

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DEL PERU
ESCUELA DE POSGRADO



**DISEÑO DE UN SISTEMA DE DETECCIÓN Y
COMPENSACIÓN DE FALLAS ELÉCTRICAS TIPO
ISLANDING EN SMARGRIDS**

Tesis para optar el grado de:
Magister en Ingeniería de Control y Automatización

Autor: Ing. Jhonatan David Paucará Prado
Asesor: Dr. Damian E. Sal y Rosas Celi

Jurado

Dr. Juan Javier Sotomayor Moriano
Dr. Carlos Gustavo Pérez Zuñiga
Dr. Damian Eleazar Sal y Rosas Celi

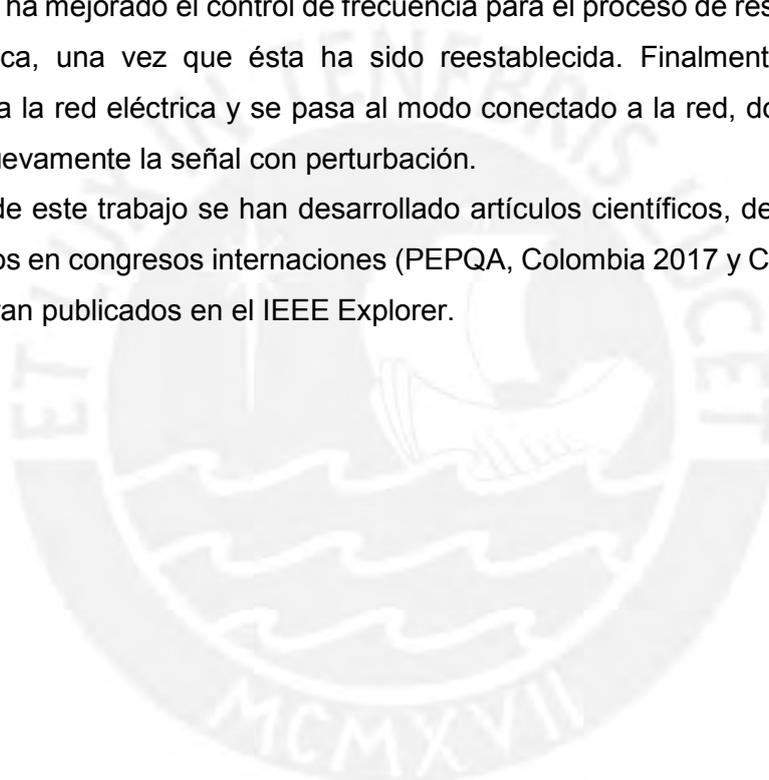
Lima – Perú

2017

RESUMEN

Este trabajo de tesis presenta la estructura de control de un sistema detector y compensador de fallas eléctricas de tipo corte abrupto de energía en una SmartGrid. Para la detección de la falla se ha implementado un algoritmo basado en la inyección y detección de una perturbación en la tensión de la carga. Para la compensación de la falla, el control realiza un cambio en la señal de referencia y pasa al modo desconectado de la red. Asimismo, se ha mejorado el control de frecuencia para el proceso de resincronización con la red eléctrica, una vez que ésta ha sido reestablecida. Finalmente, el inversor es reconectado a la red eléctrica y se pasa al modo conectado a la red, donde la referencia pasa a ser nuevamente la señal con perturbación.

Como parte de este trabajo se han desarrollado artículos científicos, de los cuales 2 han sido aceptados en congresos internacionales (PEPQA, Colombia 2017 y CCE, México 2017) y se encuentran publicados en el IEEE Explorer.



INDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1	3
1.1 Introducción	3
1.2 Descripción del problema	4
1.3 Estado del arte	6
1.3.1 Generalidades	6
1.3.2 Modos de operación de microinversor interactivo con la red.....	7
1.3.3 Detección de “islanding” mediante inyección de armónicos.....	8
1.3.4 Sincronización de fase para la reconexión a la red	9
1.4 Objetivos	10
1.4.1 Objetivo General	10
1.4.2 Objetivos Específicos.....	10
1.5 Conclusión del capítulo	10
CAPÍTULO 2	12
MARCO TEÓRICO	12
2.1 Introducción	12
2.2 Sistemas fotovoltaicos conectados a la red	12
2.3 Sistemas fotovoltaicos aislados.....	13
2.4 Algoritmo de detección de aislamiento	14
2.5 Algoritmo de sincronización de fase	14
2.6 Carga lineal y carga no lineal	15
2.7 Conclusión del capítulo	17
CAPÍTULO 3	18
PROPUESTA DEL SISTEMA.....	18
3.1. Introducción	18
3.2. Modelamiento del sistema.....	19
3.3. Dimensionamiento del Filtro LC.....	21
3.4 Modelamiento y dimensionamiento de la Carga	23
3.4.1 Etapa de conducción	24
3.4.2 Etapa de no conducción:	25
3.4.3 Carga no lineal simulada:	25
3.4.4 Modelamiento matemático de la carga no lineal	26
3.5. Modelamiento y diseño de controladores.....	28
3.5.1 Modelo del sistema para el Modo Desconectado de la Red.....	28

3.5.2 Diseño de controladores para MCR	4
3.5.2 Diseño de controladores para MCR	29
3.6. Modos de operación propuesto del microinversor.....	37
3.6.1 Algoritmo de seguimiento de fase	38
3.6.2 Detección de Islanding	41
3.6.3 Detección del restablecimiento de la red eléctrica.....	44
3.6.4 Resincronización con la red eléctrica	44
3.7 Conclusión del capítulo	46
CAPÍTULO 4	47
SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	47
4.1. Introducción	47
4.2. Entorno de simulación	47
4.3. Simulaciones realizadas	51
4.3.1 Resultados de simulación para una carga lineal resistiva.	51
4.3.2 Resultados de simulación para una carga lineal inductiva resistiva.	59
4.3.3 Resultados de simulación para una carga no lineal capacitiva resistiva.	67
4.4 Conclusión del capítulo	75
CAPÍTULO 5	76
PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN	76
5.1. Introducción	76
5.2. Hardware necesario	76
5.2.1 Fuente de alimentación	76
5.2.2 Carga.....	76
5.2.3 Puente completo	77
5.2.4 Filtro	78
5.2.5 Sensores	79
5.2.6 Controlador	79
5.3. Software necesario.....	80
5.4. Propuesta económica.....	81
5.5. Propuesta de maqueta.....	81
5.6. Conclusiones del capítulo.....	82
CONCLUSIONES	83
RECOMENDACIONES	84
BIBLIOGRAFÍA	85

LISTA DE FIGURAS

Figura 0.1 Funcionamiento del inversor en modo desconectado de la red.....	1
Figura 0.2 Funcionamiento del inversor en modo conectado a la red.....	2
Figura 1.1 Operación de un UPS Stand-by	3
Figura 1.2 Operación de un UPS de doble conversión	3
Figura 1.3 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico convencional en modo conectado a la red.....	5
Figura 1.4 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico convencional en modo desconectado de la red.....	5
Figura 1.5 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico con el esquema de control propuesto para ambos modos de operación	6
Figura 1.6 Esquema de funcionamiento reconfigurable	7
Figura 1.7 Controlador cascada existente.....	7
Figura 1.8. Diagrama de bloques general del detector basado en PLL	8
Figura 1.9 Diagrama general del algoritmo de sincronización de fase.	9
Figura 1.10 Proceso de sincronización	10
Figura 2.1 Componentes principales de un sistema fotovoltaico conectado a la red	13
Figura 2.2 Componentes principales de un sistema fotovoltaico aislado.....	13
Figura 2.3 Algoritmo de detección de las técnicas activas.....	14
Figura 2.4 Diagrama de bloques general de un algoritmo de sincronización	15
Figura 2.5 Relación tensión vs corriente (a) fuente de tensión, (b) fuente de corriente, (c) elemento RLC.	16
Figura 2.6 (a) Tensión vs Corriente para una carga no lineal típica, (b) amplitudes de los armónicos en sus respectivas frecuencias.	16
Figura 3.1 Diagrama del microinversor completo.....	18
Figura 3.2 Diagrama del convertor DC/AC.....	18
Figura 3.3 Modulación utilizada.	19
Figura 3.4 Representación del sistema a controlar	20
Figura 3.5 Diagrama de bloques del inversor analizado	20
Figura 3.6 Filtro LC ideal.	21
Figura 3.7 Filtro LC con resistencia de amortiguamiento.....	22
Figura 3.8 Tensión y corriente en cargas (a) Lineales, (b) No lineales.	23
Figura 3.9 Análisis de las frecuencias en la corriente para cargas (a) lineales, (b) no lineales.	23
Figura 3.10 Carga no lineal.	24
Figura 3.11 Tensión Rectificada.	24
Figura 3.12 Carga no lineal simulada.....	26
Figura 3.13 Tiempo de desconexión	26
Figura 3.14 Controlador sin carga.	28
Figura 3.15 Controlador cascada feed-forward en modo MDR.	29
Figura 3.16 Controlador cascada feed-forward en modo MCR.....	29
Figura 3.17 Diagrama de bode de la función de transferencia G_{iLf}/u	29
Figura 3.18 Diagrama de bode de la función de transferencia G_{vPCC}/iLf	30
Figura 3.19 Diagrama de bode de un controlador PI.	30

Figura 3.20 Diagrama de bloques del controlador de corriente.	31
Figura 3.21 Bode de la función de transferencia en lazo cerrado para la corriente	32
Figura 3.22 Diagrama de bloques del lazo de tensión.	33
Figura 3.23 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ganancia proporcional variable.	33
Figura 3.24 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ganancia resonante variable.	34
Figura 3.25 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ancho de banda variable.	34
Figura 3.26 Bode de la tensión en lazo abierto.....	35
Figura 3.27 Bode de la función de transferencia en lazo cerrado para la tensión.....	36
Figura 3.28.-Diagrama de flujo de la transición de modos.....	38
Figura 3.29.- PLL basado en SOGI y transformación $\alpha\beta dq$	38
Figura 3.30 Señal con perturbación v y salida del bloque SOGI para distintos valores de $K1$	39
Figura 3.31 Comparación de resultados obtenidos para distintas relaciones entre Kp y Ki	40
Figura 3.32.- Conexión del PLL con el algoritmo de detección de "islanding"	41
Figura 3.33 Comparación de los efectos de la ganancia k en la señal de referencia.....	41
Figura 3.34 Comparación de señales modificadas con un segundo armónico	42
Figura 3.35 Modificación de algoritmo de detección.....	42
Figura 3.36 Variación de la perturbación	43
Figura 3.37 Esquema de detección de falla "islanding"	43
Figura 3.38 Esquema de detección de restablecimiento de la red eléctrica.....	44
Figura 3.39 Diagrama del algoritmo de sincronización propuesto	45
Figura 3.40 Sincronización propuesta.	45
Figura 4.1 Esquema de simulación	47
Figura 4.2 Técnica de modulación utilizada.	48
Figura 4.3 Salida del inversor antes y después del filtro LC para frecuencias de conmutación 1kHz, 5kHz y 20kHz	48
Figura 4.4 Aplicación de tiempo muerto en la señal PWM	49
Figura 4.5 Subcircuito emulador de la red eléctrica monofásica.	49
Figura 4.6 Simulación del subcircuito emulador de la red.	50
Figura 4.7 Corriente en la carga no lineal.	50
Figura 4.8 Comparación de resultados para $C=220\mu F$ y $C=880\mu F$	50
Figura 4.9 Tensión y corriente en la carga resistiva.	52
Figura 4.10 Corriente en el inductor filtro.....	52
Figura 4.11 Señal de control u y uff	52
Figura 4.12 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.....	53
Figura 4.13 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.	54
Figura 4.14 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizandose.	54
Figura 4.15 Señal de control u y señal feed-forward uff	55
Figura 4.16 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga lineal resistiva.....	55
Figura 4.17 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.	56
Figura 4.18 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.....	56
Figura 4.19 Variación de perturbación ante un islanding	57

Figura 4.20 Simulación de los modos de operación ante una carga lineal resistiva.	58
Figura 4.21 Tensión y corriente en la carga inductiva resistiva.	59
Figura 4.22 Corriente en el inductor filtro.....	59
Figura 4.23 Señal de control u y señal feed-forward uff	60
Figura 4.24 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.....	60
Figura 4.25 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.	61
Figura 4.26 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizándose.	62
Figura 4.27 Señal de control u y señal feed-forward uff	62
Figura 4.28 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga lineal inductiva resistiva.	63
Figura 4.29 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.	63
Figura 4.30 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.....	64
Figura 4.31 Variación de perturbación ante un islanding	65
Figura 4.32 Simulación de los modos de operación ante una carga lineal inductiva resistiva.	66
Figura 4.33 Tensión y corriente en la carga no lineal típica.	67
Figura 4.34 Corriente en el inductor filtro.....	67
Figura 4.35 Señal de control u y señal feed-forward uff	68
Figura 4.36 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.....	68
Figura 4.37 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.	69
Figura 4.38 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizándose.	70
Figura 4.39 Señal de control u y señal feed-forward uff	70
Figura 4.40 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga no lineal típica. ...	71
Figura 4.41 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.	71
Figura 4.42 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.....	72
Figura 4.43 Variación de perturbación ante un islanding	73
Figura 4.44 Simulación de los modos de operación ante una carga no lineal típica.....	74
Figura 5.1 Fuente de tensión DC propuesta.....	76
Figura 5.2 Capacitor filtro para fuente DC propuesto	76
Figura 5.3 Reóstato propuesto.....	77
Figura 5.4 Diodo rectificador para la carga no lineal propuesta.	77
Figura 5.5 Capacitor para la carga no lineal propuesta.....	77
Figura 5.6 Mosfet de potencia propuesto.....	77
Figura 5.7 Driver propuesto	78
Figura 5.8 Inductor propuesto	78
Figura 5.9 Capacitor propuesto.....	78
Figura 5.10 Sensores propuestos.	79
Figura 5.11 Tarjeta de control propuesta.....	79
Figura 5.12 Software de programación propuesto	80
Figura 5.13 Herramienta de programación propuesta.	80
Figura 5.14 DSPBuilder en Simulink.	80
Figura 5.15 Modelado 3D de la estructura del inversor.....	81

LISTA DE TABLAS

Tabla 3.1 Parámetros del sistema inversor.....	19
Tabla 3.2 Parámetros del filtro LC.....	22
Tabla 3.3 Parámetros del controlador PI.....	32
Tabla 3.4 Parámetros del controlador PR.....	36
Tabla 3.5 Ganancia de la señal de control Feed-Forward.....	37
Tabla 3.6 Ganancia de la señal de referencia Feed-Forward.....	37
Tabla 3.7 Parámetros del controlador PI.....	40
Tabla 4.1 Resultados obtenidos para una carga lineal resistiva en modo MDR-A.....	53
Tabla 4.2 Resultados obtenidos para una carga lineal resistiva en modo MCR.....	57
Tabla 4.3 Resultados obtenidos para una carga lineal inductiva resistiva en modo MDR-A.....	61
Tabla 4.4 Resultados obtenidos para una carga lineal inductiva resistiva en modo MCR.....	64
Tabla 4.5 Resultados obtenidos para una carga no lineal típica en modo MDR-A.....	69
Tabla 4.6 Resultados obtenidos para una carga no lineal típica en modo MCR.....	72
Tabla 5.1 Presupuesto.....	81



INTRODUCCIÓN

A lo largo de la historia, el hombre siempre ha buscado nuevas fuentes de energía con diversos fines, como realizar sus actividades de manera más sencilla y cómoda, aumentar su producción, reducir costos, etc. Inicialmente utilizó fuentes combustibles como el carbón, petróleo y gas; pero pronto se dio cuenta que estas se agotarían e inició la búsqueda de energías renovables. Encontró que podía utilizar la energía del viento, de las mareas, y del sol, entre otras fuentes naturales.

Esta última, por su gran accesibilidad y bajos requerimientos de hardware, viene siendo la más usada a través de paneles solares. Estos captan la energía solar y la transforman en energía eléctrica de corriente continua, la cual es almacenada en bancos de baterías. Para su aprovechamiento es necesario transformarla en energía eléctrica de corriente alterna. Esto se hace a través de circuitos electrónicos conocidos como inversores, ya que invierten el voltaje constante a una frecuencia determinada y, luego, filtran la señal para obtener una señal sinusoidal.

Los sistemas que transforman la energía solar en energía eléctrica de corriente alterna se conocen como sistemas fotovoltaicos y tienen 2 modos de funcionamiento. La Figura 0.1 muestra el modo de funcionamiento del sistema inversor, en modo desconectado de la red (MDR). En MDR, el sistema se comporta como una fuente de tensión controlada, y regula la amplitud y frecuencia en el punto de conexión común (PCC). Este modo se usa principalmente en zonas alejadas, las cuales no cuentan con servicios de electricidad cableada. Adicionalmente, se pueden utilizar como sistemas de respaldo para emergencias, y se conocen como UPS.

