de corriente, por lo que genera una corriente de CA con la referencia de fase de la tensión de la red eléctrica, entregando potencia con un factor de potencia unitario. Su circuito equivalente se muestra en la Fig. 3.17.

En este caso, el arreglo de paneles se representa por medio de la fuente de tensión de CD (V_i) que se conecta al convertidor Boost. Este a su vez, es conectado a la entrada del inversor puente completo. A la salida del inversor se conecta el filtro LCL diseñado en la sección 3.3.2, donde R_{Lf1} es la resistencia del inductor de 750 μ H, que de acuerdo con valores típicos de fabricantes, se considera de un valor de 0.07 Ω . R_{Lf2} es la resistencia de los devanados primario y secundario del transformador, más la resistencia del inductor de 500 μ H, por lo que se considera de un valor de 0.21 Ω . El sistema está aislado mediante el transformador de relación 1:1.

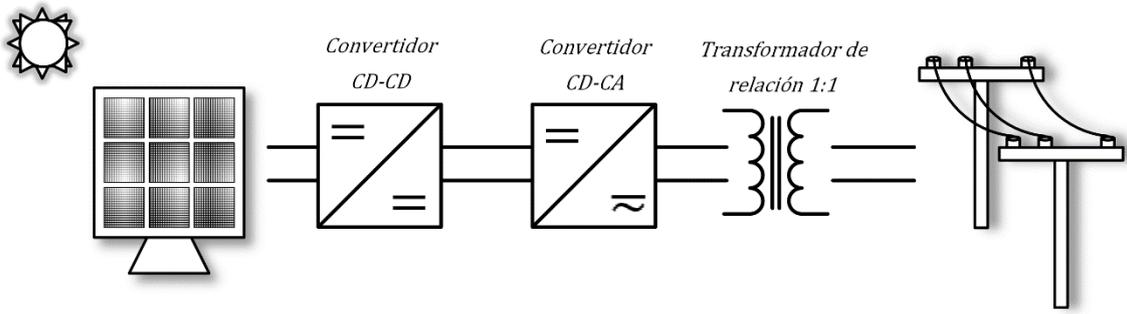


Figura 3.16.- Diagrama del sistema fotovoltaico operando en el modo Red

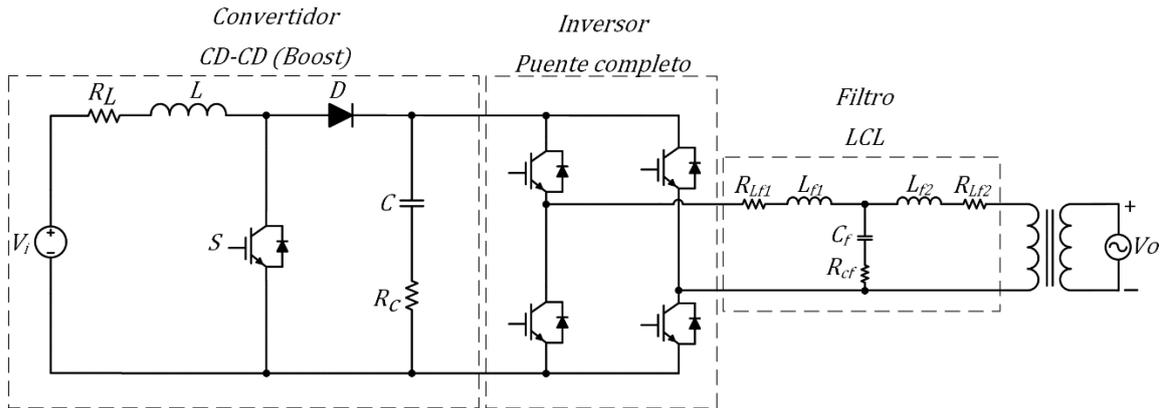


Figura 3.17.- Circuito equivalente del sistema fotovoltaico operando en el modo Red

3.5.1.- Control del regulador de tensión CD-CD tipo Boost en modo Red

En el modo Red se considera que el convertidor CD-CD tipo Boost está conectado a una fuente de tensión de CD (V_s), tal como lo muestra la Fig. 3.18. En el modo Isla, se controlaba la tensión de CD por medio del Boost, para que en la carga resistiva del lado del inversor se obtuviera un nivel de tensión de salida RMS. Para el modo red no es así, debido a que no es posible controlar la tensión de la red; por tanto, es el inversor quien controla la tensión en el bus de CD (salida del Boost).

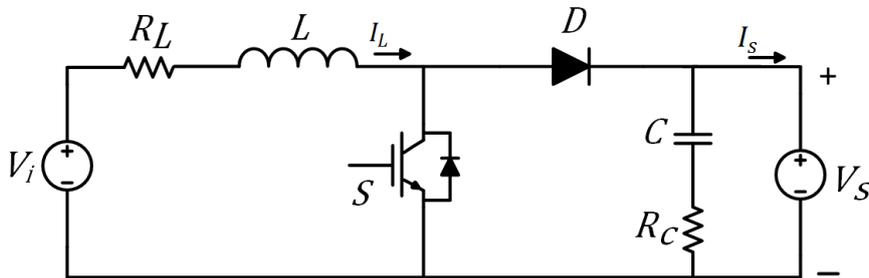


Figura 3.18.- Circuito equivalente del convertidor CD-CD operando en el modo Red

El diagrama de bloques para el diseño del convertidor Boost se muestra en la Fig. 3.19. En este caso, únicamente la señal de corriente del inductor es sensada para realizar un lazo de corriente.

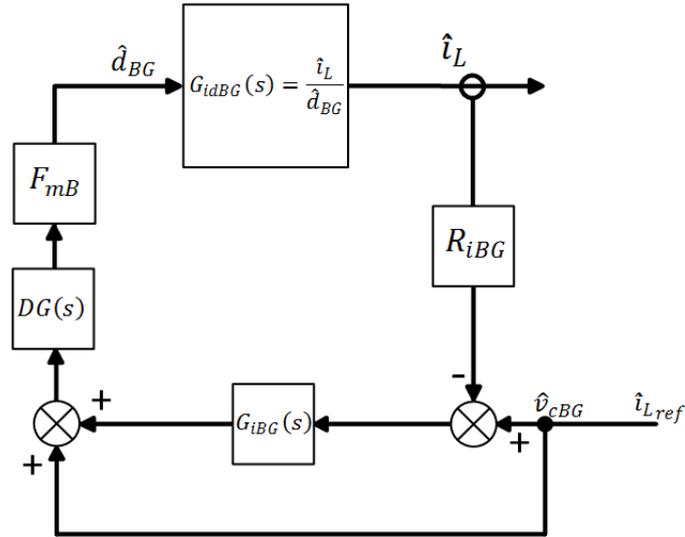


Figura 3.19.- Diagrama de bloques para el control del convertidor CD-CD operando en el modo Red

3.5.1.1.- Control de corriente del convertidor CD-CD tipo Boost en modo Red

El lazo de control de corriente se realiza bajo el esquema de Control por Corriente Media (Average Current Control, ACC). Al tratarse del mismo nivel de potencia en el modo isla que en el modo red, la corriente del inductor es sensada con una ganancia R_{iBG} , igual a R_{iBI} , mostrada en (3.39). DG es la aproximación de Pade mostrada en (3.40), mientras que la ganancia F_{mB} también está dada por (3.42).

La obtención de la función de transferencia que relaciona la corriente del inductor \hat{i}_L con el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{BG} , se realiza al considerar que la tensión de entrada \hat{v}_i y la tensión de salida \hat{v}_s son constantes. Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{idBG}(s)$ se muestran en los anexos F y G.1.

$$G_{idBG}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BG}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_s = 0} \quad (3.77)$$

La función de transferencia $G_{idBG}(s)$ se muestra en (3.78):

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BG}} = \frac{V_s}{Z_L} \quad (3.78)$$

Para diseñar el lazo de control, el compensador de corriente G_{iBG} se obtiene con las mismas condiciones de (3.48) y (3.49). Para simplificar, se considera el mismo controlador de (3.50) como se muestra:

$$G_{iBG}(s) = 0.076683 \frac{(s + 675)}{s} \quad (3.79)$$

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.80), con el diagrama de Bode de la Fig. 3.20, se verifican la estabilidad y rapidez del lazo de corriente mediante los datos de la tabla 3.7.

$$T_{iBG} = R_{iBG} \cdot G_{iBG} \cdot G_{idBG} \cdot DG \cdot F_{mB} \quad (3.80)$$

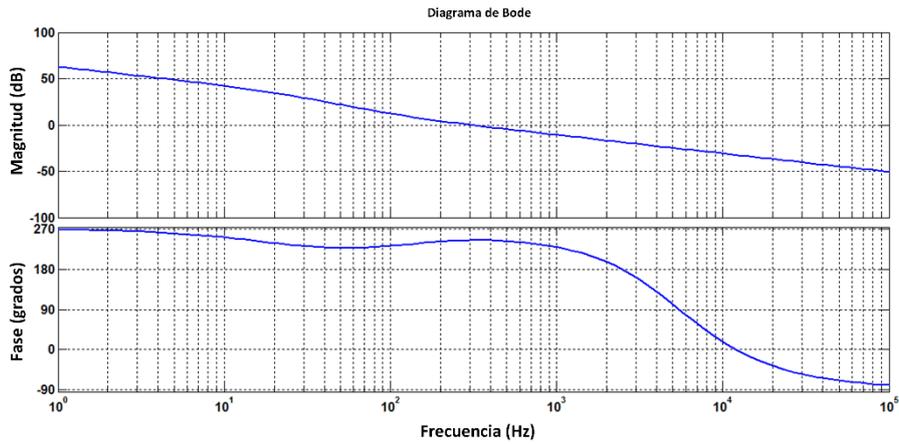


Figura 3.20.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Red

Tabla 3.7.- Características del lazo de corriente del convertidor CD-CD en modo Red

LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE	
Estabilidad	MF= 63.8 ° MG= 18.5 dB
Velocidad de respuesta	AB= 309 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{iBG} , se cierra el lazo para que la corriente sea controlada por la señal \hat{v}_{cBG} , que es el valor de la referencia de corriente del inductor, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.19 y en (3.81).

$$G_{icBG}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{cBG}} = \frac{G_{idBG} \cdot DG \cdot F_{mB} \cdot (1 + G_{iBG})}{(1 + T_{iBG})} \quad (3.81)$$

3.5.2.- Control del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red

Para el inversor tipo puente completo se considera que el sistema fotovoltaico alimenta a una fuente de tensión de CA (V_o), que representa la red eléctrica, tal como lo muestra la Fig. 3.21.

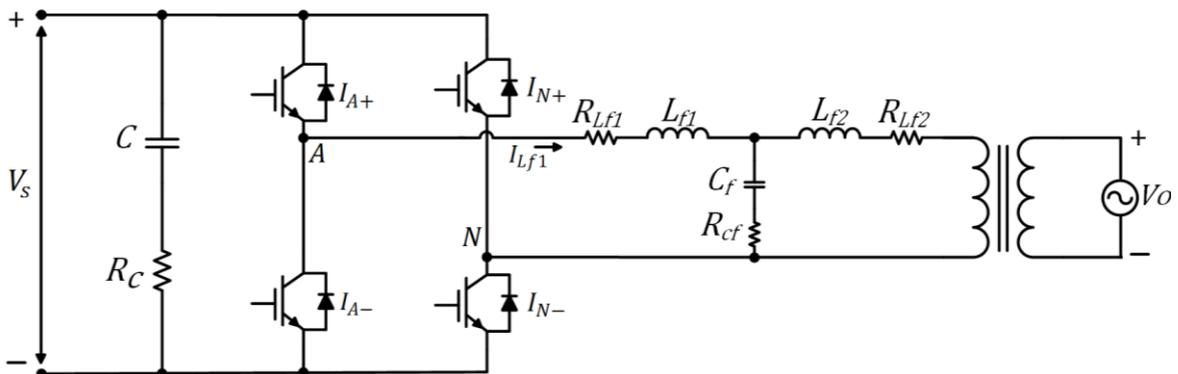


Figura 3.21.- Circuito equivalente del inversor operando en el modo Red

Con la tensión de la red, se controla la tensión en el bus de CD al mismo nivel que en el modo Isla. La corriente entregada por el inversor debe tener la misma amplitud, frecuencia y fase que la red eléctrica, con un THD máximo de 5%.

El diagrama de bloques se muestra en la Fig. 3.22. En este caso, las señales de corriente del inductor a la salida del inversor y la tensión del bus de CD son sensadas para realizar un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. Además, se muestra el lazo de enganche de fase (Phase Locked Loop, PLL), encargado de dar la referencia de fase de la tensión de la red a la corriente generada por el inversor.

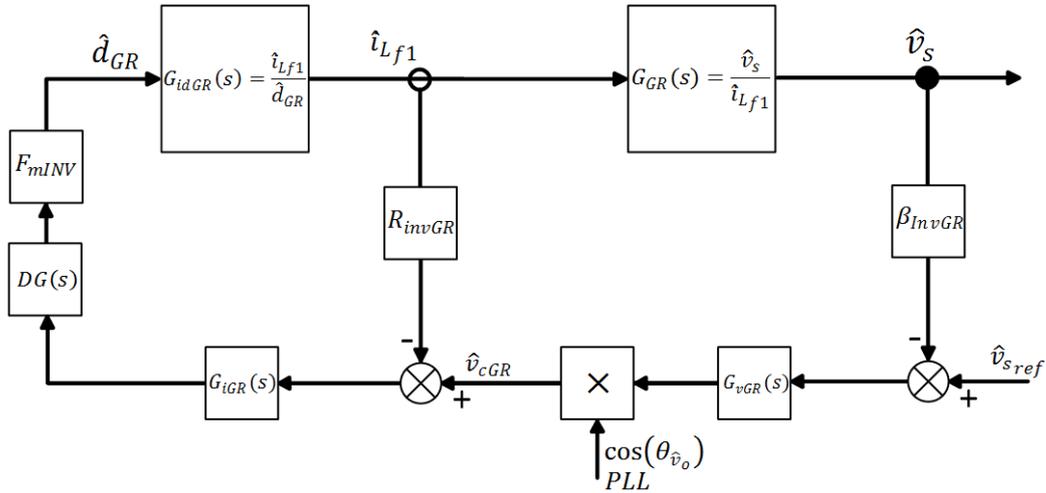


Figura 3.22.- Diagrama de bloques para el control del inversor operando en el modo Red

3.5.2.1.- Control de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red

El lazo de control de corriente se realiza bajo el esquema de Control por Corriente Media (Average Current Control, ACC). Primero, la corriente del inductor a la salida del inversor es sensada con la ganancia R_{invGR} , que tiene el mismo valor que R_{invIS} del modo Isla que se muestra en (3.61). DG es la aproximación de Pade mostrada en (3.40), mientras que la ganancia F_{mINV} también está dada por (3.63).

Del bloque F_{mINV} , se obtienen pulsos de frecuencia variable, como los que se muestran en la Fig. 2.25, que resultan en el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{GR} . Este ciclo de trabajo entra a la “planta” a controlar, que en este caso es la corriente del inductor a la salida del inversor, como lo muestra la función de transferencia de (3.82).

$$G_{idGR}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{GR}} \right|_{\hat{v}_o = \hat{v}_s = 0} \quad (3.82)$$

La obtención de la función de transferencia que relaciona la corriente del inductor \hat{i}_{Lf1} con el ciclo de trabajo del interruptor de potencia \hat{d}_{GR} , se realiza al considerar que la tensión del bus de CD y la tensión de la red son constantes. Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{idGR}(s)$ se muestran en los anexos C, H e I.1. Su función de transferencia se muestra en (3.83).

$$\frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{a}_{GR}} = \frac{2V_s}{Z_{tGR}} \quad (3.83)$$

Para realizar el lazo de control, se obtiene el mismo compensador de corriente P+RES del modo Isla, que se muestra en (3.84).

$$G_{iGR}(s) = 0.89119 + \frac{100(2\pi \cdot 0.1) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.1s) + (2\pi \cdot 60)^2} + \frac{50(2\pi \cdot 0.3) s}{s^2 + (2\pi \cdot 0.3s) + (2\pi \cdot 180)^2} \quad (3.84)$$

Siempre y cuando sea posible, se debe utilizar el mismo compensador en los lazos de control para propiciar la continuidad en la corriente de salida del inversor al realizar la reconfiguración de un modo de operación a otro (isla-red, red-isla), evitando picos de tensión o corriente que puedan dañar a los equipos conectados al sistema.

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.85), con el diagrama de Bode de la Fig. 3.23, se verifica la estabilidad y rapidez del lazo de corriente mediante los datos de la tabla 3.8.

$$T_{iGR} = R_{invGR} \cdot G_{iGR} \cdot G_{idGR} \cdot DG \cdot F_{mINV} \quad (3.85)$$

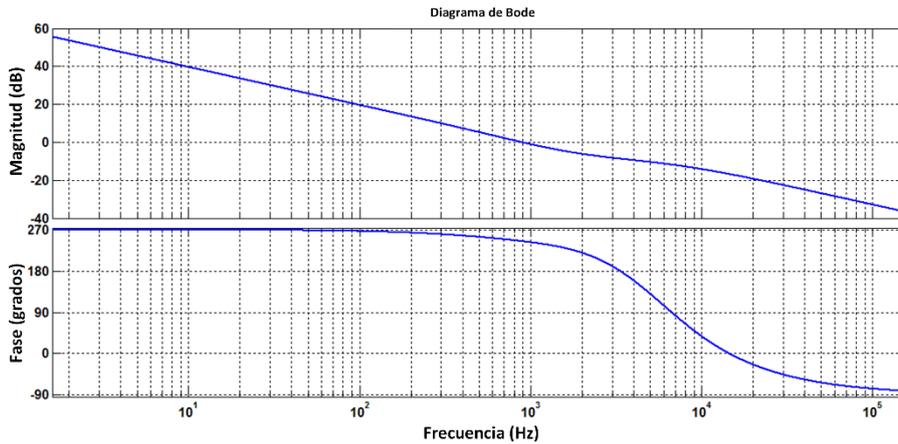


Figura 3.23.- Diagrama de Bode del lazo de control de corriente del inductor del inversor operando en el modo Red

Tabla 3.8.- Características del lazo de corriente del inversor en modo Red

LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE	
Estabilidad	MF= 64.5 ° MG= 8.74 dB
Velocidad de respuesta	AB= 885 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{iGR} , se cierra el lazo para que la corriente sea controlada por la señal \hat{v}_{cGR} del lazo de control de la tensión del bus de CD, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.22 y en (3.86).

$$G_{icGR}(s) = \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{v}_{cGR}} = \frac{G_{idGR} \cdot G_{iGR} \cdot DG \cdot F_{mINV}}{(1 + T_{iGR})} \quad (3.86)$$

3.5.2.2.- Control de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo en modo Red

Una vez obtenido el lazo de corriente de la ecuación (3.86), también se puede controlar la tensión del bus de CD, tal como se muestra en (3.87).

$$G_{vsGR}(s) = \frac{\hat{v}_s}{\hat{v}_{cGR}} = G_{icGR} \cdot G_{GR} = \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{v}_{cGR}} \cdot \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_{Lf1}} \quad (3.87)$$

$G_{GR}(s)$ se muestra en (3.88). Los valores y el proceso para calcular la función de transferencia de $G_{GR}(s)$ se muestran en el anexo I.2.

$$G_{GR}(s) = \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_{Lf1}} = -Z_c \left[2I_{Lf1} \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iGR} \left(\frac{1}{G_{icGR}} - R_{invGR} \right) \right) + (2D_{GR} - 1) \right] \quad (3.88)$$

En (3.88), I_{Lf1} es la corriente RMS que circula por el inductor del lado del inversor, D_{GR} el ciclo de trabajo de los interruptores del inversor y:

$$\frac{1}{G_{icGR}(s)} = \frac{\hat{v}_{cGR}}{\hat{i}_{Lf1}} = \frac{(1 + T_{iGR})}{G_{idGR} \cdot G_{iGR} \cdot DG \cdot F_{mINV}} \quad (3.89)$$

Para el lazo de tensión, la ganancia del sensado es obtenida de tal forma que el valor máximo instantáneo de la tensión en el bus de CD que entra al DSP sea de 3V, teniendo:

$$\beta_{InvGR} = 0.012 \quad (3.90)$$

Una vez obtenida la nueva planta a controlar G_{vsGR} , se sintoniza el compensador de tensión G_{vGR} que se muestra en (3.91).

$$G_{vGR}(s) = -0.7 \frac{(s + 380)}{s} \quad (3.91)$$

Cabe resaltar que entre mayor sea la ganancia del controlador, la velocidad de respuesta del lazo será más rápida. El inversor puente completo tiene una componente de segundo armónico en sus magnitudes de tensión y corriente de CD, por lo que si la operación del lazo se acerca a la componente de segundo armónico (120 Hz), la corriente de salida del inversor tendrá gran contenido de segundo armónico [44], [46].

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.92), con el diagrama de Bode de la figura 3.24, se verifica la estabilidad y rapidez del lazo de tensión mediante los datos de la tabla 3.9. Como se observa, se tienen altas ganancias a las frecuencias de los resonantes, dando seguimiento a la señal fundamental y rechazando al 3° armónico.

$$T_{vGR} = \beta_{InvGR} \cdot G_{vGR} \cdot G_{vsGR} \quad (3.92)$$

Para el lazo de tensión, no se considera el efecto del retardo digital, ya que se encuentra en el lazo de corriente y sus efectos son despreciables.

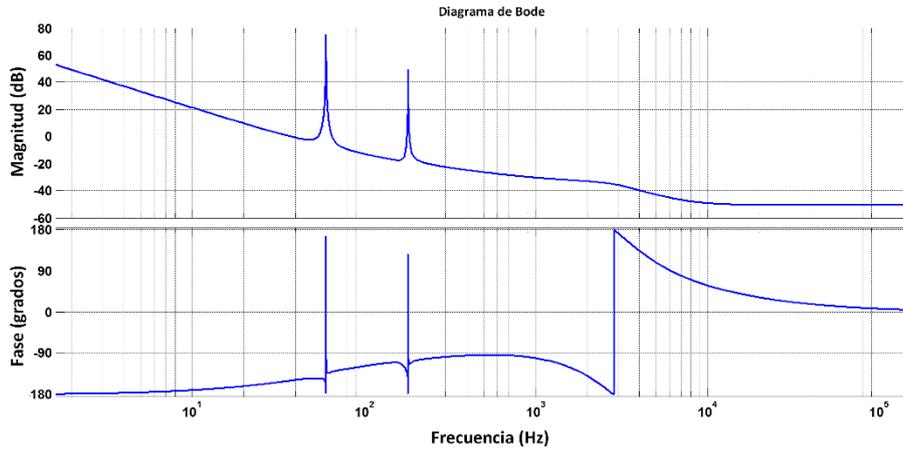


Figura 3.24.- Diagrama de Bode del lazo de control de tensión de entrada del inversor operando en el modo Red

Tabla 3.9.- Características del lazo de tensión del inversor en modo Red

LAZO DE CONTROL DE TENSIÓN	
Estabilidad	MF= 30° MG= 35.9 dB
Velocidad de respuesta	AB= 37.4 Hz

Al verificar que son adecuados los márgenes de estabilidad de T_{vGR} , se cierra el lazo para que la tensión del bus de CD sea controlada por la señal \hat{v}_{cGR} , que a su vez, es la señal de referencia para el lazo de corriente, como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.22.

3.6.- Lazo de amarre de fase (Phase Locked Loop, PLL)

Como se mencionó en la sección 1.1.2, tratándose de un sistema fotovoltaico monofásico, se obtiene la transformación de Clarke al generar la señal desfasada respecto a la tensión de la red eléctrica con un filtro pasa-todo. Este tipo de filtros mantienen la misma amplitud de la señal de entrada en su salida (0 dB) pero con un valor de desfase. Su función de transferencia $PT(s)$ se muestra en (3.93), y su diagrama de magnitud y fase en la Fig. 3.25; G_{PT} es la ganancia del filtro y ω_z la frecuencia a la que la señal de salida se desfasa 90° respecto de la entrada.

$$PT(s) = -G_{PT} \frac{s - \omega_z}{s + \omega_z} \quad (3.93)$$

Para esta tesis se desea que el desfase sea a 60 Hz, por lo que la función de transferencia del filtro pasa todo a utilizar se muestra en (3.94).

$$PT(s) = -1 \frac{s - (2\pi \cdot 60)}{s + (2\pi \cdot 60)} \quad (3.94)$$

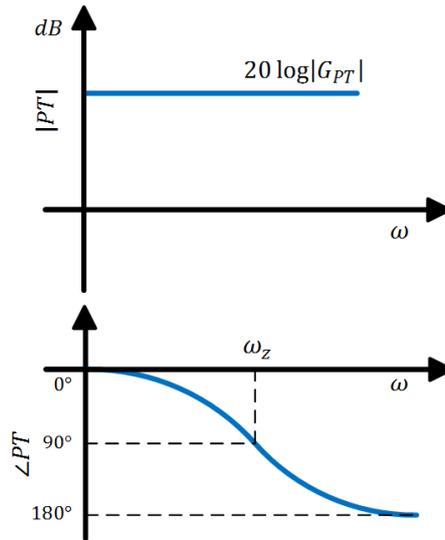


Figura 3.25.- Diagrama de magnitud y fase de un filtro pasa-todo

Por lo tanto, la transformación de Clarke queda como en (3.95) y (3.96), y el diagrama de bloques del PLL monofásico se muestra en la Fig. 3.26.

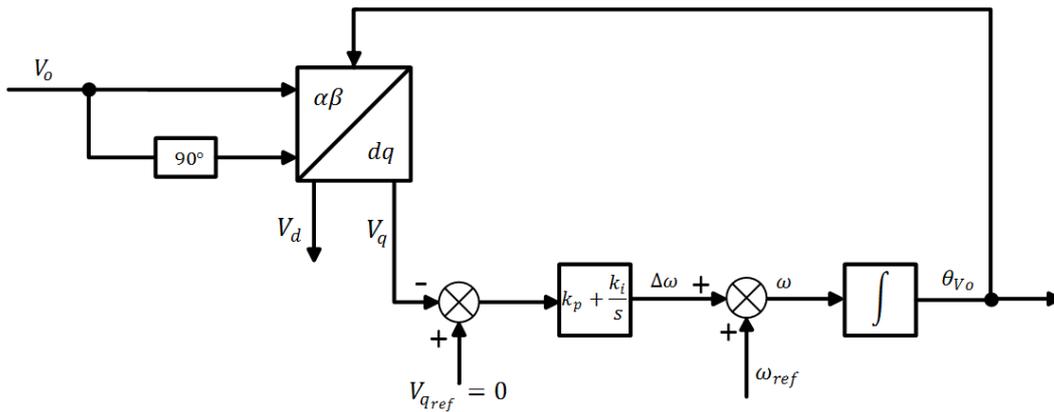


Figura 3.26.- Diagrama de bloques del PLL

$$V_o = V_{red} = V_\alpha = 127 V \quad (3.95)$$

$$V_{red+90^\circ} = V_\beta = 127 \angle 90^\circ V \quad (3.96)$$

La transformación de Park del sistema se obtiene de (3.97), y se muestra en (3.98) y (3.99) [67]:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{Vo}) & \sin(\theta_{Vo}) \\ -\sin(\theta_{Vo}) & \cos(\theta_{Vo}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (3.97)$$

$$V_d = V_\alpha \cos(\theta_{Vo}) + V_\beta \sin(\theta_{Vo}) \quad (3.98)$$

$$V_q = -V_\alpha \sin(\theta_{V_o}) + V_\beta \cos(\theta_{V_o}) \quad (3.99)$$

En la Fig. 3.27 se muestra la transformación de la señal de la red eléctrica en coordenadas estacionarias $\alpha - \beta$ y en coordenadas síncronas $d - q$. Para igualar la fase de la red eléctrica θ_{red} con la fase de la señal del inversor θ_{inv} , no debe existir componente en el eje q , para que la señal generada por el inversor (V_o) se alinee con la componente activa de la red eléctrica (V_d). Por tanto, la referencia de V_q debe ser igual a cero, y el PLL se debe realizar en el eje q , como se muestra en el diagrama de bloques de la Fig. 3.26 [68].

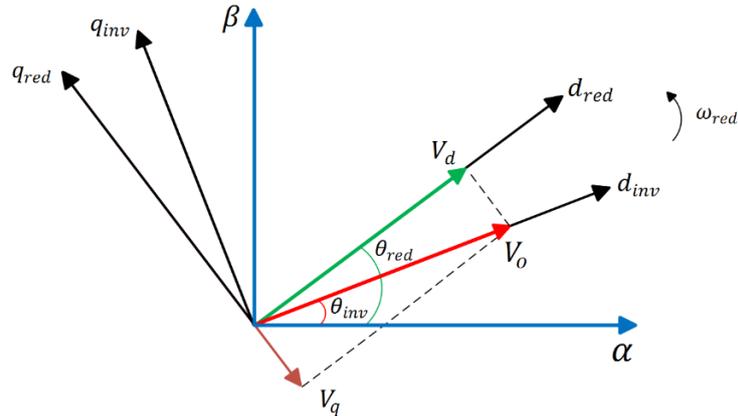


Figura 3.27.- Diagrama de coordenadas de marco de referencia estacionario y síncrono para el PLL

El controlador del PLL se muestra en (3.100).

$$PI_{PLL}(s) = 1.247 \frac{(s + 122)}{s} \quad (3.100)$$

Mediante la ecuación de lazo abierto que se muestra en (3.101), con el diagrama de Bode de la Fig. 3.28, se verifican la estabilidad y rapidez del lazo del SRF-PLL mediante los datos de la tabla 3.10.

$$T_{PLL} = V_d \cdot PI \cdot \frac{1}{s} \cdot DG \quad (3.101)$$

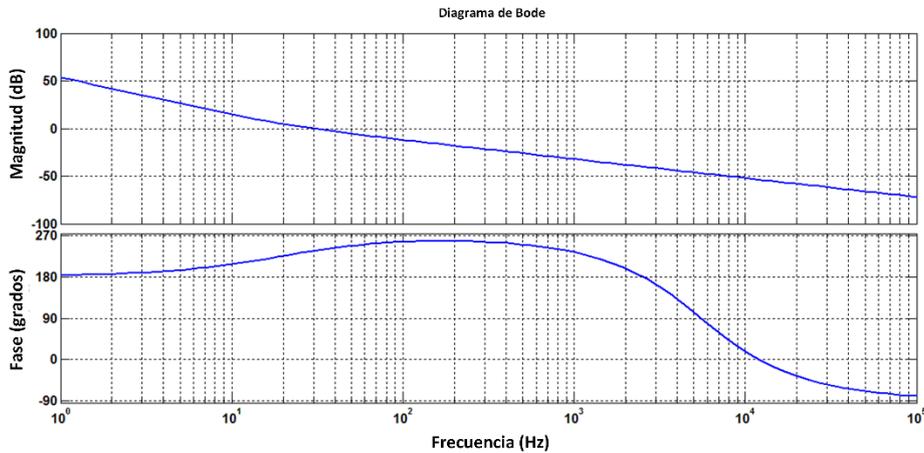


Figura 3.28.- Diagrama de Bode del PLL

Tabla 3.10.- Características del lazo del PLL

LAZO DE CONTROL DEL PLL	
Estabilidad	MF= 56° MG= 39.9 dB
Velocidad de respuesta	AB= 30 Hz

3.7.- Efecto windup

Un aspecto a considerar en los controladores lineales tales como los PID, PI, o algún otro controlador que contenga elementos integradores, es el efecto conocido como “windup”. Cuando el integrador realiza el proceso de integración sobre la señal de error, y este tiene un amplio margen de operación, puede obtenerse un valor muy alto y saturarse, propiciando que la diferencia entre la señal de error y la señal de referencia sea muy grande, retardando la respuesta de salida deseada.

Las técnicas utilizadas para evitar el efecto de “windup” son conocidas como “antiwindup”. Se clasifican de acuerdo a dos enfoques [69]:

- *Integración condicional.*- la parte integradora conmuta de encendido a apagado únicamente cuando cumple las condiciones establecidas, haciendo que el valor del integrador se encuentre dentro de los valores permitidos por el limitador, como se muestra en la Fig. 3.29, o que el valor absoluto de la señal del error se encuentre dentro de los valores permitidos del limitador, como se muestra en la Fig. 3.30 [70].