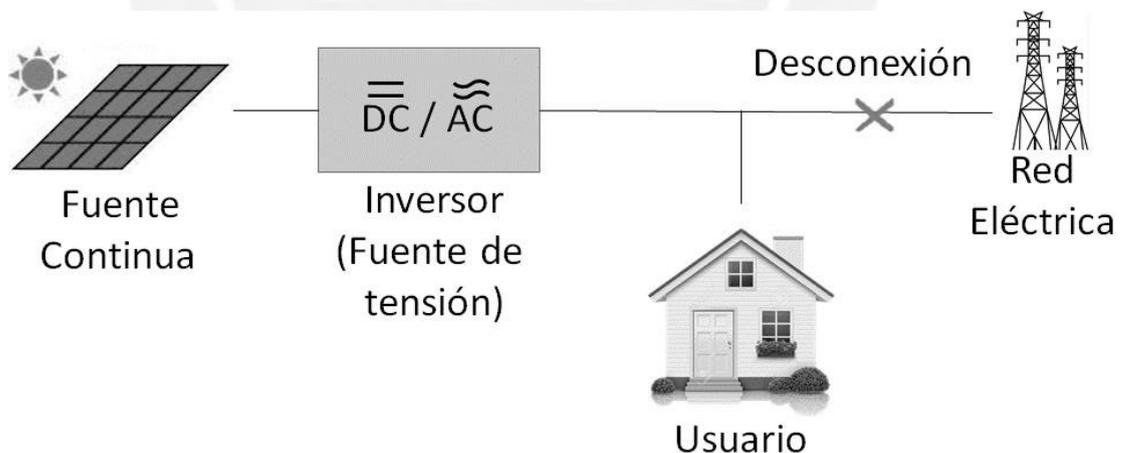


Figura 0.1 Funcionamiento del inversor en modo desconectado de la red.

Por otro lado, la Figura 0.2 muestra el funcionamiento en modo conectado a la red (MCR). En MCR, la red controla la tensión en el PCC y el sistema se comporta como una fuente de corriente para inyectar la potencia demandada por la carga y reducir la potencia demandada a la empresa privada.

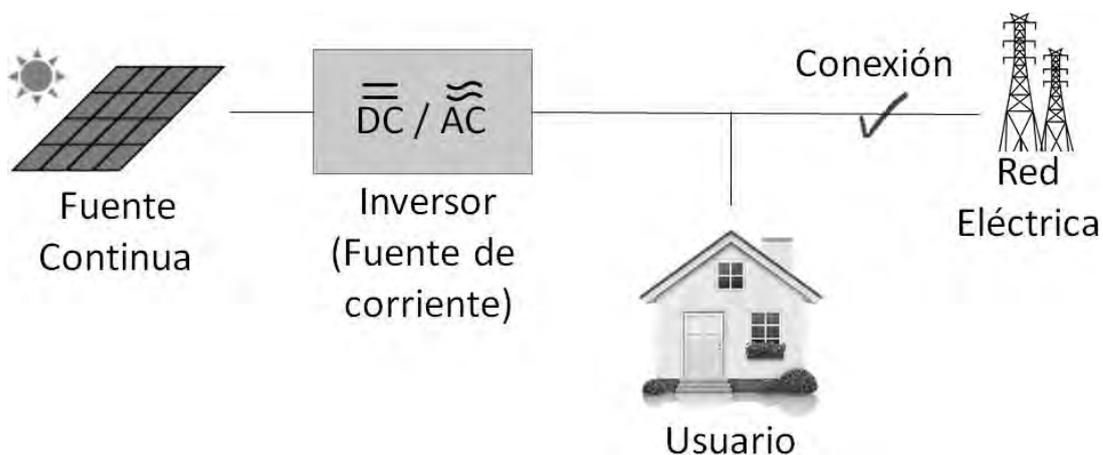


Figura 0.2 Funcionamiento del inversor en modo conectado a la red.

Asimismo, los microinversores tienen muchas ventajas, entre las cuales destacan su fácil instalación, su bajo o casi nulo costo de mantenimiento, ya que su funcionamiento es totalmente autónomo, y utiliza una fuente de energía limpia, gratuita e inagotable. Entre sus desventajas tenemos que una mayor carga requiere un mayor tamaño de paneles y un elevado costo inicial. Sin embargo, los paneles se pueden distribuir en el techo y el dinero ahorrado en el mediano plazo supera la inversión inicial, por lo que estas desventajas iniciales no generan problema alguno a largo plazo.

Este trabajo propone un sistema de detección y compensación de falla eléctrica tipo corte abrupto de energía sobre una estructura de un novedoso convertidor electrónico multipuerto.

La presente tesis, se ha desarrollado en 5 capítulos: en el primer capítulo se detalla la problemática en microinversores actuales y los objetivos de este trabajo; en el segundo capítulo se explica el marco teórico de los microinversores conectados y desconectados de la red, así como las técnicas de detección y resincronización; en el tercer capítulo se modela el microinversor y se propone un control que soluciona la problemática actual; en el cuarto capítulo se muestra el entorno de simulación empleado y se analizan los resultados de simulación; en el quinto capítulo se realiza una propuesta de implementación considerando los resultados obtenidos en simulación; finalmente, se exponen las conclusiones y los futuros trabajos que se pueden realizar en base a los resultados obtenidos.

CAPÍTULO 1

1.1 Introducción

En la actualidad, los sistemas de generación ininterrumpidos (UPSs) son de un gran uso comercial. Existen varios tipos de UPSs, pero los más comerciales son los de tipo “Stand-by” y los de doble conversión. La Figura 1.1 muestra la operación de un UPS con la topología Stand-by. La fuente de alimentación primaria es la red eléctrica, mientras que el UPS absorbe potencia de la red para cargar las baterías y “espera” que se produzca el corte de energía para cambiar de posición el interruptor e inyectar potencia.

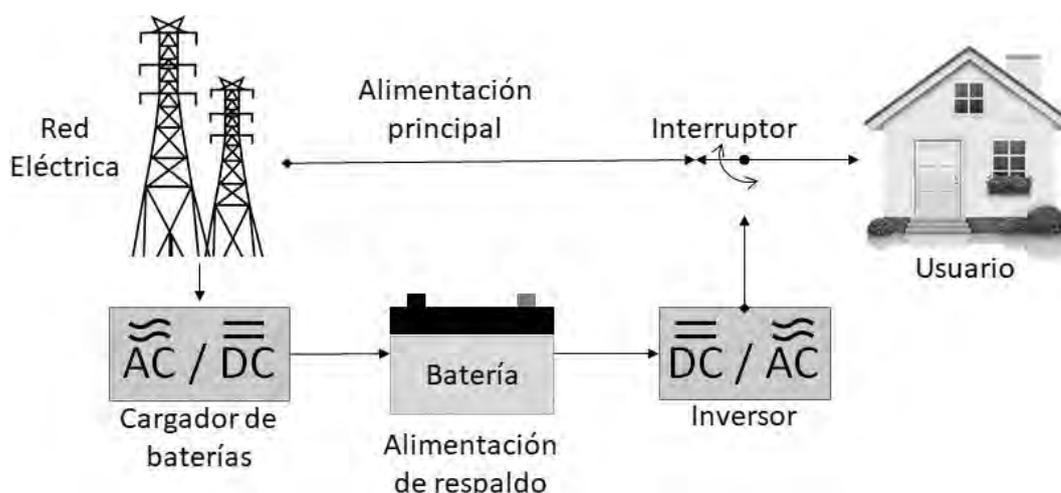


Figura 1.1 Operación de un UPS Stand-by.

Este tipo de UPS tiene un tiempo de detección promedio $t_{detección} = 5ms$, por lo que es prácticamente imperceptible para los electrodomésticos; asimismo, su costo es menor, y por ello su gran uso a este nivel.

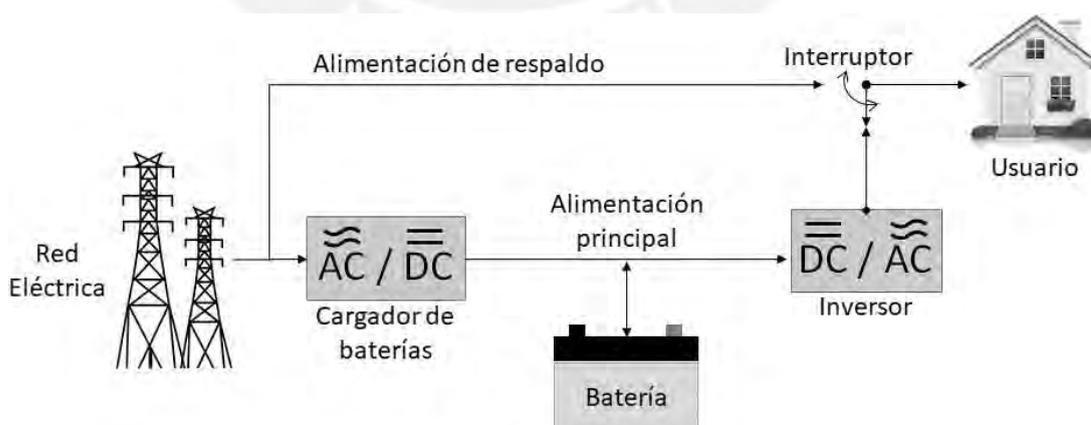


Figura 1.2 Operación de un UPS de doble conversión.

Por otro lado, la Figura 1.2 muestra la operación de los UPS de doble conversión, los cuales son los más usados a nivel empresarial. En este caso, la fuente de alimentación principal es el inversor, y la red actúa como un respaldo. Es por ello que

al presentarse la falla de islanding, el UPS mantiene la inyección de potencia sin tener que realizar un cambio de interruptor, eliminando el tiempo de transición.

1.2 Descripción del problema

En ambos casos el objetivo de un UPS es que el sistema se mantenga energizado por un tiempo suficiente para aminorar los daños ocasionados por la falla de islanding. No obstante, no ofrecen ningún beneficio en caso de no presentarse la falla. El primer tipo de UPS permanecerá en espera absorbiendo periódicamente potencia para mantener cargadas las baterías, y un rectificador de tensión es una carga no lineal, por lo que solo añade perturbaciones a la red, disminuyendo la calidad de la energía. De manera análoga, el segundo tipo de UPS tiene un doble proceso de conversión de potencia, por lo que no solo genera más pérdidas por conmutación. Asimismo, rectifica la tensión de la red para toda la potencia que sea requerida por el usuario, por lo que añade muchas más perturbaciones que el primer tipo de UPS.

Es por estas razones que un sistema de generación ininterrumpida, por un lado, es una solución eficaz a la falla de islanding, y por otro lado, es una carga no lineal que disminuye la calidad de la energía ante la ausencia de la falla.

Los sistemas fotovoltaicos, a diferencia de los UPSs, interactúan con la red eléctrica de manera directa, por lo que no solo operan como un respaldo, sino que dependiendo del estado de la red pueden operar como una fuente de corriente o una fuente de tensión.

En MCR, los sistemas fotovoltaicos se comportan como una fuente de corriente. La red impone la tensión en la carga y la función del inversor es, hasta donde su capacidad lo permita, inyectar la corriente requerida por la carga. No obstante, ante la falla de islanding se pueden presentar dos escenarios. El primero es que el inversor inyectaba parte de la corriente y al producirse la falla, la carga requiera más potencia de la que el inversor puede proporcionar y, en consecuencia, la tensión sea insuficiente o el inversor se queme por un exceso de corriente. El segundo es que el inversor inyectaba toda la corriente necesaria por la carga y además inyectaba corriente a la red, entonces al producirse la falla toda la corriente es enviada a la carga, elevando la tensión de salida y dañando la carga.

Los dispositivos electrónicos no están diseñados para soportar grandes variaciones de tensión, y un sistema fotovoltaico en modo conectado a la red no controla la tensión. Por lo que ante un "islanding" la tensión presenta oscilaciones, y los componentes electrónicos dentro de los dispositivos se cargan y descargan bruscamente, generándose sobrepicos de corriente que dañan a los componentes y disminuyen la vida útil de los dispositivos. Inclusive pueden ocasionar daños permanentes en menos de un segundo, es por ello que la detección de esta falla debe ser inmediata.

Asimismo, en el Perú se registra un alto índice de cortes de energía, ya sea por factores internos como fallas de aislamiento, mantenimientos programados, o por factores externos como accidentes y desastres naturales (Osinergmin, 2013). La Figura 1.3 muestra de manera sencilla el funcionamiento de un sistema fotovoltaico en modo conectado a la red.



Figura 1.3 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico convencional en modo conectado a la red.

En MDR, un sistema fotovoltaico es una fuente de tensión, por lo que al reestablecerse la red no deben ser conectadas inmediatamente si el error de tensión no es cercano a cero. Los sistemas fotovoltaicos convencionales no consideran la reconexión a la red dentro de su control, por lo que son susceptibles a cortocircuitos, que implican grandes sobrepicos de corriente que dañan tanto al sistema fotovoltaico, como a los dispositivos conectados. Asimismo, estos sistemas eran diseñados considerando una carga lineal, sea resistiva, capacitiva o inductiva; por ejemplo, una bombilla incandescente. No obstante, los dispositivos electrónicos no son lineales, ya que para su funcionamiento requieren de tensión constante y esto implica un proceso de rectificación mediante un puente de diodos y un capacitor, y estos inyectan perturbaciones (armónicos) que afectan al control convencional generando inestabilidad y causando daños al sistema.



Figura 1.4 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico convencional en modo desconectado de la red.

Sistemas recientes atenúan las perturbaciones mediante filtros con componentes pasivos, inductor y capacitor de mayores dimensiones (Lucas, 1996). Pero, ante la creciente demanda de equipos electrónicos, incrementar constantemente las

dimensiones de los componentes no es una opción viable, por lo que la solución es que el control sea robusto ante las perturbaciones inyectadas por la carga. La Figura 1.4 muestra de manera sencilla el funcionamiento de un sistema fotovoltaico en modo desconectado de la red.

Este trabajo de investigación contempla la problemática descrita y propone un control que incluye un algoritmo de detección de "islanding", el cual evita los daños ante la desconexión al realizar un cambio de modo de operación de MCR a MDR, y un controlador de frecuencia para el proceso de resincronización previo a la reconexión a la red eléctrica, evitando así un cortocircuito cuando esta se reestablece. Además, permite mantener al sistema fotovoltaico conectado permanentemente a la red sin ocasionar daños y funciona, tanto para cargas lineales como para cargas no lineales. La Figura 1.5 muestra de manera sencilla el funcionamiento de un sistema fotovoltaico con el esquema de control propuesto para ambos modos de operación.

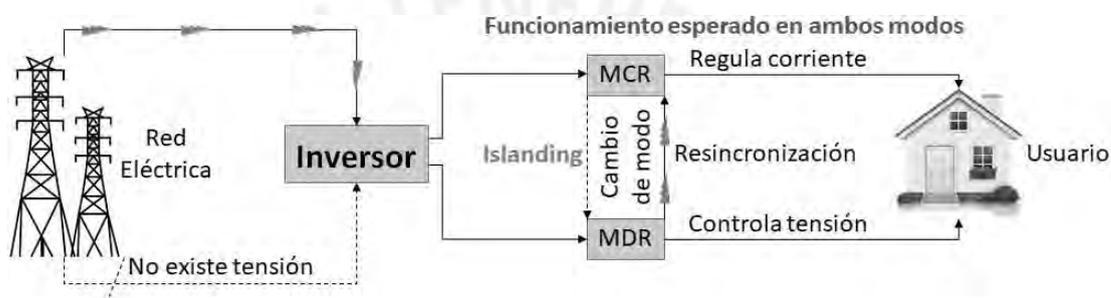


Figura 1.5 Esquema de funcionamiento de un sistema fotovoltaico con el esquema de control propuesto para ambos modos de operación.

Asimismo, considera el modelamiento de una carga no lineal típica de una potencia cercana a 500W para el dimensionamiento de los componentes de un microinversor (VSI), así como realizar una propuesta de implementación.

1.3 Estado del arte

1.3.1 Generalidades

En los últimos años, los sistemas fotovoltaicos han sido ampliamente estudiados en ambos modos de operación, MCR y MDR, esto se debe a la gran necesidad de llevar energía a lugares remotos y que esta sea autosostenible. También, que sea posible integrarlos a la red cableada una vez que esta llegue a dicha zona, y a partir de ese momento funcionar como una fuente de energía de respaldo y regulación.

A continuación, se presentan 3 artículos de la página de la IEEE, de los cuales el primero se enfoca en analizar los modos de operación del inversor y el segundo en una técnica de detección de "islanding". Finalmente, el tercero se orienta en una técnica de resincronización para la reconexión a la red eléctrica.

1.3.2 Modos de operación de microinversor interactivo con la red

En (Celi, 2017) y (Moreno, 2013) se muestra el análisis del microinversor en ambos modos de operación, MCR y MDR, actuando como fuente de corriente y como fuente de tensión, respectivamente, para una carga lineal resistiva. Así pues, la Figura 1.6 muestra el esquema de funcionamiento, en el cual puede observarse que existe un controlador diferente para cada modo de operación. Además, se han aplicado algoritmos de detección de islanding y de resincronización para la selección del controlador.