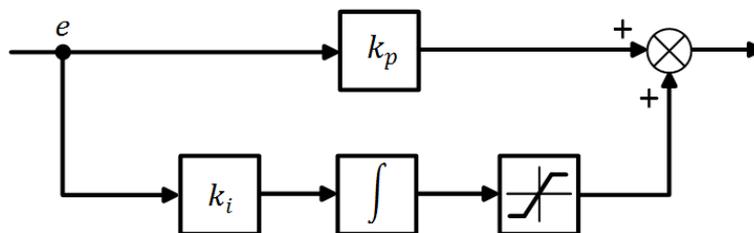


Figura 3.29.- Diagrama del esquema antiwindup limitando los valores del integrador

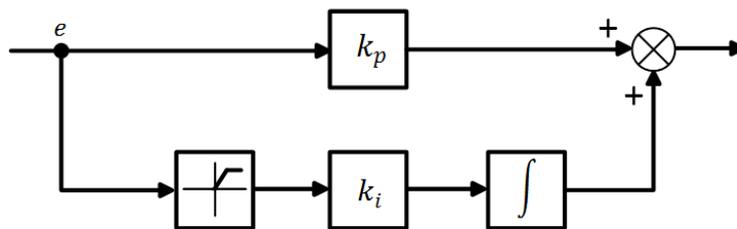


Figura 3.30.- Diagrama del esquema antiwindup limitando los valores de la señal del error

- *Back-calculation.*- se encarga de recalculer el valor del integrador mediante un lazo de realimentación a la entrada del integrador para que el nuevo valor del integrador no alcance su valor de saturación, como se muestra en la Fig. 3.31.

Tiene la ventaja de no apagar el integrador, propiciando que conduzca con una constante de tiempo T_t . El valor T_t determina la velocidad a la que la parte integradora se recalcula. Se recomienda que $T_t = T_i$, donde T_i es la constante de tiempo del integrador [71].

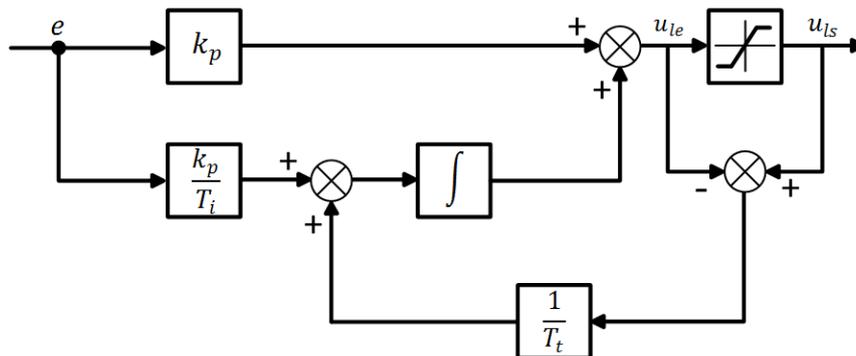


Figura 3.31.- Diagrama del esquema antiwindup recalculando el valor del integrador

Capítulo IV

Simulaciones y resultados de implementación

En este capítulo se presentan los resultados de simulación de los lazos de control de los convertidores electrónicos de potencia en el modo isla y en el modo red, así como la reconfiguración entre ambos modos de operación. Posteriormente se encuentra el esquema de implementación del sistema fotovoltaico y los resultados experimentales obtenidos.

4.1.- Sistemas de control digital

En la Fig. 4.1 se muestra el diagrama general para realizar el control de una planta mediante un microcontrolador.

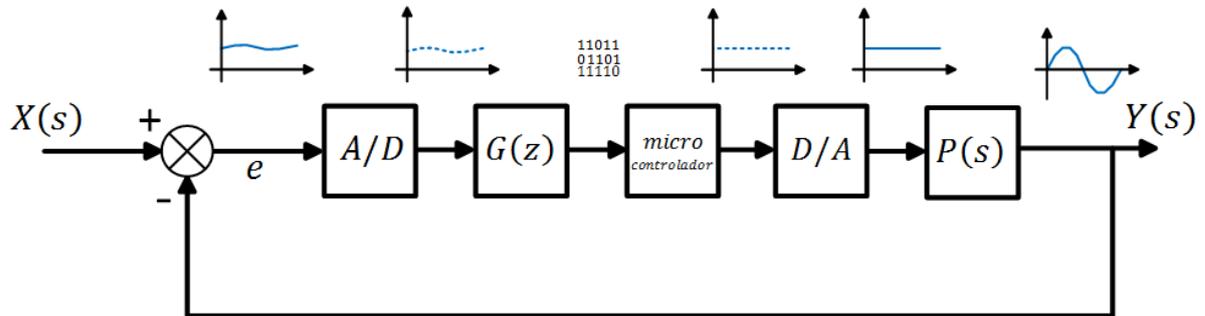


Figura 4.1.- Diagrama general del control de un sistema mediante un microcontrolador

Como se observa en el diagrama, se tiene un sistema con una entrada $X(s)$ y una salida $Y(s)$, que son señales analógicas. Estas generan la señal de error analógica e , que es convertida al tiempo discreto mediante un convertidor analógico-digital (CAD), generalmente de un procesador digital de señales (DSP). Posteriormente, por medio del compensador en tiempo discreto $G(z)$, se realiza el proceso de control del sistema mediante el código de programación en un microcontrolador, que posteriormente es convertido a lenguaje binario. Después, se obtiene la señal de control digital que se transforma en señal analógica por medio del convertidor digital-analógico (CDA) para controlar la planta $P(s)$ y obtener la señal de salida deseada.

4.1.1.- Control en tiempo discreto

Para realizar el control digital, los compensadores del sistema deben estar en el dominio del tiempo discreto (Transformada Z). Esto puede realizarse mediante dos métodos:

- Obtener los modelos matemáticos de las funciones de transferencia en el dominio de la transformada Z, así como su análisis de estabilidad, obteniendo los controladores directamente en el dominio del tiempo discreto.
- Obtener los modelos matemáticos de las funciones de transferencia en el dominio de la transformada de Laplace, así como su análisis de estabilidad, obteniendo los controladores en el dominio de s , para posteriormente transformar los controladores al dominio del tiempo discreto.

Para discretizar la función de transferencia de los controladores del tiempo continuo, se pueden realizar transformaciones conocidas como bilineales, es decir, que cambien del plano “s” a “z” y viceversa, como son:

- Aproximación rectangular hacia atrás o Euler I
- Aproximación rectangular hacia adelante o Euler II
- Aproximación de Tustin o trapezoidal

De los métodos mencionados, con la aproximación de Tustin se obtienen mejores resultados, ya que su respuesta de salida en los instantes de muestreo es aproximadamente igual al valor analógico equivalente, aunque el intervalo de frecuencias de operación del lazo digital se ve reducido en comparación con el lazo analógico. La transformación de Tustin está dada por (4.1), donde T_{mu} es el periodo de muestreo [72]:

$$s = \frac{2}{T_{mu}} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.1)$$

Para discretizar las funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia, se sustituye (4.1) en la variable “s” de la función de transferencia del controlador para obtener su función en el dominio del tiempo discreto, que tiene la forma:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3} + \dots + b_mz^{-m}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3} + \dots + a_nz^{-n}} \quad (4.2)$$

Donde $n \geq m$.

La estabilidad en el dominio del tiempo discreto depende fundamentalmente del período de muestreo, por lo que la frecuencia de este debe ser por lo menos del doble de la frecuencia más alta del lazo o señal a tratar [48], [73]. A esta frecuencia se le conoce como frecuencia de muestreo de Nyquist.

4.1.2.- Representación de controladores discretos en código de programación

Una vez que los controladores se encuentran en el dominio del tiempo discreto, se implementa un algoritmo numérico en forma de código de programación para emular el controlador en forma digital. Se tienen diversas técnicas como [74]:

- *Programación directa.*- se tienen elementos de retraso para cada coeficiente del numerador y denominador, es decir, $m + n$.
- *Programación estándar.*- a comparación de la programación directa, se utilizan n elementos de retraso para el numerador y el denominador, reduciendo el número de retardos.
- *Programación serie.*- la función discreta se programa como un producto en serie de funciones de primer y segundo orden.
- *Programación paralelo.*- la función discreta se expande en fracciones parciales, y el resultado es la suma de conexiones en paralelo de la expansión.
- *Programación en escalera.*- es la descomposición de una fracción continuada.

Básicamente, los métodos de programación directa y estándar se enfocan a reducir el tiempo de los procesos digitales de control, mientras que los métodos de programación en serie, paralelo y escalera se enfocan a reducir el problema del error de cuantificación de coeficientes.

4.1.3.- Representación de controladores discretos en programación estándar

Como se muestra en el capítulo III, el análisis del sistema fotovoltaico se realiza en el dominio de la frecuencia, por lo que para implementar el control digital en el DSP TMS320F28335 de Texas Instruments, los controladores en el tiempo discreto son obtenidos mediante la aproximación de Tustin; estos son mostrados en las secciones siguientes. Para realizar el código de programación en lenguaje C se utiliza la programación estándar. Este tipo de programación reduce el número de retardos digitales, lo que propicia un mayor ahorro de memoria y rapidez durante el procesamiento. Con este método se tienen dos expresiones que dependen de valores conocidos, tanto anteriores como actuales, donde (4.3) representa a los retardos debidos al muestreo y retención de datos y (4.4), a la salida del controlador.

$$h(k) = x(k) - \sum_{i=1}^n a_i h(k - i) \quad (4.3)$$

$$y(k) = \sum_{i=0}^m b_i h(k - i) \quad (4.4)$$

El diagrama de la programación estándar se muestra en la Fig. 4.2, donde n es el número de retardos digitales.

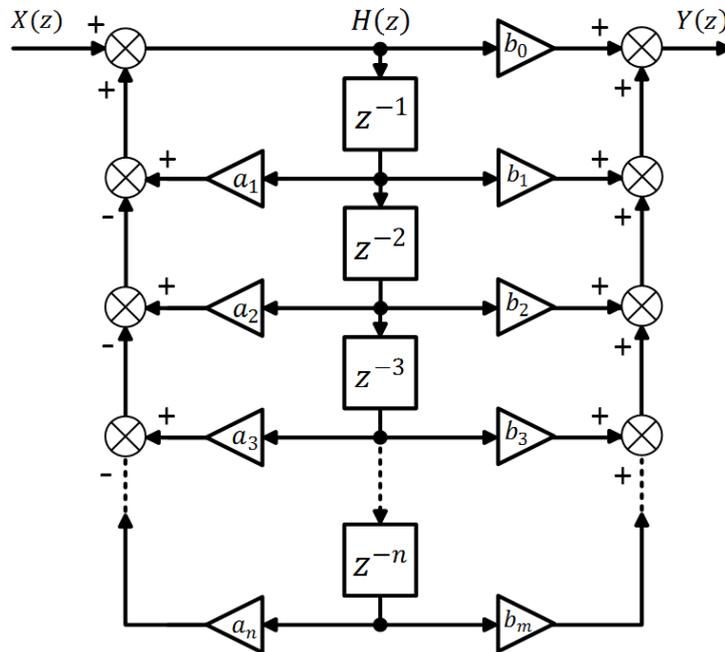


Figura 4.2.- Diagrama general de la programación estándar de funciones digitales

4.2.- Control digital de los convertidores en modo Isla

Los controladores sintonizados en tiempo continuo mostrados en la sección 3.4 se transforman al tiempo discreto mediante la aproximación de Tustin.

4.2.1.- Control digital del convertidor Boost en modo Isla

El controlador de corriente del convertidor Boost mostrado en (3.50) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{iBI}(z) = 0.07927 \frac{1 - 0.93465372 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.5)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.3, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

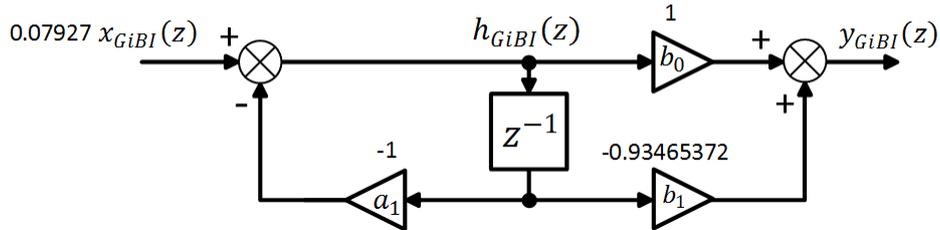


Figura 4.3.- Diagrama de la programación estándar del controlador de corriente del Boost para el modo isla

$$h_{GiBI}(z) = 0.07927 x_{GiBI}(z) + h_{GiBI}(k - 1) \quad (4.6)$$

$$y_{GiBI}(z) = h_{GiBI}(k) - 0.93465372 h_{GiBI}(k - 1) \quad (4.7)$$

$$h_{GiBI}(k - 1) = h_{GiBI}(k) \quad (4.8)$$

Donde $x_{GiBI}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la señal de control del lazo de tensión y la corriente sensada del inductor, y (4.8) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

El controlador de tensión del convertidor Boost mostrado en (3.57) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{vB}(z) = 0.003530759 \frac{1 + 0.060982113 z^{-1} - 0.939017887 z^{-2}}{1 - 1.923631817 z^{-1} + 0.923631817 z^{-2}} \quad (4.9)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.4, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

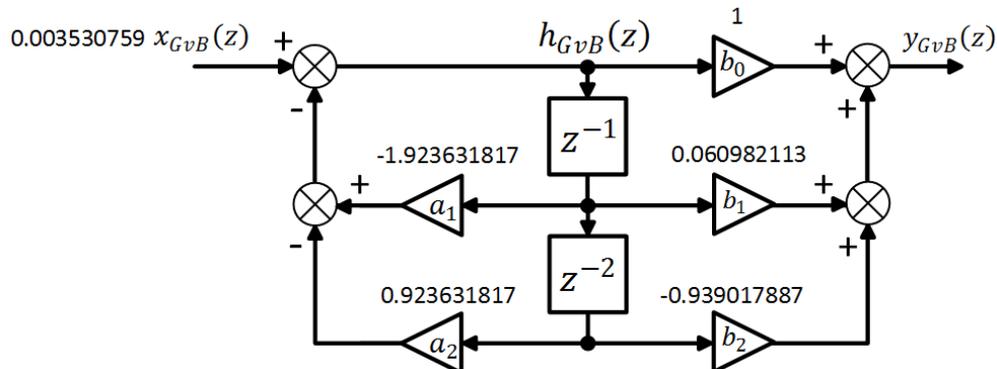


Figura 4.4.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del Boost para el modo isla

$$h_{GvB}(z) = 0.003530759 x_{GvB}(z) + 1.923631817 h_{GvB}(k-1) - 0.923631817 h_{GvB}(k-2) \quad (4.10)$$

$$y_{GvB}(z) = h_{GvB}(k) + 0.060982113 h_{GvB}(k-1) - 0.939017887 h_{GvB}(k-2) \quad (4.11)$$

$$h_{GvB}(k-2) = h_{GvB}(k-1) \quad (4.12)$$

$$h_{GvB}(k-1) = h_{GvB}(k) \quad (4.13)$$

Donde $x_{GvB}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la referencia de tensión del bus de CD y la tensión sensada en el bus de CD, y (4.12) y (4.13) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

4.2.2.- Control digital del convertidor CD-CA en modo Isla

El controlador de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo mostrado en (3.67) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{iIS}(z) = 0.89119 + RES1(z) + RES3(z) \quad (4.14)$$

Donde el resonante de la fundamental y del tercer armónico se tienen como:

$$RES1(z) = 0.003140483 \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1.99864198 z^{-1} + 1.00006281 z^{-2}} \quad (4.15)$$

$$RES3(z) = 0.004696927 \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1.987063085 z^{-1} + 0.999812123 z^{-2}} \quad (4.16)$$

El código de programación para el resonante de la fundamental, en la forma de ecuaciones en diferencias, se obtiene de la Fig. 4.5 y se muestra de (4.17) a (4.20), mientras que el resonante del tercer armónico se obtiene de la Fig. 4.6 y se muestra de (4.21) a (4.24).

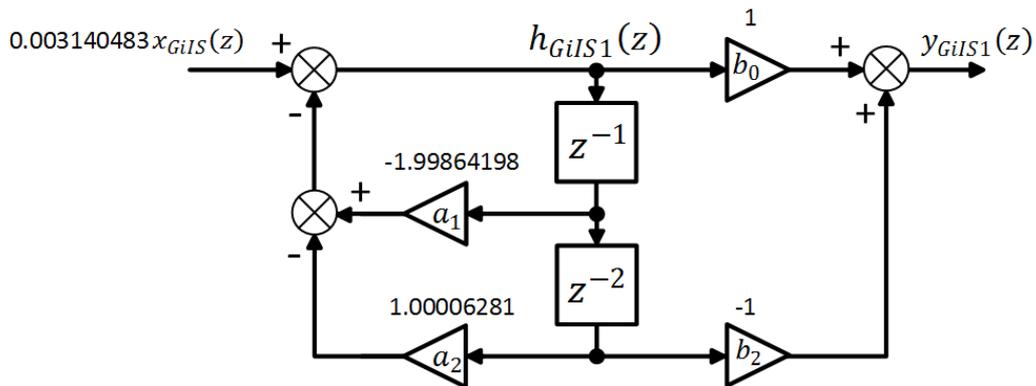


Figura 4.5.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal fundamental del inversor para el modo isla

$$h_{GiIS1}(z) = 0.003140483 x_{GiIS}(z) + 1.99864198 h_{GiIS1}(k-1) - 1.00006281 h_{GiIS1}(k-2) \quad (4.17)$$

$$y_{G\dot{U}S1}(z) = h_{G\dot{U}S1}(k) - h_{G\dot{U}S1}(k - 2) \quad (4.18)$$

$$h_{G\dot{U}S1}(k - 2) = h_{G\dot{U}S1}(k - 1) \quad (4.19)$$

$$h_{G\dot{U}S1}(k - 1) = h_{G\dot{U}S1}(k) \quad (4.20)$$

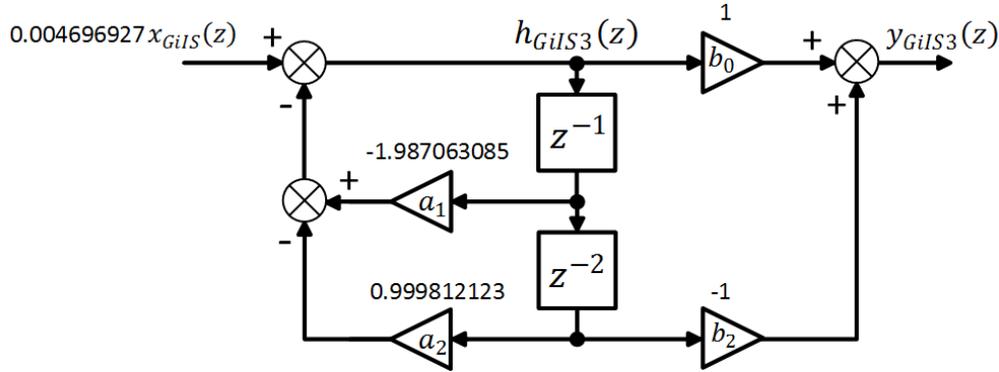


Figura 4.6.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal del tercer armónico del inversor para el modo isla

$$h_{G\dot{U}S3}(z) = 0.004696927 x_{G\dot{U}S}(z) + 1.98706308 h_{G\dot{U}S3}(k - 1) - 0.99981212 h_{G\dot{U}S3}(k - 2) \quad (4.21)$$

$$y_{G\dot{U}S3}(z) = h_{G\dot{U}S3}(k) - h_{G\dot{U}S3}(k - 2) \quad (4.22)$$

$$h_{G\dot{U}S3}(k - 2) = h_{G\dot{U}S3}(k - 1) \quad (4.23)$$

$$h_{G\dot{U}S3}(k - 1) = h_{G\dot{U}S3}(k) \quad (4.24)$$

Donde $x_{G\dot{U}S}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la señal de control del lazo de tensión y la corriente sensada del inductor a la salida del inversor. (4.19), (4.20), (4.23) y (4.24) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

El controlador de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo mostrado en (3.75) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{v\dot{U}S}(z) = 0.5 + 0.008725 \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} + RES1(z) + RES3(z) \quad (4.25)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.7, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

$$h_{Gv\dot{U}S}(z) = 0.008725 x_{Gv\dot{U}S}(z) + h_{Gv\dot{U}S}(k - 1) \quad (4.26)$$

$$y_{Gv\dot{U}S}(z) = h_{Gv\dot{U}S}(k) + h_{Gv\dot{U}S}(k - 1) + 0.5 x_{Gv\dot{U}S}(k) \quad (4.27)$$

$$h_{Gv\dot{U}S}(k - 1) = h_{Gv\dot{U}S}(k) \quad (4.28)$$

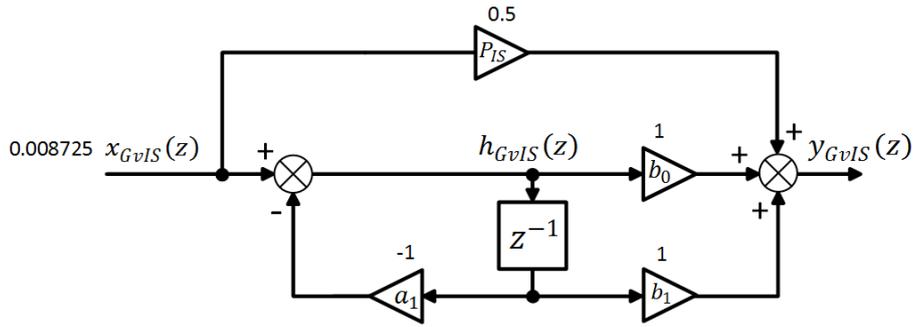


Figura 4.7.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del inversor para el modo isla

Donde P_{IS} es el valor del controlador proporcional, $x_{GvIS}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la referencia de tensión de la carga resistiva y la tensión sensada en la carga, y (4.28) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

Los controladores resonantes en tiempo discreto son los mostrados en (4.15) y (4.16).

4.3.- Control digital de los convertidores en modo Red

Los controladores sintonizados en tiempo continuo mostrados en la sección 3.5 se transforman al tiempo discreto mediante la aproximación de Tustin.

4.3.1.- Control digital del convertidor Boost en modo Red

El controlador de corriente del convertidor Boost mostrado en (3.79) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{iBG}(z) = 0.07927 \frac{1 - 0.93465372 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.29)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.8, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

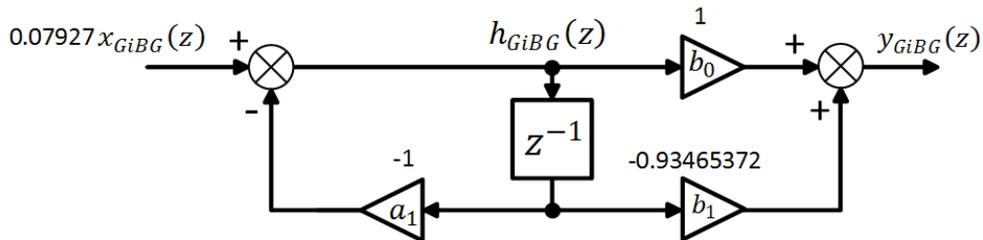


Figura 4.8.- Diagrama de la programación estándar del controlador de corriente del Boost para el modo red

$$h_{GiBG}(z) = 0.07927 x_{GiBG}(z) + h_{GiBG}(k - 1) \quad (4.30)$$

$$y_{GiBG}(z) = h_{GiBG}(k) - 0.93465372 h_{GiBG}(k - 1) \quad (4.31)$$

$$h_{GiBG}(k - 1) = h_{GiBG}(k) \quad (4.32)$$

Donde $x_{GiBG}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la referencia del corriente del inductor y su corriente sensada, y (4.32) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

4.3.2.- Control digital del convertidor CD-CA en modo Red

El controlador de corriente del convertidor CD-CA tipo puente completo mostrado en (3.84) transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{iGR}(z) = 0.89119 + RES1(z) + RES3(z) \quad (4.33)$$

Donde el resonante de la fundamental y del tercer armónico se tienen como:

$$RES1(z) = 0.003140483 \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1.99864198 z^{-1} + 1.00006281 z^{-2}} \quad (4.34)$$

$$RES3(z) = 0.004696927 \frac{1 - z^{-2}}{1 - 1.987063085 z^{-1} + 0.999812123 z^{-2}} \quad (4.35)$$

El código de programación para el resonante de la fundamental, en la forma de ecuaciones en diferencias, se obtiene de la Fig. 4.9 y se muestra de (4.36) a (4.39), mientras que el resonante del tercer armónico se obtiene de la Fig. 4.10 y se muestra de (4.40) a (4.43).

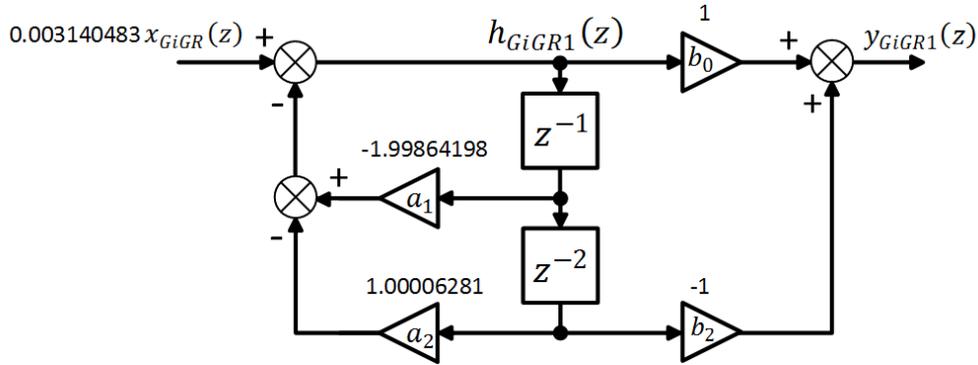


Figura 4.9.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal fundamental del inversor para el modo red

$$h_{GiGR1}(z) = 0.003140483 x_{GiGR}(z) + 1.99864198 h_{GiGR1}(k - 1) - 1.00006281 h_{GiGR1}(k - 2) \quad (4.36)$$

$$y_{GiGR1}(z) = h_{GiGR1}(k) - h_{GiGR1}(k - 2) \quad (4.37)$$

$$h_{GiGR1}(k - 2) = h_{GiGR1}(k - 1) \quad (4.38)$$

$$h_{GiGR1}(k - 1) = h_{GiGR1}(k) \quad (4.39)$$

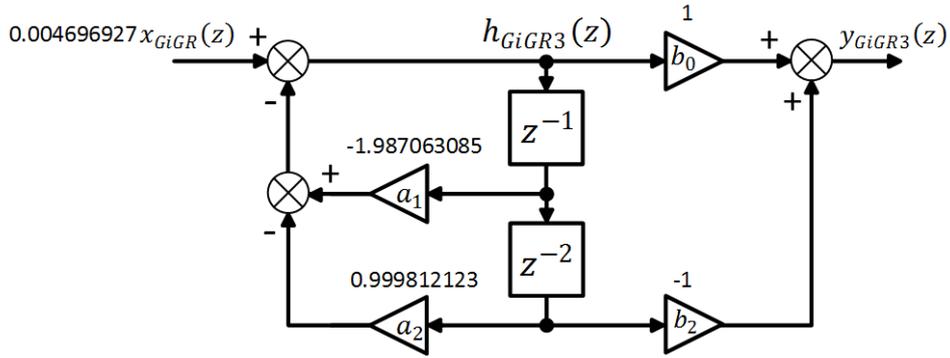


Figura 4.10.- Diagrama de la programación estándar del controlador resonante de la señal del tercer armónico del inversor para el modo red

$$h_{GiGR3}(z) = 0.004696927 x_{GiGR}(z) + 1.98706308 h_{GiGR3}(k-1) - 0.99981212 h_{GiGR3}(k-2) \quad (4.40)$$

$$y_{GiGR3}(z) = h_{GiGR3}(k) - h_{GiGR3}(k-2) \quad (4.41)$$

$$h_{GiGR3}(k-2) = h_{GiGR3}(k-1) \quad (4.42)$$

$$h_{GiGR3}(k-1) = h_{GiGR3}(k) \quad (4.43)$$

Donde $x_{GiGR}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la señal de control del lazo de tensión del bus de CD y la corriente sensada del inductor a la salida del inversor. (4.38), (4.39), (4.42) y (4.43) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

El controlador de tensión del convertidor CD-CA tipo puente completo mostrado en (3.91), transformado al tiempo discreto, resulta:

$$G_{vGR}(z) = 0.7 + 0.0133 \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.44)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.11, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

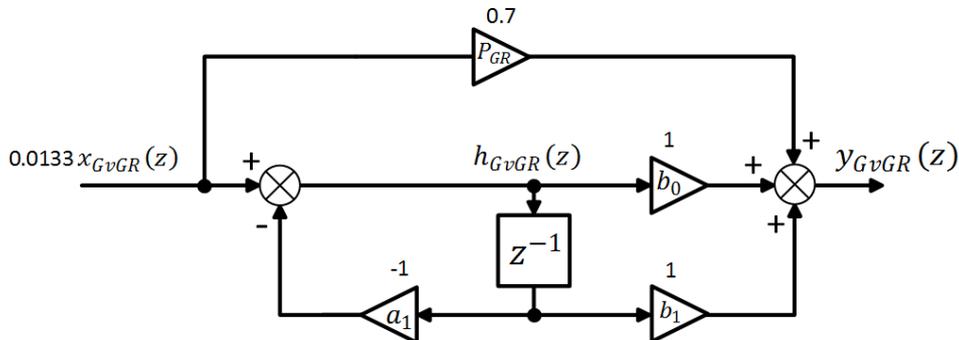


Figura 4.11.- Diagrama de la programación estándar del controlador de tensión del inversor para el modo red

$$h_{GvGR}(z) = 0.0133 x_{GvGR}(z) + h_{GvGR}(k - 1) \quad (4.45)$$

$$y_{GvGR}(z) = h_{GvGR}(k) + h_{GvGR}(k - 1) + 0.7 x_{GvGR}(k) \quad (4.46)$$

$$h_{GvGR}(k - 1) = h_{GvGR}(k) \quad (4.47)$$

Donde P_{GR} es el valor del controlador proporcional, $x_{GvGR}(z)$ es la señal de error digital obtenida de la diferencia entre la referencia de tensión del bus de CD y la tensión sensada en el bus de CD. (4.47) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

4.3.3.- Control digital del PLL

El filtro pasa todo que realiza el desfase de 90° a la tensión de la red eléctrica mostrado en (3.94), en forma discreta se tiene:

$$G_{ort}(z) = -0.963 \frac{1 - 1.0384216 z^{-1}}{1 - 0.963 z^{-1}} \quad (4.48)$$

El código de programación se obtiene de la Fig. 4.12, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

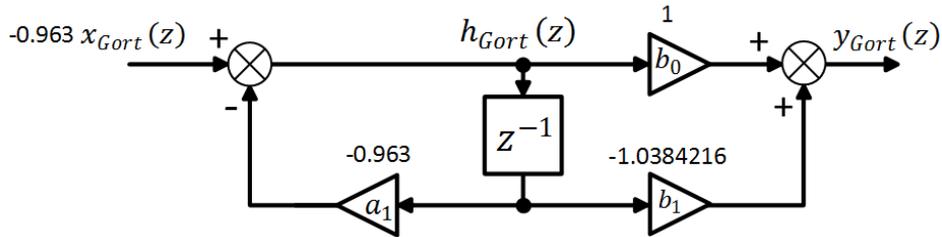


Figura 4.12.- Diagrama de la programación estándar del filtro pasatodo del PLL

$$h_{Gort}(z) = -0.963 x_{Gort}(z) + 0.963 h_{Gort}(k - 1) \quad (4.49)$$

$$y_{Gort}(z) = h_{Gort}(k) - 1.0384216 h_{Gort}(k - 1) \quad (4.50)$$

$$h_{Gort}(k - 1) = h_{Gort}(k) \quad (4.51)$$

Donde $x_{Gort}(z)$ es la señal de la tensión de la red, y (4.51) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

En forma discreta, el controlador del PLL mostrado en (3.100) resulta:

$$G_{PLL}(z) = 1.2546067 \frac{1 - 0.987873968 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.52)$$

El código de programación se obtiene mediante la Fig. 4.13, y resulta en la forma de ecuaciones en diferencias como:

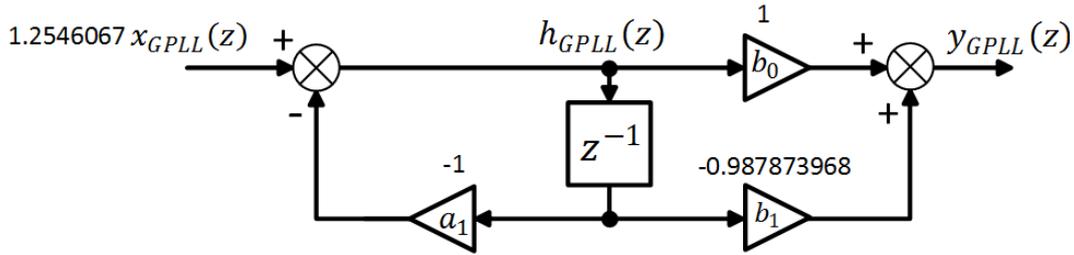


Figura 4.13.- Diagrama de la programación estándar del controlador del PLL

$$h_{GPLL}(z) = 1.2546067 x_{GPLL}(z) + h_{GPLL}(k - 1) \quad (4.53)$$

$$y_{GPLL}(z) = h_{GPLL}(k) - 0.987873968 h_{GPLL}(k - 1) \quad (4.54)$$

$$h_{GPLL}(k - 1) = h_{GPLL}(k) \quad (4.55)$$

Donde $x_{GPLL}(z)$ es la señal de V_q del PLL, y (4.55) son los valores numéricos de los retardos digitales que se actualizan en cada periodo de muestreo.