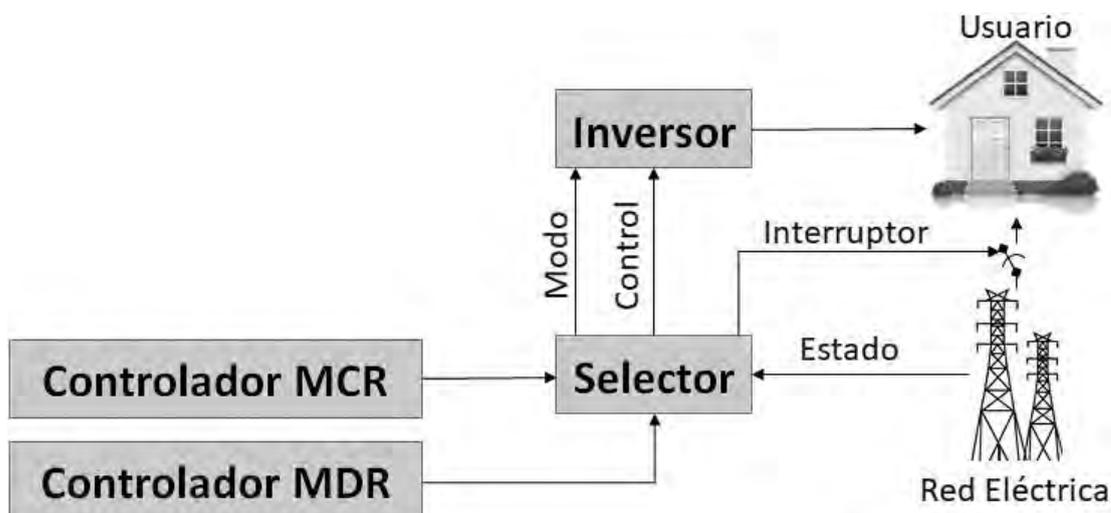


Figura 1.6 Esquema de funcionamiento reconfigurable.

El modelamiento del microinversor ha sido desarrollado en (Skutt, 2012) y (Boroyevich, 2011), donde fueron comparadas cinco técnicas de control. En estos trabajos se concluyó que se obtienen mejores resultados al utilizar un lazo interno de corriente en cascada con un lazo externo de tensión. Los lazos de tensión y corriente han sido analizados en (Gaubert, 2013), y se demostró mediante simulaciones que un controlador proporcional resonante (PR) (H_v) es el más adecuado para el lazo de tensión al reducir el error y filtrar los armónicos, así como, un controlador PI (H_i) para el lazo de corriente. Así pues, la Figura 1.7 muestra el esquema del controlador existente.

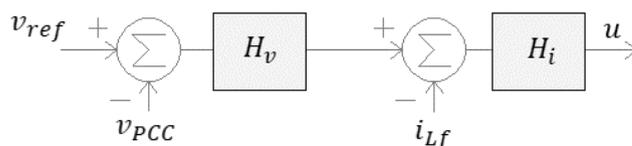


Figura 1.7 Controlador cascada existente.

No obstante, los controladores en la bibliografía son poco robustos debido a su criterio de diseño, ya que son sintonizados para una carga en específico. Asimismo,

utiliza como carga una resistencia, que es la carga lineal más sencilla al no requerir potencia reactiva, por lo que no es posible concluir, a partir de dicho trabajo, si la estrategia de control usada es efectiva para una carga no lineal, como lo es un cargador de celular y demás dispositivos electrónicos de uso cotidiano.

1.3.3 Detección de “islanding” mediante inyección de armónicos

En (Blaabjerg M. C., 2006), (Zhang, 2014) se explica un algoritmo de seguimiento de fase (PLL), el cual mediante un proceso de filtrado y de rotación de ejes calcula la amplitud y la fase de la señal leída. En (Blaabjerg M. C., 2010), se propone un algoritmo de detección de “islanding” mediante la inyección de una perturbación al doble de la frecuencia ($120Hz$) en la señal de referencia del inversor y el análisis de la amplitud promedio de la señal de error. La Figura 1.8 muestra el diagrama de bloques general utilizado en (Blaabjerg M. C., 2010) para la detección de esta falla.

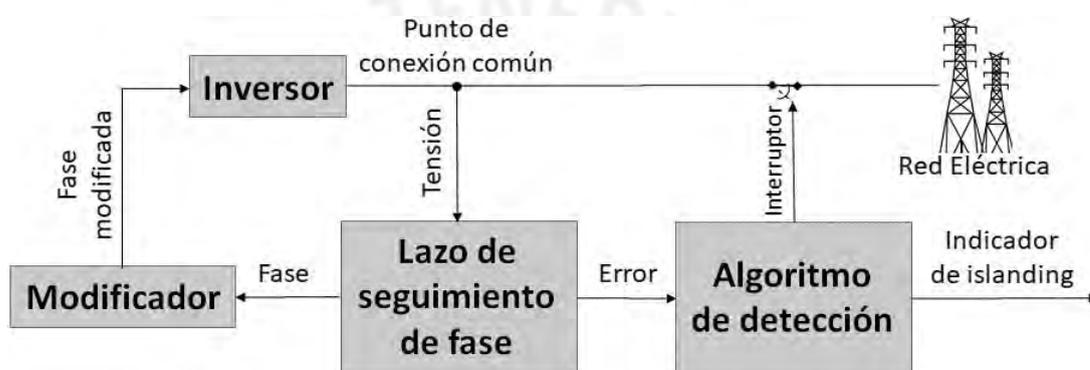


Figura 1.8. Diagrama de bloques general del detector basado en PLL.

Se muestra un bloque de modificación, el cual utiliza la fase de la tensión en el punto de conexión común (φ) para generar la fase de referencia del inversor (φ^*), la cual es el resultado de adicionar a la fase leída el seno de la misma multiplicada por una ganancia (k) que regula el nivel de perturbación ($\varphi_i^* = \varphi + k\sin(\varphi)$). Además, se muestra el bloque de detección de “islanding”. Al estar conectada a la red eléctrica, esta controla la tensión en la carga y la mantiene estable, por lo que la perturbación no es percibida. Al producirse la falla, esta perturbación se refleja en un aumento de la amplitud de la señal de error. Si este cambio de amplitud supera un umbral por un tiempo preestablecido, entonces el algoritmo indica que se ha producido el “islanding” y abre el interruptor de conexión a la red.

Esta es una técnica activa con un bajo nivel de distorsión armónica, ya que inyecta una perturbación para la detección del islanding pero no disminuye de manera considerable el THD.

Por otro lado, esta técnica ha sido utilizada en un sistema con una carga lineal resistiva, la cual no inyecta perturbaciones, por lo que no es posible concluir a partir de este trabajo si su algoritmo de detección es aplicable a un sistema con cargas no lineales, las cuales inyectan perturbaciones a varias frecuencias y modifican la señal de error analizada.

1.3.4 Sincronización de fase para la reconexión a la red

Si el sistema se encuentra funcionando en MDR y la red se reestablece, en la gran mayoría de casos existirá una diferencia de fases ($\Delta\varphi$) considerable, por lo que realizar una reconexión directa en muchos casos podría ocasionar un sobrepulso de corriente que dañaría la carga y al inversor. Para evitar esto, se deben utilizar dos PLLs, uno para el inversor y otro para la red eléctrica, leer ambas fases y hacer que el error disminuya utilizando un lazo de control de frecuencia para lograr la resincronización.

La técnica de sincronización ha sido ampliamente estudiada y utilizada en trabajos como (Mauch, 1997) y (Higashino, 1988), pero esta presenta algunas limitaciones. Por ello, en (Castilla, 2003) se propone una mejora de la técnica tradicional que permite una respuesta más rápida, con un mejor control del flujo de potencia.

La Figura 1.9 muestra el diagrama general del algoritmo de sincronización propuesto en (Castilla, 2003), donde se realiza un análisis de la potencia activa y reactiva para el cálculo de la amplitud y la frecuencia. Con los PLLs se calcula la diferencia de fase y se usa una ganancia para regular la velocidad de cambio de frecuencia, la cual según la norma no debe superar el 1%.

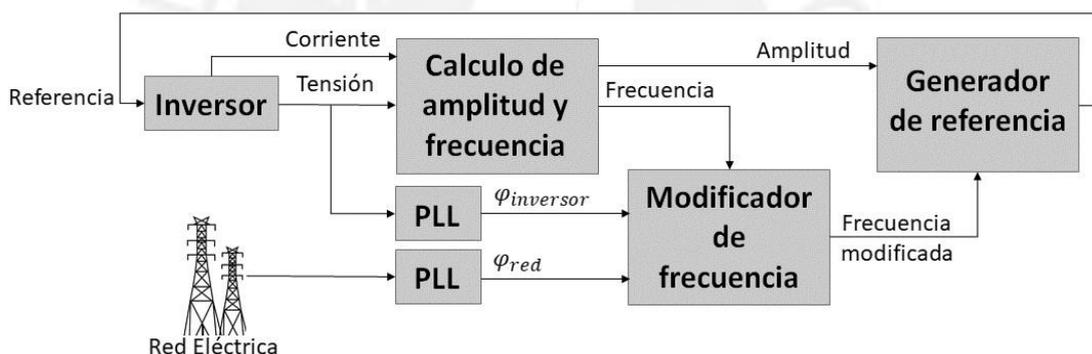


Figura 1.9 Diagrama general del algoritmo de sincronización de fase.

En (Mauch, 1997), (Higashino, 1988) y (Castilla, 2003) se ha utilizado esta técnica para sincronizar UPSs, pero el mismo concepto es usado en (Moreno, 2013) para sincronizar la salida del microinversor en modo desconectado y la red eléctrica.

Esta técnica ha demostrado su eficacia para una carga lineal resistiva; asimismo, se parte de la premisa de que se tiene un adecuado control de tensión y corriente en el inversor, por lo que es independiente del tipo de carga.

No obstante, partiendo de la misma premisa de un adecuado control de tensión y corriente se hace innecesario recalcular la amplitud y frecuencia, ya que estas son conocidas de antemano, por lo que no optimiza el proceso de generación de la nueva referencia. Asimismo, la referencia generada no tiene en cuenta el estado anterior del inversor, por lo que, por un lado, es una técnica de sincronización efectiva y, por otro lado, genera un cambio brusco de tensión, (ver Figura 1.10), que origina picos de corriente que dañan a los dispositivos conectados y al mismo inversor.

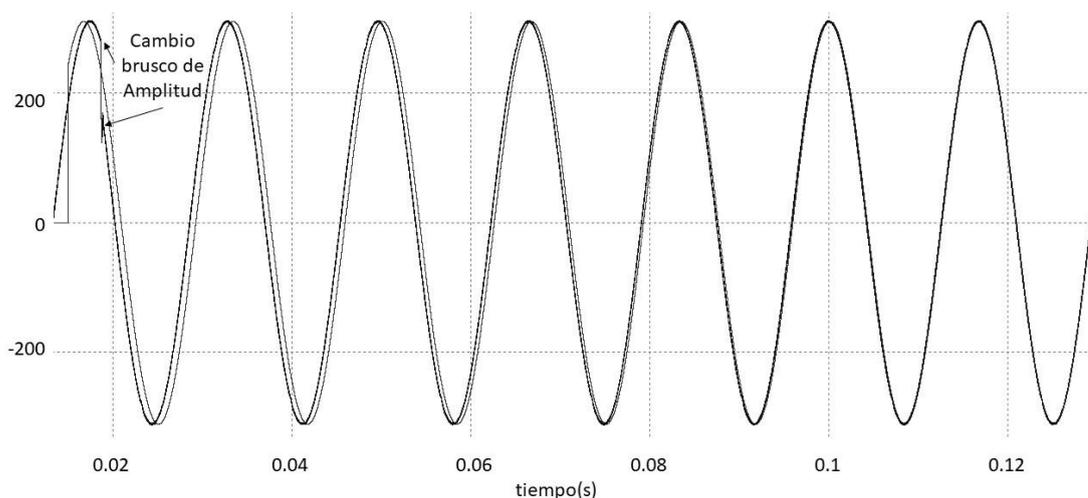


Figura 1.10 Proceso de sincronización.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Diseñar un sistema de detección y compensación de falla eléctrica de tipo corte abrupto de energía (“islanding”) en SmartGrids controlando tensión ante una carga lineal o no lineal. Cabe resaltar que, el esquema de control debe permitir el intercambio de modo de operación, realizando para ello los procesos de detección y resincronización.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Estudiar los sistemas de detección y compensación de fallas eléctricas en Smartgrids.
- Diseñar y validar mediante simulación un algoritmo para la detección de falla tipo “Islanding” ante cargas lineales y no lineales, basado en el control de una perturbación en la señal de referencia de un inversor en modo conectado a la red eléctrica monofásica.
- Diseñar un compensador ante falla tipo Islanding, basado en el control en lazo cerrado de tensión AC sobre una carga. Las cargas analizadas serán lineales y no lineales.
- Diseñar y validar mediante simulación un algoritmo de resincronización con la red eléctrica, basada en el control de frecuencia de la señal de referencia para un inversor en modo desconectado de la red.
- Proponer una maqueta para la validación de los controladores diseñados ante cargas lineales y no lineales.

1.5 Conclusión del capítulo

Este capítulo muestra el estado del arte existente para sistemas conectados y desconectados de la red eléctrica. Los estudios analizados permiten concluir que los sistemas de generación ininterrumpida (UPS) funcionan conectados a la red eléctrica

como un respaldo de potencia ante la falla de islanding. No obstante, ante la ausencia de la falla, los UPSs comerciales disminuyen la eficiencia y la calidad de la energía, ya que se comportan como una carga no lineal para mantener cargadas sus baterías y realizan conversiones de potencia innecesarias. Esto afecta directamente al transformador de distribución y puede generar fallas en el sistema.

Por otro lado, los sistemas microinversores existentes analizados, en modo conectado a la red, funcionan como una fuente de corriente, y como una fuente de tensión en modo desconectado de la red. Para pasar de un modo de operación a otro, un algoritmo anti-islanding debe ser implementado.

Se han analizado los trabajos existentes para el control de tensión, de corriente y de los algoritmos de detección de islanding y resincronización. El estudio permite concluir que la técnica de detección analizada es la más conveniente para el estudio debido que, al ser una técnica de detección activa, ofrece una gran eficacia en la detección, y el modo de inyección de armónicos no incrementa la amplitud de la señal ni origina cambios en los cruces por cero. No obstante, la técnica ha sido validada con cargas resistivas, por lo que una adaptación del algoritmo, para cargas no lineales, debe ser propuesta. De igual manera, el algoritmo de resincronización ha demostrado ser muy efectivo, sin embargo, presenta cambios bruscos en la referencia que pueden generar fallas en el sistema, por lo que una mejora del algoritmo debe ser propuesta.

CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1 Introducción

Según informes de la Agencia Internacional de la Energía (AIE), el consumo de kWh per cápita en el Perú está en un constante crecimiento (Agencia Internacional de Energía (AIE), 2014), esto significa que la demanda de energía eléctrica por cada persona en el Perú se ha incrementado. Asimismo, la población se encuentra en constante crecimiento, y estudios realizados por OSINERGMIN (Osinergmin, 2016) muestran que la demanda de energía eléctrica en el Perú se duplica cada 10 años. Los dos grandes sectores de producción de energía en el Perú son el hidroeléctrico y, desde el 2014, el gas natural. Si bien la demanda de energía está siendo cubierta, el gas natural es una fuente no renovable, por lo que es necesario utilizar fuentes de generación alternativas.

El sol es una fuente de energía renovable, que en el Perú se puede aprovechar en gran medida debido a su cercanía al ecuador. Según el Atlas Solar del Perú, elaborado por el Ministerio de Energía y Minas (Senamhi, 2016), el Perú tiene una elevada radiación solar anual siendo en la Sierra de aproximadamente 5.5 a 6.5 kWh/m²; 5.0 a 6.0 kWh/m² en la Costa y en la Selva de aproximadamente 4.5 a 5.0 kWh/m². Debido a esto, y al alto índice de cortes de energía registrados en Perú, se vienen realizando proyectos de gran envergadura para la instalación de sistemas fotovoltaicos y otros sistemas de generación alternativa en diversas zonas del territorio nacional (Osinergmin, 2013).

Debido a la importancia que tiene este tema, es necesario conocer: ¿Qué es un sistema fotovoltaico?, ¿Puede funcionar de forma aislada?, ¿Se puede conectar a la red eléctrica?, ¿Qué ocurre si se produce un corte de energía?, ¿Se debe desconectar el sistema?, etc. Para resolver todas estas dudas, en este capítulo se han definido conceptos fundamentales para el correcto entendimiento de un sistema fotovoltaico, de las fallas que pueden ocurrir y de las formas de solucionar o compensar estas fallas.

2.2 Sistemas fotovoltaicos conectados a la red

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red (Martínez, 2015), como se pueden ver en la Figura 2.1, están compuestos por un arreglo de paneles solares (APS), un circuito inversor y la red. El APS capta la energía proveniente del sol y la transforma en energía eléctrica de corriente continua y es directamente utilizada para el consumo o enviada a la red eléctrica. La etapa intermedia de transformación de energía eléctrica en corriente continua a corriente alterna es realizada por un circuito inversor, el cual debe optimizar la captación de energía solar mediante un algoritmo de seguimiento del máximo punto de potencia y debe realizar un proceso de sincronización antes de la conexión a la red eléctrica.

En Perú, a diferencia de países europeos en los que la empresa privada debe pagar al usuario por la energía que este inyecta a la red, aún no se ha establecido una norma que permita a los usuarios suministrar energía a la red, por lo que los proyectos de sistemas fotovoltaicos conectados a la red existentes han sido dimensionados para proporcionar una potencia menor a la potencia promedio consumida, de manera que se reduzca la demanda de energía de la red sin generar excedentes.

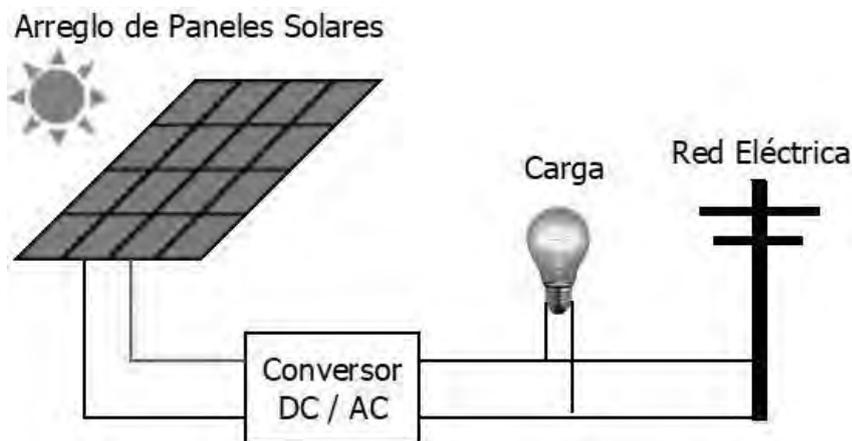


Figura 2.1 Componentes principales de un sistema fotovoltaico conectado a la red.

2.3 Sistemas fotovoltaicos aislados

Los sistemas fotovoltaicos aislados, como se puede ver en la Figura 2.2, están compuestos por un APS, un controlador de voltaje DC, un circuito inversor y un banco de baterías.

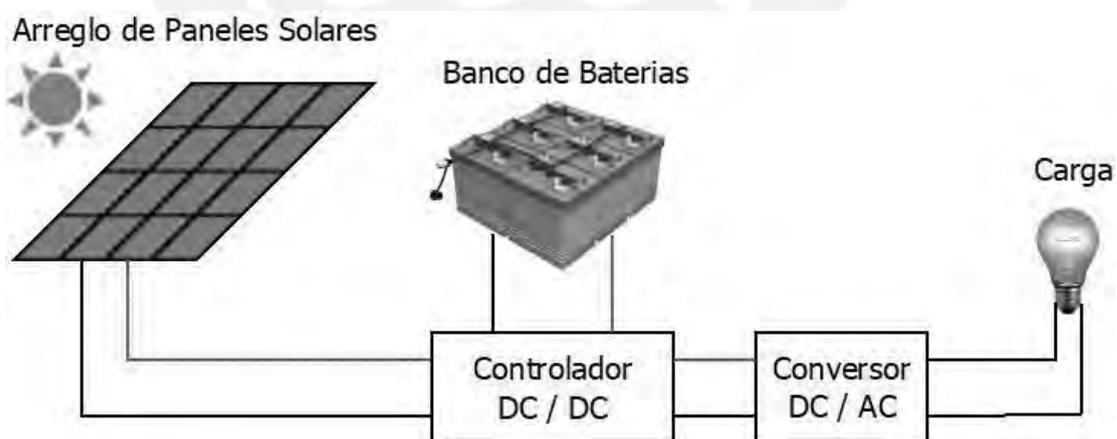


Figura 2.2 Componentes principales de un sistema fotovoltaico aislado.

A diferencia de los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, este es un sistema independiente, por lo que se requiere de una fuente de energía de respaldo ante la ausencia de luz solar. El dimensionamiento de este banco de baterías se debe hacer considerando una potencia de respaldo mayor que la potencia real que será consumida, y el PVA debe dimensionarse de manera tal que durante las horas de

alta radiación solar satisfaga la necesidad de energía del usuario y cargue las baterías en forma paralela. De esta manera se asegura al usuario un suministro de energía continuo.

El circuito inversor a diferencia del usado en los sistemas conectados a la red, no debe realizar un proceso de sincronización; sin embargo, debe ser capaz de asegurar la calidad de la tensión generada tanto en amplitud como en frecuencia. Los estándares regulatorios de la calidad de energía IEEE (519, 2014) indican un máximo de 8% de distorsión armónica total (THD) en el voltaje y 1% de variación de frecuencia.

2.4 Algoritmo de detección de aislamiento

El sistema de generación de la red eléctrica por lo general es muy eficiente, por lo que la calidad suministrada al usuario es alta; no obstante, esta en ocasiones puede presentar fallas. En (Shahani, 2016) se simulan estas fallas y se muestran los criterios para diferenciarlas y clasificarlas. La falla más común es el corte abrupto de energía o interrupción (“islanding”), y por ello se han desarrollado sistemas de detección para esta falla. Los sistemas de detección de fallas tienen como referencia el estándar IEEE (1159, 2009), el cual nos indica que se ha presentado un “islanding” si la amplitud del voltaje cae a un 10% o menos de su valor nominal, y esta falla puede ser momentánea, temporal o sostenida, dependiendo de si dura menos de 3 segundos, hasta 1 minuto o un tiempo mayor, respectivamente.

Existen múltiples algoritmos o técnicas de detección, y estas se pueden clasificar en pasivas y activas. Las técnicas pasivas son aquellas cuyo algoritmo de detección se basa en analizar la amplitud y/o fase del voltaje o corriente; empero, estas técnicas no son muy usadas debido a la gran zona de no detección que presentan.

Por otro lado, las técnicas activas son aquellas que introducen perturbaciones en la salida del inversor con la intención de medir los efectos sobre la carga y de esa manera detectar el aislamiento, ya que de no existir “islanding” la red regula el voltaje y absorbe las perturbaciones. La Figura 2.3 muestra el algoritmo de detección de las técnicas activas que son las más usadas debido a su gran eficacia en la detección.



Figura 2.3 Algoritmo de detección de las técnicas activas.

2.5 Algoritmo de sincronización de fase

Dos fuentes de tensión no pueden ser conectadas en paralelo si la diferencia de tensión entre ellas no es cercana a cero, ya que de hacerlo ambas fuentes y los dispositivos conectados a ellas resultarían dañados. Un sistema fotovoltaico,

funcionando en modo desconectado de la red, es una fuente de tensión al igual que lo es la red eléctrica; por lo tanto, estos dos sistemas no pueden ser conectados directamente si el error de tensión no es cercano a cero.

Para disminuir el error se debe usar un algoritmo de sincronización de fase, el cual está compuesto por dos PLLs que calculan las fases de la red y del inversor de manera independiente. Asimismo, se calcula la amplitud y la frecuencia de la tensión generada por el inversor. En ese sentido, el algoritmo de sincronización modifica la señal de referencia del inversor, aumentando o disminuyendo la frecuencia con base en el error de fases calculado por los PLLs. Esto requiere un control de frecuencia que regule la velocidad de cambio y no supere el 1% de variación de frecuencia permitido por el estándar IEEE (519, 2014). La Figura 2.4 muestra el diagrama de bloques general de un algoritmo de sincronización de fase.

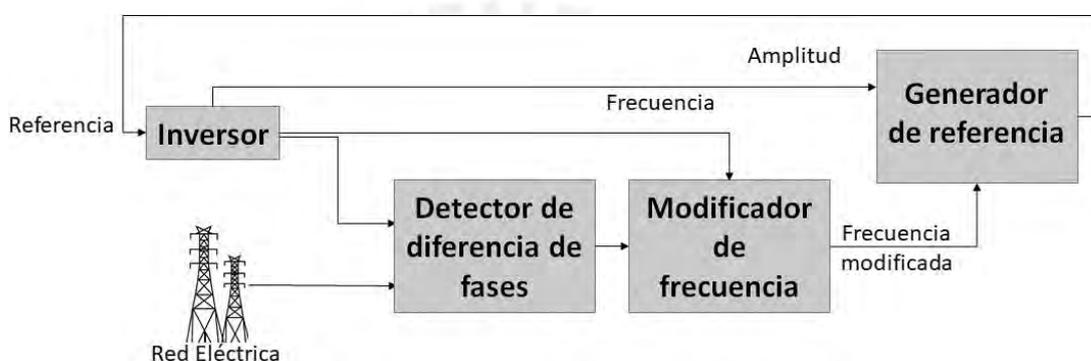


Figura 2.4 Diagrama de bloques general de un algoritmo de sincronización.

En (Castilla, 2003) se explica un algoritmo de sincronización, el cual calcula la amplitud y la frecuencia de la señal generada por el inversor analizando la potencia activa y reactiva en la carga. Cuando el error es cercano a cero se realiza la reconexión y el sistema fotovoltaico funciona en modo conectado a la red.

2.6 Carga lineal y carga no lineal

Una carga es cualquier dispositivo eléctrico, y se puede clasificar como carga lineal o carga no lineal dependiendo de la relación entre la tensión a la cual es sometida y la corriente que circula por ella. Una carga lineal es aquella cuya tensión y corriente mantienen una relación constante y oscilan a la misma frecuencia. En este grupo de cargas están las fuentes de tensión, las fuentes de corriente y los elementos pasivos Resistencia (R), Inductor (L) y Capacitor (C).

Una carga no lineal, por el contrario, es aquella que no conserva una relación constante entre la tensión y la corriente (Girona, 2015). Desde un punto de vista matemático, la corriente deja de ser una onda sinusoidal a la misma frecuencia de la tensión y pasa a ser una sumatoria infinita de ondas con frecuencias múltiplo de la frecuencia original. Desde un punto de vista de control, la corriente presenta perturbaciones (armónicos) que desestabilizan al sistema. En este grupo de cargas están los variadores de frecuencia, las lámparas fluorescentes, y todos los

dispositivos electrónicos en general. La Figura 2.5 muestra la relación tensión vs corriente en una carga lineal.

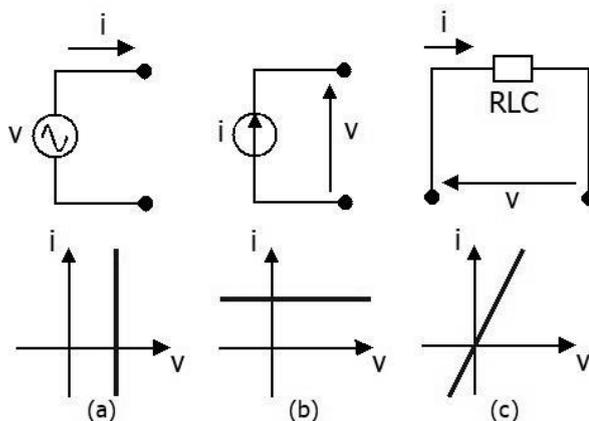


Figura 2.5 Relación tensión vs corriente (a) fuente de tensión, (b) fuente de corriente, (c) elemento RLC.

La Figura. 2.6.a muestra la tensión y la corriente en una carga no lineal típica, compuesta por un puente de diodos, un capacitor y una resistencia. La Figura 2.6.b muestra los resultados de un análisis matemático de la corriente con las amplitudes de los armónicos en sus respectivas frecuencias.

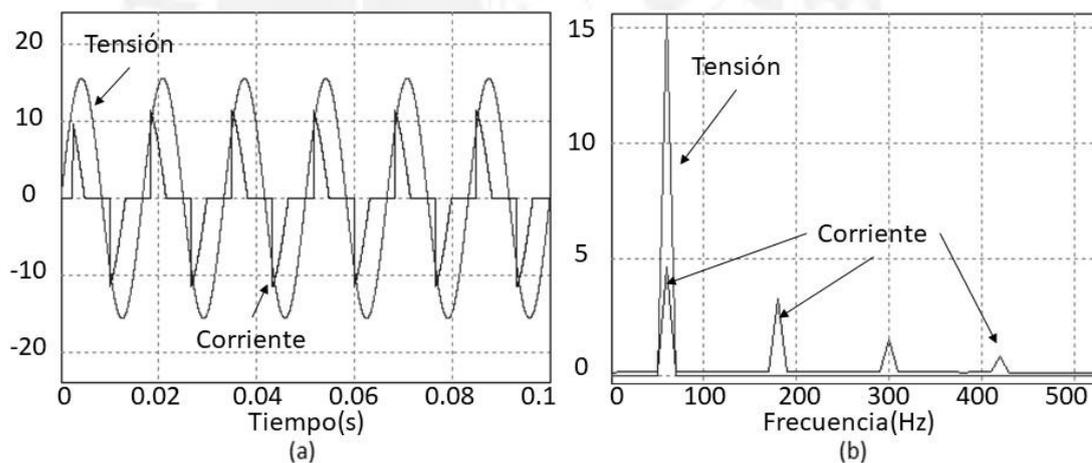


Figura 2.6 (a) Tensión vs Corriente para una carga no lineal típica, (b) amplitudes de los armónicos en sus respectivas frecuencias.

Se muestra que la tensión solo presenta una frecuencia dentro de su análisis (60Hz). Por otro lado, la corriente presenta armónicos a 180Hz, 300Hz, 420Hz, y así sucesivamente cada vez con menor amplitud, que distorsionan la componente a 60Hz.

En su momento la gran mayoría de cargas eran lineales, como una bombilla incandescente, un hervidor eléctrico, una plancha eléctrica, un horno eléctrico, un motor, ya que tenían como base de su funcionamiento resistencias, inductores y

capacitores. No obstante, estos dispositivos eran muy ineficientes por la potencia que se desprendía como calor.

En la actualidad se requiere un uso eficiente de la energía y esto implica utilizar componentes que requieran menos energía. Los componentes electrónicos requieren una mínima tensión constante y se sigue buscando la forma de reducirlo; sin embargo, estos inyectan perturbaciones en el sistema y es por ello que los sistemas actuales deben estar preparados para mantener la calidad de la energía ante la creciente demanda de dispositivos electrónicos.

2.7 Conclusión del capítulo

En este capítulo se ha detallado el funcionamiento de los sistemas fotovoltaicos en modo conectado y desconectado de la red eléctrica monofásica como fuentes de corriente y de tensión controlada, respectivamente. Asimismo se han expuesto las consideraciones de diseño para cada uno. Esto permite concluir que existen elementos en común en ambos, por lo que no deben ser vistos como sistemas diferentes, por el contrario, deben añadirse elementos de control que permitan utilizar el mismo hardware en ambos modos de operación.

Se ha explicado el principio de funcionamiento de los algoritmos de detección de islanding y de resincronización de fase. Además, se ha expuesto los estándares de calidad de la energía, que regulan a las empresas privadas. Esto permite concluir que el algoritmo de detección debe ser tal que permita suministrar potencia a la carga sin que esta perciba el cambio, por lo que se debe lograr un tiempo de detección menor al promedio de los UPSs comerciales. Asimismo, se debe proponer un algoritmo de sincronización que elimine el cambio brusco de tensión en la referencia de control y reduzca la cantidad de operaciones matemáticas.

Se ha detallado el comportamiento de las cargas lineales y no lineales con respecto a la relación que existe entre la tensión a la que son expuestas y la corriente que circula por ellas. Esto permite concluir la necesidad de mejorar los algoritmos de control para cargas no lineales ante su creciente uso, tanto a nivel industrial como doméstico.

CAPÍTULO 3

PROPUESTA DEL SISTEMA

3.1. Introducción

Un sistema fotovoltaico completo está compuesto por una etapa de conversión DC/DC para el aumento y estabilización de la tensión del panel fotovoltaico y/o banco de baterías, y una etapa de conversión DC/AC para la transformación de potencia en corriente continua a corriente alterna, ver Figura 3.1. En modo aislado, la etapa DC/DC se comporta como una fuente de tensión constante, y este trabajo se enfoca en los algoritmos de control para la etapa DC/AC.