4.4.- Simulaciones del control digital de los convertidores electrónicos de potencia

4.4.1.- Simulaciones del control digital en modo Isla

El sistema fotovoltaico simulado en PSIM® se muestra en la Fig. 4.14, donde se considera una fuente de CD a la entrada con un valor de 96 V para emular el arreglo de paneles como se mencionó en el capítulo III. La fuente es conectada al convertidor Boost y este, a su vez, a la entrada del inversor puente completo. A la salida del inversor se conecta el filtro LCL diseñado en el capítulo III y este, a su vez, a la entrada del transformador de aislamiento de relación 1:1. Por último, se conecta la carga resistiva que alimenta el sistema fotovoltaico.

La parte de la simulación del control del convertidor Boost se muestra en la Fig. 4.15. El bloque que se encuentra debajo del convertidor contiene los lazos de control programados en código C, mostrados en la sección 4.2.1, que generan la señal de control del convertidor, y que se compara con la señal diente de sierra de 5 kHz para obtener los pulsos de disparo del IGBT. En este bloque, la corriente del inductor y la tensión en el bus de CD son sensadas con las ganancias descritas en el capítulo III.

La parte de la simulación del control del inversor puente completo se muestra en la Fig. 4.16. Los bloques que se encuentran debajo del convertidor contienen los lazos de control de tensión y corriente programados en código C, mostrados en la sección 4.2.2, que generan la señal de control del convertidor, y que se compara con la señal triangular de 5 kHz para obtener los pulsos de disparo de los IGBT en la configuración de conmutación tipo unipolar. En este bloque, la corriente del inductor a la salida del inversor y la tensión en la carga resistiva son sensadas con las ganancias descritas en el capítulo III. La referencia del inversor está dada por la fuente de CA con el valor de la frecuencia de salida de 60 Hz y con el valor pico de la señal sinusoidal que se desea en la carga resistiva.

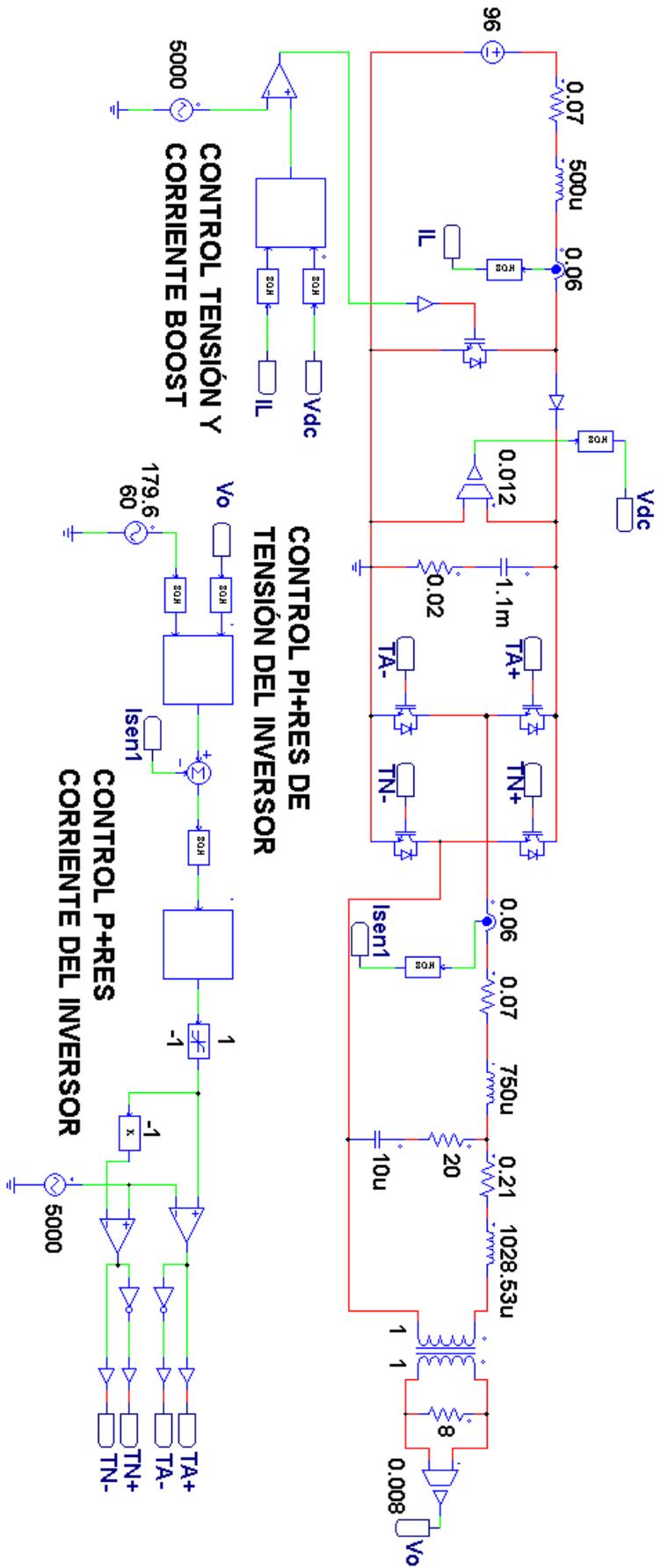


Figura 4. 14.- Diagrama total del sistema fotovoltaico simulado en código C en PSIM® para el modo isla

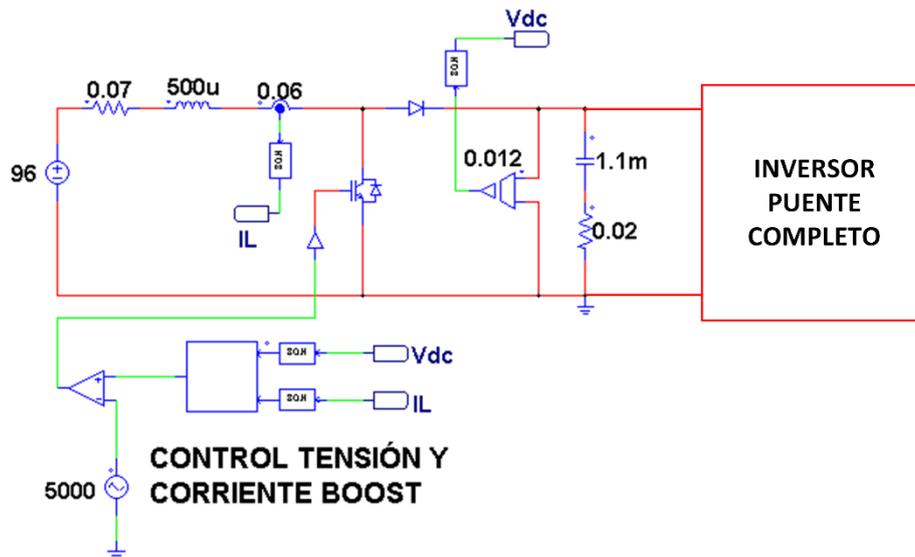


Figura 4.15.- Diagrama del convertidor Boost simulado en código C en PSIM® para el modo isla

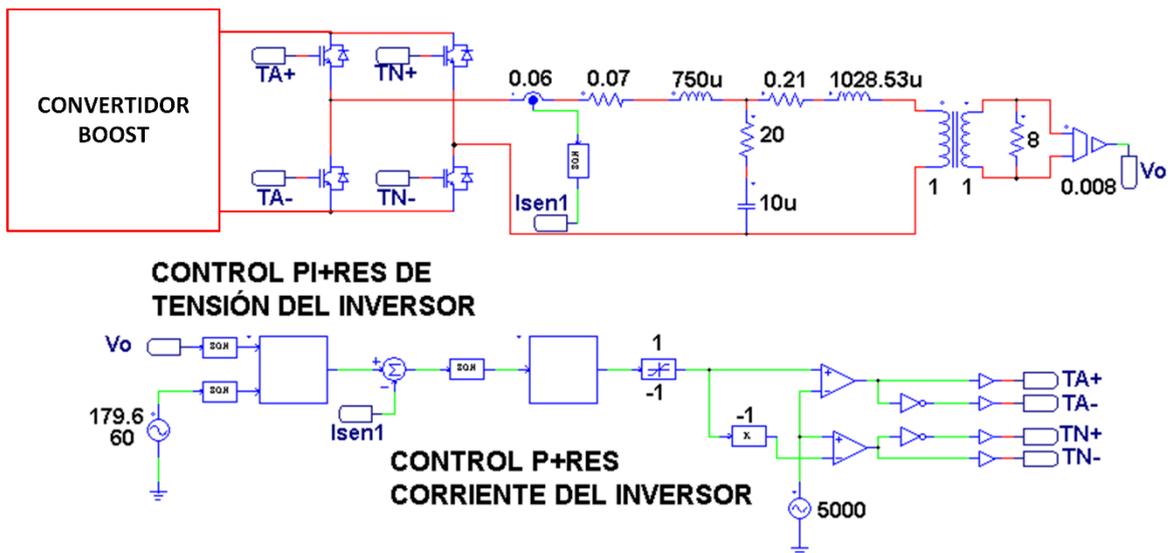


Figura 4.16.- Diagrama del inverter puente completo simulado en código C en PSIM® para el modo isla

En este modo de operación, las señales de tensión y corriente obtenidas presentan un valor de THD del 2%.

Para verificar que los lazos de control no se inestabilizan ante perturbaciones, se introduce un escalón en el segundo 2 para variar la carga desde el valor nominal (8Ω) hasta 14Ω , tal como se muestra en la Fig. 4.17. Como se observa, la primera gráfica (V_{dc}) de la tensión del bus de CD, tiene un rizado de acuerdo al valor del capacitor seleccionado en el capítulo III. Al aplicar el escalón, la referencia media de la tensión del bus de CD se desvía, y en aproximadamente 300 ms retoma la referencia media pero con un rizado menor, ya que disminuye la potencia del sistema, como se muestra en (3.12). Por tanto, la segunda gráfica (I_L) de la corriente del inductor del Boost disminuye su valor, sin llegar al modo de conducción discontinua. La tercera gráfica (I_o) de la corriente de carga

disminuye su valor RMS. La cuarta gráfica (V_o) de la tensión en la carga varía de manera casi imperceptible y retoma la referencia del valor de 127 Vrms en aproximadamente 200 ms.

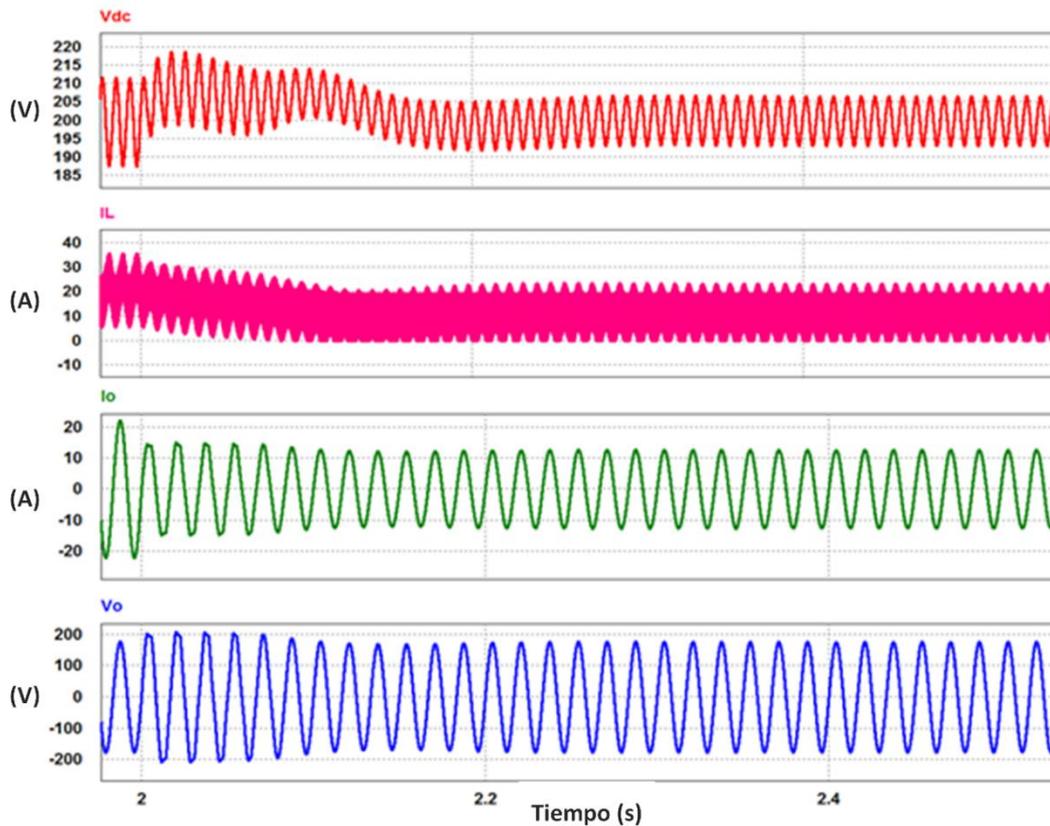


Figura 4.17.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente del inductor del Boost (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realizan variaciones en la carga

4.4.2.- Simulaciones del control digital en modo Red

El sistema fotovoltaico simulado en PSIM® se muestra en la Fig. 4.18, donde a diferencia del modo isla, se tiene conectada una fuente de CA en el inversor que simula la red de distribución.

La parte de la simulación del control del convertidor Boost se muestra en la Fig. 4.19. El bloque que se encuentra debajo del convertidor contiene los lazos de control programados en código C, mostrados en la sección 4.3.1, que generan la señal de control del convertidor, y que se compara con la señal diente de sierra de 5 kHz para obtener los pulsos de disparo del IGBT. En este bloque, la corriente del inductor es sensada con la ganancia descrita en el capítulo III.

La parte de la simulación del control del inversor puente completo se muestra en la Fig. 4.20. Los bloques que se encuentran debajo del convertidor contienen los lazos de control de tensión, corriente y PLL programados en código C, mostrados en la sección 4.3.2 y 4.3.3, que generan la señal de control del convertidor, y que se compara con la señal triangular de 5 kHz para obtener los pulsos de disparo de los IGBT en la configuración de conmutación tipo unipolar. En este bloque, la corriente del inductor a la salida del

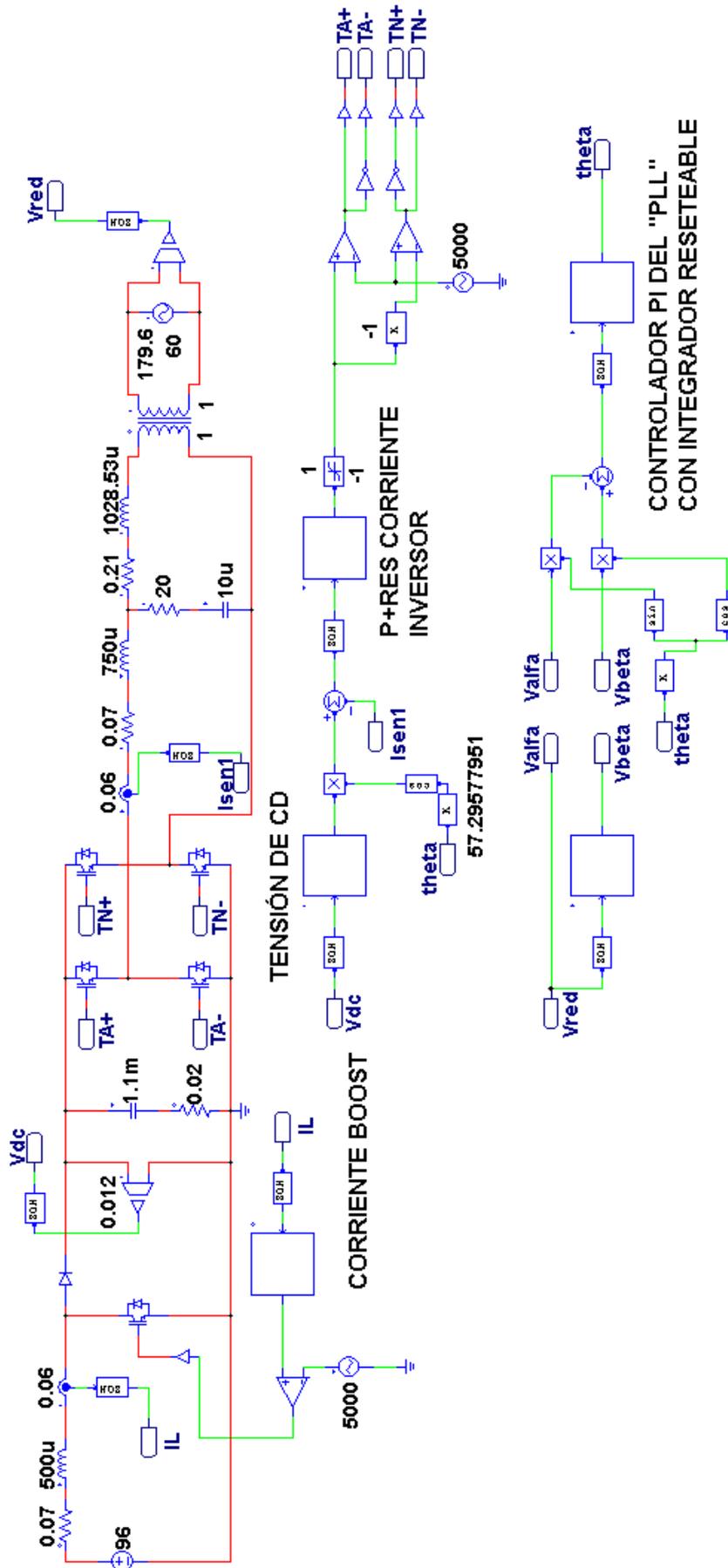


Figura 4.18.- Diagrama total del sistema fotovoltaico simulado en código C en PSIM® para el modo red

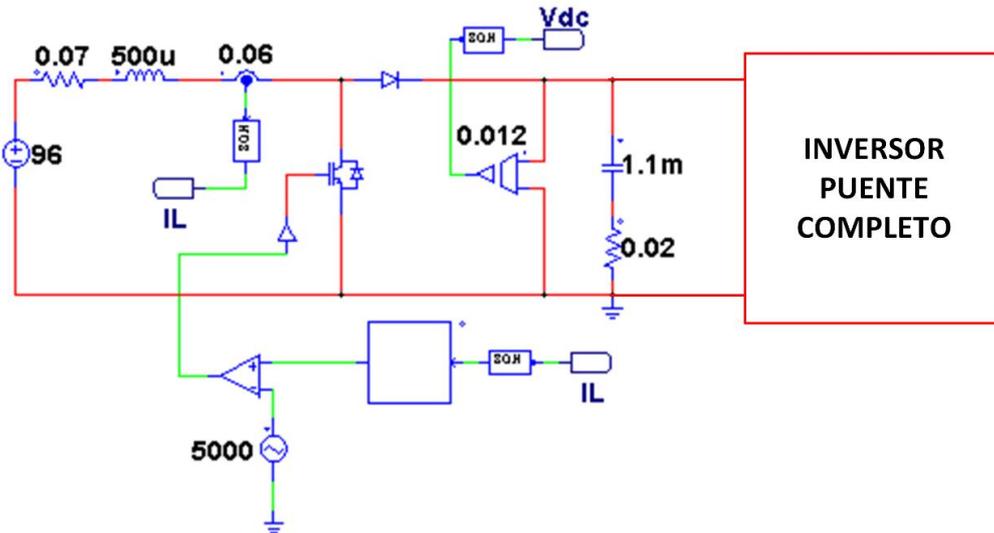


Figura 4.19.- Diagrama del convertidor Boost simulado en código C en PSIM® para el modo red

inversor y la tensión en el bus de CD son sensadas con las ganancias descritas en el capítulo III. La red eléctrica se simula mediante la fuente de CA con el valor de la frecuencia de salida de 60 Hz, y con el valor pico de la señal sinusoidal de tensión que suministra.

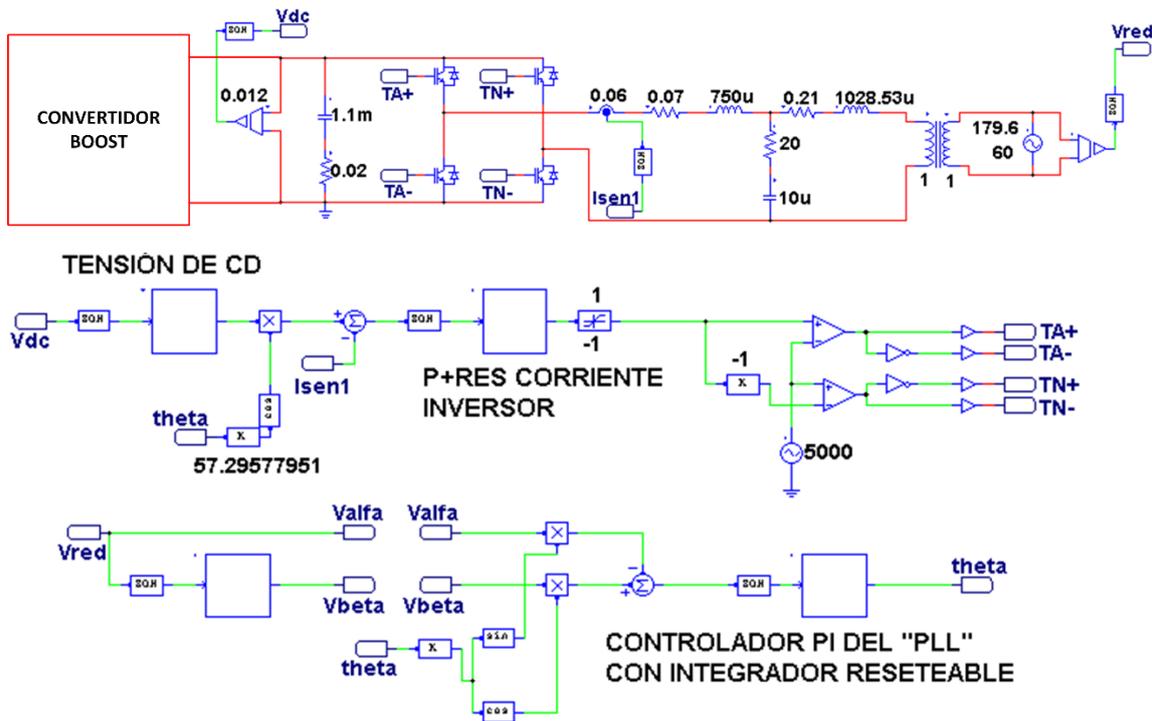


Figura 4.20.- Diagrama del inversor puente completo simulado en código C en PSIM® para el modo red

En este modo de operación, la señal de corriente del inversor presenta un valor de THD_i del 4.8%.

Para verificar que los lazos de control no se inestabilizan ante perturbaciones, en la corriente generada por los paneles se introduce un escalón en el segundo 4, como se muestra en la Fig. 4.21, variando desde su valor máximo de 20.8333 A mostrado en (3.3),

hasta su valor mínimo para permanecer en el modo de conducción continua que es de 9.83233 A, mostrado en (3.10). Como se observa, en la primera gráfica (Vdc) de la tensión del bus de CD, se produce una variación brusca, alcanzando la referencia media en aproximadamente 100 ms; debido a que disminuye la potencia del sistema, el rizado también disminuye. En la segunda gráfica (IL) se muestra la variación de la corriente generada por los paneles. En la tercera gráfica (Io) de la corriente de carga, esta recupera su forma sinusoidal en aproximadamente 50 ms, mientras que su valor RMS disminuye cuando esta se estabiliza. La cuarta gráfica (Vred) muestra la tensión de la red eléctrica.

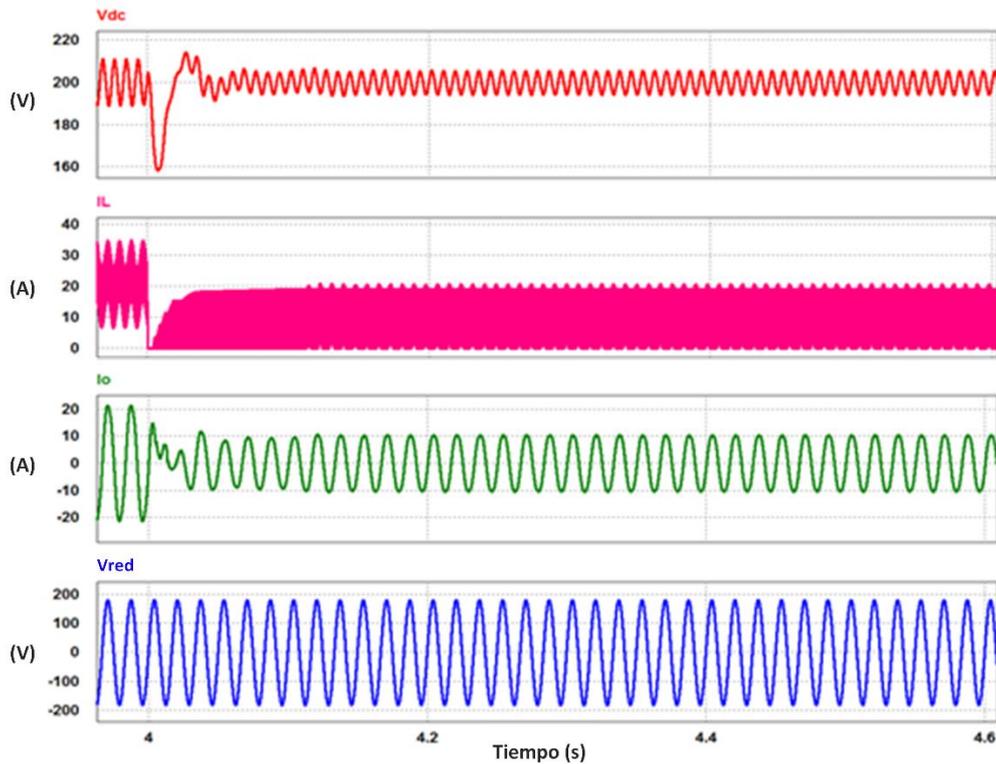


Figura 4.21.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de la red eléctrica (azul), cuando se realizan variaciones en la corriente generada por los paneles

Además, se introducen perturbaciones comunes del suministro de la red eléctrica por medio de un escalón en el segundo 5, desde los 127 V hasta los 135 Vrms, tal como se muestra en la Fig. 4.22, y desde los 127 Vrms hasta los 100 Vrms, en el segundo 5, tal como se muestra en la Fig. 4.23.

Como se observa en las Fig. 4.22 y 4.23, las variaciones que sufren la tensión del bus de CD y la corriente de salida del inversor son casi imperceptibles.

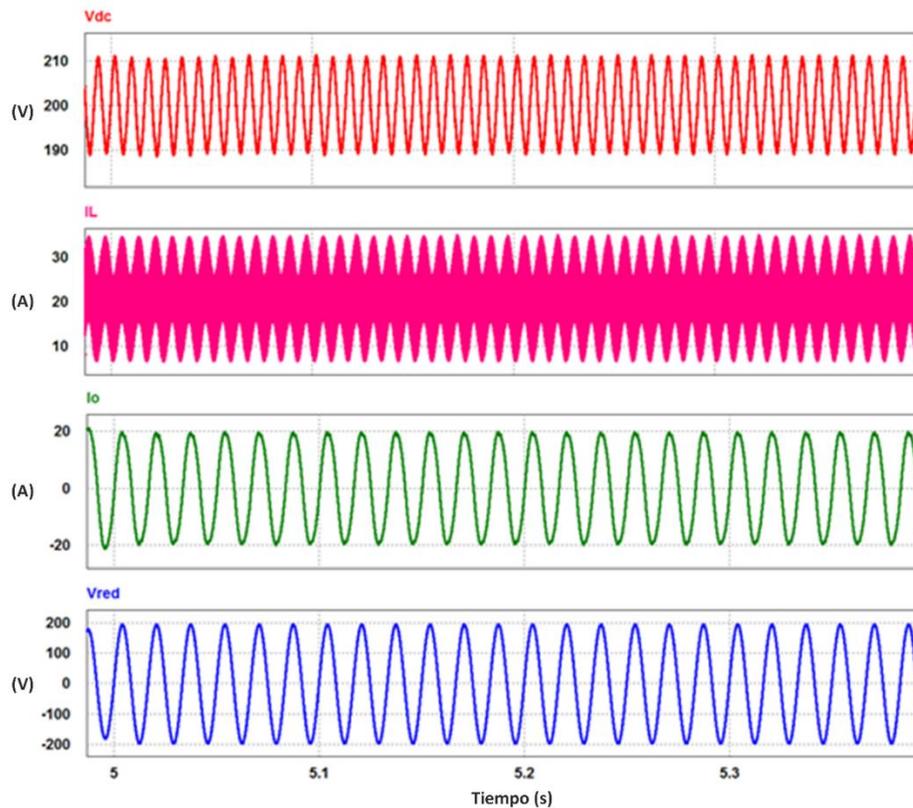


Figura 4.22.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul), cuando se realizan variaciones en la red eléctrica de 127 V a 135 V RMS

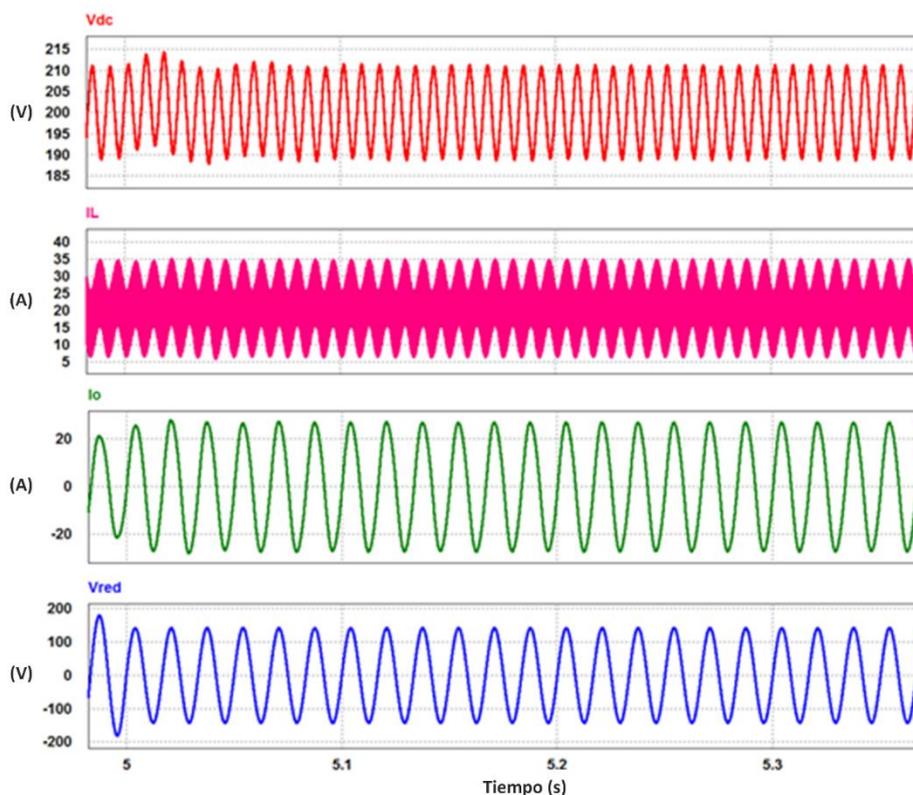


Figura 4.23.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente inyectada por los paneles (rosa), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul), cuando se realizan variaciones en la red eléctrica de 127 V a 100 V RMS

4.4.3.- Simulaciones del control digital en la transición de modo Isla a modo Red

Para realizar la reconfiguración de los modos de operación de isla a red, la corriente de CA generada por el inversor debe tener la misma fase que la tensión de la red eléctrica. La referencia de fase de la red se realiza mediante el PLL. En la Fig. 4.24 se muestran las formas de onda de la red eléctrica que se nombra como V_{α} por lo expuesto en los capítulos I y III, y su componente desfasada 90° nombrada como V_{β} , que son las transformadas de Clark, además, se muestra el ángulo generado por el PLL.