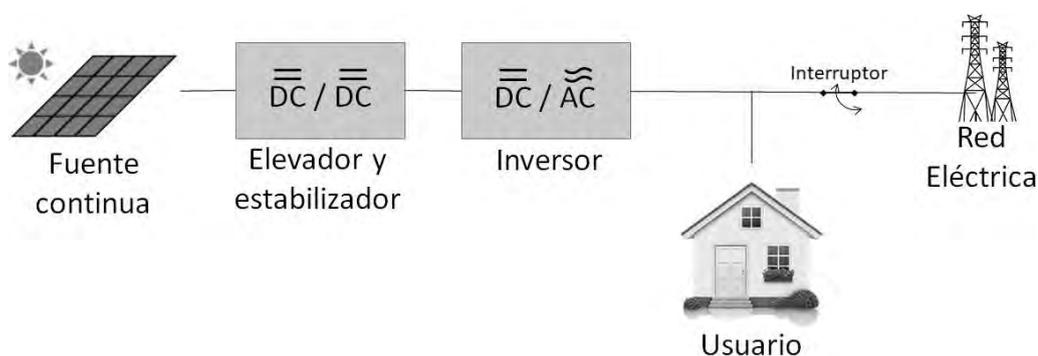


Figura 3.1 Diagrama del microinversor completo.

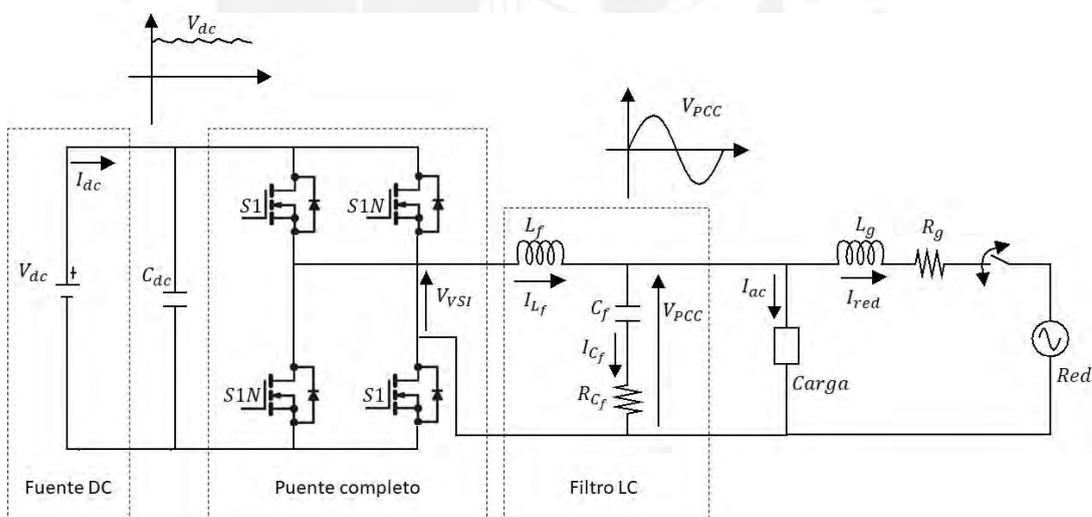


Figura 3.2 Diagrama del convertidor DC/AC.

Donde:

I_{dc} : Corriente proveniente del convertidor DC-DC.

V_{dc} : Tensión del convertidor DC-DC.

C_{dc} : Capacitor de enlace entre etapas DC/DC y DC/AC.

$S1$ y $S1N$: Señales PWM de disparo de los mosfets.

V_{VSI} : Tensión de salida del inversor.

I_{L_f} : Corriente de salida del inversor.

L_f : Inductor filtro.

I_{C_f} : Corriente en el capacitor filtro.

C_f : Capacitor filtro.

R_{C_f} : Resistencia de amortiguamiento del capacitor filtro.

V_{PCC} : Tensión de salida del inversor (tensión que se desea controlar).

I_{ac} : Corriente demandada por la carga.

I_{red} : Corriente inyectada a la red eléctrica monofásica.

L_g : Inductor filtro de enlace a la red.

R_g : Resistencia de enlace a la red.

La Figura 3.2 muestra que el sistema a controlar está compuesto por una fuente DC, un puente completo, un filtro LC, la carga y la red. El modelamiento del sistema, el dimensionamiento de los elementos pasivos en el filtro LC y la carga han sido analizados en este capítulo. La Tabla 3.1 establece las características del sistema.

Tabla 3.1 Parámetros del sistema inversor.

<u>PARÁMETRO</u>	<u>VALOR</u>
Voltaje DC de enlace: V_{dc}	380V
Voltaje AC a la salida del inversor: V_{PCC}	220V _{rms}
Potencia máx. de salida del inversor: P_o	500W
Frecuencia de salida del inversor: f_o	60Hz
Frecuencia de conmutación: f_s	50kHz

3.2. Modelamiento del sistema

El puente completo en la Figura 3.2 tiene como entrada la tensión V_{dc} , considerada casi constante, y a la salida la tensión controlada V_{VSI} .

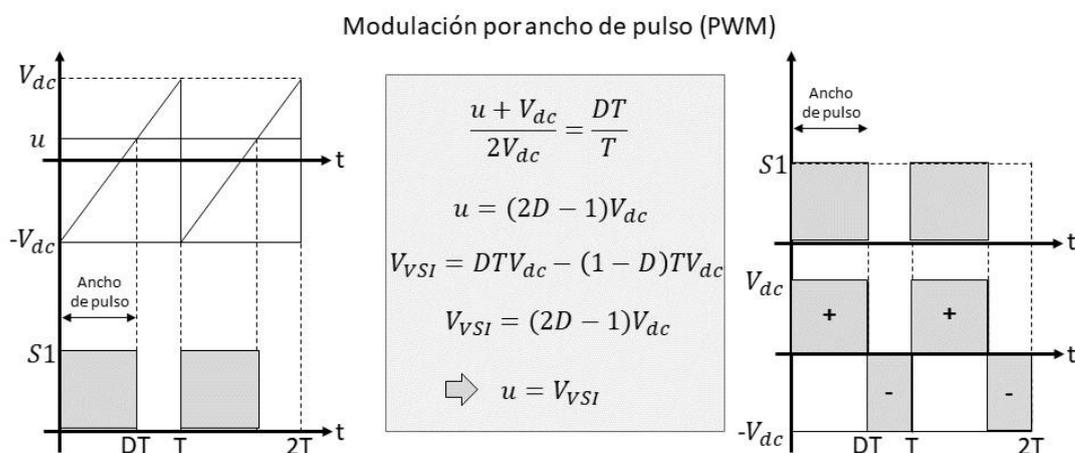


Figura 3.3 Modulación utilizada.

La Figura 3.3 muestra que la modulación de los anchos de pulso permite regular la tensión de salida de modo que el modulador presente una ganancia unitaria. Es decir, que la tensión controlada V_{VSI} es igual a la señal de control u .

Luego el sistema es representado en la Figura 3.4.



Figura 3.4 Representación del sistema a controlar.

Para el diseño de los controladores es necesario tener primero el modelo de la planta. El inversor es, entonces, modelado de la siguiente manera en modo desconectado de la red.

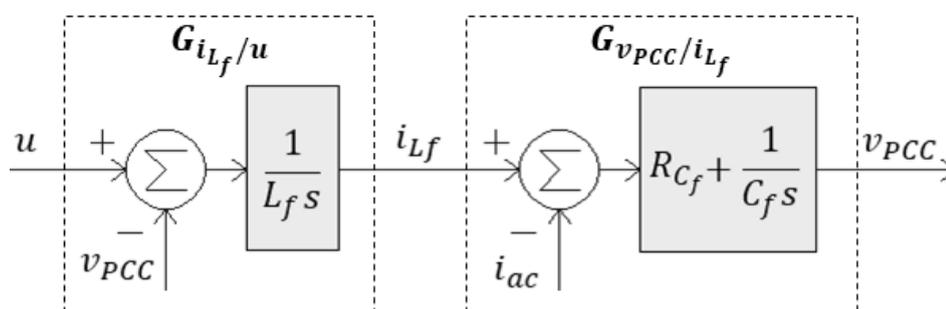


Figura 3.5 Diagrama de bloques del inversor analizado.

Del diagrama en la Figura 3.5 se extrae la siguiente ecuación.

$$\left(\frac{u - v_{PCC}}{L_f s} - i_{ac} \right) \left(R_{C_f} + \frac{1}{C_f s} \right) = v_{PCC} \quad (1)$$

Despejando u en (1), se obtiene la siguiente expresión para la señal de control.

$$u = \frac{(C_f L_f s^2 + C_f R_{C_f} s + 1)}{C_f R_{C_f} s + 1} v_{PCC} + (L_f s) i_{ac} \quad (2)$$

Para el diseño del controlador no se consideran los efectos de la carga, por lo que se hace $i_{ac} = 0$, y se obtiene lo siguiente.

$$G_{v_{PCC}/u} = \frac{v_{PCC}}{u} = \frac{C_f R_{C_f} s + 1}{(C_f L_f s^2 + C_f R_{C_f} s + 1)} \quad (3)$$

Del diagrama en la Fig. 3.5, también se extrae la relación entre la corriente en el inductor y la tensión en el punto de conexión común cuando no existe carga.

$$G_{v_{PCC}/i_{L_f}} = \frac{v_{PCC}}{i_{L_f}} = \frac{C_f R_{C_f} s + 1}{C_f s} \quad (4)$$

Finalmente, de (3) y (4) se obtiene lo siguiente.

$$G_{i_{L_f}/u} = \frac{i_{L_f}}{u} = \frac{C_f s}{(C_f L_f s^2 + C_f R_{C_f} s + 1)} \quad (5)$$

De (4) y (5) se concluye que la tensión en la carga se puede controlar con base en la corriente en el inductor y esta a su vez es regulada por la señal de control.

3.3. Dimensionamiento del Filtro LC

Un circuito LC (ver Figura 3.6) es un filtro pasabajas con una atenuación de 40dB/Década para frecuencias mayores a su frecuencia de corte.

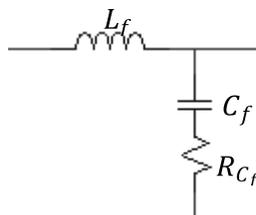


Figura 3.6 Filtro LC ideal.

Para el dimensionamiento de sus componentes se tienen las siguientes consideraciones de diseño:

- Máxima caída de tensión y límite de corriente en el inductor.
- Potencia disipada en la resistencia de amortiguamiento.
- Potencia reactiva a compensar
- Frecuencia de conmutación y la frecuencia de la señal deseada (frecuencia de la red).

Para las simulaciones se considera una fuente de 380 VDC, por lo que la diferencia de tensión cuando el PCC este en un valor pico es de 68.88V, y se considera una corriente $I_{RMS} = 5A$, entonces se tiene la siguiente ecuación.

$$V_{VSI} - V_{PCC} > L_f \omega_o I_{L_f} \quad (6)$$

$$68.88 > L_f (120\pi) (5\sqrt{2}) \quad (7)$$

$$L_f < 25.8mH \quad (8)$$

Para asegurar la eficiencia del inversor, la potencia consumida por el filtro no debe superar el 1% de la potencia entregada a la carga. Un inductor no consume potencia activa, de manera análoga un capacitor. Empero, es necesario añadir un resistor en serie con el capacitor que actúe como un amortiguador de corriente en el proceso de carga y descarga del capacitor.

El inversor analizado debe funcionar de manera eficiente para una carga de hasta 500W. Debido a esto, la potencia consumida por el filtro debe ser menor a 5W. La potencia consumida por el resistor depende tanto de su resistencia, como de la corriente que pasa por ella como se expresa en (9). Esta corriente a su vez se obtiene dividiendo la tensión en el capacitor entre su impedancia, como se expresa en (10).

$$P_{R_{C_f}} = R_{C_f} * I^2 < 5W \quad (9)$$

$$I = \frac{v_{C_f}}{Z_{C_f}} = \frac{V}{\omega C} \quad (10)$$

Asimismo, el inversor debe entregar potencia reactiva, ya que tanto a nivel industrial como doméstico, existe una gran cantidad de cargas inductivas que la demandan. las cargas inductivas simuladas la requieren. Debido a esta necesidad se han realizado simulaciones con 2 cargas inductivas, una menor y otra mayor a 500Var, de manera que se puedan comparar los efectos. Esta potencia es principalmente entregada por el capacitor filtro, por lo que su dimensionamiento cumple las siguientes ecuaciones.

$$Q = \frac{v_{c_f}^2}{Z_{c_f}} = \frac{v_{c_f}^2}{2} \omega C \quad (11)$$

$$\frac{v_{c_f}^2}{2} \omega C > 500 \quad (12)$$

$$\frac{(220\sqrt{2})^2}{2} (120\pi) C > 500 \quad (13)$$

$$C_f > 27.4\mu F \quad (14)$$

Con el fin de evitar problemas de resonancia (Hansen, 2005), la frecuencia de corte del filtro LC debe ser al menos diez veces mayor a la frecuencia de la red, y a la vez diez veces menor que la frecuencia de conmutación.

$$10f_o < f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} < \frac{f_s}{10} \quad (15)$$

$$600 < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} < 5000 \quad (16)$$

De (8), (9), (14) y (16) se han dimensionado los componentes del filtro LC para cumplir las características de la Tabla 3.1, y que los componentes sean posibles de conseguir en el mercado.

Tabla 3.2 Parámetros del filtro LC.

<u>PARÁMETRO</u>	<u>VALOR</u>
Capacitor filtro: C_f	30 μF
Inductor filtro: L_f	0.5mH
Resistencia de amortiguamiento: R_{c_f}	1 Ω
Frecuencia de corte: f_c	1.3kHz

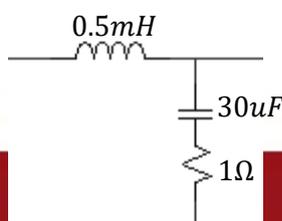


Figura 3.7 Filtro LC con resistencia de amortiguamiento.



La Figura 3.7 muestra el filtro LC diseñado con los valores de inductancia, capacitancia y resistencia correspondientes.

3.4 Modelamiento y dimensionamiento de la Carga

La carga hace referencia al conjunto de elementos que demandan energía de un sistema generador. Esta puede ser lineal, si está compuesta de elementos lineales como resistencias, capacitores e inductancias; o no lineal, si presenta elementos no lineales como diodos, SCRs, TRIACs entre otros.

En un laboratorio se dispone de todos estos elementos de manera separada, por lo que se pueden realizar pruebas con ambos tipos de cargas. Sin embargo, la realidad es diferente, ya que estos elementos se encuentran de manera conjunta, haciendo que las cargas en general sean de naturaleza no lineal.

Las cargas no lineales inyectan perturbaciones que degeneran la corriente sinusoidal de la red como se puede ver en la Figura 3.8

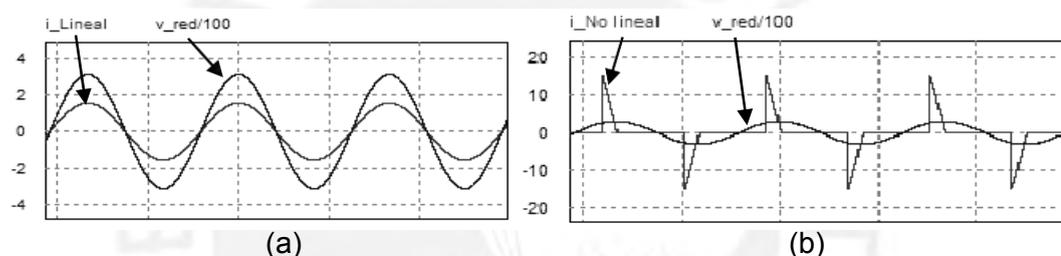


Figura 3.8 Tensión y corriente en cargas (a) Lineales, (b) No lineales.

En ambos casos, la amplitud de la tensión de la red se dividió entre 100 para una adecuada comparación de las señales. Como se puede ver, ante una carga lineal la corriente mantiene su forma sinusoidal; por otro lado, una carga no lineal distorsiona la corriente. A pesar de esta distorsión se aprecia que la corriente es una señal periódica, esto se debe a que las perturbaciones que inyecta la carga no lineal también son periódicas, pero a una frecuencia distinta. Mediante un análisis en Fourier se pueden hallar las componentes de la perturbación inyectada.

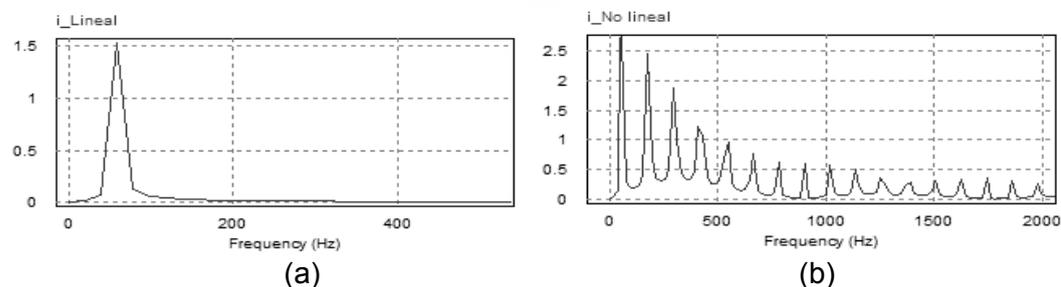


Figura 3.9 Análisis de las frecuencias en la corriente para cargas (a) lineales, (b) no lineales.