En la Fig. 4.25 se muestra cómo el PLL detecta que la señal de la red eléctrica se ha restablecido a partir del segundo 6, y se encuentra en completo desfase respecto a las señales de CA generadas por el sistema fotovoltaico en el modo Isla. A partir de ese momento, el PLL comienza la búsqueda del ángulo de fase de la red eléctrica, encontrándola en un tiempo aproximado de 200ms, resultando la Fig. 4.26, en la que las señales de tensión y corriente de CA del inversor y la tensión de la red eléctrica se encuentran en fase.

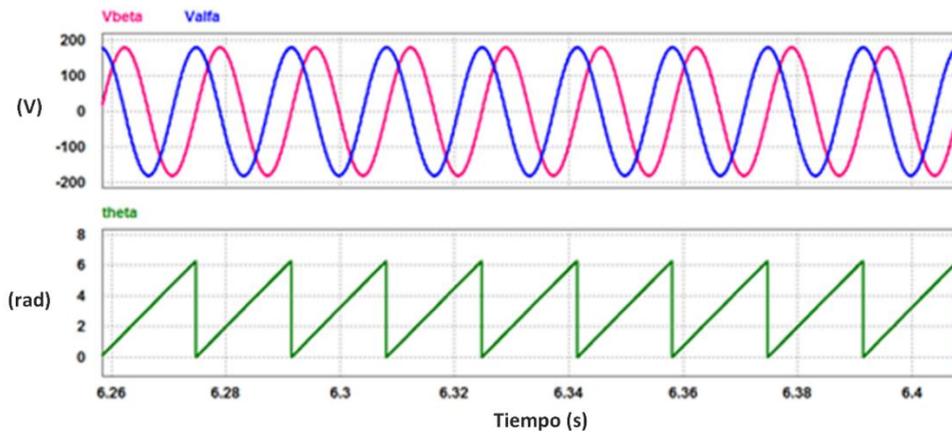


Figura 4.24.- Formas de onda de la tensión de la red (azul), la tensión desfasada 90° respecto a la tensión de la red (rosa) y el ángulo obtenido de la red eléctrica mediante el PLL

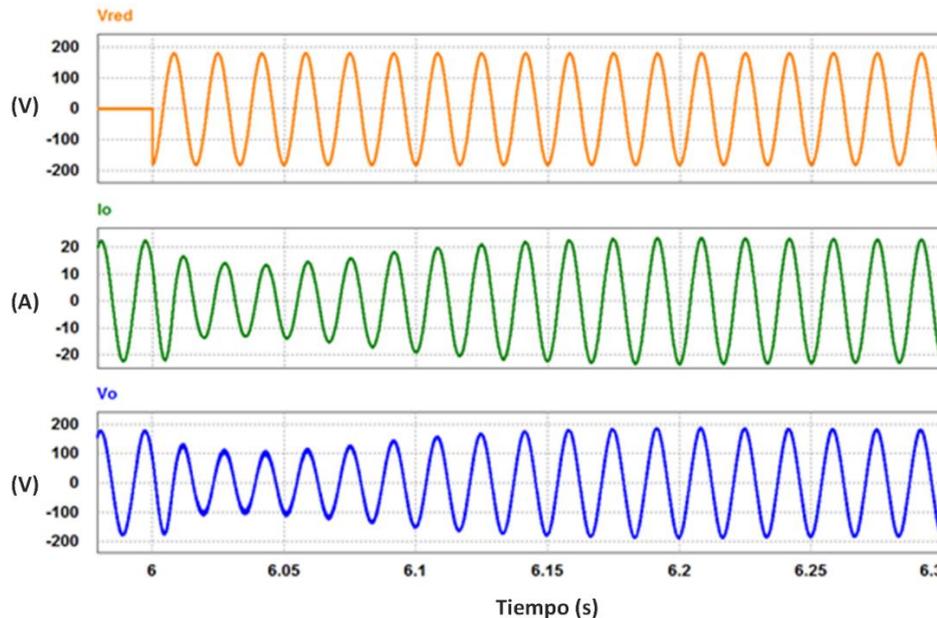


Figura 4.25.- Formas de onda de la tensión de la red (naranja) en desfase con la corriente de la carga resistiva (verde) y la tensión de la carga resistiva (azul)

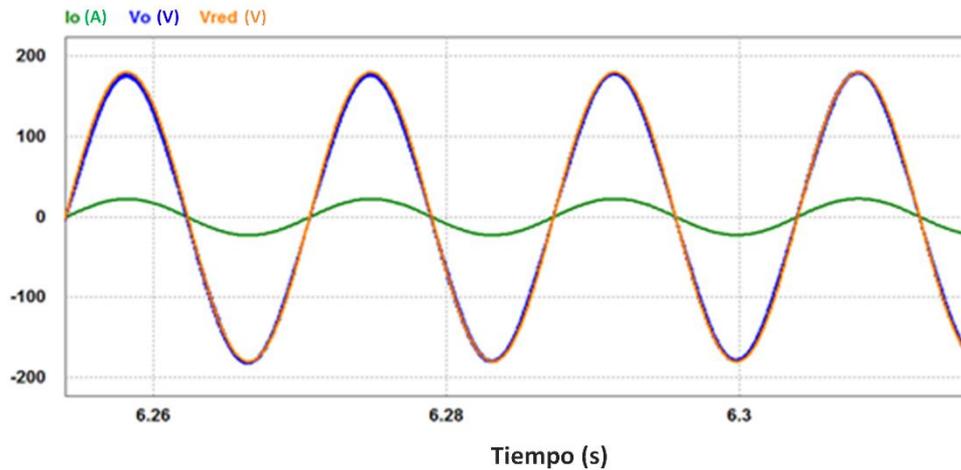


Figura 4.26.- Formas de onda de la tensión de la red (naranja) en fase con la corriente de la carga resistiva (verde) y la tensión de la carga resistiva (azul) debido al PLL

Una vez que la corriente del inversor tiene la misma fase que la red eléctrica, se reconfigura el sistema de modo isla a modo red en el segundo 9, como se muestra en la Fig. 4.27. Como se observa en la gráfica 1 (Vdc), antes del segundo 9, la tensión del bus de CD es controlada por el convertidor Boost, y al realizar la reconfiguración, es controlada por el inversor, mientras que la tensión en la carga pasa de ser suministrada por el inversor a ser suministrada por la red eléctrica. Para lograr la transición suave de modo isla a modo red, se considera un esquema anti-windup *back-calculation* como el mostrado en la sección 3.7, con valores del limitador de 2 y 0.

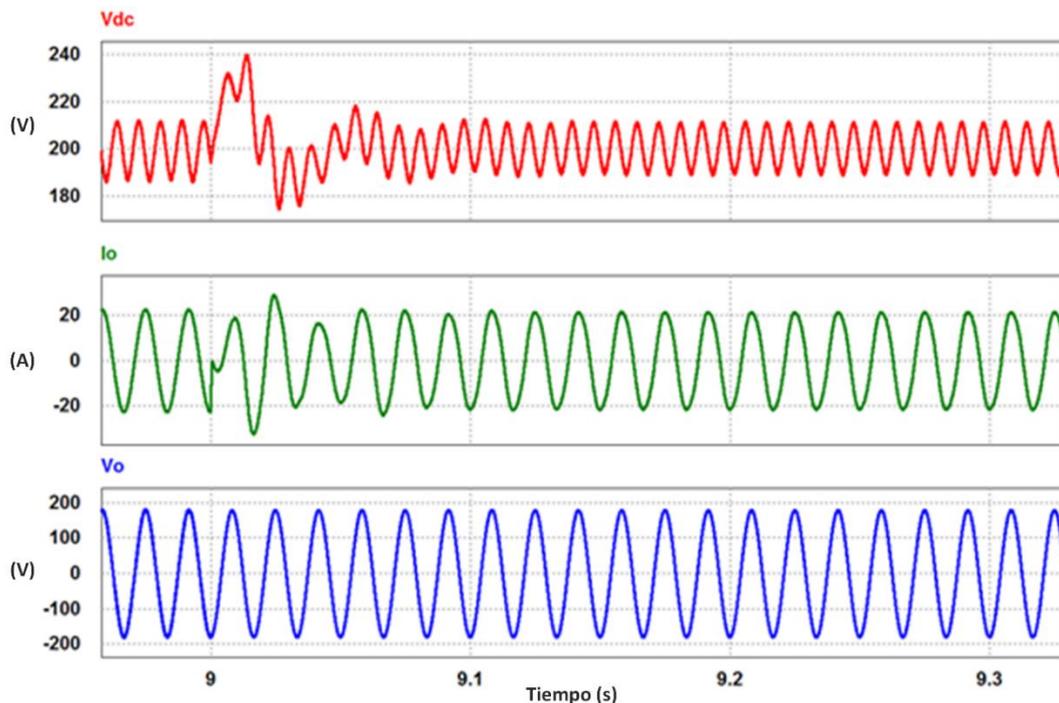


Figura 4.27.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realiza la reconfiguración de modo isla a modo red

4.4.4.- Simulaciones del control digital en la transición de modo Red a modo Isla

En la presente tesis no se considera un esquema de detección de isla, pero sí se considera el tiempo en que debe actuar el esquema para realizar la reconfiguración de modo red a modo isla.

En la Fig. 4.28 se reconfigura el sistema de modo red a modo isla en el segundo 2.2. En el segundo 2 se realiza la desconexión de la red eléctrica del sistema fotovoltaico; a partir de ese momento, en la primera gráfica (V_{dc}) se observa que el inversor pierde la referencia de la tensión del bus de CD, por lo que comienza a oscilar pero, considerando que los esquemas de detección de isla tienen una respuesta de 200 a 300 ms, en el segundo 2.2 se realiza la reconfiguración del sistema. Por lo tanto, la tensión del bus de CD retoma la referencia media de 200 V en aproximadamente 500 ms. Además, como se muestra en la segunda (I_o) y tercera gráfica (V_o), se propicia la continuidad en la corriente y tensión de la carga resistiva, respectivamente, estabilizándose sus señales en aproximadamente 400 ms.

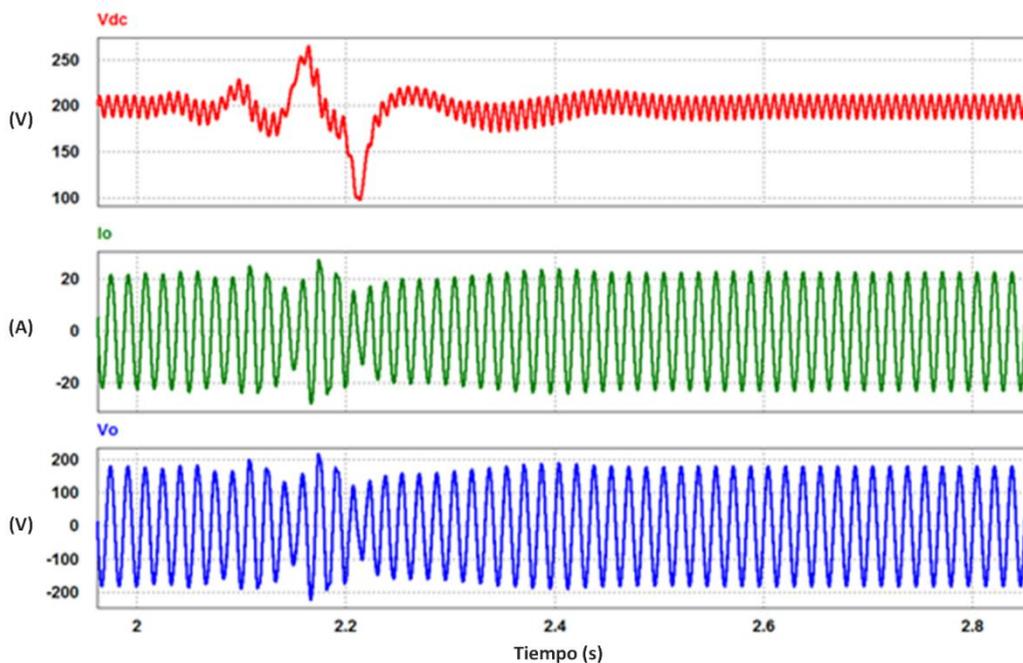


Figura 4.28.- Formas de onda de la tensión de CD (rojo), corriente de carga (verde) y tensión de carga (azul) cuando se realiza la reconfiguración de modo red a modo isla

4.5.- Resultados experimentales

4.5.1.- Procesamiento de señales

Para realizar las pruebas de laboratorio se tiene el diagrama de la Fig. 4.29.

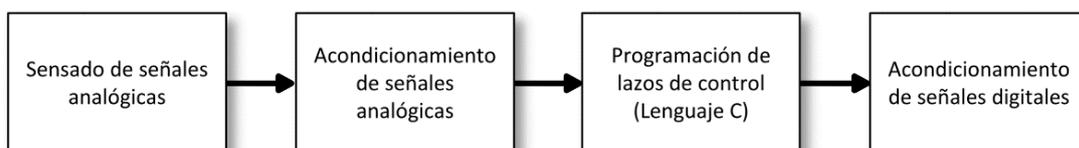


Figura 4.29.- Diagrama general de la implementación de los lazos de control de los convertidores

Para comenzar, se realiza el sensado de las señales de:

- Tensión en el bus de CD
- Corriente del inductor del Boost
- Tensión de carga (red eléctrica o carga resistiva)
- Corriente del inductor del lado del inversor

Esto se realiza por medio de la placa de la Fig. 4.30, que contiene sensores de efecto Hall de corriente LEM LTS-25NP y tensión LEM LV-25P.

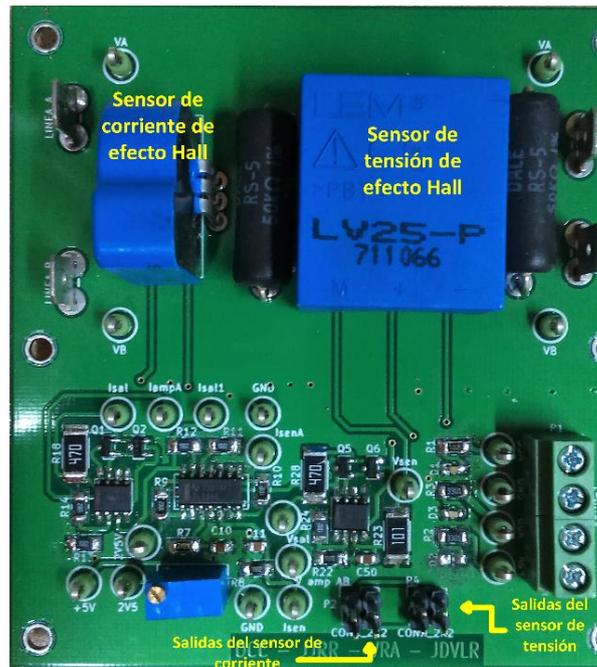


Figura 4.30.- Placa de sensado de corrientes y tensiones por medio de sensores de efecto Hall

Para las pruebas de laboratorio, los lazos de control se programan en lenguaje C en el DSP de Texas Instruments TMS320F28335 como el que se muestra en la Fig. 4.31. Como se mencionó en el capítulo III, las señales de potencia de los convertidores tienen valores instantáneos mayores a 150 V y 15 A, por lo que deben tener ganancias de sensado de tal forma que, sus valores instantáneos máximos sean de 3 V para poder introducirlos al DSP. Por lo tanto, las señales de salida de los sensores son acondicionadas mediante la placa de acondicionamiento analógico de la Fig. 4.32, donde destacan el filtro anti-aliasing y el variador de ganancia de la señal.

Los filtros anti-aliasing son filtros pasa-bajas que se utilizan para atenuar el ruido que se presenta en las señales analógicas de entrada al DSP. Si este ruido se muestrea junto con las señales deseadas, los resultados en la salida pueden ser erróneos, por ello se ubican antes del CAD. Dado que este filtro se encuentra antes del CAD, el filtro es analógico [75]. Con esta placa se suma un offset para las señales de CA y se omite para las señales de CD. El filtro anti-aliasing es el mismo utilizado que en [76].



Figura 4.31- DSP con microcontrolador TMS320F28335 de Texas Instruments

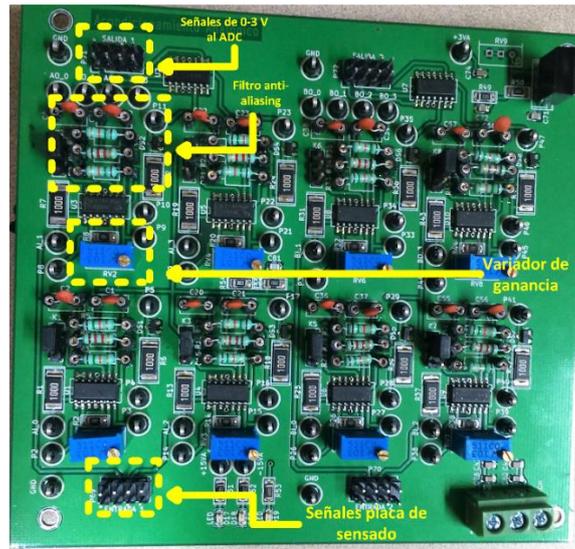


Figura 4.32.- Placa de acondicionamiento analógico

Las señales que se obtienen de la placa de acondicionamiento analógico tienen valores de 0-3 V, por lo que se envían a las terminales del ADC del DSP para realizar el proceso de conversión analógico-digital y el procesamiento de las señales en el código de programación. Una vez procesado el código a la frecuencia de muestreo, se obtienen pulsos de 3.3 V en las salidas PWM del DSP. Estos pulsos se acondicionan a valores de 15 V mediante la placa de acondicionamiento digital que se muestra en la Fig. 4.33, para enviarlos a las compuertas de los IGBT y realizar el proceso de conmutación.

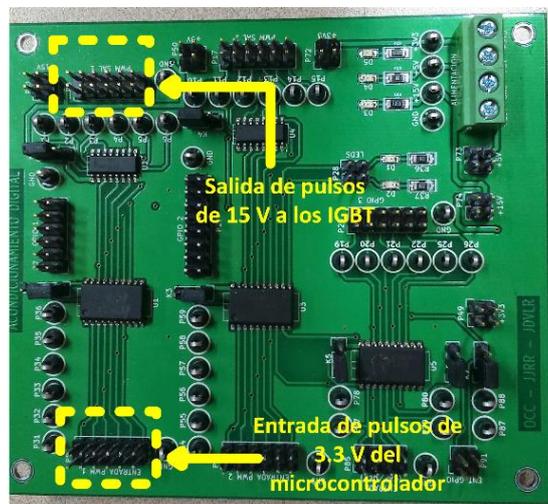


Figura 4.33.- Placa de acondicionamiento digital

4.5.2.- Resultados de implementación

En la presente tesis, únicamente se obtienen resultados experimentales para el control del inversor en modo isla, esto es, alimentando una carga resistiva de 8Ω . El módulo del inversor utilizado es el modelo IPES-2K5-4510 que se muestra en la Fig. 4.34. La distribución de las terminales de tierra y de las señales de disparo en el módulo se muestran en la Fig. 4.35, mientras que su diagrama eléctrico se muestra en la Fig. 4.36 [77].

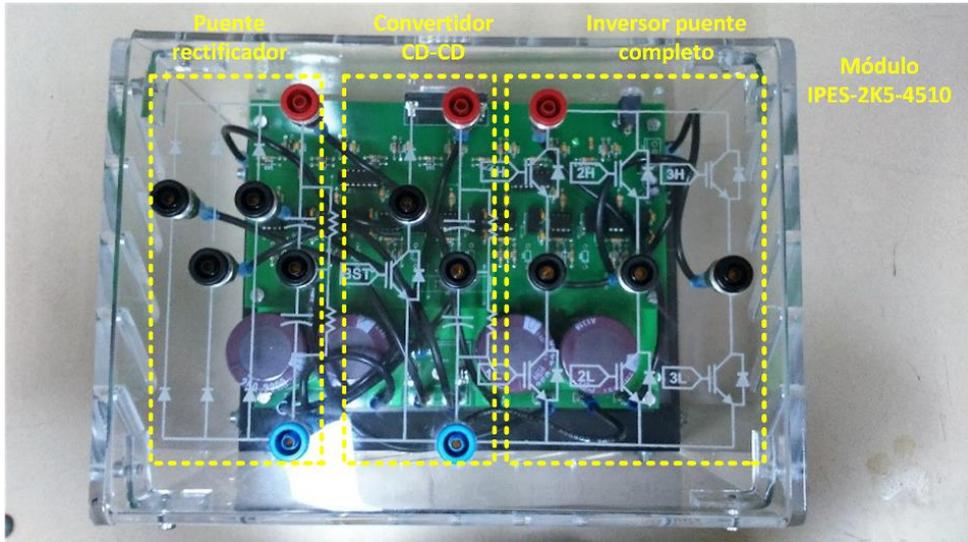


Figura 4.34.- Módulo de los convertidores electrónicos de potencia modelo IPES-2K5-4510

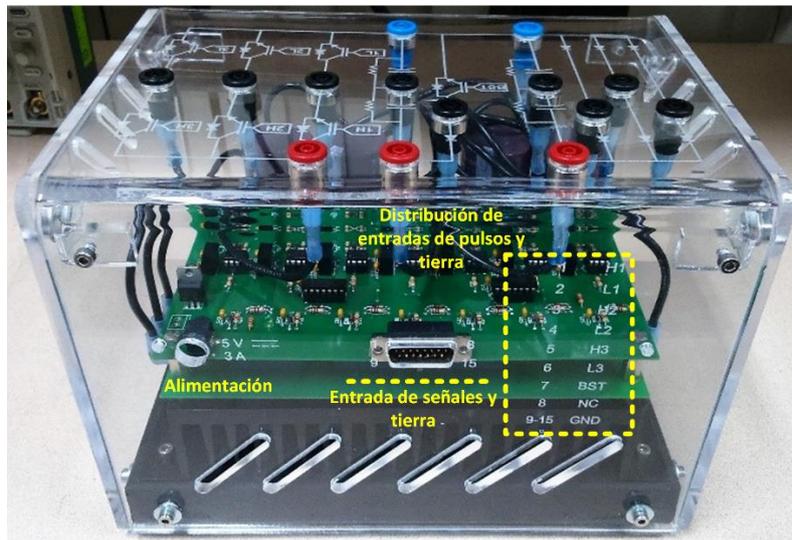


Figura 4.35.- Distribución de las señales de disparo de los IGBT del módulo IPES-2K5-4510

El valor del capacitor del bus de CD que contiene el módulo es de 1.1 mF.

El módulo se alimenta con una fuente de CD modelo TDK-Lambda 300-17 que se muestra en la Fig. 4.37, con una tensión de 200 VCD. La implementación del inversor en modo isla se muestra en la Fig. 4.38, donde se muestran la fuente de CD, el módulo del inversor y la etapa de sensado.

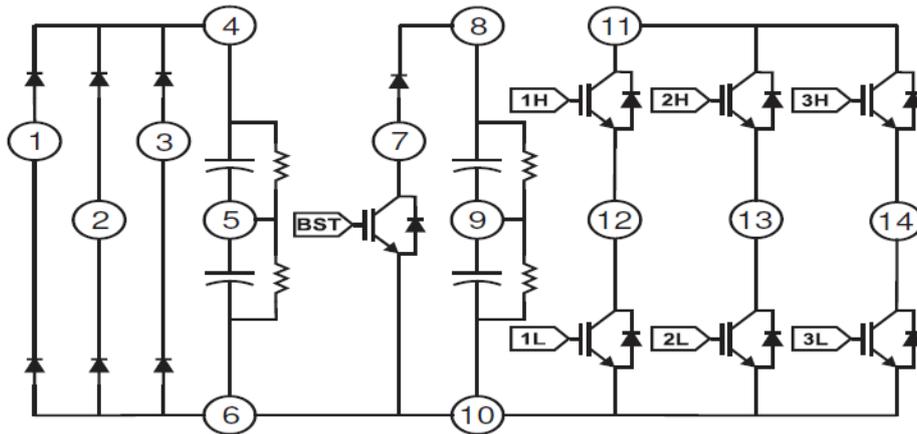


Figura 4.36.- Diagrama eléctrico del módulo IPES-2K5-4510

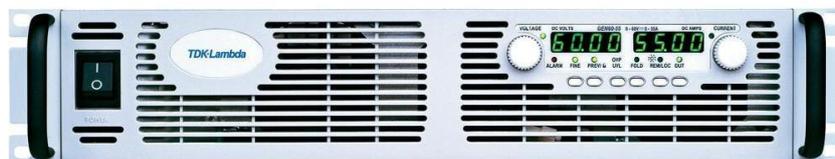


Figura 4.37.- Fuente de CD modelo TDK-Lambda 300-17

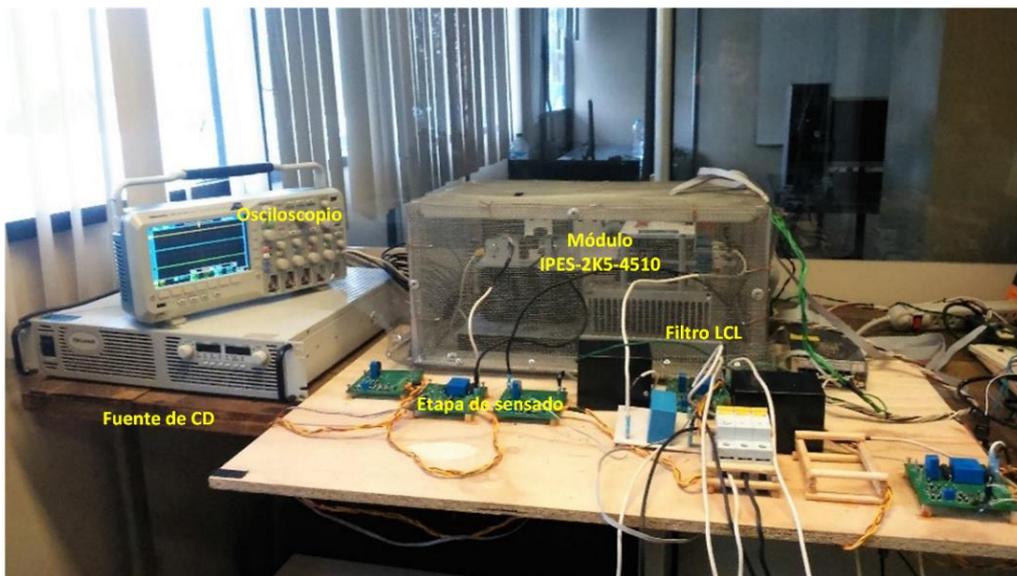


Figura 4.38.- Esquema de implementación del inversor en modo isla

Los inductores y el módulo del inversor se colocan en jaulas de Faraday aterrizadas para disminuir el ruido electromagnético generado [78]. Además, se aleja la etapa de control digital de la etapa de potencia del convertidor.

Las placas de sensado de todo el sistema se muestran en la Fig. 4.39, pero únicamente se utilizan las de la corriente del inversor, tensión en la carga y tensión de la red. Asimismo, se muestra el filtro LCL diseñado en el capítulo III. El código de programación del DSP para el control del inversor en modo isla se encuentra en el anexo J, el transformador de aislamiento y la carga resistiva se muestran en la Fig. 4.40.

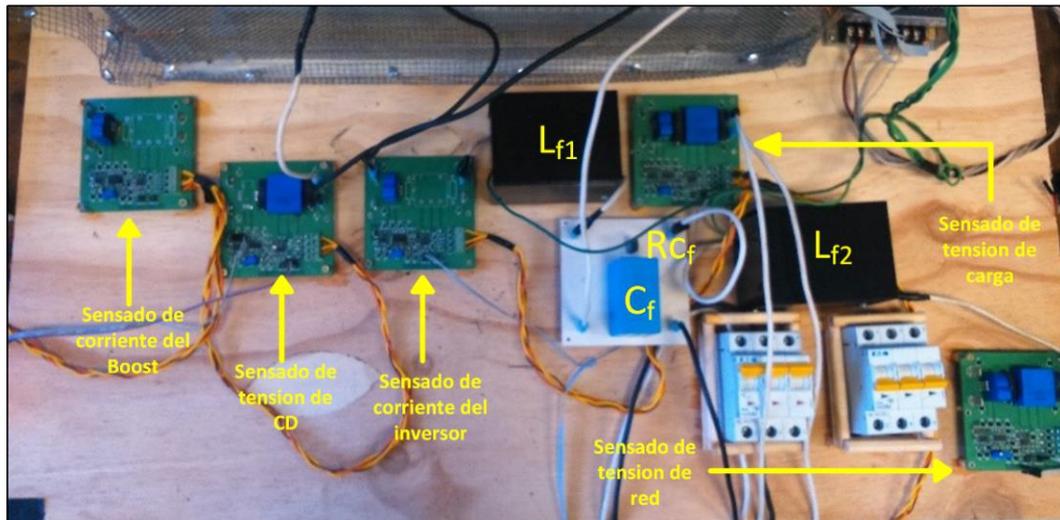


Figura 4.39.- Etapa de sensado de señales de potencia y elementos pasivos del filtro LCL

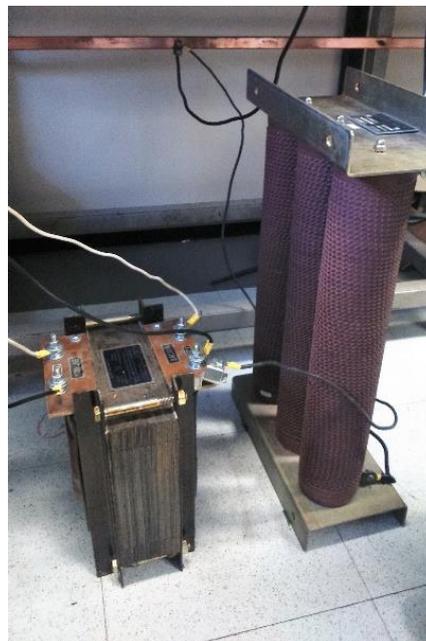


Figura 4.40.- Transformador de aislamiento de relación 1:1 y carga resistiva de 8Ω

Al generar una referencia sinusoidal desde el microcontrolador para el control del inversor se obtienen los resultados del osciloscopio que se muestran en la Fig. 4.41. En el canal 2 (azul) y el canal 4 (verde) se realiza la medición de la corriente y tensión de carga, respectivamente, donde se observa que el valor de frecuencia es de 60 Hz en ambas señales, mientras que el valor RMS de la señal de tensión es de 127 V y 16 A para la señal de corriente.

El valor del THD medido mediante el analizador de calidad de la energía HIOKI PW3198 es de 5.3%. Por tanto, la distorsión armónica en las señales se considera aceptable.