La Figura 3.9 muestra las amplitudes de cada una de las componentes de la corriente en sus respectivas frecuencias. Se puede apreciar que para una carga lineal la

amplitud de la componente a la frecuencia fundamental de la red (60Hz) es la más sobresaliente; no obstante, para una carga no lineal, se observan componentes a frecuencias múltiplo impar (180Hz, 300Hz, 420Hz, etc.) con amplitudes muy cercanas a la amplitud de la componente fundamental, lo que genera la distorsión observada en la Figura 3.8.

De manera matemática se puede demostrar cómo se generan estos componentes a diferentes frecuencias llamadas, a partir de ahora, armónicos.

La carga no lineal a analizar está compuesta de un puente de diodos, una resistencia y un capacitor como se ve en la Figura 3.10.

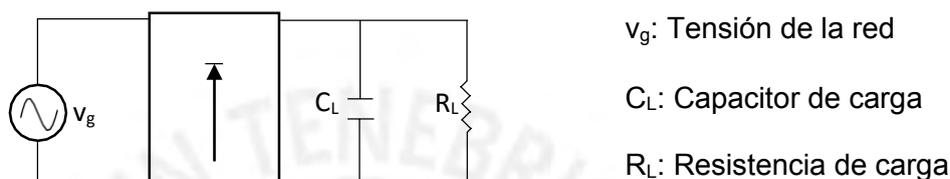


Figura 3.10 Carga no lineal.

Analizando el voltaje en la Figura 3.11 podemos ver que se tiene una señal rectificadora con un rizado, el cual representa las etapas de conducción y no conducción del puente rectificador.

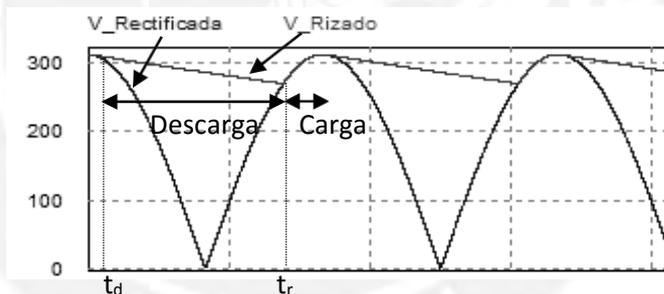


Figura 3.11 Tensión Rectificada.

3.4.1 Etapa de conducción:

La corriente en el capacitor depende de la derivada de la tensión en la fuente, mientras que la corriente en la resistencia, solo depende de la tensión en la fuente, entonces se tiene:

$$i_r = \frac{v_g}{R_L} \quad i_c = C_L \frac{d|v_g|}{dt} \quad (17)$$

$$v_g = V_g \cos(\omega t) \quad (18)$$

$$\frac{d|v_g|}{dt} = -V_g \omega \sin(\omega t) \operatorname{sgn}(\cos(\omega t)) \quad (19)$$

La carga se inicia en el tiempo t_1 y la función seno es decreciente para $t > t_1$, por lo que se puede ver que la corriente en el capacitor es máxima para $t = t_1$. La corriente en la

resistencia presenta variaciones muy pequeñas, por lo que se puede considerar casi constante y hace que los picos de corriente se den en $t=t_r$.

Estos picos de corriente en estado estacionario tendrán un valor de:

$$i_p = \frac{V_{red} \cos(\omega t_r)}{R_L} + C_L V_L \omega \sin(\omega t_r) \quad (20)$$

Se puede ver claramente que, si se reduce la resistencia de carga R_L o se incrementa la capacitancia C_L , la corriente pico se incrementara y este es el primer punto a tener en cuenta en el diseño de la carga.

3.4.2 Etapa de no conducción:

La descarga se inicia en el tiempo t_d , y en ese momento la corriente en la resistencia deja de depender de la tensión en la fuente y depende exclusivamente de la tensión en el capacitor, por lo que:

$$i_c = -i_r = C_L \frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_c}{R_L} \quad (21)$$

Resolviendo la ecuación diferencial llegamos a que:

$$V_c = V_{c2} e^{-\frac{1}{R_L C_L}(t-t_d)} \quad (22)$$

Analizando lo que ocurre en el tiempo t_2 , se debe cumplir que la tensión de la red en valor absoluto, debe ser igual a V_{c2} y que las derivadas de ambas tensiones deben ser iguales también.

Por lo que, se tienen las siguientes ecuaciones:

$$V_{red} \cos(\omega t_d) = V_{c2} \quad (23)$$

$$-V_{red} \omega \sin(\omega t_d) = -\frac{V_{c2}}{R_L C_L} \quad (24)$$

Reemplazando el valor de (23) en (24) se obtiene que:

$$t_d = \frac{1}{\omega} \arctan\left(\frac{1}{\omega R_L C_L}\right)$$

De manera análoga, se trata de calcular el tiempo de inicio de carga t_r ; sin embargo, la expresión resultante es muy compleja de resolver, por lo que su determinación se ha hecho en base a simulaciones.

3.4.3 Carga no lineal simulada:

Teniendo en cuenta todas las ecuaciones anteriores, se determinaron los siguientes valores para la carga simulada:

$$R_L = 200 \quad C_L = 220\mu F$$

Como se puede ver en la Fig.3.12 esta ha sido conectada a una red monofásica de tensión $V_{RMS} = 220V$ y frecuencia $f = 60Hz$, y se obtuvieron los resultados mostrados en las Figura 3.8, Figura 3.9, Figura 3.11 y Figura 3.13.

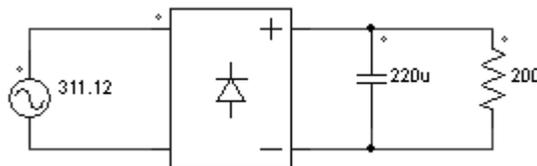


Figura 3.12 Carga no lineal simulada.

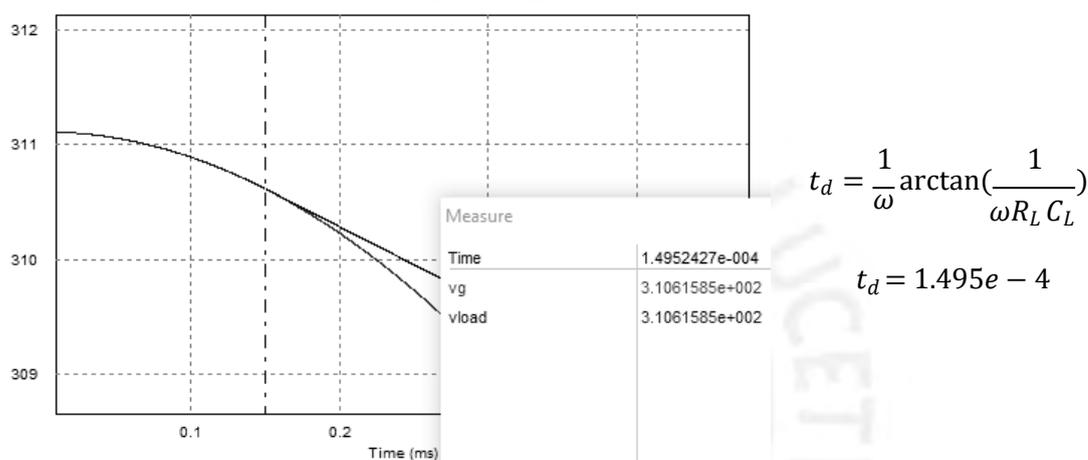


Figura 3.13 Tiempo de desconexión.

3.4.4 Modelamiento matemático de la carga no lineal

Para la demostración matemática de los armónicos de la corriente en la carga se ha utilizado la serie compleja de Fourier.

Sea $X(t)$ una señal periódica de frecuencia $f = \frac{1}{T}$

$$X(t) = C_0 + C_1 e^{j\omega t} + C_2 e^{j2\omega t} + C_3 e^{j3\omega t} + \dots$$

$$C_0 = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+T} X(t) dt \quad C_n = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+T} X(t) e^{jn\omega t} dt$$

Donde t_x es un tiempo cualquiera, T es el periodo de la señal y C_n es el término a la frecuencia $n\omega$.

Se ha realizado el análisis de la corriente en la etapa de conducción, ya que la carga solo demanda potencia en este periodo.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{g} + j\omega C} = Z e^{\theta j}, \quad V = V e^{0j} = V \cos(\omega t),$$

$$R_L \quad I = \frac{V_g}{Z} \cos(\omega t - \theta) = \frac{V_g}{2Z} (e^{(\omega t - \theta z)j} + e^{-(\omega t - \theta z)j})$$

Entonces, la componente de la corriente a la frecuencia $n\omega$ será:

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+T} i(t) e^{-n\omega t j} dt$$

La tensión rectificadora tiene un periodo $\frac{T}{2}$, por ello se ha dividido el rango de integración de la siguiente forma

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i(t) e^{-n\omega t j} dt + \frac{1}{T} \int_{t_x+\frac{T}{2}}^{t_x+T} i(t) e^{-n\omega t j} dt$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i(t) e^{-n\omega t j} dt + \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i\left(t + \frac{T}{2}\right) e^{-n\omega\left(t+\frac{T}{2}\right)j} dt$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i(t) e^{-n\omega t j} dt - \frac{e^{-\frac{n\omega T j}{2}}}{T} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i(t) e^{-n\omega t j} dt$$

$$C_n = \frac{(1 - e^{-\frac{n\omega T j}{2}}) V_g}{2ZT} \int_{t_x}^{t_x+\frac{T}{2}} i(t) e^{-n\omega t j} dt$$

Reemplazando el valor de $i(t)$, e integrando en la etapa de conducción se obtiene la siguiente expresión.

$$C_n = \frac{(1 - e^{-\frac{n\omega T j}{2}}) V_g}{2ZT} \int_{t_c}^{t_d} (e^{-((n-1)\omega t + \theta z)j} + e^{-((n+1)\omega t - \theta z)j}) dt$$

Resolviendo se llega a la siguiente expresión.

$$C_n = \frac{(1 - e^{-\frac{n\omega T j}{2}}) V_g}{2ZT} \left| -\frac{e^{-((n-1)\omega t + \theta z)j}}{(n-1)\omega j} - \frac{e^{-((n+1)\omega t - \theta z)j}}{(n+1)\omega j} \right|_{t_c}^{t_d}$$

t_c

Si n es par: $e^{-n\pi j} = 1 \rightarrow C_n = 0$

Si n es impar: $e^{-n\pi j} = -1$

$$C_n = \frac{g}{ZT} \left[\frac{V e^{-((n-1)\omega t + \theta_2)j}}{(n-1)j} + \frac{e^{-((n+1)\omega t - \theta_2)j}}{(n+1)j} \right]_{t_c}^{t_d}$$



Si $n=1$

$$C_1 = \frac{2}{T} \int_{t_c}^{t_d} i(t) dt = \frac{V_g}{ZT} \left[t e^{-\theta z} + \frac{e^{-(2\omega t - \theta z)j}}{2} j \right]_{t_c}^{t_d}$$

3.5. Modelamiento y diseño de controladores

En los trabajos analizados en el estado del arte se ha considerado una carga lineal fija en el modelamiento del sistema y en el diseño del controlador. El procedimiento mencionado es poco robusto, ya que la respuesta del sistema presenta errores para otro tipo de cargas.

3.5.1 Modelo del sistema para el Modo Desconectado de la Red

El control propuesto (ver Figura 3.14) utiliza un sensor de tensión en el punto de conexión común (v_{PCC}) y, considerando que no existe carga, reutiliza el sensor de tensión para calcular la corriente en el capacitor filtro, la cual sería la misma corriente (i_{L_f}). De esta manera se asegura un control adecuado de la tensión en el punto de conexión común para el caso que no existe carga.

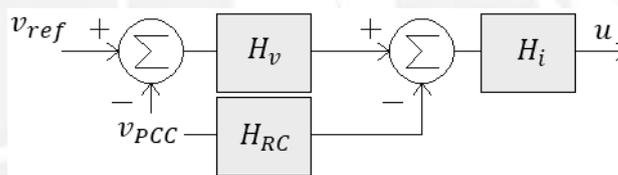


Figura 3.14 Controlador sin carga.

La señal de referencia u cumple la siguiente ecuación.

$$u = v_{PCC} + i_{C_f} L_f s \quad (25)$$

Ante la presencia de una carga, las corrientes i_{L_f} y i_{C_f} dejan de ser equivalentes y la igualdad pasa a ser la siguiente.

$$i_{L_f} = i_{C_f} + i_{ac} \quad (26)$$

Por lo que ahora la señal de referencia u debe cumplir la siguiente ecuación.

$$u = v_{PCC} + (i_{C_f} + i_{ac}) L_f s \quad (27)$$

Tanto en el controlador clásico, como en el propuesto se requiere sensar la corriente en el inductor; sin embargo, el controlador clásico incluye a la carga dentro de su modelamiento y eso aumenta el orden de la función de transferencia en lazo cerrado. La propuesta que se presenta en este trabajo de tesis es diseñar los controladores en ausencia de carga y, mediante una señal feed-forward, generar una nueva señal de control. Este esquema es mostrado en la Figura 3.15.

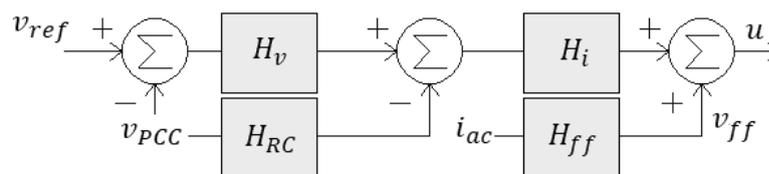


Figura 3.15 Controlador cascada feed-forward en modo MDR.

De esta manera, se siguen utilizando 2 sensores, uno de corriente y otro de tensión; no obstante, el diseño de los controladores se hace más sencillo y se añade robustez al sistema. Asimismo, en modo MCR es necesario añadir una señal feed-forward en la señal de referencia de manera que se regule la intensidad de corriente enviada o extraída de la red. Este esquema es mostrado en la Figura 3.16.

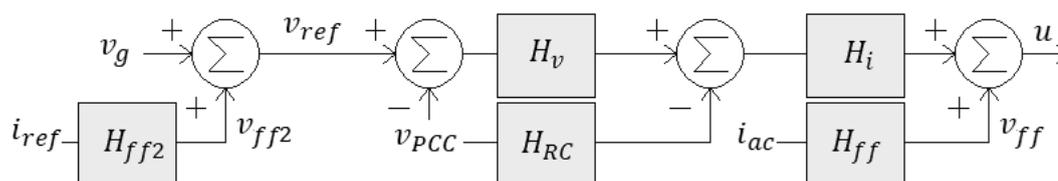


Figura 3.16 Controlador cascada feed-forward en modo MCR.

3.5.2 Diseño de controladores para MCR

Partiendo de las funciones de transferencia en (4) y (5), se obtienen los siguientes diagramas de bode en lazo abierto y sin controlador.

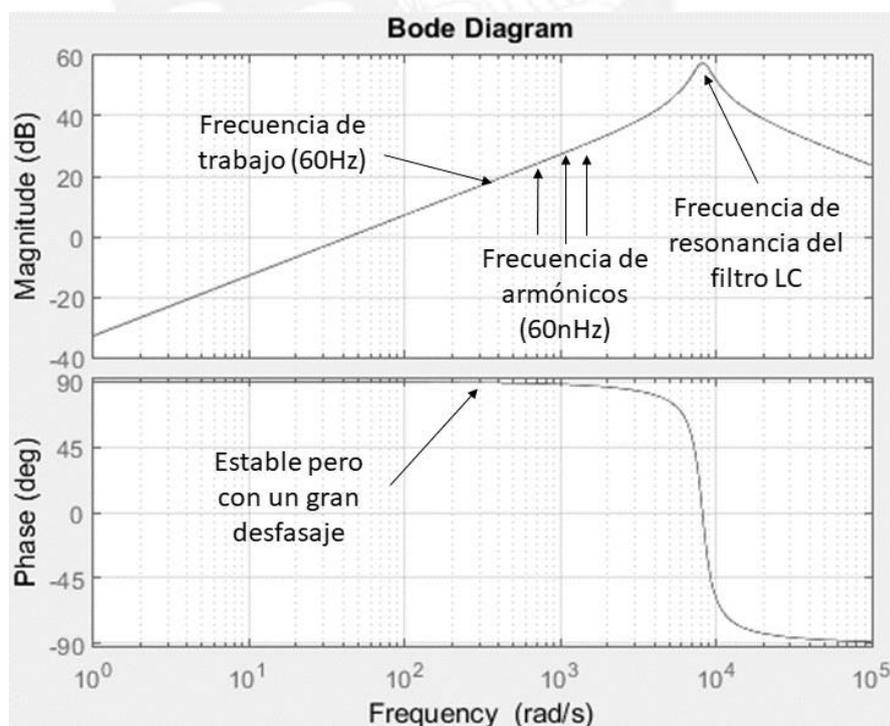


Figura 3.17 Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{iL_f/u}$.

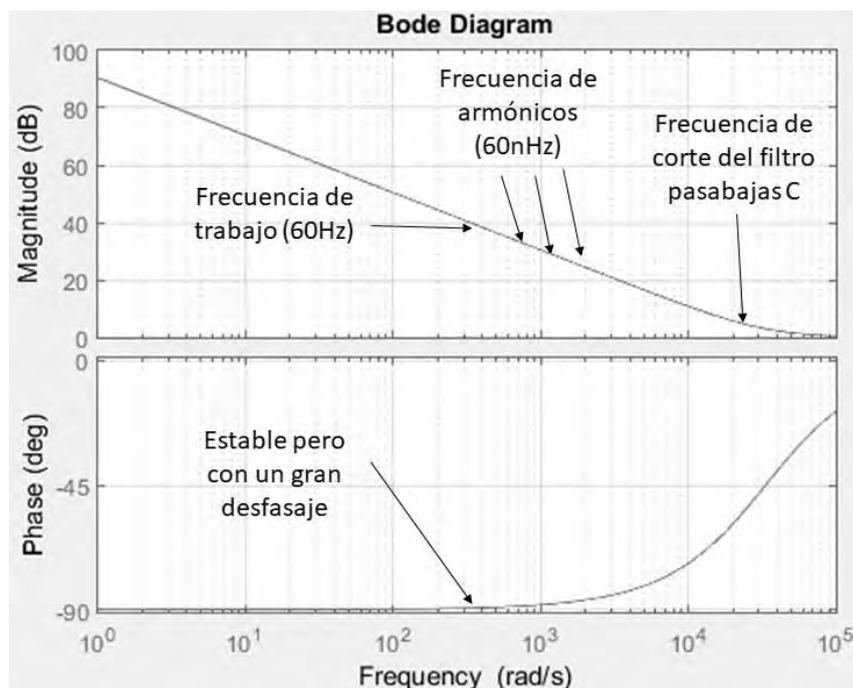


Figura 3.18 Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{v_{PCC}/i_{L_f}}$

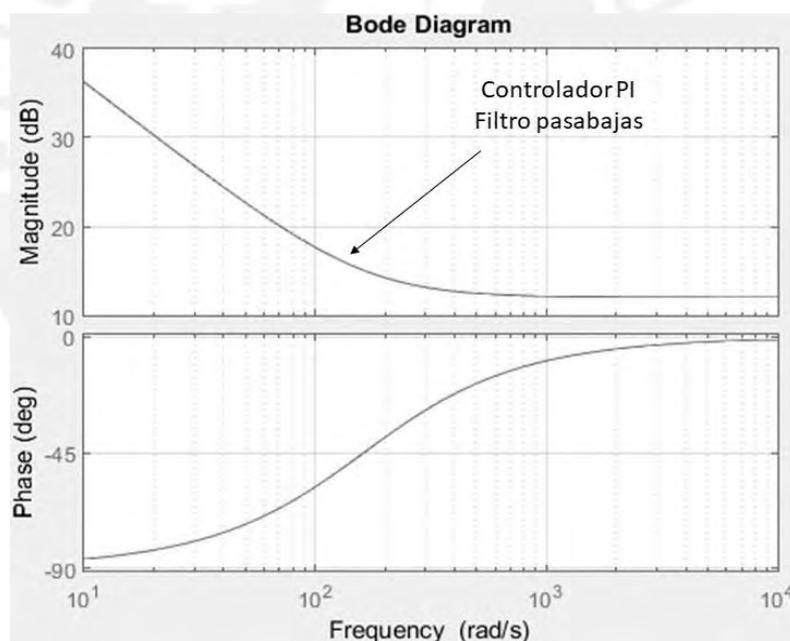


Figura 3.19 Diagrama de bode de un controlador PI.

Analizando las ganancias en el rango de frecuencias mostrado en la Figura 3.17 y Figura 3.18, se puede ver que la corriente i_{L_f} presenta una curva de ganancias creciente con respecto a la frecuencia hasta la frecuencia de resonancia del filtro LC (1.3kHz), después de la cual empieza a decrecer. Por otro lado, la tensión v_{PCC} muestra una curva de ganancia decreciente con respecto a la frecuencia. Esto es entendible debido a que las funciones transferencia solo tienen en consideración a los filtros; sin embargo, estas funciones de transferencia no son adecuadas para el sistema, por lo que es necesario añadir los controladores para que las funciones de

transferencia resultantes presenten una ganancia unitaria o negativa a frecuencias diferentes de la frecuencia fundamental de la red (60Hz).

Para el lazo interno de corriente, se debe diseñar un controlador cuya curva de ganancia sea decreciente con respecto a la frecuencia. Como ya ha sido demostrado en los trabajos antes mencionados, un controlador PI permite obtener la curva de ganancia deseada (Ver Figura 3.19).

El bloque modulador es diseñado para tener ganancia unitaria, por lo que ha sido obviado en las ecuaciones para el cálculo de los parámetros del controlador (ver Figura 3.20).

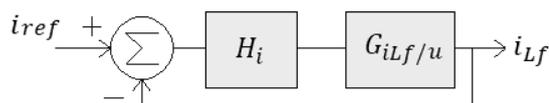


Figura 3.20 Diagrama de bloques del controlador de corriente.

Definimos el bloque H_i como un controlador PI, debido a que se busca reducir el orden de las funciones de transferencia. Asimismo, el efecto derivadito es muy susceptible al ruido y, en este caso, a las perturbaciones ocasionadas por la carga:

$$H_i = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (28)$$

Y la función de transferencia en lazo cerrado resultante es la siguiente:

$$G_{cl\ i_{L_f}/u} = \frac{H_i G_{i_{L_f}/u}}{1 + H_i G_{i_{L_f}/u}} \quad (29)$$

Reemplazando (5) y (28) en (29)

$$G_{cl\ i_{L_f}/u} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{L_f}}{s^2 + \frac{R C_f + K_p}{L_f} s + \frac{1 + K_i C_f}{L_f C_f}} \quad (30)$$

Se puede ver en (30) que la función de transferencia en lazo de cerrado para el control de corriente es de segundo orden, lo cual permite realizar el diseño del controlador mediante reubicación de polos.

Para esto se tiene en cuenta la siguiente ecuación.

$$G_{cl} = \frac{num(s)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (31)$$

Donde, ξ es el factor de amortiguamiento del sistema, y ω_n es la frecuencia natural no amortiguada.

Es recomendable un valor de ξ entre 0.7 y 1 para generar una respuesta rápida y con pequeñas oscilaciones.

$$\frac{1+K_i C_f}{L_f C_f} = \omega_n^2 \quad (32)$$

$$\frac{R_{C_f} + K_p}{L_f} = 2\xi\omega_n \quad (33)$$

Despejando se obtiene lo siguiente.

$$K_i = \frac{\omega_n^2 L_f C_f - 1}{C_f} \quad (34)$$

$$K_p = 2\xi\omega_n L_f - R_{C_f} \quad (35)$$

La frecuencia ω_n debe ser muy cercana a la frecuencia de resonancia del filtro diseñado, pero para que sea posible calcular los parámetros del controlador se considera una variación del 1%.

Reemplazando los valores de la Tabla 3.2 en (34) y (35) se obtienen los siguientes resultados.

Tabla 3.3 Parámetros del controlador PI.

PARÁMETRO	VALOR
Ganancia proporcional: K_p	4
Ganancia integrativa: K_i	650

De esta manera la función de transferencia resultante genera el siguiente diagrama de bode para el lazo de corriente.

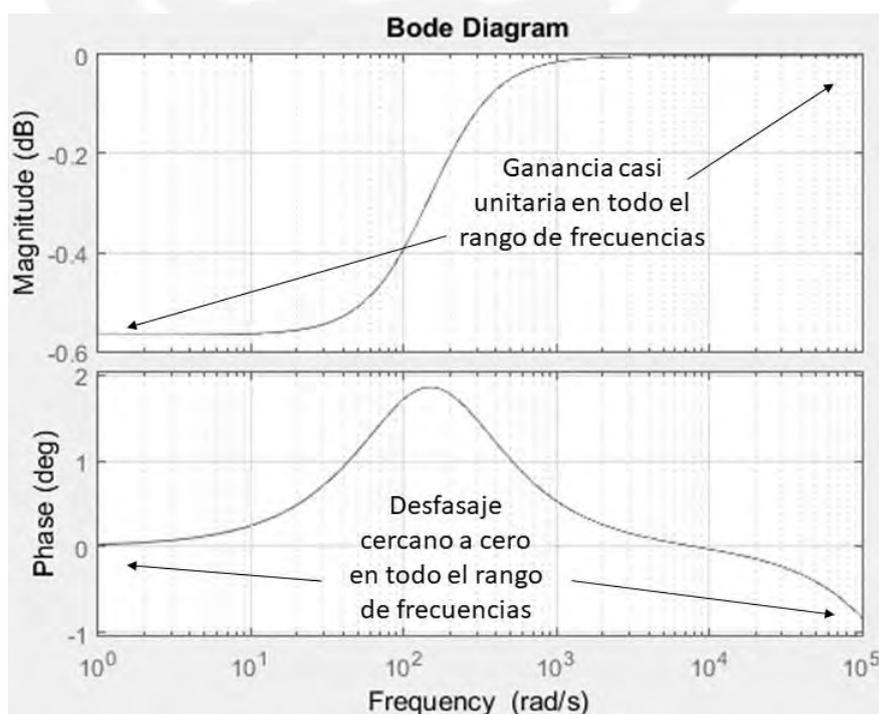


Figura 3.21 Bode de la función de transferencia en lazo cerrado para la corriente.

En la Figura 3.21 puede observarse que para todo el rango de frecuencias menor a la frecuencia de trabajo se tiene una ganancia menor a 0 dB, y esto permite que las señales de baja frecuencia, como un offset, sean atenuadas, asimismo la ganancia es casi unitaria para frecuencias mayores. Esto permite un adecuado control de las señales a la frecuencia fundamental o múltiplos de ella. Esto considerando que para el método de detección de “islanding” se inyecta una perturbación al doble de la frecuencia fundamental.

En el lazo de tensión, (ver Figura 3.22), la función de transferencia resultante debe presentar ganancia negativa (<0dB) para todas las frecuencias alejadas de la frecuencia fundamental, y un pico de ganancia a la frecuencia de la red, de manera que se pueda filtrar los armónicos inyectados por la carga no lineal.

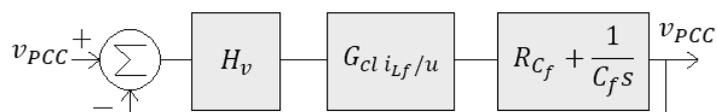


Figura 3.22 Diagrama de bloques del lazo de tensión.

Para esto se utiliza un filtro resonante, el cual es presentado en la siguiente ecuación.

$$H = K_1 + \frac{K_2 Bs}{s^2 + Bs + \omega_o^2} \quad (36)$$

Donde, K_1 y K_2 son las ganancias características del controlador resonante y B define el ancho de banda de resonancia. Es necesario considerar un ancho de banda distinto de cero, ya que de lo contrario la implementación del controlador es inviable (Kennel, 2016).

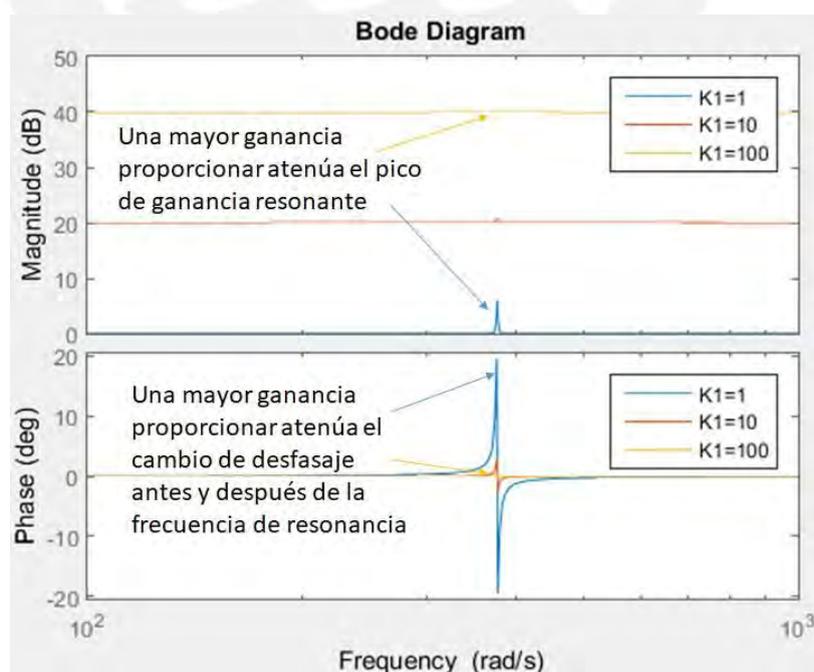


Figura 3.23 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ganancia proporcional variable.

Para el diseño de estos parámetros se debe tener en cuenta los efectos que se desean tener. En la Figura 3.23, Figura 3.24, Figura 3.25 se muestran los efectos causados por las variaciones de los parámetros K_1 , K_2 y B .

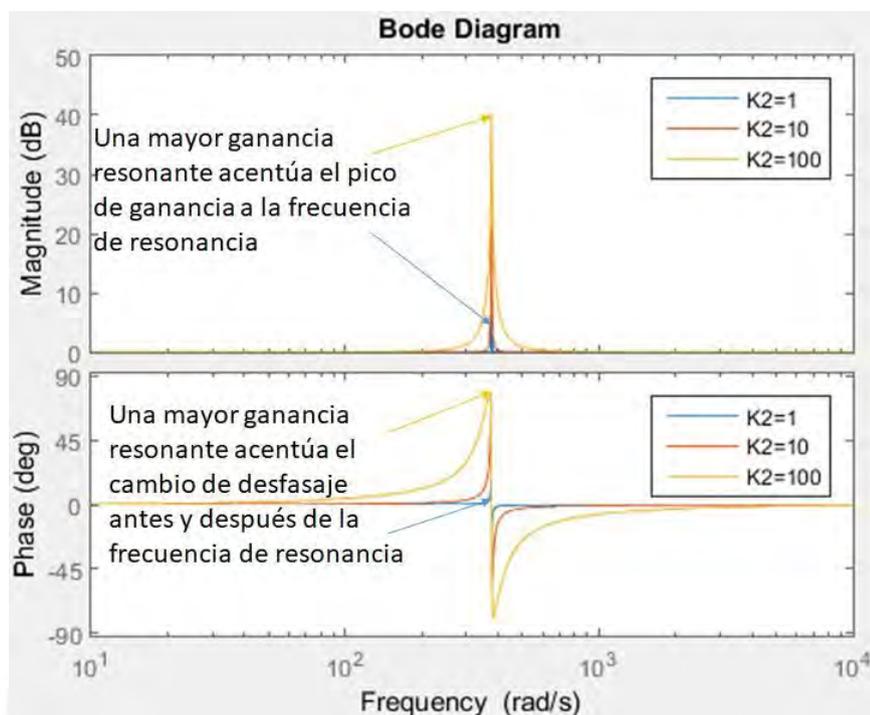


Figura 3.24 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ganancia resonante variable.

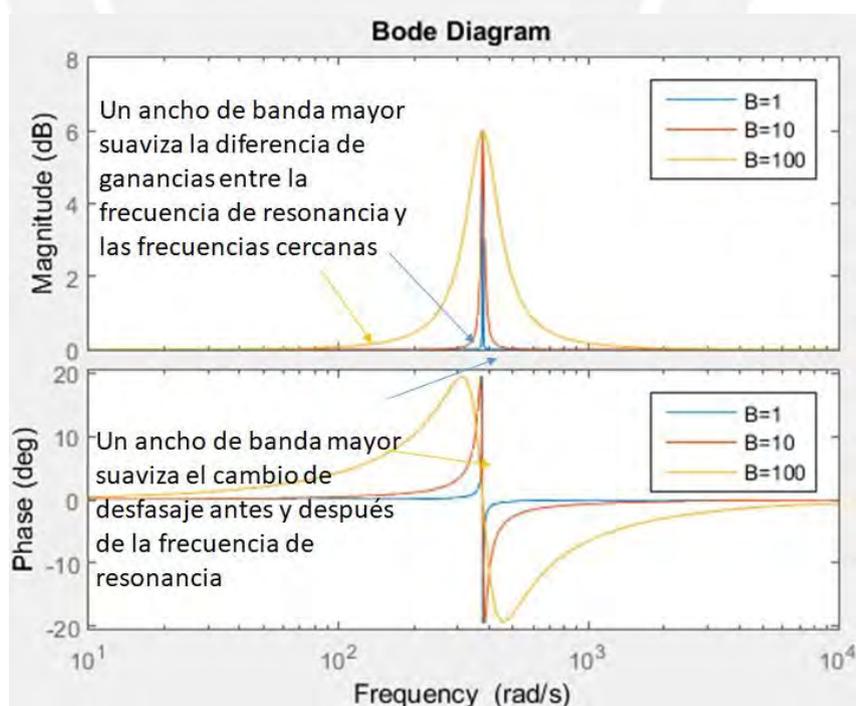


Figura 3.25 Diagrama de bode de un controlador proporcional resonante (PR) con ancho de banda variable.