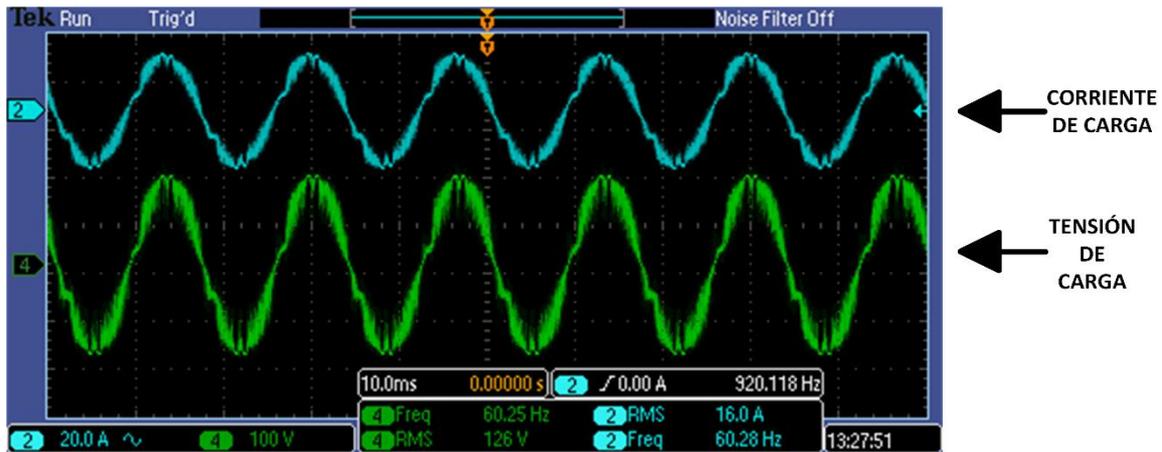


Figura 4.41.- Señales de corriente de carga (azul) y tensión de la carga (verde) con sus valores RMS y frecuencia obtenidos del control del inversor en modo isla mediante la generación de una señal sinusoidal con el microcontrolador

La referencia sinusoidal del inversor también se genera con el ángulo de la red mediante el PLL. En la Fig. 4.42, se muestra la señal de la red eléctrica en el canal 1 (amarillo), mientras que en el canal 2 (azul) se muestra la señal desfasada 90° respecto a la red eléctrica. En el canal 3 (verde) se muestra el valor del ángulo de la red.

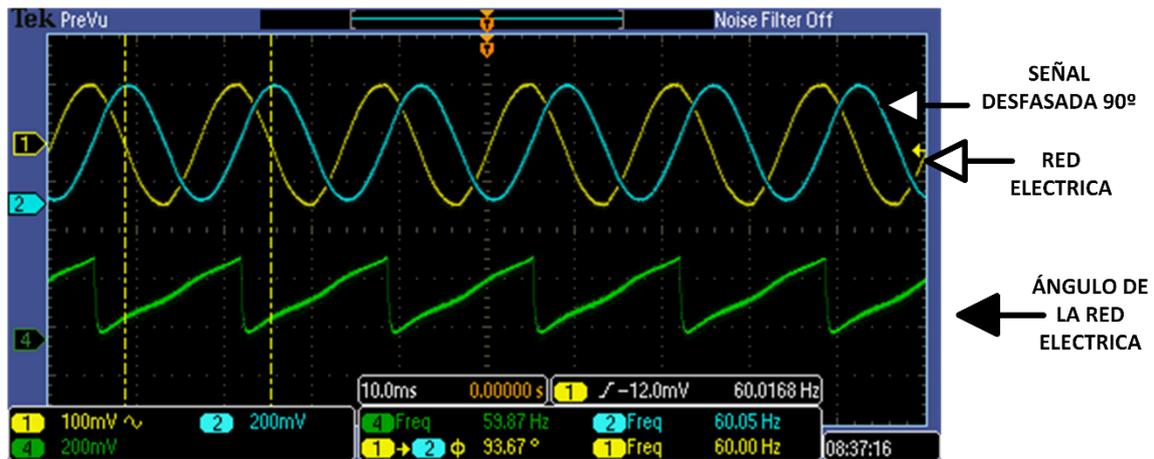


Figura 4.42.- Tensión de la red (amarillo), componente ortogonal (azul) y el ángulo obtenido de la red de distribución mediante el PLL

En la Fig. 4.43, el canal 1 (amarillo) muestra la señal de la red eléctrica, mientras que en el canal 2 (azul) y el canal 4 (verde) se realiza la medición de la corriente y la tensión de carga respectivamente, donde se observa que el valor de frecuencia es de 60 Hz en ambas señales, mientras que el valor RMS de la señal de tensión es de 127 V y de 16 A para la señal de corriente. Además, las señales tienen el mismo ángulo de fase que la tensión de la red, que posteriormente permite inyectar la corriente de CA del inversor a la red eléctrica.

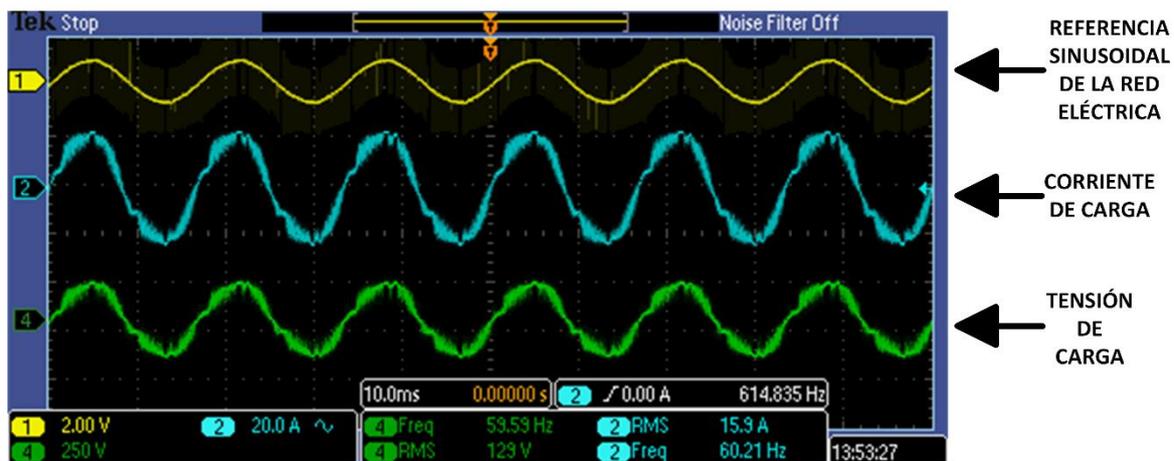


Figura 4.43.- Señales de tensión de la red eléctrica (amarillo), corriente de carga (azul) y tensión de la carga (verde) con sus valores RMS y frecuencia obtenidos del control del inversor en modo isla mediante la generación de una señal sinusoidal con el PLL

Capítulo V

Conclusiones

5.1.- Conclusiones

En este trabajo de tesis se realizó el diseño de un sistema fotovoltaico para que opere alimentando a una carga resistiva de 8Ω (modo isla) e inyectando corriente de CA a la red eléctrica (modo red), con una potencia nominal de 2 kW para ambos modos de operación.

- Respecto a la simulación del sistema fotovoltaico se concluye:
 - ❑ Los controladores sintonizados en el dominio de la frecuencia compleja para los convertidores electrónicos de potencia no generan inestabilidades en su funcionamiento.
 - ❑ El lazo de control del convertidor Boost en modo isla tiene el funcionamiento adecuado, ya que entrega una tensión de 200 V en el bus de CD regulando el valor medio de la corriente entregada por los paneles.
 - ❑ El lazo de control del convertidor Boost en modo red opera correctamente, ya que permite regular la corriente entregada por los paneles en cualquier valor de referencia dentro de los límites de la conducción continua.
 - ❑ El control del inversor en modo isla se desarrolla correctamente, ya que la señal en la carga del inversor tiene el valor de 127 Vrms, frecuencia de 60 Hz, ángulo de fase definido por la referencia y el nivel de THD en las señales de tensión y corriente del inversor es del 2%.
 - ❑ El control del inversor en modo red opera adecuadamente, ya que la tensión del bus de CD está regulada a 200 V, la corriente de CA del inversor tiene el mismo ángulo de fase que la red eléctrica y la corriente de CA inyectada a la red tiene un THD del 4.8%.
 - ❑ Se verifica que los lazos de control de los convertidores electrónicos de potencia para el modo isla y para el modo red no se inestabilizan frente a variaciones de carga, variaciones en la tensión de la red y variaciones de la corriente generada.
 - ❑ No es necesario utilizar algún esquema anti-windup para el funcionamiento nominal de los convertidores en modo isla y modo red.
 - ❑ Al sintonizar el mismo controlador de corriente del inversor para los modos isla y red, existe continuidad en la forma de onda de la corriente de salida del inversor al realizar la reconfiguración entre los modos de operación.
 - ❑ Para realizar la reconfiguración de modo isla a modo red se utiliza un esquema anti-windup *back-calculation* en el lazo de control de tensión del inversor en modo red, lo que permite lograr una transición suave. Se verifica que este esquema no afecta en el funcionamiento nominal del convertidor.
 - ❑ Los controladores transformados al dominio del tiempo discreto por la aproximación de Tustin tienen la misma respuesta que los controladores sintonizados en el dominio de la frecuencia.

- Respecto a la implementación del sistema fotovoltaico se concluye:
 - El código simulado en PSIM® para el control del inversor puente completo en modo isla funciona correctamente en el programa Code Composer Studio que controla al microcontrolador TMS320F28335 de Texas Instruments.
 - Se obtiene una tensión de 127 Vrms en la carga resistiva, incluso variando la fuente de CD de entrada al inversor.
 - El funcionamiento del PLL es correcto debido a que permite generar la referencia del lazo de control del inversor en modo isla con el ángulo de fase de la red eléctrica. Por tanto, se verifica que las señales de tensión y corriente en la carga resistiva tienen el mismo ángulo de fase que la tensión de la red.
 - El valor de THD en las señales de CA en la carga resistiva se considera aceptable, ya que la medición mediante el analizador de calidad de la energía HIOKI PW3198 es del 5.3%.

5.2.- Aportaciones de la Tesis

- Se obtuvieron los controladores del convertidor CD-CD tipo Boost para que opere en el modo de conducción continua para el modo Isla y modo Red.
- Se obtuvieron los controladores del inversor puente completo para que opere en modo Isla y modo Red.
- Se calcularon los elementos pasivos del convertidor CD-CD tipo Boost.
- Se diseñó el filtro LCL para eliminar contenido armónico a la salida del inversor.
- Se construyó el sistema de generación fotovoltaica mediante el módulo IPES-2K5-4510.
- Se desarrolló el código de programación de los lazos de control de los convertidores en lenguaje C para el DSP de Texas Instruments TMS320F28335.
- Se implementó el lazo de control del inversor monofásico puente completo en modo Isla.

5.3.- Trabajos futuros

Para mejorar el presente trabajo de tesis se recomienda en futuras líneas de investigación:

- Implementar el control del inversor en modo red cargando el nivel de tensión del capacitor e inyectando corriente de CA a la red eléctrica.
- Implementar el control del sistema fotovoltaico en el modo isla con el convertidor Boost conectado al inversor.
- Implementar el control del sistema fotovoltaico en el modo red con el convertidor Boost conectado al inversor.
- Realizar la transición del sistema fotovoltaico de modo isla a modo red y viceversa.

- Implementar un algoritmo del MPPT al sistema fotovoltaico.
- Implementar un esquema de detección de isla.
- Analizar el sistema fotovoltaico con cargas no lineales.

REFERENCIAS

- [1] Definición de Smart Grid (s.f.). Recuperado el 25 de Agosto de 2016, de <http://www.smartgridmexico.org/es/definicion-de-smart-grid>
- [2] G.T. Heydt, "Implementation of Smart Grid Objectives Among Distribution Systems Residential, Commercial, and Industrial Loads". 978-1-5090-3270-9/16. IEEE 2016.
- [3] Remus Teodorescu, Marco Liserre, Pedro Rodríguez, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems," IEEE, John Wiley and Sons, 2011.
- [4] R. Ortega González, Aplicación de Técnicas de Control para reducción de THDv en Inversores Monofásicos de Generación de Energía que Operan en Modo Isla en el Contexto de Microrredes, Valencia, España, 2012.
- [5] S. Bando, Y. Sasaki, H. Asano, S. Tagami, "Balancing control method of a microgrid with intermittent renewable energy generators and small battery storage," Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE, pp.1-6, 20-24 July 2008.
- [6] S. Vazquez, S.M. Lukic, E. Galvan, L.G. Franquelo, J.M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.57, no.12, pp.3881-3895, Dec. 2010.
- [7] C. L. Trujillo Rodríguez, Concepción de controladores reconfigurables para microinversores fotovoltaicos operando como unidades autónomas de generación de energía en microrredes, Valencia, España, 2011.
- [8] César Trujillo, David Velasco, Emilio Figueres, Gabriel Garcerá "Local and remote techniques for Islanding detection in distributed generators". D N Gonkar. ISBN: 978-953-307-046-9, InTech, 2010.
- [9] Pengwei Du, Zhihong Ye, Erick E. Aponte, J. Keith Nelson, Lingling Fan, "Positive-Feedback-Based Active Anti-Islanding Schemes for Inverte-Based Distributed Generators: Basic Principle, Desing Guideline and Performance Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, December 2010.
- [10] D. Velasco, C. L. Trujillo and E. A. Narváez. "Review of Anti-Islanding Methods: Analysis by Figures of Merit Tools for Controllers Reconfiguration in Microgrids "
- [11] Z. Ye, R. Walling, L. Garces, R. Zhou, L. Li, T. Wang, "Study and Development of Anti-Islanding Control for Grid-Connected Inverters," NREL/SR-56D-36243, National Renewable Energy Laboratory, May 2004.
- [12] D. Velasco, C. Trujillo, G. Garcera, and E. Figueres. An active anti-islanding method based on phase-PLL perturbation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4):1056–1066, 2011.
- [13] Masoud Karimi-Ghartemani. "Enhanced phase-locked loopstructures for power and energy applications ". Mississippi State University. IEEE Press Series on Microelectronic Systems. Wiley. ISBN: 9781118795026
- [14] K. De Brabandere, T. Loix, K. Engelen, B. Bolsens, J. Van den Keybus, J. Driesen, and R. Belmans. Design and operation of a phase-locked loop with Kalman estimator-based filter for single-phase applications. In *Annual Conference of the IEEE on Industrial Electronics (IECON)*, Paris, France, 2006, pages 525–530.

- [15] B.Y. Ren, Y.R. Zhong, X.D. Sun, and X.Q. Tong. A digital PLL control method based on the FIR filter for a grid-connected single-phase power conversion system. In *IEEE International Conference on Industrial Technology ICIT 2008*, Chengdu, China, 2008, pages 1–6.
- [16] P. Rodriguez, A. Luna, R.S. Munoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1):99–112, 2012.
- [17] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blabjerg. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. In *IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC*, Jeju, South Korea, 2006, pages 1–6.
- [18] Il-Song Kim, Myung-Bok Kim, Myung-Joong Youn. “New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.53, no.4, August 2006.
- [19] N. Díaz, C. L. Trujillo, J. Hernández, “Control of an Inverter for Photovoltaic Arrays, Using an Estimator of Short Circuit Current to Maximum Power Point Tracking”.
- [20] Femia, N.; Granozio, D.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M., “Optimized one-cycle control in photovoltaic grid connected applications,” *Aerospace and Electronic Systems*, *IEEE Transactions on*, vol.42, no.3, pp.954-972, July 2006.
- [21] Wenkai Wu; Pongratananukul, N.; WeihongQiu; Rustom, K.; Kasparis, T.; Batarseh, I., “DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol.1, pp. 525-530, 9-13 Feb. 2003.
- [22] Hohm, D.P.; Ropp, M.E., “Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed,” *Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE*, pp.1699-1702, 2000.
- [23] Kobayashi, K.; Takano, I.; Sawada, Y., “A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions,” *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE* , vol.4, pp.-2617, 13-17 July 2003.
- [24] Zhang, L.; YunfeiBai; Al-Amoudi, A., “GA-RBF neural network based maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems,” *Power Electronics, Machines and Drives, 2002. International Conference on (Conf. Publ. No. 487)* , pp. 18-23, 4-7 June 2002.
- [25] Khaehintung, N.; Pramotung, K.; Tuvirat, B.; Sirisuk, P., “RISCmicrocontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications,” *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE* , vol.3, pp. 2673-2678, 2-6 Nov. 2004.
- [26] ESRAM, T.; Chapman, P.L. “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques”. *Energy Conversion, IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.22, no.2, pp.439-449, June 2007.

- [27] Gerardo Manuel Robledo Leal. “Calidad de la Energía Eléctrica: Camino a la Normalización”. Comisión Federal de Electricidad. Simposio de Metrología. SM2008-S5B2-1188. Santiago de Querétaro, México, 2008.
- [28] IEEE STD. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society.
- [29] T. M. Blooming, D. J. Carnovale. “Application of IEEE STD 519-1992 harmonic limits”. IEEE IAS Pulp and Paper Conference 2006. 1-4244-0282-4/06.
- [30] Meinhardt, M., Cramer, G., Burger, B. and Zacharias, P. “Multi-String-Converter with Reduced Specific Costs and Enhanced Functionality”. *Solar Energy*, **69**(Suppl. 6), July–December 2001, 217–227.
- [31] Juan José de Jesús Herber Ramírez, Inversor elevador mono-etapa, Cholula, Puebla, México, 2006.
- [32] J. Lu and D. Butler. “High Frequency Transformers for DC-DC Converter used in Solar PV System. *Journal of Energy and Power Engineering*, ISSN 1934-8975. Jan. 2010, Volume 4, No.1 (Serial No. 26), USA.
- [33] D. Velasco de la Fuente, Reconfiguración de controladores para inversores fotovoltaicos con almacenamiento de energía en DC operando como generadores autónomos en una microrred, Valencia, España, 2012.
- [34] Yanlin Li, Mingyan Wang, “Control Strategies for grid-connected and island dual-mode operated Inverter Under Unbalanced Grid Voltage Conditions,” ECCE Asia 2012. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference of IEEE, 2-5 June, 2012.
- [35] Guo Li, Li Xialin, Zhou Qi, Liu Zhichao, Liu Shu, Shi Shan “Control Strategies for a Hybrid PV/Battery System with Grid-Connected and Island Mode,” 978-1-4577-0547-2/12, 2012 IEEE.
- [36] Weiliang Li, Jiantao Liu, Ningfeng Li, Li Huang, “Study on smooth transition between island and grid-connected mode,” China International Conference on Electricity Distribution, CICED 2012. Shanghai, 5-6 Sep, 2012.
- [37] Ioan Serban, Corneliu Marinescu, Andreea Busca-Forcos “Single-phase voltage source converter with active power decoupling operating in both grid-connected and island modes,” 978-1-4799-8586-9/15, 2015 IEEE.
- [38] Xiao Li, Haiyu Zhang, Robert Balog “Control Strategy for Seamless Transfer Between Island and Grid-Connected Operation for a Dual-Mode Photovoltaic Inverter,” 978-1-4673-7151-3/15, 2015 IEEE.
- [39] Rubén Ortega, Oscar Carranza, Julio C. Sosa, Victor Hugo García, Nancy Y. Ortega “Application control configurations in a photovoltaic inverter operating in a microgrid,” IECON 2015. 978-1-4799-1762-4/15, 2015 IEEE, 9-12 Nov, 2015.
- [40] I. Patrao Herrero, Concepción e integración en microrredes residenciales de inversores multinivel sin transformador de aislamiento con extracción simultánea de la máxima potencia de múltiples generadores fotovoltaicos, Valencia, España, 2015.
- [41] Sistemas fotovoltaicos conectados a la red (s.f.). Recuperado el 5 de Marzo de 2016, de <http://www2.ineel.mx/proyectofotovoltaico/preguntas.php>

- [42] Sistemas Fotovoltaicos Interconectados con la Red. Aplicaciones de Pequeña Escala. (2010). 1st ed. México: Instituto de Investigaciones Eléctricas.
- [43] Componentes de un sistema fotovoltaico (s.f.). Recuperado el 12 de Junio de 2016, de <http://www.sunedisonemea.com>
- [44] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. “Power Electronics: converters, applications and design”. John Wiley & Sons, 1st., 2nd. and 3rd. edition.
- [45] A. Barrado Bautista, A. Lázaro Blanco. “Problemas de electrónica de potencia”. Pearson. Prentice Hall.
- [46] M. H. Rashid. “Power Electronics: circuits, devices and applications”. Pearson. 4th. edition.
- [47] Lai, R.-S. and Ngo, K. D. T., “A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **10**(3), May 1995, 326–332.
- [48] Norman S. Nise. “Control Systems Engineering”, John Wiley & Sons , 3rd. edition.
- [49] Gabriel Garcerá Sanfeliú, Emilio Figueres Amorós, Antonio Abellán García. “Convertidores conmutados: Circuitos de potencia y control”. Universidad Politécnica de Valencia. SPUPV-98.122.
- [50] Kit Sum. “Switch mode power conversión – basic theory and design”. Marcel Dekker. 1984.
- [51] Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K.; Blaabjerg, F., “A review of single-phase gridconnected inverters for photovoltaic modules,” *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol.41, no.5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005.
- [52] Dahono, P.A.; Purwadi, A.; Qamaruzzaman, “An LC filter design method for single-phase PWM inverters,” *Power Electronics and Drive Systems*, 1995. Proceedings of 1995 International Conference on , vol.2, pp.571-576, 21-24 Feb 1995.
- [53] Kim, J.; Choi, J.; Hong, H., “Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller,” *Power System Technology*, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on, vol.3, pp.1659-1664, 2000.
- [54] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S., “Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier,” *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol.41, no.5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005.
- [55] Ahmed, K.H.; Finney, S.J.; Williams, B.W., “Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation,” *Compatibility in Power Electronics*, 2007. CPE '07, pp.1-9, May 29 2007-June 1 2007.
- [56] John J. Grainger, William D. Stevenson Jr. “Análisis de sistemas de potencia”. Mc Graw Hill.
- [57] Stephen J. Chapman. “Máquinas eléctricas”. Mc Graw Hill. 4º edición.
- [58] “Revista Ingeniería”. Universidad de Costa Rica. Enero/Diciembre 2003. Vol. 13. No. 1 y 2. ISSN 1409-2441.
- [59] O. Carranza Castillo, Estudio de técnicas de control de rectificadores Boost Trifásicos con filtro LCL para reducción de la distorsión armónica en corriente, aplicadas al procesado eficiente de energía en aerogeneradores síncronos de imanes permanentes operando a velocidad variable, Valencia, España, 2012.

- [60] A. Villa Manrique, Estudio del filtro LCL aplicado a inversores fotovoltaicos, Leganés, España, 2011.
- [61] K.H. Ahmed, S.J. Finney, B.W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Compatibility in Power Electronics*, CPE '07, pp.1-9, May 29-June 1, 2007.
- [62] J. R. Gazoli, M. E. de Oliveira, M. F. Espíndola, T. G. de Siqueira, M. G. Villalva, E. Ruppert. "Resonant (p+res) controller applied to voltage source inverter with minimum dc link capacitor". *IEEE*. 978-1-4577-1646-1. 2011
- [63] D. N. Zmood, D. G. Holmes. "Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, May 2003.
- [64] R. Ortega, O. Carranza, J. C. Sosa, V. García, A. González. "Application Control Configurations for Parallel Connection of Single-phase Energy Conversion Units Operating in Island Mode". *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 14, No.2. Feb. 2016.
- [65] R. Ortega, O. Carranza, J. C. Sosa, V. H. García, J. J. Rodríguez. "Modeling and Design of Photovoltaic Inverters for Island Mode Operation Within a Microgrid". *Proceedings of the 2015 IEEE CONCAPAN XXXV*.
- [66] R. Ortega, J. Sosa, O. Carranza, V. Garcia. "Comparison Controllers for Inverter Operating in Island Mode in Microgrids with Linea and Nonlinear Loads". *IEEE Latin America Transactions*, Vol. 12, No. 8, Dic, 2014.
- [67] E. Adzic, V. Porobic, B. Dumnic, N. Celanovic, V. Katic. "PLL synchronization in grid-connected converters". *6° PSU-UNS International Conference on Engineering and Technology*. Serbia. 2013.
- [68] E. O. Ramírez Ortega, Implementación de un convertidor PWM trifásico conectado a la red con factor de potencia unitario, Ciudad de México, México, 2014.
- [69] K. J. Åström, T. Häggglund, "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning," *Research Triangle Park, NC: ISA*, Jan. 1995.
- [70] J.K. Seok, K.T. Kim, D.C. Lee, "Automatic Mode Switching of P/PI Speed Control for Industry Servo Drives Using Online Spectrum Analysis of Torque Command," *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, vol.54, no.5, pp.2642-2647, Oct. 2007.
- [71] K. Ohishi, E. Hayasaka, T. Nagano, M. Harakawa, T. Kanmachi, "Highperformance speed servo system considering Voltage saturation of a vectorcontrolled induction motor," *Industrial Electronics*, *IEEE Transactions on*, vol.53, no.3, pp.795-802, June 2006.
- [72] Eduard Beltrán Albertí. "Procesado digital de señales. Fundamentos para comunicaciones y control-I". *Politext*. Edicions UPC.
- [73] K. Ogata, *Dyscrete Time Control Systems*, Prentice Hall, Inc., 1996.
- [74] O. F. Corredor, L. F. Pedraza, C. A. Hernández, "Diseño e implementación de filtros digitales". *Visión Electrónica*.
- [75] Que son los filtros anti-aliasing (National Instruments). Recuperado el 25 de Agosto de 2016, de <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/7D2769CE61EC2F7786257D9A00560067>.

- [76] J. D. Vidal León Romay, Implementación de un rectificador controlado PWM aplicado a un sistema de generación eólica, Ciudad de México, México, 2016.
- [77] Manual de usuario IPES-2K5-4510.
- [78] Módulo 5. Técnicas digitales. Sistemas de instrumentos electrónicos.

ANEXOS

ANEXO A

PUNTO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO BOOST EN MODO ISLA

Para obtener los valores de estado permanente del Boost en modo Isla, se sustituye el circuito de gran señal de la Fig. 2.28 a) en las terminales de la celda básica de conmutación. Por lo tanto, se obtiene el circuito de la Fig. A.1.

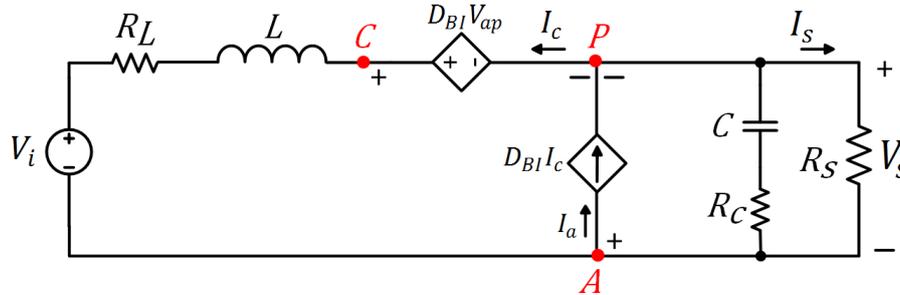


Figura A.1.- Circuito para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

En el análisis en estado permanente, los inductores se comportan como un cortocircuito y los capacitores como un circuito abierto. De lo anterior resulta el circuito de la Fig. A.2.

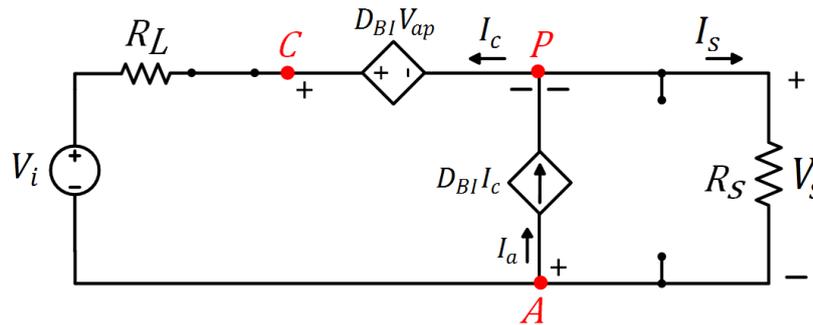


Figura A.2.- Circuito equivalente reducido para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

En el circuito se observa que:

$$V_{ap} = -V_s \quad (A.1)$$

Además:

$$I_c = -I_L \quad (A.2)$$

Al considerar que en el nodo P las corrientes que entran son positivas y las corrientes que salen son negativas se obtiene:

$$I_L + D_{BI}I_c - I_s = 0 \quad (A.3)$$

Se sustituye (A.2) en (A.3) y resulta:

$$I_L - D_{BI}I_L - I_s = 0 \quad (A.4)$$

El valor de I_L es:

$$I_L = \frac{I_s}{1 - D_{BI}} \quad (A.5)$$

ANEXO B

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO BOOST EN MODO ISLA

B.1. Lazo de corriente

Para obtener $G_{idBI}(s)$ que se muestra en (3.44), se sustituye el circuito de pequeña señal de la Fig. 2.28 b) en las terminales de la celda básica de conmutación del convertidor Boost. Por lo tanto, se obtiene el circuito de la Fig. B.1.

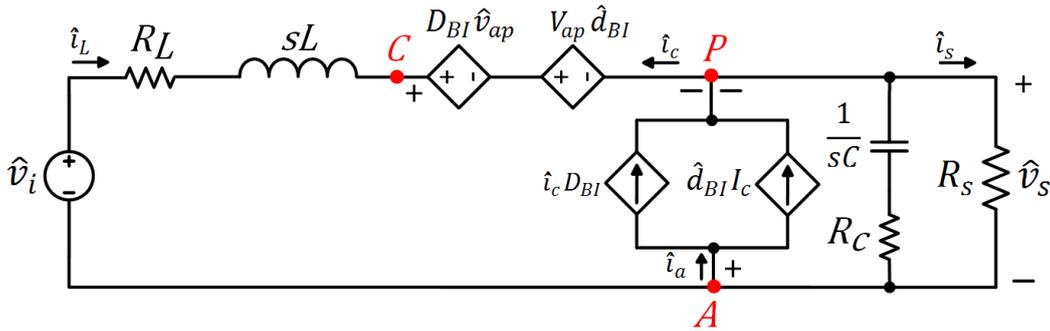


Figura B.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

Como se muestra en (B.1), la tensión de entrada \hat{v}_i y la corriente de salida \hat{i}_s se consideran constantes. Esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada y la corriente de salida. Debido a lo anterior, la fuente de entrada se cortocircuita, lo que resulta en el circuito de la Fig. B.2.

$$G_{idBI}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BI}} \right|_{\hat{v}_i=\hat{i}_s=0} \quad (B.1)$$

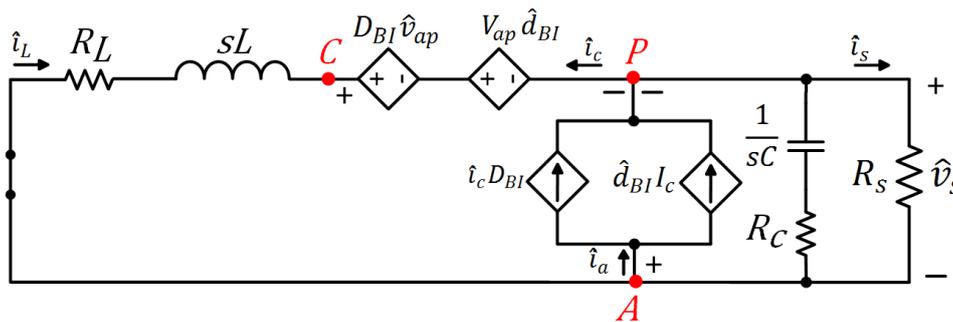


Figura B.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

Para facilitar el análisis del circuito, se suman las fuentes de tensión dependientes para tratarlas como una sola, lo mismo se realiza con las fuentes de corriente dependientes; además, la impedancia de la inductancia se trata como una sola variable que se muestra en (B.2), mientras que también se realiza el paralelo de la resistencia de carga con la capacitancia y su resistencia en serie, que también se trata como una sola variable que se muestra en (B.3), lo que resulta en el circuito de la Fig. B.3.

$$Z_L = R_L + sL \quad (B.2)$$

$$Z_s = R_s \parallel \left(R_C + \frac{1}{sC} \right) = \frac{R_s(sCR_C + 1)}{sC(R_s + R_C) + 1} \quad (B.3)$$

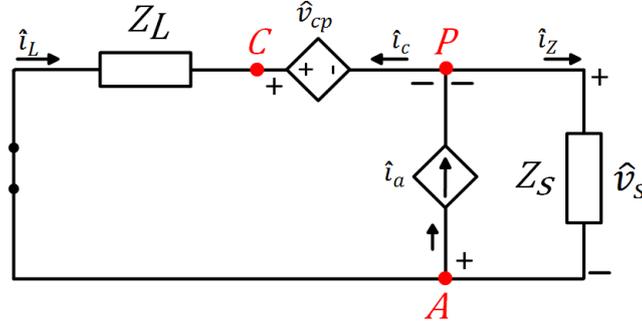


Figura B.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

En este circuito se observa que:

$$\hat{v}_{ap} = -\hat{v}_s \quad (B.4)$$

$$\hat{i}_L = -\hat{i}_c \quad (B.5)$$

$$\hat{i}_a = \hat{i}_c D_{BI} + \hat{d}_{BI} I_C \quad (B.6)$$

$$\hat{v}_{cp} = D_{BI} \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d}_{BI} \quad (B.7)$$

Debido a que se tiene una fuente de corriente, se realiza una supermalla, y la ecuación resultante es:

$$\hat{v}_{Z_L} + \hat{v}_{cp} + \hat{v}_s = 0 \quad (B.8)$$

La caída de tensión en el inductor es:

$$\hat{v}_{Z_L} = \hat{i}_L Z_L \quad (B.9)$$

Se sustituye (B.7) y (B.9) en (B.8), por lo que:

$$\hat{i}_L Z_L + D_{BI} \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d}_{BI} + \hat{v}_s = 0 \quad (B.10)$$

Además, la sustitución de (B.4) en (B.10) resulta:

$$\hat{i}_L Z_L - D_{BI} \hat{v}_s - V_s \hat{d}_{BI} + \hat{v}_s = 0 \quad (B.11)$$

Al despejar el valor de \hat{v}_s se tiene:

$$\hat{v}_s = \frac{-\hat{i}_L Z_L + V_s \hat{d}_{BI}}{(1 - D_{BI})} \quad (B.12)$$

La ecuación de corrientes en el nodo P resulta como:

$$\hat{i}_L + \hat{i}_a - \hat{i}_z = 0 \quad (B.13)$$

Pero se sabe que:

$$\hat{i}_z = \frac{\hat{v}_s}{Z_s} \quad (B.14)$$

Al sustituir (A.2), (B.6), (B.12) y (B.14) en (B.13) resulta:

$$\hat{i}_L - \hat{i}_L D_{BI} - \hat{d}_{BI} I_L - \frac{\left(\frac{-\hat{i}_L Z_L + V_s \hat{d}_{BI}}{(1 - D_{BI})} \right)}{Z_s} = 0 \quad (B.15)$$

Se obtiene el común denominador de (B.15) como:

$$\frac{\hat{i}_L Z_s (1 - D_{BI})^2 - Z_s (1 - D_{BI}) I_L \hat{d}_{BI} + \hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BI}}{Z_s (1 - D_{BI})} = 0 \quad (B.16)$$

La multiplicación de (B.16) por $Z_s (1 - D_{BI})$ en ambos miembros resulta:

$$\hat{i}_L Z_s (1 - D_{BI})^2 - Z_s (1 - D_{BI}) I_L \hat{d}_{BI} + \hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BI} \quad (B.17)$$

Al separar los miembros dependientes de \hat{i}_L en un lado y los miembros dependientes de \hat{d} en el otro se tiene:

$$[Z_s (1 - D_{BI})^2 + Z_L] \hat{i}_L = -[-V_s - Z_s (1 - D_{BI}) I_L] \hat{d}_{BI} \quad (B.18)$$

Por lo que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BI}} = \frac{(V_s + Z_s (1 - D_{BI}) I_L)}{Z_s (1 - D_{BI})^2 + Z_L} \quad (B.19)$$

B.2. Lazo de tensión

Para obtener $G_{viB}(s)$ que se muestra en (3.54), se sustituye el circuito de pequeña señal de la Fig. 2.28 b), en las terminales de la celda básica de conmutación del convertidor Boost. Por lo tanto, se obtiene el circuito de la Fig. B.4.

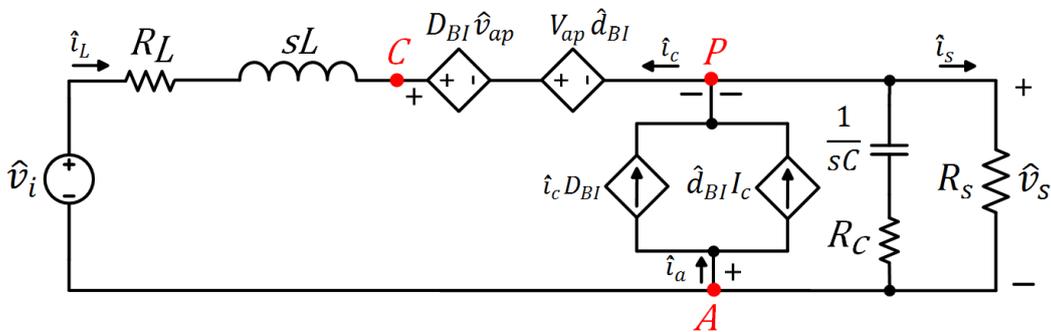


Figura B.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

Se requiere obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor. Como se muestra en (B.20), la tensión de entrada \hat{v}_i se considera constante; esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada. Debido a lo anterior, la fuente de entrada se cortocircuita, lo que resulta en el circuito de la Fig. B.5.

$$G_{viB}(s) = \left. \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_L} \right|_{\hat{v}_i=0} \quad (B.20)$$

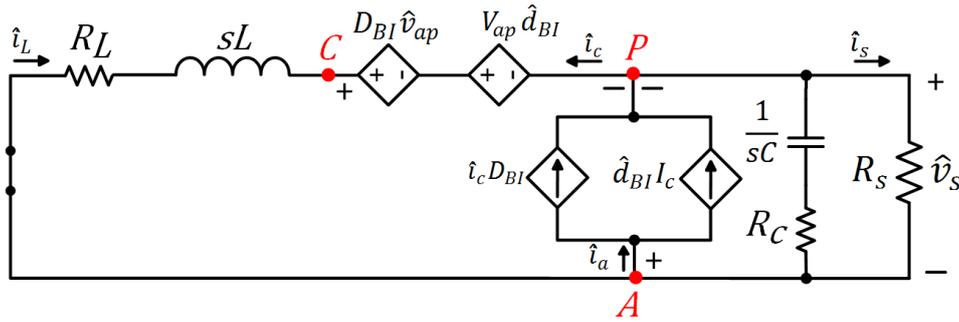


Figura B.5.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del convertidor CD-CD operando en el modo Isla

Para facilitar el análisis del circuito de la Fig. B.5, se suman las fuentes de tensión dependientes para tratarlas como una sola, lo mismo se realiza con las fuentes de corriente dependientes; además se realiza el paralelo de la resistencia de carga con la capacitancia y su resistencia en serie, que se trata como una sola variable que se muestra en (B.21), lo que resulta en el circuito de la Fig. B.6.

$$Z_s = R_s \parallel \left(R_c + \frac{1}{sC} \right) = \frac{R_s (sC R_c + 1)}{sC (R_s + R_c) + 1} \quad (B.21)$$

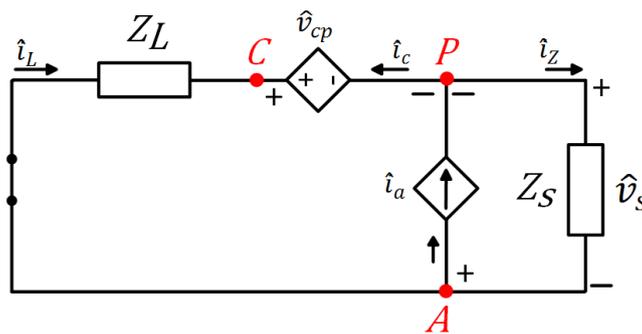


Figura B.6.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

En el nodo P las corrientes que entran son positivas y las corrientes que salen son negativas, por lo que:

$$\hat{i}_L + \hat{i}_a - \hat{i}_z = 0 \quad (B.22)$$

Del circuito se observa que:

$$\hat{i}_a = \hat{i}_c D_{BI} + \hat{d}_{BI} I_C \quad (B.23)$$

Además:

$$\hat{i}_Z = \frac{\hat{v}_s}{Z_s} \quad (B.24)$$

Al sustituir (A.2), (B.23) y (B.24) en (B.22):

$$\hat{i}_L + \hat{i}_c D_{BI} - \hat{d}_{BI} I_L - \frac{\hat{v}_s}{Z_s} = 0 \quad (B.25)$$

Debido a que:

$$\hat{i}_L = -\hat{i}_c \quad (B.26)$$

Se sustituye (B.26) en (B.25), y se multiplican ambos miembros por Z_s , por lo que:

$$\hat{i}_L Z_s - \hat{i}_L D_{BI} Z_s - \hat{d}_{BI} I_L Z_s - \hat{v}_s = 0 \quad (B.27)$$

Al agrupar términos:

$$\hat{i}_L (1 - D_{BI}) Z_s - \hat{d}_{BI} I_L Z_s - \hat{v}_s = 0 \quad (B.28)$$

Para obtener el valor del ciclo de trabajo \hat{d}_{BI} , el lazo de tensión debe considerar el lazo interno de corriente, por lo que del diagrama de bloques de la Fig. 3.6 se tiene que:

$$\hat{d}_{BI} = DG \cdot F_{mB} [(\hat{v}_{cBI} - \hat{i}_L R_{iBI}) G_{iBI} + \hat{v}_{cBI}] \quad (B.29)$$

Al sustituir (B.29) en (B.28) resulta:

$$\hat{i}_L (1 - D_{BI}) Z_s - DG \cdot F_{mB} [(\hat{v}_{cBI} - \hat{i}_L R_{iBI}) G_{iBI} + \hat{v}_{cBI}] I_L Z_s - \hat{v}_s = 0 \quad (B.30)$$

O bien:

$$\hat{i}_L (1 - D_{BI}) Z_s - DG \cdot F_{mB} (\hat{v}_{cBI} (G_{iBI} + 1) - \hat{i}_L R_{iBI} G_{iBI}) I_L Z_s - \hat{v}_s = 0 \quad (B.31)$$

Se dividen ambos miembros entre \hat{i}_L :

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_L} (1 - D_{BI}) Z_s - DG \cdot F_{mB} \left(\frac{\hat{v}_{cBI}}{\hat{i}_L} (G_{iBI} + 1) - \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_L} R_{iBI} G_{iBI} \right) I_L Z_s - \frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_L} = 0 \quad (B.32)$$

Por lo tanto, G_{viB} es:

$$\frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_L} = (1 - D_{BI}) Z_s - DG \cdot F_{mB} \left(\frac{\hat{v}_{cBI}}{\hat{i}_L} (G_{iBI} + 1) - R_{iBI} G_{iBI} \right) I_L Z_s \quad (B.33)$$

ANEXO C

CIRCUITOS DE PEQUEÑA Y GRAN SEÑAL DEL INVERSOR TIPO PUENTE COMPLETO

Del esquema del inversor tipo puente completo de la Fig. 2.19, se considera que el inversor opera en conmutación tipo unipolar, por lo que se tienen cuatro estados de conducción de los interruptores electrónicos de potencia, tal como se muestra en la Fig. 2.24. Como se observa, en los estados de conducción 2 y 4, la tensión de salida en las terminales A y N es igual a cero, ya que la carga está cortocircuitada, por lo que sólo se consideran los estados de conducción 1 y 3. De acuerdo a los interruptores que se encuentren en conducción, es el sentido de la corriente.

Como se observa en la Fig. 2.24, para el estado de conducción 1 se considera el tiempo (D) en el que los interruptores I_{A+} e I_{N-} se encuentran activados. En este estado de conducción se genera el medio ciclo positivo de la señal de alterna del inversor. Por lo tanto, la celda básica de conmutación del inversor para este tiempo se muestra en la Fig. C.1.

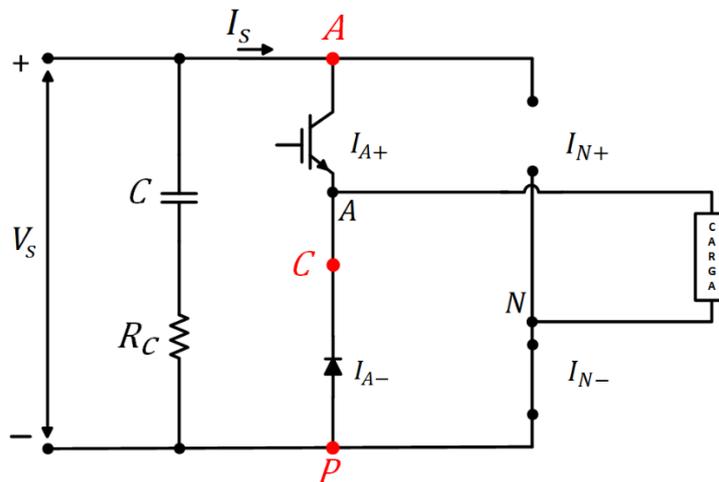


Figura C.1.- Celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 1

Al sustituir el modelo promediado del conmutador PWM de la Fig. C.2 en las terminales del inversor para el tiempo D , se tiene el circuito equivalente de la Fig. C.3.

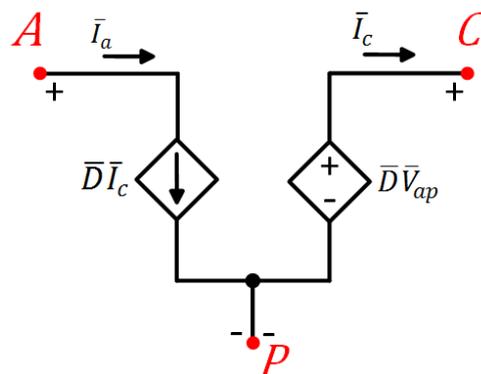


Figura C.2.- Modelo promediado del conmutador PWM

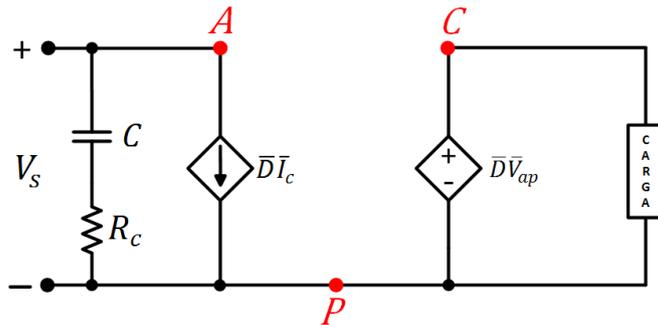


Figura C.3.- Modelo promediado del conmutador PWM sustituido en la celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 1

Para el estado de conducción 3 que se muestra en la Fig. 2.24, se considera el tiempo $(1 - D)$ en el que los interruptores I_{A-} e I_{N+} se encuentran activados. En este estado de conducción se genera el medio ciclo negativo de la señal de alterna del inversor. Por lo tanto, la celda básica de conmutación del inversor para este tiempo se muestra en la Fig. C.4.

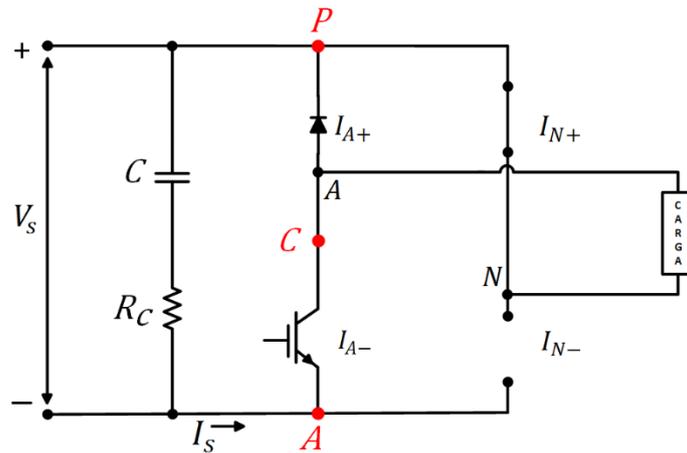


Figura C.4.- Celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 3

Al sustituir el modelo promediado del conmutador PWM de la Fig. C.2 en las terminales del inversor para el tiempo $(1 - D)$, se tiene el circuito equivalente de la Fig. C.5.

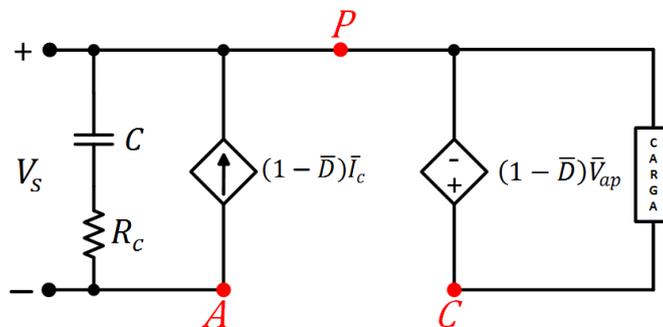


Figura C.5.- Modelo promediado del conmutador PWM sustituido en la celda básica de conmutación del inversor puente completo para el estado de conducción 3

Del principio de superposición se sabe que la suma individual de las entradas a un sistema es igual a la suma individual de sus respuestas; por lo tanto, el circuito de la Fig. C.3 y el

de la Fig. C.5 se suman para obtener el modelo promediado total del inversor, que resulta en el circuito de la Fig. C.6, el cual, de modo reducido se muestra en la Fig. C.7.

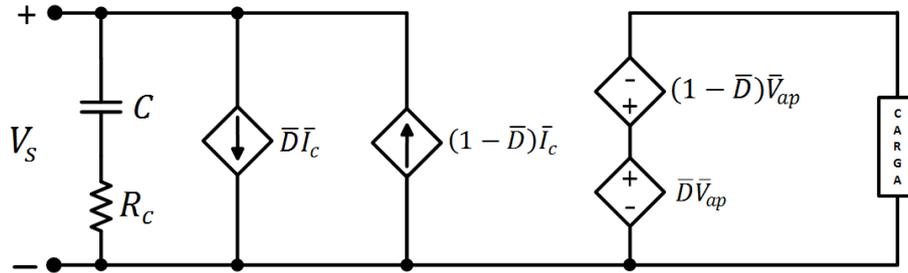


Figura C.6.- Modelo promediado total del conmutador PWM del inversor puente completo

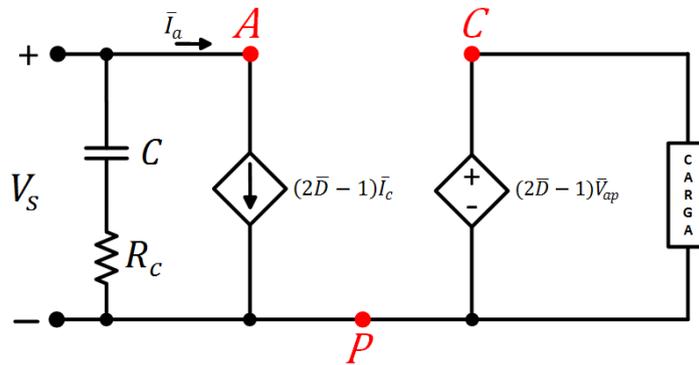


Figura C.7.- Modelo promediado total simplificado del conmutador PWM del inversor puente completo

Al sustituir las variables de pequeña y gran señal en el circuito de la Fig. C.7, la corriente resulta como:

$$\bar{I}_a = (2\bar{D} - 1)\bar{I}_c \quad (C.1)$$

$$\bar{I}_a = (2(D + \hat{d}) - 1)(I_c + \hat{i}_c) \quad (C.2)$$

Al resolver se tiene:

$$\bar{I}_a = 2DI_c + 2D\hat{i}_c + 2I_c\hat{d} + 2\hat{i}_c\hat{d} - I_c - \hat{i}_c \quad (C.3)$$

Debido a que el término $2\hat{i}_c\hat{d}$ tiene un valor muy pequeño, este se desprecia; por lo que:

$$\bar{I}_a = 2DI_c + 2D\hat{i}_c + 2I_c\hat{d} - I_c - \hat{i}_c \quad (C.4)$$

Al agrupar los términos en variables de pequeña y gran señal se obtiene:

$$\bar{I}_a = (2D - 1)I_c + (2D - 1)\hat{i}_c + 2I_c\hat{d} \quad (C.5)$$

Para la tensión resulta:

$$\bar{V}_{cp} = (2\bar{D} - 1)\bar{V}_{ap} \quad (C.6)$$

$$\bar{V}_{cp} = (2(D + \hat{d}) - 1)(V_{ap} + \hat{v}_{ap}) \quad (C.7)$$

Al resolver se tiene:

$$\bar{V}_{cp} = 2DV_{ap} + 2D\hat{v}_{ap} + 2V_{ap}\hat{d} + 2\hat{v}_{ap}\hat{d} - V_{ap} - \hat{v}_{ap} \quad (C.8)$$

Debido a que el término $2\hat{v}_{ap}\hat{d}$ tiene un valor muy pequeño, este se desprecia; por lo que:

$$\bar{V}_{cp} = 2DV_{ap} + 2D\hat{v}_{ap} + 2V_{ap}\hat{d} - V_{ap} - \hat{v}_{ap} \quad (C.9)$$

Al agrupar los términos en variables de pequeña y gran señal se obtiene:

$$\bar{V}_{cp} = (2D - 1)V_{ap} + (2D - 1)\hat{v}_{ap} + 2V_{ap}\hat{d} \quad (C.10)$$

De (C.5) y (C.10) se obtienen los circuitos equivalentes de pequeña y gran señal del inversor tipo puente completo, los cuales se muestran en las Fig. C.8 y C.9.

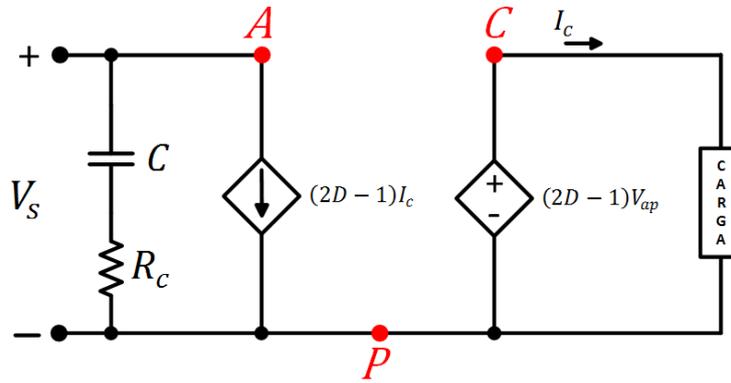


Figura C.8.- Circuito de Gran señal del inversor puente completo

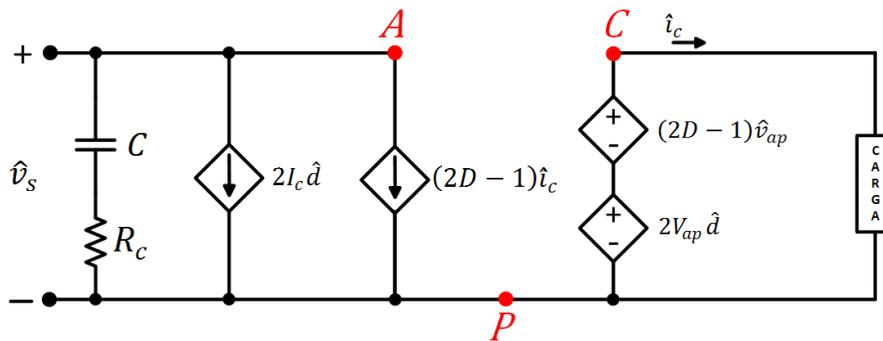


Figura C.9.- Circuito de Pequeña señal del inversor puente completo

Con base en las Fig. C.8 y C.9, se adecuan las ecuaciones (C.5) y (C.10) a las variables del inversor a tratar, por lo que se tiene:

$$\bar{I}_a = (2D - 1)I_{Lf1} + (2D - 1)\hat{i}_{Lf1} + 2I_{Lf1}\hat{d} \quad (C.11)$$

$$\bar{V}_{cp} = (2D - 1)V_s + (2D - 1)\hat{v}_s + 2V_s\hat{d} \quad (C.12)$$

ANEXO D

PUNTO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR TIPO PUENTE COMPLETO EN MODO ISLA

Para el lado de la carga del inversor en el modo Isla que se muestra en la Fig. D.1, su circuito equivalente se muestra en la Fig. D.2.

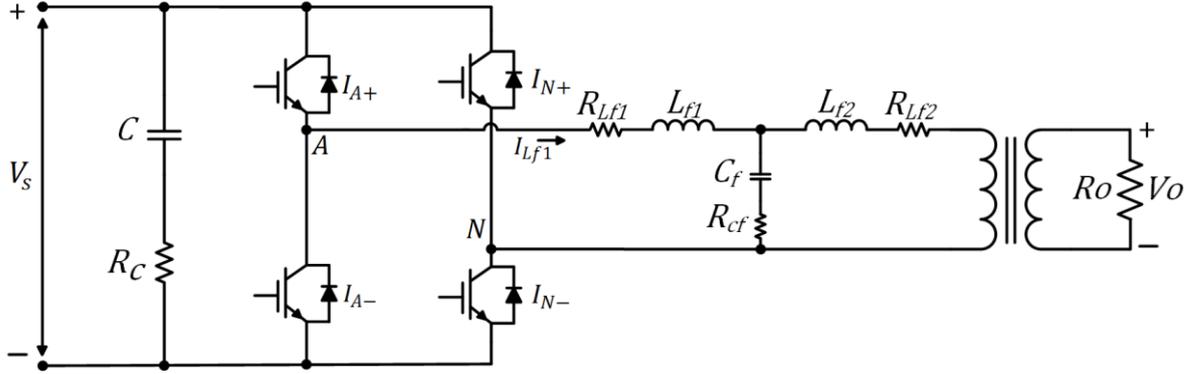


Figura D.1.- Diagrama del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Isla

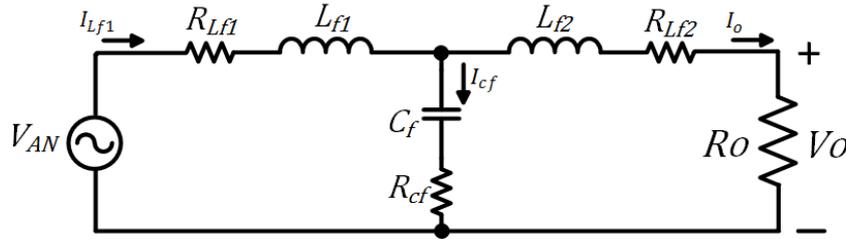


Figura D.2.- Circuito equivalente de la salida del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Isla

De la Fig. D.2, la impedancia total es:

$$Z_T = \frac{[(R_{Lf2} + R_o) + jX_{Lf2}][R_{cf} - jX_{cf}]}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) + j(X_{Lf2} - X_{cf})} + (R_{Lf1} + jX_{Lf1}) \quad (D.1)$$

El complejo conjugado del denominador de la parte racional es:

$$C_x = \frac{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) - j(X_{Lf2} - X_{cf})}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) + j(X_{Lf2} - X_{cf})} \quad (D.2)$$

Al multiplicar la parte racional por su complejo conjugado de (D.2):

$$Z_T = \frac{[(R_{Lf2} + R_o) + jX_{Lf2}][R_{cf} - jX_{cf}]}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) + j(X_{Lf2} - X_{cf})} \cdot C_x + (R_{Lf1} + jX_{Lf1}) \quad (D.3)$$

Como resultado se obtiene:

$$Z_T = \frac{Z_{ZA} \cdot Z_{ZB}}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf})^2 + (X_{Lf2} - X_{cf})^2} + (R_{Lf1} + jX_{Lf1}) \quad (D.4)$$

Donde Z_{ZA} y Z_{ZB} se muestran en (D.5) y (D.6):

$$Z_{ZA} = \left[(R_{Lf2} + R_o)R_{cf} + X_{Lf2}X_{cf} + j(X_{Lf2}R_{cf} - X_{cf}(R_{Lf2} + R_o)) \right] \quad (D.5)$$

$$Z_{ZB} = \left[(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) - j(X_{Lf2} - X_{cf}) \right] \quad (D.6)$$

De la impedancia total de (D.4), la parte real y parte imaginaria se muestran en (D.7) y (D.8), respectivamente.

$$ReZ_{IS} = \frac{\left[R_{cf} \left[(R_{Lf2} + R_o)(R_{Lf2} + R_o + R_{cf}) + (X_{Lf2})^2 \right] + (X_{cf})^2 (R_{Lf2} + R_o) \right]}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf})^2 + (X_{Lf2} - X_{cf})^2} + R_{Lf1} \quad (D.7)$$

$$ImZ_{IS} = j \left[\frac{X_{Lf2}(R_{cf})^2 - X_{cf} \left[(R_{Lf2} + R_o)^2 + X_{Lf2}(X_{Lf2} - X_{cf}) \right]}{(R_{Lf2} + R_o + R_{cf})^2 + (X_{Lf2} - X_{cf})^2} + X_{Lf1} \right] \quad (D.8)$$

La magnitud de corriente a la salida del inversor se muestra en (D.9).

$$I_{Lf1} = \frac{S}{V_{AN}} \quad (D.9)$$

Donde S es la potencia de salida del convertidor CD-CD o potencia de entrada al inversor, y V_{AN} la magnitud de la tensión RMS que se desea en terminales del inversor.

La magnitud de tensión a la salida del inversor en función del tiempo se muestra en (D.10).

$$V_{AN}(t) = \sqrt{2} V_{AN} \cos(\omega t + \theta_{AB}) \quad (D.10)$$

Donde ω es la frecuencia angular de la señal sinusoidal, y θ_{AB} el desfase entre la señal de tensión V_{AB} y la corriente total de carga del inversor I_{Lf1} , que está dado por (D.11):

$$\theta_{AN} = \tan^{-1} \left(\frac{ImZ_{IS}}{ReZ_{IS}} \right) \quad (D.11)$$

Como se observa en el modelo del punto de operación del inversor de las Fig. C.8 y D.2, la magnitud de tensión también es igual a:

$$V_{AN}(t) = (2D_{IS}(t) - 1)V_s \quad (D.12)$$

Al despejar el ciclo de trabajo del inversor se tiene:

$$D_{IS}(t) = \frac{\sqrt{2} V_{AN} \cos(\omega t + \theta_{AN})}{2 V_s} + \frac{1}{2} \quad (D.13)$$

Donde se observa que el ciclo de trabajo es variable a lo largo del tiempo.

ANEXO E

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR TIPO PUENTE COMPLETO EN MODO ISLA

E.1. Lazo de corriente

Para calcular $G_{i_{dIS}}(s)$ que se muestra en (3.65), se obtiene el circuito de pequeña señal de la Fig. C.9 con base en (C.11) y (C.12). Este circuito se conecta al filtro de salida del inversor y a la carga resistiva R_o , por lo que resulta la Fig. E.1.

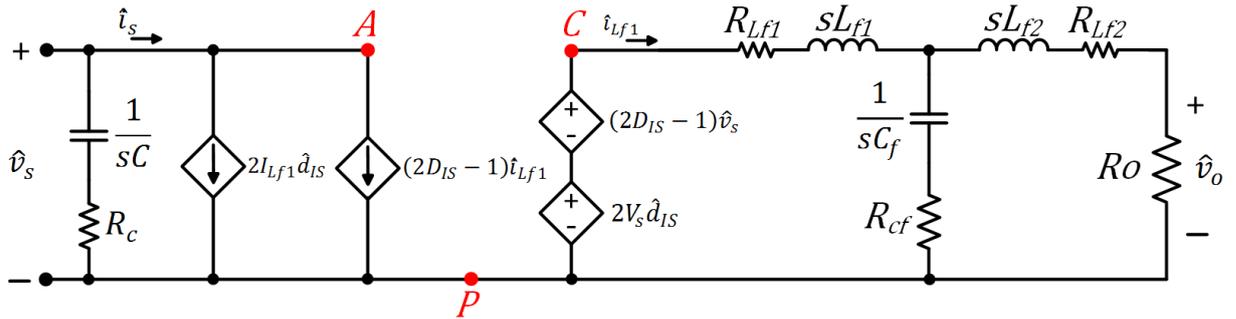


Figura E.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

Como se muestra en (E.1), la tensión de entrada \hat{v}_s se considera constante. Esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada. Debido a lo anterior, la fuente dependiente de la tensión de entrada en pequeña señal se cortocircuita, lo que resulta en el circuito de la Fig. E.2.

$$G_{i_{dIS}}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{IS}} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (E.1)$$

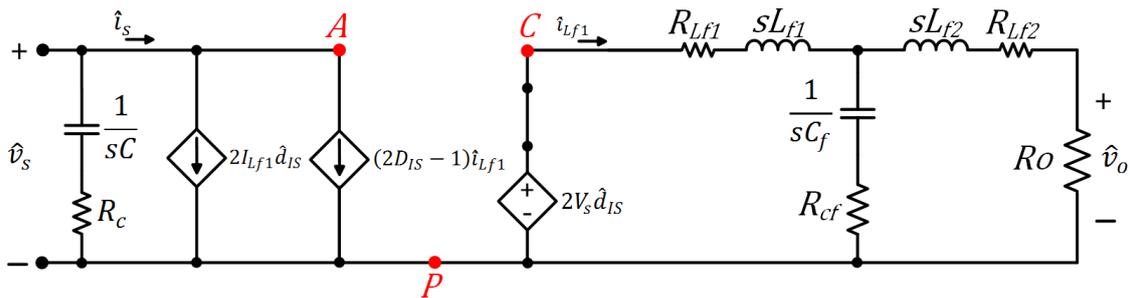


Figura E.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

Para facilitar el análisis del circuito, las impedancias del inductor del lado del transformador y del capacitor del filtro se trata como una sola variable, tal como se muestra en (E.2) y (E.3), respectivamente.

$$Z_{Lf2} = R_{Lf2} + sL_{f2} \quad (E.2)$$

$$Z_{cf} = R_{cf} + \frac{1}{sC_f} \quad (E.3)$$

Además, se realiza el paralelo de la impedancia del lado del transformador con la impedancia del capacitor del filtro, tal como se muestra en (E.4), por lo que resulta el circuito de la Fig. E.3.

$$Z_{LRC} = \frac{(R_o + Z_{Lf2})(Z_{cf})}{R_o + Z_{Lf2} + Z_{cf}} \quad (E.4)$$

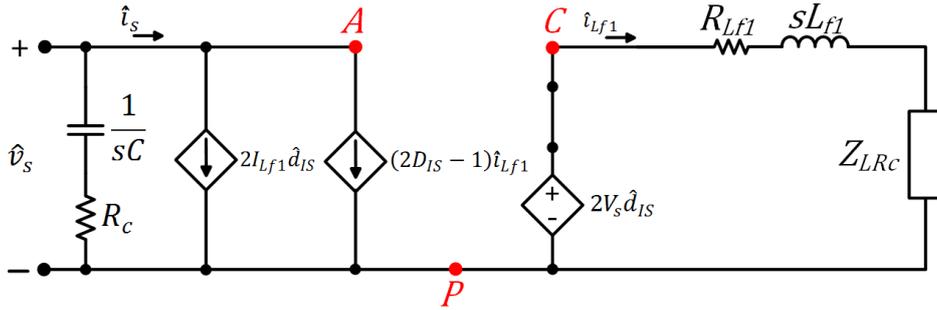


Figura E.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Isla

Como se observa, la impedancia total viene dada por:

$$Z_{tIS} = (R_{Lf1} + sL_{f1}) + Z_{LRC} \quad (E.5)$$

Por ley de Ohm se tiene que:

$$\hat{i}_{Lf1} = \frac{2V_s\hat{d}_{IS}}{Z_{tIS}} \quad (E.6)$$

Por lo que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{IS}} = \frac{2V_s}{Z_{tIS}} \quad (E.7)$$

E.2. Lazo de tensión

Para calcular $G_{IS}(s)$ que se muestra en (3.72), se obtiene el circuito de pequeña señal de la Fig. C.9 con base en (C.11) y (C.12). Este circuito se conecta al filtro de salida del inversor y a la carga resistiva R_o , por lo que resulta la Fig. E.4.

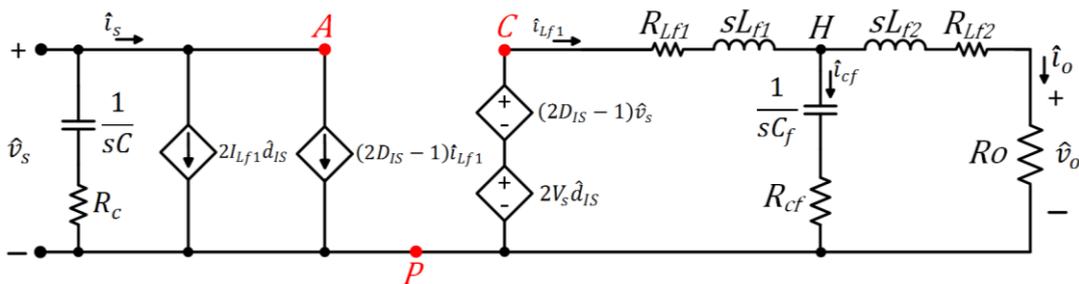


Figura E.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla

Como se muestra en (E.8), la tensión de entrada \hat{v}_s se considera constante. Esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada. Debido a lo anterior, la fuente dependiente de la tensión de entrada en pequeña señal se cortocircuita, lo que resulta en el circuito de la Fig. E.5.

$$G_{IS}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Lf1}} \right|_{\hat{v}_s=0} \quad (E.8)$$

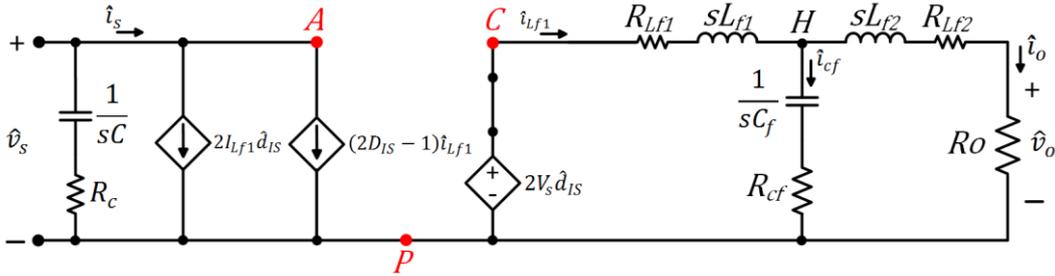


Figura E.5.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Isla

Como se observa, la ecuación del nodo H es:

$$\hat{i}_{Lf1} = \hat{i}_{cf} + \hat{i}_o \quad (E.9)$$

Por el método de los nodos se tiene que:

$$\hat{i}_{Lf1} = \frac{2V_s \hat{d}_{IS} - \hat{v}_{cf}}{(R_{Lf1} + sL_{f1})} + \frac{\hat{v}_{cf} - \hat{v}_o}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} \quad (E.10)$$

De manera equivalente:

$$\hat{i}_{Lf1} = \frac{2V_s \hat{d}_{IS}}{(R_{Lf1} + sL_{f1})} + \hat{v}_{cf} Z_{vo} - \frac{\hat{v}_o}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} \quad (E.11)$$

Donde:

$$Z_{vo} = \left(\frac{(R_{Lf1} + sL_{f1}) - (R_{Lf2} + sL_{f2})}{(R_{Lf1} + sL_{f1})(R_{Lf2} + sL_{f2})} \right) \quad (E.12)$$

De la Fig. E.5 se observa que:

$$\hat{v}_{cf} = 2V_s \hat{d}_{IS} - \hat{i}_{Lf1} (R_{Lf1} + sL_{f1}) \quad (E.13)$$

Al sustituir (E.13) en (E.11) se tiene:

$$\frac{\hat{v}_o}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} = 2V_s \hat{d}_{IS} \left(\frac{1}{(R_{Lf1} + sL_{f1})} + Z_{vo} \right) - \hat{i}_{Lf1} (Z_{vo} (R_{Lf1} + sL_{f1}) + 1) \quad (E.14)$$

Del diagrama de bloques de la Fig. 3.12 se observa que:

$$\hat{d}_{IS} = \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iIS} (\hat{v}_{cIS} - R_{invIS} \hat{i}_{Lf1}) \right) \quad (E.15)$$

La sustitución de (E.15) en (E.14) resulta:

$$\frac{\hat{v}_o}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} = \frac{2V_s \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iIS} (\hat{v}_{cIS} - R_{invIS} \hat{i}_{Lf1}) \right)}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} - \hat{i}_{Lf1} \frac{(R_{Lf1} + sL_{f1})}{(R_{Lf2} + sL_{f2})} \quad (E. 16)$$

Al dividir ambos miembros entre \hat{i}_{Lf1} y al multiplicar ambos miembros por $(R_{Lf2} + sL_{f2})$ se tiene:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Lf1}} = 2V_s \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iIS} \left(\frac{\hat{v}_{cIS}}{\hat{i}_{Lf1}} - R_{invIS} \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{i}_{Lf1}} \right) \right) - \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{i}_{Lf1}} (R_{Lf1} + sL_{f1}) \quad (E. 17)$$

Por lo que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{Lf1}} = 2V_s \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iIS} \left(\frac{1}{G_{iCIS}} - R_{invIS} \right) \right) - (R_{Lf1} + sL_{f1}) \quad (E. 18)$$

ANEXO F

PUNTO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO BOOST EN MODO RED

Para obtener los valores de estado permanente del Boost en modo Red, se sustituye el circuito de gran señal de la Fig. 2.28 a) en las terminales de la celda básica de conmutación. Por lo tanto, se obtiene el circuito de la Fig. F.1.

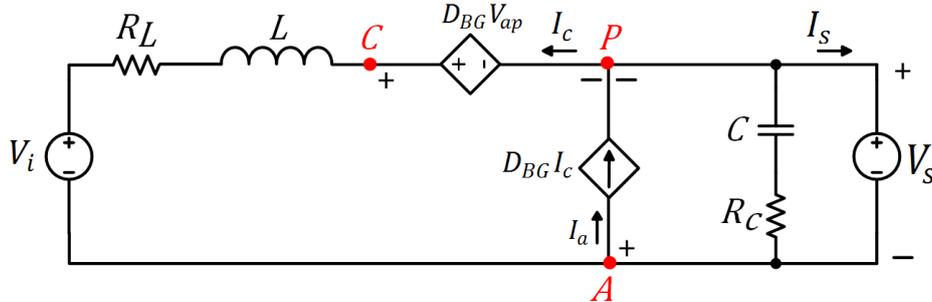


Figura F.1.- Circuito para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Red

En el análisis en estado permanente, los inductores se comportan como un cortocircuito y los capacitores como un circuito abierto. De lo anterior resulta el circuito de la Fig. F.2.

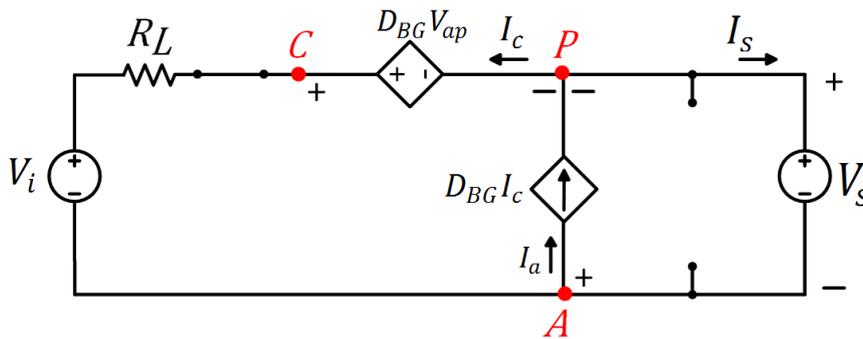


Figura F.2.- Circuito equivalente reducido para obtener los valores en el punto de operación del convertidor CD-CD operando en el modo Red

En el circuito se observa que:

$$V_{ap} = -V_s \quad (F.1)$$

Además:

$$I_c = -I_L \quad (F.2)$$

Al considerar que en el nodo P las corrientes que entran son positivas y las corrientes que salen con negativas se obtiene:

$$I_L + D_{BG}I_c - I_s = 0 \quad (F.3)$$

Se sustituye (F.2) en (F.3) y resulta:

$$I_L - D_{BG}I_L - I_s = 0 \quad (F.4)$$

El valor de I_L es:

$$I_L = \frac{I_s}{1 - D_{BG}} \quad (F.5)$$

Debido a que:

$$I_s = \frac{P_s}{V_s} \quad (F.6)$$

Donde P_s es la potencia de salida del Boost, (F.5) resulta en:

$$I_L = \frac{P_s}{V_s(1 - D_{BG})} \quad (F.7)$$

ANEXO G

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR CD-CD TIPO BOOST EN MODO RED

G.1. Lazo de corriente

Para obtener $G_{idBG}(s)$ que se muestra en (3.78), se sustituye el circuito de pequeña señal de la Fig. 2.28 b) en las terminales de la celda básica de conmutación del convertidor Boost. Por lo tanto, se obtiene el circuito de la Fig. G.1.

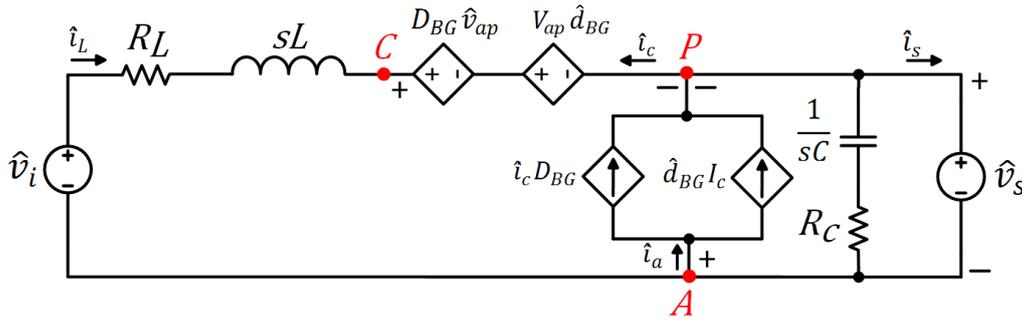


Figura G.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

Como se muestra en la (G.1), la tensión de entrada \hat{v}_i y la tensión de salida \hat{v}_s se consideran constantes. Esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada y la tensión de salida. Debido a lo anterior, las fuentes de tensión de entrada y de salida se cortocircuitan, lo que resulta en el circuito de la Fig. G.2.

$$G_{idBG}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BG}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_s = 0} \quad (G.1)$$

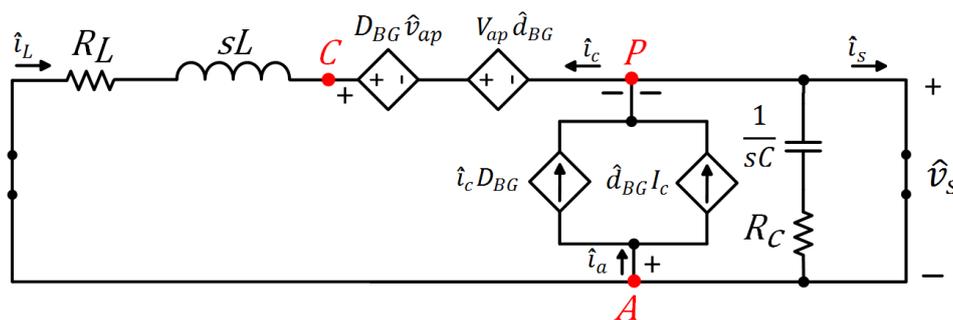


Figura G.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

Para facilitar el análisis del circuito, se suman las fuentes de tensión dependientes para tratarlas como una sola, lo mismo se realiza con las fuentes de corriente dependientes; además, la impedancia de la inductancia se trata como una sola variable que se muestra en (G.2), lo que resulta en el circuito de la Fig. G.3.

$$Z_L = R_L + sL \quad (G.2)$$

$$\hat{i}_a = \hat{i}_c D_{BG} + \hat{d}_{BG} I_C \quad (G.3)$$

$$\hat{v}_{cp} = D_{BG} \hat{v}_{ap} + V_{ap} \hat{d}_{BG} \quad (G.4)$$

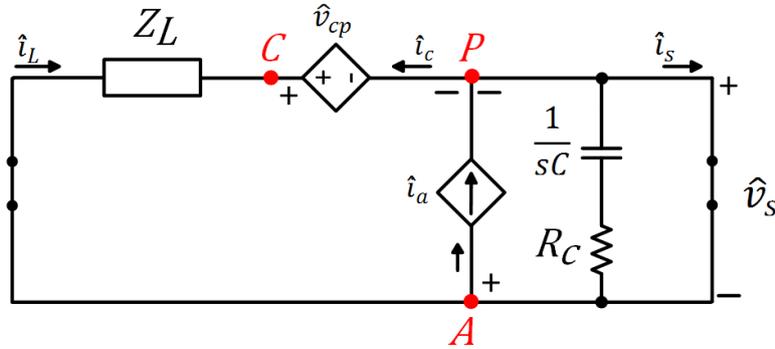


Figura G.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del convertidor CD-CD controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

De este circuito se observa que:

$$\hat{i}_L = -\hat{i}_c \quad (G.5)$$

$$\hat{v}_{ap} = -\hat{v}_s \quad (G.6)$$

Para la malla de la corriente \hat{i}_L se tiene:

$$\hat{v}_{Z_L} + \hat{v}_{cp} - \hat{v}_{ap} = 0 \quad (G.7)$$

Debido a que:

$$\hat{v}_{Z_L} = \hat{i}_L Z_L \quad (G.8)$$

Se sustituye (F.1), (G.4), (G.6) y (G.8) en (G.7), por lo que:

$$\hat{i}_L Z_L - D_{BG} \hat{v}_s - V_s \hat{d}_{BG} + \hat{v}_s = 0 \quad (G.9)$$

O bien:

$$\hat{v}_s (1 - D_{BG}) = \hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BG} \quad (G.10)$$

Al despejar \hat{v}_s :

$$\hat{v}_s = \frac{\hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BG}}{(1 - D_{BG})} \quad (G.11)$$

Para la malla de la corriente \hat{i}_s se tiene:

$$\hat{v}_s = 0 \quad (G.12)$$

Al igualar (G.11) con (G.12):

$$\frac{\hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BG}}{(1 - D_{BG})} = 0 \quad (G.13)$$

La multiplicación de (G.13) por $(1 - D_{BG})$ en ambos miembros resulta:

$$\hat{i}_L Z_L - V_s \hat{d}_{BG} = 0 \quad (G.14)$$

Por lo que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_{BG}} = \frac{V_s}{Z_L} \quad (G.15)$$

ANEXO H

PUNTO DE OPERACIÓN DEL INVERSOR TIPO PUENTE COMPLETO EN MODO RED

Para el lado de la carga del inversor para el modo Red se tiene a una fuente de tensión como carga, tal como se muestra en la Fig. H.1; por lo tanto, su circuito equivalente se muestra en la Fig. H.2.

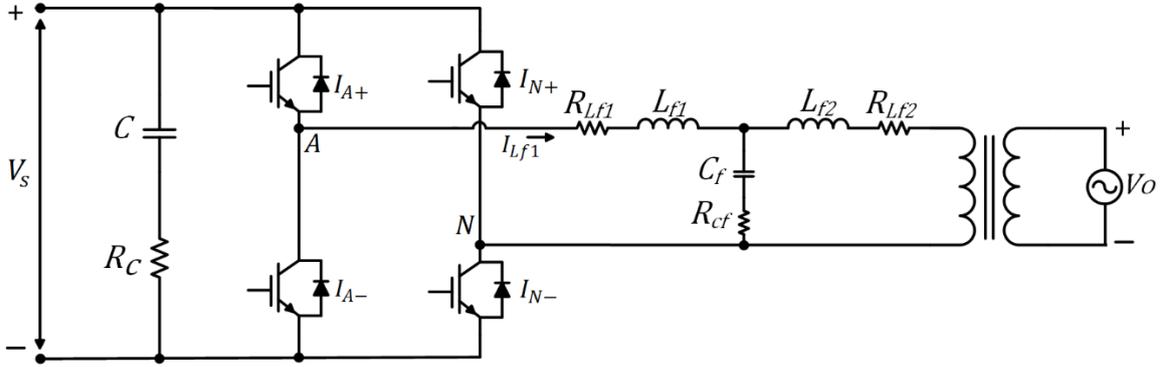


Figura H.1.- Diagrama del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Red

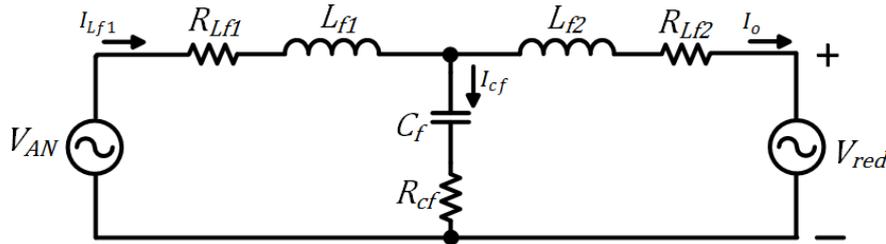


Figura H.2.- Circuito equivalente de la salida del inversor conectado al filtro LCL operando en el modo Red

Por el método de nodos se tiene que:

$$I_{Lf1} = I_{cf} + I_o \quad (H. 1)$$

En términos de tensiones e impedancias:

$$\frac{V_{AN} - V_{cf}}{Z_{Lf1}} = \frac{V_{cf} - V_{red}}{Z_{Lf2}} + \frac{V_{cf}}{Z_{cf}} \quad (H. 2)$$

Al separar los términos de V_{cf} en el primer miembro se tiene:

$$\frac{V_{cf}}{Z_{Lf1}} + \frac{V_{cf}}{Z_{Lf2}} + \frac{V_{cf}}{Z_{cf}} = \frac{V_{red}}{Z_{Lf2}} + \frac{V_{AN}}{Z_{Lf1}} \quad (H. 3)$$

O bien:

$$V_{cf} \left(\frac{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf2}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} \cdot Z_{cf}} \right) = \frac{V_{red} Z_{Lf1} + V_{AN} Z_{Lf2}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1}} \quad (H. 4)$$

Al despejar V_{cf} :

$$V_{cf} = \frac{V_{red}Z_{Lf1} + V_{AN}Z_{Lf2}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1}} \left(\frac{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} \cdot Z_{cf}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf2}} \right) \quad (H.5)$$

O bien:

$$V_{cf} = \frac{(V_{red}Z_{Lf1} + V_{AN}Z_{Lf2})Z_{cf}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf} \cdot Z_{Lf2}} \quad (H.6)$$

Del circuito de la Fig. H.2 también se ve que:

$$V_{cf} = V_{AN} - I_{Lf1}Z_{Lf1} \quad (H.7)$$

Se iguala (H.6) con (H.7), por lo que:

$$V_{AN} - I_{Lf1}Z_{Lf1} = \frac{(V_{red}Z_{Lf1} + V_{AN}Z_{Lf2})Z_{cf}}{Z_{Lf2} \cdot Z_{Lf1} + Z_{cf}(Z_{Lf1} + Z_{Lf2})} \quad (H.8)$$

Al realizar los productos se obtiene:

$$V_{AN} - I_{Lf1}(R_{Lf1} + jX_{Lf1}) = \frac{V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}(\gamma + j\delta)}{\varepsilon + j\zeta} \quad (H.9)$$

Donde:

$$\alpha = R_{Lf1}R_{cf} + X_{cf}X_{Lf1} \quad (H.10)$$

$$\beta = R_{cf}X_{Lf1} - R_{Lf1}X_{cf} \quad (H.11)$$

$$\gamma = R_{Lf2}R_{cf} + X_{Lf2}X_{cf} \quad (H.12)$$

$$\delta = R_{cf}X_{Lf2} - R_{Lf2}X_{cf} \quad (H.13)$$

$$\varepsilon = R_{Lf1}(R_{Lf2} + R_{cf}) + R_{Lf2}R_{cf} + X_{Lf2}(X_{cf} - X_{Lf1}) + X_{cf}X_{Lf1} \quad (H.14)$$

$$\zeta = X_{Lf1}(R_{Lf2} + R_{cf}) + X_{Lf2}R_{Lf1} - X_{cf}(R_{Lf1} + R_{Lf2}) + X_{Lf2}R_{cf} \quad (H.15)$$

Se sabe que:

$$I_{Lf1} = \frac{S}{V_{AN}} \quad (H.16)$$

La sustitución de (H.16) en (H.9) resulta:

$$V_{AN} - \frac{S}{V_{AN}}(R_{Lf1} + jX_{Lf1}) = \frac{V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}(\gamma + j\delta)}{\varepsilon + j\zeta} \quad (H.17)$$

Donde S es la potencia aparente de entrada. Para despejar la tensión del inversor V_{AN} se tiene:

$$(\varepsilon + j\zeta)V_{AN} - \frac{S}{V_{AN}}(R_{Lf1} + jX_{Lf1})(\varepsilon + j\zeta) = V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}(\gamma + j\delta) \quad (H.18)$$

Al agrupar el primer miembro:

$$(\varepsilon + j\zeta)V_{AN} \left(1 - \frac{S}{V_{AN}^2}(R_{Lf1} + jX_{Lf1}) \right) = V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}(\gamma + j\delta) \quad (H.19)$$

Se obtiene un solo cociente en el primer miembro:

$$(\varepsilon + j\zeta)V_{AN} \left(\frac{V_{AN}^2 - S(R_{Lf1} + jX_{Lf1})}{V_{AN}^2} \right) = V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}(\gamma + j\delta) \quad (H. 20)$$

La multiplicación de ambos miembros por V_{AN}^2 resulta:

$$(\varepsilon + j\zeta)V_{AN} (V_{AN}^2 - S(R_{Lf1} + jX_{Lf1})) = V_{AN}^2 V_{red}(\alpha + j\beta) + V_{AN}^3(\gamma + j\delta) \quad (H. 21)$$

Al realizar los productos y pasar toda la ecuación al primer miembro se tiene:

$$((\varepsilon + j\zeta) - (\gamma + j\delta))V_{AN}^3 - V_{red}(\alpha + j\beta)V_{AN}^2 - (\varepsilon + j\zeta)S(R_{Lf1} + jX_{Lf1})V_{AN} = 0 \quad (H. 22)$$

Se dividen ambos miembros entre V_{AN} , por lo que:

$$((\varepsilon + j\zeta) - (\gamma + j\delta))V_{AN}^2 - V_{red}(\alpha + j\beta)V_{AN} - (\varepsilon + j\zeta)S(R_{Lf1} + jX_{Lf1}) = 0 \quad (H. 23)$$

Como se observa, se tiene una ecuación de segundo grado para obtener la magnitud de la tensión de salida del inversor, por lo que se resuelve con la ecuación general de la forma:

$$V_{AN} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (H. 24)$$

De donde:

$$a = (\varepsilon - \gamma + j(\zeta - \delta)) = \tilde{N} + j\Lambda \quad (H. 25)$$

$$b = -V_{red}(\alpha + j\beta) \quad (H. 26)$$

$$c = -(\varepsilon + j\zeta)S(R_{Lf1} + jX_{Lf1}) = -S(\kappa + jM) \quad (H. 27)$$

Donde:

$$\tilde{N} = R_{Lf1}(R_{Lf2} + R_{cf}) + X_{Lf1}(X_{cf} - X_{Lf2}) \quad (H. 28)$$

$$\Lambda = X_{Lf1}(R_{Lf2} + R_{cf}) + R_{Lf1}(X_{Lf2} - X_{cf}) \quad (H. 29)$$

$$\kappa = \kappa_1 + \kappa_2 \quad (H. 30)$$

$$\kappa_1 = R_{Lf1}(R_{Lf1}(R_{Lf2} + R_{cf}) + R_{Lf2}R_{cf} + X_{Lf1}(X_{cf} - X_{Lf2}) + X_{Lf2}X_{cf}) \quad (H. 31)$$

$$\kappa_2 = X_{Lf1}(R_{Lf1}(X_{cf} - X_{Lf2}) - R_{cf}(X_{Lf1} + X_{Lf2}) + R_{Lf2}(X_{cf} - X_{Lf1})) \quad (H. 32)$$

$$M = M_1 + M_2 \quad (H. 33)$$

$$M_1 = R_{Lf1}(X_{Lf1}(2R_{Lf2} + 2R_{cf}) - X_{cf}(R_{Lf1} + R_{Lf2}) + X_{Lf2}(R_{Lf1} + R_{cf})) \quad (H. 34)$$

$$M_2 = X_{Lf1}(R_{Lf2}R_{cf} + X_{Lf1}(X_{cf} - X_{Lf2}) + X_{Lf2}X_{cf}) \quad (H. 35)$$

Al sustituir (H.25), (H.26) y (H.27) en (H.24) se tiene:

$$V_{AN} = \frac{-(-V_{red}(\alpha + j\beta)) \pm \sqrt{(-V_{red}(\alpha + j\beta))^2 - 4(\tilde{N} + j\Lambda)(-S(\kappa + jM))}}{2(\tilde{N} + j\Lambda)} \quad (H. 36)$$

Para eliminar el número complejo del denominador, se multiplica por el complejo conjugado:

$$V_{AN} = \left(\frac{-(-V_{red}(\alpha + j\beta)) \pm \sqrt{(-V_{red}(\alpha + j\beta))^2 - 4(\tilde{N} + j\Lambda)(-S(\kappa + jM))}}{2(\tilde{N} + j\Lambda)} \right) \left(\frac{2(\tilde{N} - j\Lambda)}{2(\tilde{N} - j\Lambda)} \right) \quad (H.37)$$

O bien:

$$V_{AN} = \left(\frac{-(-V_{red}(\alpha + j\beta)) \pm \sqrt{(-V_{red}(\alpha + j\beta))^2 - 4(\tilde{N} + j\Lambda)(-S(\kappa + jM))}}{4(\tilde{N}^2 + \Lambda^2)} \right) 2(\tilde{N} - j\Lambda) \quad (H.38)$$

El discriminante tiene un valor de:

$$Disc = V_{red}^2 \alpha^2 - V_{red}^2 \beta^2 + j2V_{red}^2 \alpha\beta + 4S\tilde{N}\kappa + j4SM\tilde{N} + j4S\Lambda\kappa - 4S\Lambda M \quad (H.39)$$

Al separar (H.39) en parte real e imaginaria se tiene:

$$Disc = RR + jII \quad (H.40)$$

Donde:

$$RR = V_{red}^2(\alpha^2 - \beta^2) - 4S(\Lambda M - \tilde{N}\kappa) \quad (H.41)$$

$$II = 2V_{red}^2 \alpha\beta + 4S(M\tilde{N} + \Lambda\kappa) \quad (H.42)$$

Por lo que (H.38) resulta:

$$V_{AN} = \left(\frac{-(-V_{red}(\alpha + j\beta)) \pm \sqrt{RR + jII}}{4(\tilde{N}^2 + \Lambda^2)} \right) 2(\tilde{N} - j\Lambda) \quad (H.43)$$

Donde el discriminante es un número complejo. Para obtener su raíz cuadrada se tiene que cualquier número complejo dentro de un radical, se puede separar en parte real e imaginaria tal como se muestra en (H.44):

$$\sqrt{a + jb} = x + jy \quad (H.44)$$

Por tanto, se tiene que:

$$\sqrt{RR + jII} = x + jy = \sqrt{\frac{RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \pm j \sqrt{\frac{-RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \quad (H.45)$$

El signo positivo corresponde si el valor de la parte imaginaria jII es mayor a cero, mientras que será negativo cuando jII es menor a cero.

Se sustituye (H.45) en (H.43), por lo que:

$$V_{AN} = \left(\frac{-(-V_{red}(\alpha + j\beta)) \pm \left(\sqrt{\frac{RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \pm j\sqrt{\frac{-RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \right)}{4(\tilde{N}^2 + \Lambda^2)} \right) 2(\tilde{N} - j\Lambda) \quad (H.46)$$

Al separar (H.46) en parte real e imaginaria se tiene:

$$V_{AN} = ReV_{AN} + jImV_{AN} \quad (H.47)$$

Donde:

$$ReV_{AN} = \frac{V_{red}(2(\alpha\tilde{N} + \beta\Lambda)) \pm \left(2\tilde{N}\sqrt{\frac{RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \pm 2\Lambda\sqrt{\frac{-RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \right)}{4(\tilde{N}^2 + \Lambda^2)} \quad (H.48)$$

$$ImV_{AN} = \frac{V_{red}(2(\beta\tilde{N} - \alpha\Lambda)) \pm \left(\pm 2\tilde{N}\sqrt{\frac{-RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} - 2\Lambda\sqrt{\frac{RR + \sqrt{RR^2 + II^2}}{2}} \right)}{4(\tilde{N}^2 + \Lambda^2)} \quad (H.49)$$

La magnitud de tensión a la salida del inversor en función del tiempo se muestra en (H.50).

$$V_{AN}(t) = \sqrt{2} V_{AN} \cos(\omega t + \theta_{AN}) \quad (H.50)$$

Donde ω es la frecuencia angular de la señal sinusoidal, y θ_{AN} el desfase entre la señal de tensión V_{AN} y la corriente total de carga del inversor I_{Lf1} , que está dado por (H.51):

$$\theta_{AN} = \tan^{-1} \left(\frac{ImV_{AN}}{ReV_{AN}} \right) \quad (H.51)$$

Como se observa en el modelo del punto de operación del inversor de las Fig. C.8 y H.2, la magnitud de tensión también es igual a:

$$V_{AN}(t) = (2D_{GR}(t) - 1)V_s \quad (H.52)$$

Al despejar el ciclo de trabajo del inversor se tiene:

$$D_{GR}(t) = \frac{\sqrt{2} V_{AN} \cos(\omega t + \theta_{AN})}{2 V_s} + \frac{1}{2} \quad (H.53)$$

Donde se observa que el ciclo de trabajo es variable a lo largo del tiempo.

ANEXO I

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DEL INVERSOR TIPO PUENTE COMPLETO EN MODO RED

I.1. Lazo de corriente

Para calcular $G_{idGR}(s)$ que se muestra en (3.83), se obtiene el circuito de pequeña señal de la Fig. C.9 con base en (C.11) y (C.12). Este circuito se conecta al filtro de salida del inversor y a la fuente de CA \hat{v}_o , por lo que resulta la Fig. I.1.

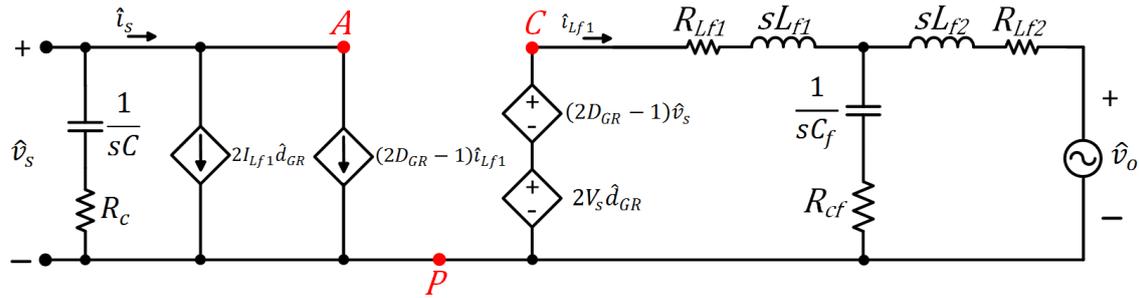


Figura I.1.- Circuito para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

Como se muestra en (I.1), la tensión de entrada \hat{v}_s y la tensión de salida \hat{v}_o se consideran constantes. Esto implica que, al estar el modelo en función de la frecuencia, la frecuencia de una señal constante es cero, por lo que no se consideran los elementos dependientes de la tensión de entrada y la tensión de salida. Debido a lo anterior, las fuentes dependientes de la tensión de entrada de pequeña señal y la tensión de salida se cortocircuitan, lo que resulta en el circuito de la Fig. I.2.

$$G_{idGR}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{GR}} \right|_{\hat{v}_o = \hat{v}_s = 0} \quad (I.1)$$

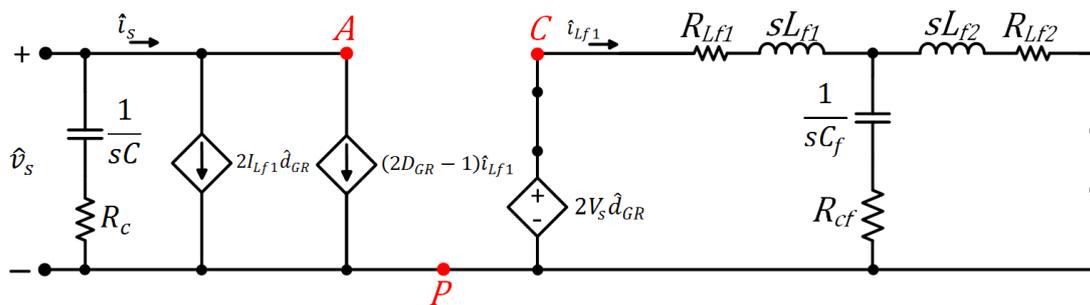


Figura I.2.- Circuito sin considerar elementos constantes para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

Para facilitar el análisis del circuito, las impedancias del inductor del lado del transformador y del capacitor del filtro se trata como una sola variable, tal como se muestra en (I.2) y (I.3), respectivamente.

$$Z_{Lf2} = R_{Lf2} + sL_{f2} \quad (I.2)$$

$$Z_{cf} = R_{cf} + \frac{1}{sC_f} \quad (I.3)$$

Además, se realiza el paralelo de la impedancia del lado del transformador con la impedancia del capacitor del filtro tal como se muestra en (I.4), lo que resulta en el circuito de la Fig. I.3.

$$Z_{L2c} = \frac{(Z_{Lf2})(Z_{cf})}{Z_{Lf2} + Z_{cf}} \quad (I.4)$$

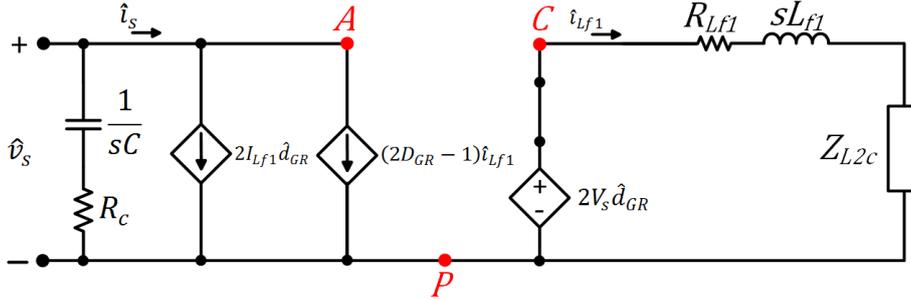


Figura I.3.- Circuito minimizado para obtener la función de transferencia de la corriente del inductor del inversor controlada mediante el ciclo de trabajo del interruptor operando en el modo Red

Como se observa, la impedancia total es:

$$Z_{tGR} = (R_{Lf1} + sL_{f1}) + Z_{L2c} \quad (I.5)$$

Por ley de Ohm se tiene que:

$$\hat{i}_{Lf1} = \frac{2V_i \hat{d}_{GR}}{Z_{tGR}} \quad (I.6)$$

Por lo que la función de transferencia está dada por:

$$\frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{d}_{GR}} = \frac{2V_s}{Z_{tGR}} \quad (I.7)$$

I.2. Lazo de tensión

Para calcular $G_{GR}(s)$ que se muestra en (3.88), se conecta el circuito de pequeña señal de la Fig. C.9 con base en (C.11) y (C.12). Este circuito se conecta al filtro de salida del inversor y a la fuente de CA \hat{v}_o , por lo que resulta la Fig. I.4. Para este caso, se utiliza solo la parte de magnitudes de CD del inversor (parte izquierda del circuito).

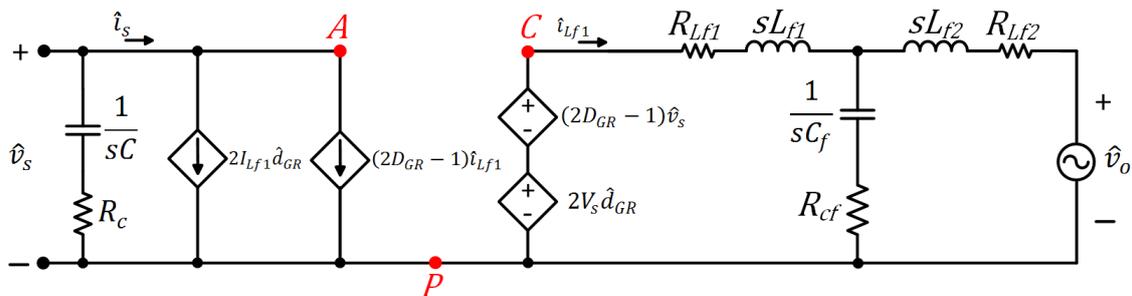


Figura I.4.- Circuito para obtener la función de transferencia que relaciona la tensión del bus de CD con la corriente del inductor del inversor operando en el modo Red

De la Fig. I.4 se observa que:

$$\hat{i}_s = 2I_{Lf1}\hat{d}_{GR} + (2D_{GR} - 1)\hat{i}_{Lf1} \quad (I.8)$$

Debido a que la corriente del capacitor del Boost se descarga hacia el neutro, la corriente del bus de CD \hat{i}_s , también se considera como:

$$\hat{i}_s = \frac{-\hat{v}_s}{Z_c} \quad (I.9)$$

Donde Z_c tiene un valor de:

$$Z_c = R_c + \frac{1}{sC} \quad (I.10)$$

Al igualar (I.8) con (I.9) se tiene:

$$\frac{-\hat{v}_s}{Z_c} = 2I_{Lf1}\hat{d}_{GR} + (2D_{GR} - 1)\hat{i}_{Lf1} \quad (I.11)$$

El ciclo de trabajo \hat{d}_{GR} se obtiene del diagrama de bloques de la Fig. 3.22, lo que resulta en:

$$\frac{-\hat{v}_s}{Z_c} = 2I_{Lf1} \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iGR} (\hat{v}_{cGR} - R_{invGR}\hat{i}_{Lf1}) \right) + (2D_{GR} - 1)\hat{i}_{Lf1} \quad (I.12)$$

Se divide (I.12) entre \hat{i}_{Lf1} , por lo que:

$$\frac{-\hat{v}_s}{\hat{i}_{Lf1}Z_c} = 2I_{Lf1} \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iGR} \left(\frac{\hat{v}_{cGR}}{\hat{i}_{Lf1}} - R_{invGR} \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{i}_{Lf1}} \right) \right) + (2D_{GR} - 1) \frac{\hat{i}_{Lf1}}{\hat{i}_{Lf1}} \quad (I.13)$$

Al reducir se tiene:

$$\frac{-\hat{v}_s}{\hat{i}_{Lf1}Z_c} = 2I_{Lf1} \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iGR} \left(\frac{1}{G_{icGR}} - R_{invGR} \right) \right) + (2D_{GR} - 1) \quad (I.14)$$

Por lo que la función de transferencia es:

$$\frac{\hat{v}_s}{\hat{i}_{Lf1}} = -Z_c \left[2I_{Lf1} \left(DG \cdot F_{mINV} \cdot G_{iGR} \left(\frac{1}{G_{icGR}} - R_{invGR} \right) \right) + (2D_{GR} - 1) \right] \quad (I.15)$$

ANEXO J

CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL INVERSOR EN MODO ISLA EN MICROCONTROLADOR TMS320F28335

J.1.- Programa principal

```
#include "DSP2833x_Device.h"

//FUNCIONES PARA CONFIGURAR EL MICROCONTROLADOR
extern void configGPIO(void);
extern void configPWM(void);
extern void configADC(void);
extern void seno (void);
extern void captura (void);
extern void señales (void);
extern void rampaVCA(void);

//FUNCIONES EXTERNAS DE LOS LAZOS DE CONTROL DEL INVERSOR
extern void CDCAV (float32 Vcarga, float32 fseno, float32 Ref_carga);
extern void CDCAI (float32 Ref_I, float32 IL_INV);
extern void pll (float VRedR1);

//VARIABLES EXTERNAS DE LAS FUNCIONES DE LOS LAZOS DE CONTROL
extern volatile float32 duty_B, vs, il, vc, IL_INV, vo, duty_I, VRedR;
extern volatile float32 onda_seno, onda_seno2, Vload, Iload, Rvo;

//VARIABLE PARA CONTROLAR EL ENCENDIDO Y APAGADO DE LOS DISPAROS DE LOS IGBT MEDIANTE UN
//INTERRUPTOR EXTERNO
int encendido;

//VARIABLES DE LAS SEÑALES DE CONTROL DEL INVERSOR PARA REALIZAR LA CONMUTACION TIPO UNIPOLAR
Uint32 Vpwm=0, Vpwm2=0;

//+++++ PROGRAMA PRINCIPAL +++++

int main(void)
{
    //INICIALIZACION DE LOS PERIFERICOS DEL MICROCONTROLADOR
    InitSysCtrl();

    InitPieCtrl();

    IER = 0;
    IFR = 0;

    InitPieVectTable();

    InitAdc();

    //*****

    //FUNCIONES PARA CONFIGURAR LOS ADC, ENTRADAS Y SALIDAS DE PROPOSITO GENERAL (GPIO) Y
    //SALIDAS PWM
    configGPIO();
    configPWM();
    configADC();
    //*****

    EINT;
    ERTM;

    while(1)
    {
        encendido=GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO14;

        //FUNCION PARA REALIZAR INTERRUPCIONES EN EL MICROCONTROLADOR
        captura ();
    }
}
```

```

if(encendido==1)
{
    //LAZOS DE CONTROL DEL INVERSOR EN MODO ISLA

    pll(VRedR); //FUNCION PARA REALIZAR EL PLL
    seno(); //FUNCION PARA REALIZAR UNA SEÑAL SINUSOIDAL DE 60 Hz
    rampaVCA(); //FUNCION PARA INCREMENTAR LA REFERENCIA DEL CONTROL
    DE TENSION MEDIANTE UNA RAMPA

    CDCAV(Vload, onda_seno, Rvo); // LAZO DE CONTROL DE TENSION DEL
    INVERSOR
    CDCAI(vc, Iload); // LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE DEL INVERSOR

    Vpwm=(duty_I+1)*0.5*1875; //SEÑAL DE CONTROL DEL INVERSOR
    Vpwm2=(-duty_I+1)*0.5*1875; //SEÑAL DE CONTROL DEL INVERSOR DESFASADA 180º

    //*****
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=(Vpwm); // REGISTROS QUE INDICA QUE LA SEÑAL DE CONTROL
    // INVERSOR SE COMPARA CON LA SEÑAL TRIANGULAR
    DEL EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=(Vpwm2); //CONFIGURADA EN LA CONFIGURACION
    // DE LOS PWM DEL MICROCONTROLADOR

    //*****
    *
    // FUNCIONES QUE MANDAN A ACTIVAR LOS PULSOS DE LOS IGBT DEL INVERSOR CUANDO SE ENCIENDE
    EL INTERRUPTOR EXTERNO

    EALLOW;

    EPwm1Regs.TZCLR.bit.OST=1;
    EPwm2Regs.TZCLR.bit.OST=1;
    EPwm3Regs.TZCLR.bit.OST=1;

    EDIS;
    //+++++
    +
    }

    else if(encendido==0)
    {
    // FUNCIONES QUE MANDAN A CERO LOS PULSOS DE LOS IGBT DEL INVERSOR CUANDO SE APAGA
    EL INTERRUPTOR EXTERNO
    EALLOW;
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZA=2;
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZB=2;
    EPwm1Regs.TZFRC.bit.OST=1;

    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA=2;
    EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB=2;
    EPwm2Regs.TZFRC.bit.OST=1;

    EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZA=2;
    EPwm3Regs.TZCTL.bit.TZB=2;
    EPwm3Regs.TZFRC.bit.OST=1;

    EDIS;
    //+++++
    +++
    }

    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO10 = 1;

    }
}

```

J.2.- Configuración de las entradas y salidas del microcontrolador (GPIO)

```
#include "DSP2833x_Device.h"

void configGPIO(void);

void configGPIO(void)
{
    EALLOW;
    //SENTENCIAS PARA CONFIGURAR TODAS LOS PONES COMO GPIO
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all=0;

    //SENTENCIAS PARA CONFIGURAR LOS GPIO COMO ENTRADAS
    GpioCtrlRegs.GPADIR.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all=0;
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all=0;

    //SENTENCIAS PARA CONFIGURAR LOS PINES COMO SALIDAS PWM

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0=1;           //DISPAROS DEL IGBT A+ (PWM 1A)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1=1;           //DISPAROS DEL IGBT A- (PWM 1N)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2=1;           //DISPAROS DEL IGBT N+ (PWM 2A)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3=1;           //DISPAROS DEL IGBT N- (PWM 2N)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4=1;           //DISPAROS DEL IGBT DEL BOOST
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5=1;

    //TERMINALES PWM PARA OBTENER SEÑALES DEL MICROCONTROLADOR
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6=1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7=1;

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8=1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9=1;

    //PARA VERIFICAR EL TIEMPO DE PROCESO DE SEÑALES

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10=0;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11=0;

    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO10=1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11=1;

    //*****

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12=1;           //ENTRADAS PARA DEJAR DE MANDAR DISPAROS
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13=1;           // (tz1 TRIP ZONE)

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14=0;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14=0;

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15=0;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15=1;

    EDIS;
}
```

J.3.- Configuración de las salidas PWM

```
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "math.h"

extern volatile float onda_seno;

void configPWM (void);
```

```

void configPWM (void)
{
    //CONFIGURACION PARA LOS DISPAROS DE LA RAMA A DEL INVERSOR

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV=2; //ESCALADO DEL RELOJ
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV=1; //ESCALADO DEL RELOJ
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE=2; //COMPARADOR ASCENDENTE-DESCENDENTE

    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL=1; //PARA QUE INCIEN EL PWM EN CERO (SEÑAL
    TRIANGULAR)
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN=0; //PARA NO INTRODUCIR DESFASE EN LAS SEÑALES TRIANGULARES

    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU=2; //MANDA UN PULSO CUANDO EL COMPARADOR ES CERO
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD=1; //APAGA CUANDO LLEGA AL VALOR DEL COMPARADOR

    EPwm1Regs.TBPRD=1875; //INDICA CUANTOS CICLOS DE RELOJ SE NECESITAN PARA OBTENER EL
    PULSO DE _ Hz

    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=1875/2; //VALOR INICIAL DEL COMPARADOR

    //CONFIGURACION DE LOS TIEMPOS MUERTOS
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE=0;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL=2;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE=3; //QUE MANDE TIEMPO MUERTO EN BAJADA Y SUBIDA

    //VALOR DE LOS TIEMPOS MUERTOS
    EPwm1Regs.DBFED=150;
    EPwm1Regs.DBRED=150;

    //CONFIGURACION DE LA INTERRUPCION DEL ADC POR PWM1

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // HABILITA LA INTERRUPCION EN ADC
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1; // REALIZA UNA INTERRUPCION PARA CONVERTIR CUANDO
    EL COMPARADOR SEA IGUAL A CERO
    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // GENERA UN PULSO DESDE EL PRIMER EVENTO DE
    CONVERSION

    //CONFIGURACION DEL TRIP ZONE
    EALLOW;

    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZA=2;
    EPwm1Regs.TZCTL.bit.TZB=2;
    EPwm1Regs.TZSEL.bit.OSHT1=1;
    EPwm1Regs.TZSEL.bit.OSHT2=1;

    EDIS;

    //CONFIGURACION PARA LOS DISPAROS DE LA RAMA N DEL INVERSOR

    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV=2; //ESCALADO DEL RELOJ
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV=1; //ESCALADO DEL RELOJ
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE=2; //COMPARADOR ASCENDENTE-DESCENDENTE

    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL=0; //EL PWM 2 SIGUE AL PWM1 (INICIAN EN CERO)
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN=0; // NO INTRODUCE DESFASE RESPECTO AL PWM1

    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU=2; //MANDA UN PULSO CUANDO EL COMPARADOR ES CERO
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD=1; //APAGA CUANDO LLEGA AL VALOR DEL COMPARADOR

    EPwm2Regs.TBPRD=1875; //INDICA CUANTOS CICLOS DE RELOJ SE NECESITAN PARA OBTENER EL
    PULSO DE _ Hz

    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=1875/2; //VALOR INICIAL DEL COMPARADOR

    EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE=0;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL=2; //INVIERTE LOS PWMA RESPECTO AL PWMB
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE=3; //QUE MANDE TIEMPO MUERTO EN BAJADA Y SUBIDA

    //VALOR DE LOS TIEMPOS MUERTOS
    EPwm2Regs.DBFED=150;
    EPwm2Regs.DBRED=150;

```

```
        //CONFIGURACION DE LA INTERRUPCION DEL ADC POR PWM2(ES COMPLEMENTADA CON PWM1 PARA
REALIZAR      INTERRUPCION PARA EL MUESTREO CADA 10 kHz)

        EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;      // HABILITA LA INTERRUPCION EN ADC
        EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 2;     // REALIZA UNA INTERRUPCION PARA CONVERTIR CUANDO
EL          COMPARADOR SEA IGUAL A CERO
        EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;     // GENERA UN PULSO DESDE EL PRIMER EVENTO DE
                                                CONVERSION

        //CONFIGURACION DEL TRIP ZONE
        EALLOW;

        EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZA=2;
        EPwm2Regs.TZCTL.bit.TZB=2;
        EPwm2Regs.TZSEL.bit.OSHT1=1;
        EPwm2Regs.TZSEL.bit.OSHT2=1;

        EDIS;
    }
}
```

J.4.- Configuración del ADC

```
#include "DSP2833x_Device.h"

void configADC(void);

void configADC(void)
{
    EALLOW;

    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x3;

    AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_CASC=1;        //CONVERSION ADC EN MODO SECUENCIAL EN CASCADA
    AdcRegs.ADCCTRL3.bit.SMODE_SEL=0;      //MUESTREO EN MODO SECUENCIAL 0(1 CANAL) 0
                                                SIMULTANEO 1 (A,b)

    //CANALES DE CONVERSION DEL ADC
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 4;            //NUMERO DE CANALES A CONVERTIR
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00=0;    //CORRIENTE DEL BOOST A0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01=1;    //TENSION DE CD A1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02=2;    //CORRIENTE DEL INDUCTOR INVERSOR A2
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03=3;    //TENSION EN LA CARGA DEL INVERSOR A3
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04=4;    //TENSION DE LA RED A4

    AdcRegs.ADCCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;// INICIA LA CONVERSION EN ADC POR MEDIO DEL
PWM
    EDIS;
}
}
```

J.5.- Función captura

```
#include "DSP2833x_Device.h"

extern float seno(void);
extern float rampaVCD(void);
extern float rampaVCA(void);

extern volatile float onda_seno, onda_seno2;

#define LSB 0.0007326007f
#define offset 1.494f

//GANANCIAS DE SENSADO DE LAS SEÑALES DE POTENCIA
#define GICD 1/(0.06341463f)
#define GVCD 1/(0.00966666667f)
#define GVload 1/(0.007417582f)
```

```

#define GIlload 1/(0.06026786f)
#define GVred 1/(0.007417582f)

int adc_1, adc_2, adc_3, adc_4, adc_5;
volatile float I_Boost_adc, V_Boost_adc, IL_CDCD, V_CDCD, V_Inv_adc;
volatile float Vload, I_Inv_adc, Iload, V_red_adc, VRed, VRedR=0, vs, il;
extern volatile float onda_seno, onda_seno2, vc, duty_I, duty_Uni, Rvo, sumvI;

void captura(void);

void captura(void)
{
    while(AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1==0);

    EALLOW;
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1=1;
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR=1;

    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO10 = 1;

    //SE GUARDAN LOS RESULTADOS DE CONVERSION DEL ADC EN VARIABLES
    adc_1=AdcMirror.ADCRESULT0; //CORRIENTE DEL BOOST A0
    adc_2=AdcMirror.ADCRESULT1; //TENSION DE CD A1
    adc_3=AdcMirror.ADCRESULT2; //TENSION EN LA CARGA DEL INVERSOR A2
    adc_4=AdcMirror.ADCRESULT3; //CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL INVERSOR A3
    adc_5=AdcMirror.ADCRESULT4; //TENSION DE LA RED A4

    //ACOPAMIENTO DE LA CORRIENTE DEL INDUCTOR
    I_Boost_adc=adc_1*LSB;
    IL_CDCD=I_Boost_adc*GICD;
    il=IL_CDCD;

    //ACOPAMIENTO DE LA TENSION DEL BUS DE CD
    V_Boost_adc=adc_2*LSB;
    V_CDCD=V_Boost_adc*GVCD;
    vs=V_CDCD;

    //ACOPAMIENTO CORRIENTE EN LA CARGA DEL INVERSOR
    I_Inv_adc=adc_3*LSB;
    Iload=(I_Inv_adc-offset)*GIload;

    //ACOPAMIENTO TENSION EN LA CARGA DEL INVERSOR
    V_Inv_adc=adc_4*LSB;
    Vload=(V_Inv_adc-offset)*GVload;

    //ACOPAMIENTO CORRIENTE EN LA CARGA DEL INVERSOR
    V_red_adc=adc_5*LSB;
    VRed=V_red_adc-offset;

    VRedR=(VRed*(GVred));

    EDIS;
}

```

J.6.- Función del PLL

```

#include "DSP2833x_Device.h"
#include "math.h"
float valfa=0, vbeta=0, pi=0, vq=0, theta=0, w=0, Refw=0, aux_vb, aux_th, aux_w;
volatile float hbe=0, hbe1=0, hw=0, hw1=0, hvq=0, hvq1=0;
extern volatile float VRedR;

void pll (float VRedR1);
void pll (float VRedR1)
{
    //FILTRO PASA TODO PARA DESFASE DE 90° DE LA RED ELECTRICA
    hbe= (-0.963 * VRedR1)+(0.963*hbe1);
    vbeta= hbe-(1.0384216*hbe1); //TENSION BETA
    hbe1=hbe;
}

```

```
//CREACION DE COORDENADAS D-Q

vq=(vbeta*cos(theta))-(valfa*sin(theta)); // Vq (SEÑAL A CONTROLAR)

hvq= (1.2546067* vq)+(1*hvq1);
pi= hvq-(0.987873968*hvq1); //SALIDA DEL CONTROLADOR PI salida del controlador PI

Refw=(2*3.141592654*60);
w=pi+Refw; //SEÑAL DE FRECUENCIA ANGULAR
hvq1=hvq;

hw= (0.00005* w)+(1*hw1);
theta= hw+(1*hw1); //SALIDA DEL INTEGRADOR (ANGULO THETA)

//RESET DEL INTEGRADOR

    if (theta>=6.283185307)
    {
        hw1=hw=0;
    }

    else
    {
        hw1=hw;
    }
}
```

J.7.- Función para la creación de una referencia sinusoidal

```
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "math.h"

float aux=0;
volatile float onda_seno=0;
static int i=0;

void seno(void);
void seno(void)

{

    onda_seno=(sin(0.03762395*i));

    aux=EPwm4Regs.TBPRD*(onda_seno+1)*0.5; //PARA OBTENER LA SEÑAL SINUSOIDAL CON LA ONDA
                                            COMPARADORA DE LOS PWM

        i++;
        if(i>=166)
        {
            i=0;
        }
        if (aux<1)
        {
            aux=1;
        }

    EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA=aux;

}
```

J.8.- Función para introducir la referencia del lazo de tensión del inversor como una rampa

```
#include "DSP2833x_Device.h"

volatile float32 Rvo=0;

void rampaVCA(void);
```

```
void rampaVCA(void)
{
    if(Rvo<=170) //REFERENCIA DEL VALOR MAXIMO DE LA EXPRESION (Vmax*sin(wt))
    {
        Rvo=Rvo+0.0004;
    }
    else
    {
        Rvo=170;
    }
}
```

J.9.- Función del lazo de control de tensión del inversor en modo isla

```
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "math.h"

float32 yvr1=0, yvr3=0, yyvI=0, sumvI=0, yvb=0, aux_e;
volatile float32 hvr3=0, hvr31=0, hvr32=0, hvr1=0, hvr11=0, hvr12=0, hvb=0, hvb1=0;
volatile float32 Rseno=0, errvo=0;
volatile float32 vc=0;
extern volatile float32 onda_seno, Rvo, vo, Vload, theta;

void CDCAV (float32 Vcarga, float32 fseno, float32 Ref_carga);
void CDCAV (float32 Vcarga, float32 fseno, float32 Ref_carga)
{
    //CONTROL DE TENSION DEL INVERSOR ISLA
    Rseno=Ref_carga*(-cos(theta));/*fseno; REFERENCIA DEL LAZO DE CONTROL DE TENSION DEL
    INVERSOR MODO ISLA

    errvo=(Rseno*0.008)-(Vcarga*0.008);

    sumvI=(174.5*errvo);

    hvb= (0.00005*sumvI)-hvb1;
    yvb= hvb+hvb1;
    hvb1=hvb;

    yyvI=(yvb+(0.5*errvo))*1; //SALIDA DEL CONTROLADOR PI

    //RESONANTE 1
    hvr1=(0.003140483*errvo)+(1.99864198*hvr11)-(1.00006281*hvr12);
    yvr1=hvr1-hvr12; //SALIDA DEL CONTROLADOR RESONANTE DE LA
    FUNDAMENTAL
    hvr12=hvr11;
    hvr11=hvr1;

    //RESONANTE 3
    hvr3=(0.004696927*errvo)+(1.987063085*hvr31)-(0.999812123*hvr32);
    yvr3=hvr3-hvr32; //SALIDA DEL CONTROLADOR RESONANTE DEL TERCER
    ARMONICO
    hvr32=hvr31;
    hvr31=hvr3;

    vc=(yvr1+yvr3+yyvI)*1; //SEÑAL DE REFERENCIA DEL LAZO DE CORRIENTE
}
```

J.10.- Función del lazo de control de corriente del inversor en modo isla

```
#include "DSP2833x_Device.h"

volatile float32 hir1=0, hir11=0, hir12=0, hir3=0, hir31=0, hir32=0;
float32 prp=0, yir3=0, yir1=0, erril_INV=0, aux_duty, aux_d2;
volatile float32 duty_I;
```

```
extern volatile float32 Iload;
extern volatile float32 vc;

void CDCAI (float32 Ref_I, float32 IL_INV);

void CDCAI (float32 Ref_I, float32 IL_INV)
{
    //CONTROL DE CORRIENTE DEL INVERSOR

    erril_INV=Ref_I-IL_INV*0.06;

    //RESONANTE 1
    hir1= (0.003140483*erril_INV)+(1.99864198*hir11)-(1.0000281*hir12);
    yir1=hir1-hir12;//SALIDA DEL CONTROLADOR RESONANTE DE LA FUNDAMENTAL
    hir12=hir11;
    hir11=hir1;

    //RESONANTE 3
    hir3= (0.004696927*erril_INV)+(1.987063085*hir31)-(0.999812123*hir32);
    yir3=hir3-hir32;//SALIDA DEL CONTROLADOR RESONANTE DEL TERCER ARMONICO
    hir32=hir31;
    hir31=hir3;

    prp=0.89119;    //CONTROLADOR PROPORCIONAL

    duty_I=(yir3+yir1+(erril_INV*prp));    //SEÑAL DE CONTROL
}
```


ANEXO K

TRABAJOS PRESENTADOS EN CONGRESOS

Congresos Internacionales

- F. Carrillo Urcid, O. Carranza Castillo, J. J. Rodríguez Rivas, R. Ortega González
“Comparación de los modos de operación de un convertidor Flyback en un sistema fotovoltaico empleando control modo voltaje”
Vigesimoquinta Reunión Internacional de Otoño, de Comunicaciones, Computación, Electrónica, Automatización, Robótica y Exposición Industrial ROC&C 2015
Noviembre de 2015, Acapulco, Guerrero, México.

- F. Carrillo Urcid, O. Carranza Castillo, J. J. Rodríguez Rivas, R. Ortega González
“Comparación de los modos de operación de un convertidor Flyback en un sistema fotovoltaico empleando control modo voltaje”
V Congreso Internacional de Energías Alternativas CINEA 2015
Noviembre de 2015, Ciudad de México.

- F. Carrillo Urcid, O. Carranza Castillo, J. J. Rodríguez Rivas, R. Ortega González
“Transition controllers between Island and Grid mode of a Photovoltaic system in smart grid”
XVI Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas XVI CIIES
Octubre de 2016, Ciudad de México