La Figura 3.23 muestra que la ganancia K_1 presenta un gran efecto en la ganancia total del sistema, ya que afecta a todas las frecuencias, asimismo disminuye los efectos a la frecuencia de resonancia. La Figura 3.24 muestra que la ganancia K_2 presenta efectos opuestos a K_1 , ya que incrementa la ganancia solo en la frecuencia de resonancia; sin embargo, se incrementa también la variación de fase antes y después de la frecuencia de resonancia. La Figura 3.25 muestra que el ancho de banda B suaviza la diferencia de ganancias para frecuencias cercanas a la de resonancia, asimismo suaviza el cambio de fase. La función de transferencia en lazo abierto sin controlador es la mostrada en la Figura 3.26.

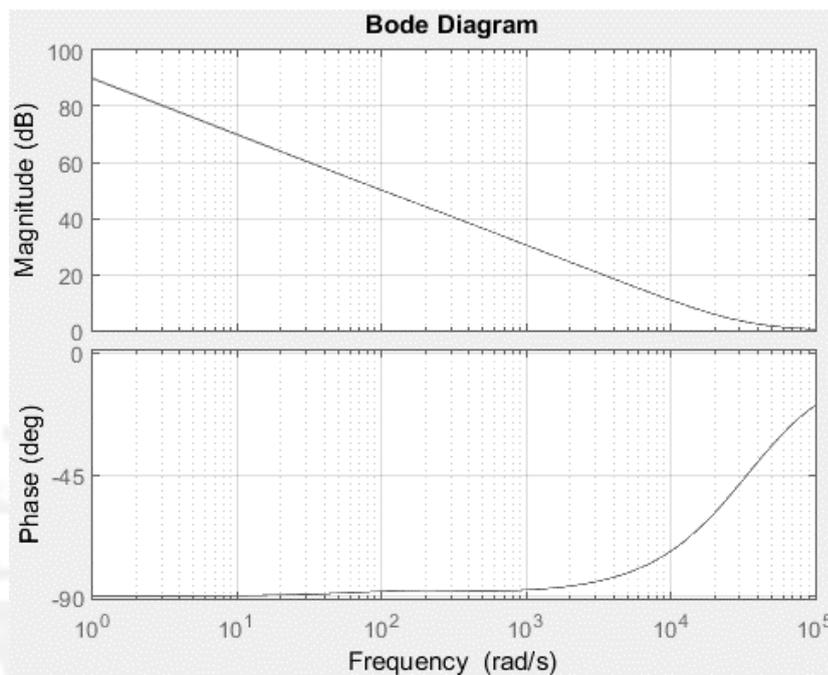


Figura 3.26 Bode de la tensión en lazo abierto.

Se puede ver que los diagramas de bode en lazo abierto en las Fig. 3.18 y Fig. 3.26 son casi iguales; esto se debe a que con el controlador PI diseñado, se alcanzó una ganancia casi unitaria para el lazo de corriente.

El dimensionamiento de los parámetros para el controlador resonante ha sido analizado en (Kong, 2009), (Doval-Gandoy A. G., 2011), (Doval-Gandoy A. V.-C., 2013) y (Doval-Gandoy A. G., 2014). Y de estos trabajos se ha llegado a las siguientes ecuaciones para el dimensionamiento.

$$K_1 = \omega_c L_f \quad (37)$$

$$K \leq \frac{1}{10} K \omega_c \quad (38)$$

$$B < 0.02 \omega_o \quad (39)$$

De (37), (38) y (39) se llega a los siguientes parámetros para el controlador resonante.

Tabla 3.4 Parámetros del controlador PR.

<u>PARÁMETRO</u>	<u>VALOR</u>
Ganancia proporcional: K_1	4
Ganancia resonante: K_2	3000
Ancho de banda: B	π

La Figura 3.27 muestra el diagrama de bode de la función de transferencia resultante para el lazo de tensión.

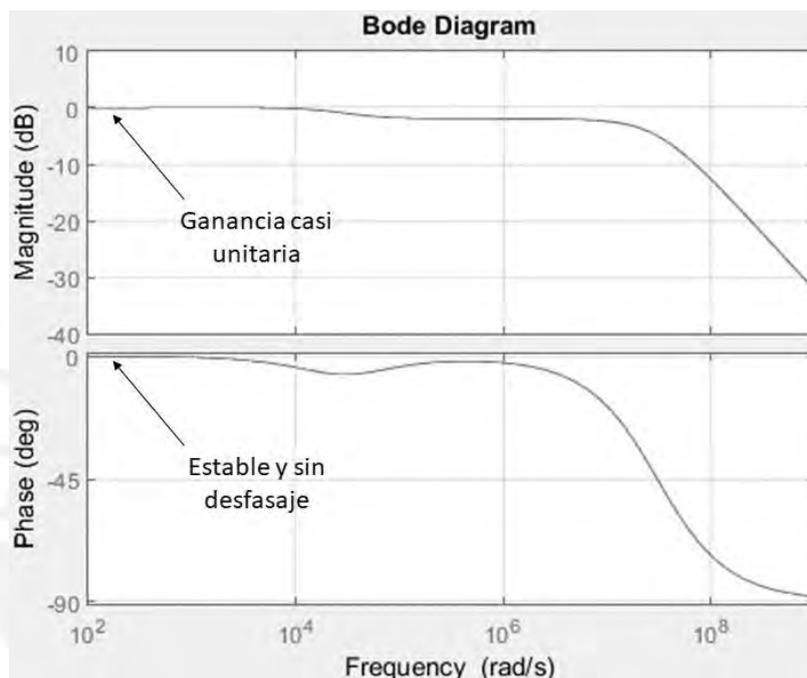


Figura 3.27 Bode de la función de transferencia en lazo cerrado para la tensión.

Una vez que se han diseñado los controladores para el inversor sin carga, es necesario añadir la señal feed-forward. Para el diseño de esta, se debe tener en cuenta (25) y (27), que son las ecuaciones de la señal de control sin carga y con carga respectivamente, y de su diferencia se obtiene la siguiente ecuación.

$$\Delta u = i_{ac} L_f s \quad (40)$$

Por lo que la señal feed-forward es generada al multiplicar la lectura de la corriente i_{ac} por una ganancia K_{ff} y la aplicación de un derivador, como se muestra en la siguiente ecuación.

$$u_{ff} = i_{ac} K_{ff} D \quad (41)$$

De (40) y (41) se concluye el diseño de la ganancia de la señal de control Feed-Forward.

Tabla 3.5 Ganancia de la señal de control Feed-Forward.

<u>PARÁMETRO</u>	<u>VALOR</u>
Ganancia feed-forward: K_{ff}	0.0005

Terminado el diseño del controlador en modo MDR, es necesario añadir una señal adicional a la tensión de referencia para el control en modo MCR. Para regular la corriente inyectada a la red se debe cumplir la siguiente ecuación.

$$v_{PCC} - v_g = i_{red}(L_g s + R_g) \quad (42)$$

Se despeja la tensión de referencia para el punto de conexión común y se tiene la siguiente expresión.

$$v_{ref} = v_g + v_{ff2} \quad (43)$$

De (42) y (43) se tiene la siguiente igualdad.

$$v_{ff2} = i_{red}(L_g s + R_g) \quad (44)$$

“El control de la amplitud y forma de onda de la corriente inyectada a la red está fuera del alcance de este trabajo de tesis. No obstante, se debe regular la intensidad de corriente en el inductor de manera que no se superen las consideraciones de diseño”.

La señal feed-forward considera una corriente sinusoidal i_{ref} como el límite de la corriente inyectada a la red, de esta manera se obtiene la siguiente expresión.

$$v_{ff2} = i'_{ref} k_{1ff2} + i_{ref} k_{2ff2} \quad (45)$$

De (44) y (45) se concluye el diseño de la ganancia de la señal de control Feed-Forward.

Tabla 3.6 Ganancia de la señal de referencia Feed-Forward.

<u>PARÁMETRO</u>	<u>VALOR</u>
Ganancia feed-forward derivativa: k_{1ff2}	0.0001
Ganancia feed-forward proporcional: k_{2ff2}	0.1

3.6. Modos de operación propuesto del microinversor

El microinversor propuesto puede funcionar en dos modos de operación: modo MCR y modo MDR. La lógica de control se muestra en la Figura 3.28.

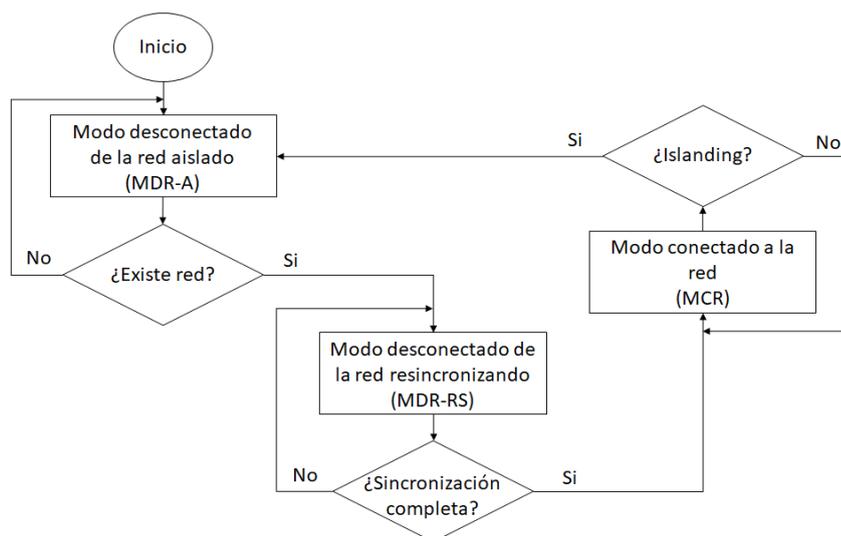


Figura 3.28.-Diagrama de flujo de la transición de modos.

El microinversor inicia siempre en modo MDR-A, de esta manera inicia con una señal de referencia independiente de la red y estabiliza la tensión en el punto de conexión común. Al detectarse el establecimiento de la red, se pasa al modo MDR-RS, en el cual se analizan las fases de la red y del inversor y se inicia el proceso de resincronización, luego del cual se conecta el inversor a la red y se pasa al modo MCR. En este modo, un armónico al doble de la frecuencia es inyectado a la red, y este permite detectar la falla de desconexión. En caso un “Islanding” sea detectado, el microinversor pasa a modo MDR-A, se desconecta el sistema inversor de la red, y se reinicia el ciclo.

A continuación, se detalla cada uno de estos procesos.

3.6.1 Algoritmo de seguimiento de fase

En MCR, el (PLL) permite calcular la amplitud (V_d) y la fase (φ) de la red, de manera que estos datos son usados para generar la señal de referencia para el sistema inversor. El algoritmo de seguimiento es mostrado en la Figura 3.29, y está basado en la utilización de un filtro de segundo orden (SOGI), un bloque de desfaseamiento controlado (transformada $\frac{\alpha\beta}{dq}$) y un lazo de control.

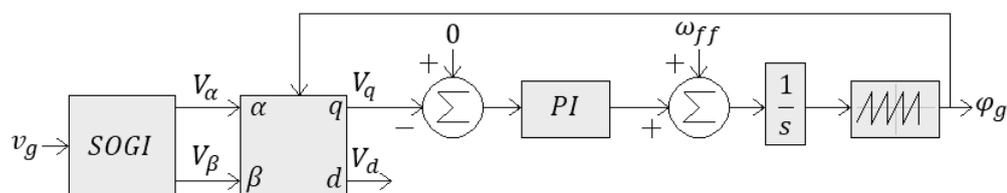


Figura 3.29.- PLL basado en SOGI y transformación $\frac{\alpha\beta}{dq}$

La señal analizada es la tensión en la red v_g .

$$v_g = V_g \sin(\varphi_g) \quad (46)$$

El bloque SOGI es un filtro e integrador de segundo orden con las siguientes funciones de transferencia.

$$\frac{v_\alpha}{v_g} = \frac{K_1 \omega s}{s^2 + K_1 \omega s + \omega^2} \quad (47)$$

$$\frac{v_\beta}{v_g} = \frac{K_1 \omega^2}{s^2 + K_1 \omega s + \omega^2} \quad (48)$$

Donde v_α es la señal filtrada, v_β es la señal ortogonal, y K_1 es la ganancia que regula la velocidad de seguimiento.

$$v_\alpha = V_g \sin(\varphi_g) \quad (49)$$

$$v_\beta = -V_g \cos(\varphi_g) \quad (50)$$

Para la selección de la ganancia K_1 se realizaron simulaciones y se obtuvieron los resultados mostrados en la Figura 3.30.

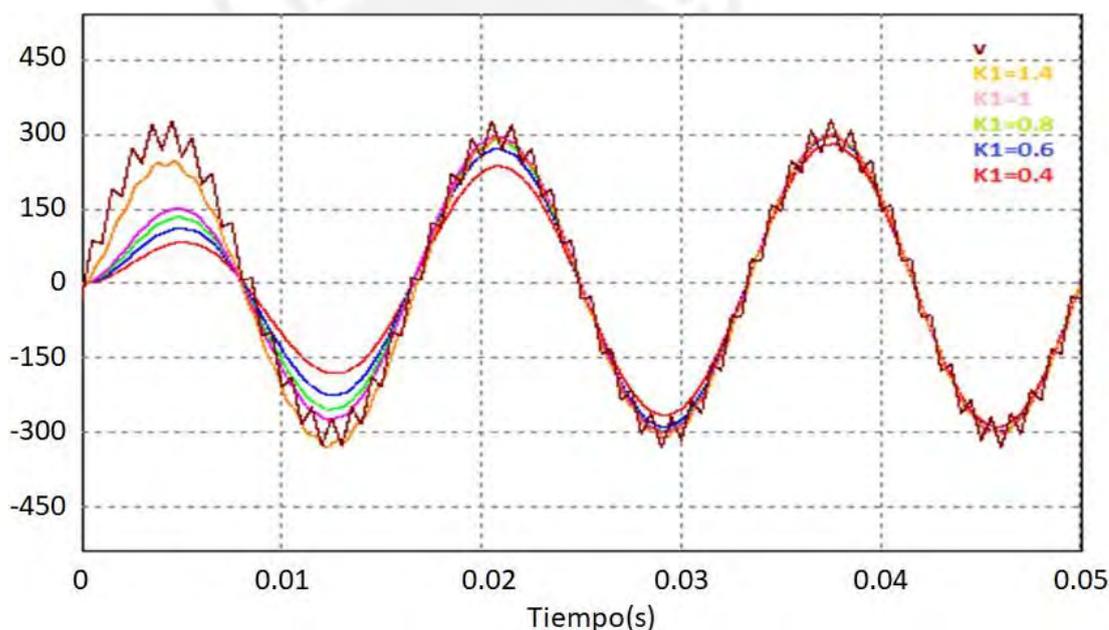


Figura 3.30 Señal con perturbación v y salida del bloque SOGI para distintos valores de K_1 .

De este resultado, se concluye que un valor de $K_1 \approx 1$ ofrece un adecuado balance entre velocidad de respuesta y eficacia del filtrado. Sin embargo, si la perturbación no es comparable a la señal analizada, una mayor ganancia garantiza una respuesta mucho más rápida y eso permite realizar un mejor seguimiento de la fase.

El bloque de desfase controlado utiliza una variación de la matriz utilizada en la transformada $\frac{\alpha\beta}{dq}$ clásica para generar en su salida señales positivas. La matriz de transformación resultante es la siguiente.

$$\begin{pmatrix} V_q \\ V_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & -\cos(\varphi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_f \\ v_h \end{pmatrix} \quad (51)$$

Donde

$$V_q = V_g \sin(\varphi_g - \varphi) \quad (52)$$

$$V_d = V_g \cos(\varphi_g - \varphi) \quad (53)$$

La señal v_q entra al lazo de control con referencia cero, y mediante un controlador PI se regula el desfase de las señales. En estado estacionario se obtiene la fase de la red $\varphi = \varphi_g$ y la amplitud $V_d = V_g$.

Para el diseño de este controlador se debe considerar la velocidad de seguimiento y la estabilidad, por lo que se debe escoger una frecuencia de corte menor a la frecuencia de la señal analizada $\omega_o = 60\text{Hz}$, entonces $\omega_c < 6\text{Hz}$, la frecuencia de corte en un controlador PI esta definida como

$$\omega_c = \frac{K_i}{K_p} < 6 \quad (54)$$

Utilizando un $K_i = 500$ y $K_p = 100$ se cumple la relación, y se obtiene un error estacionario cero; sin embargo, como se puede ver en la Figura 3.31 el sobrepico inicial genera un tiempo de establecimiento de varios ciclos, lo cual no es adecuado ya que genera un retardo en el control.

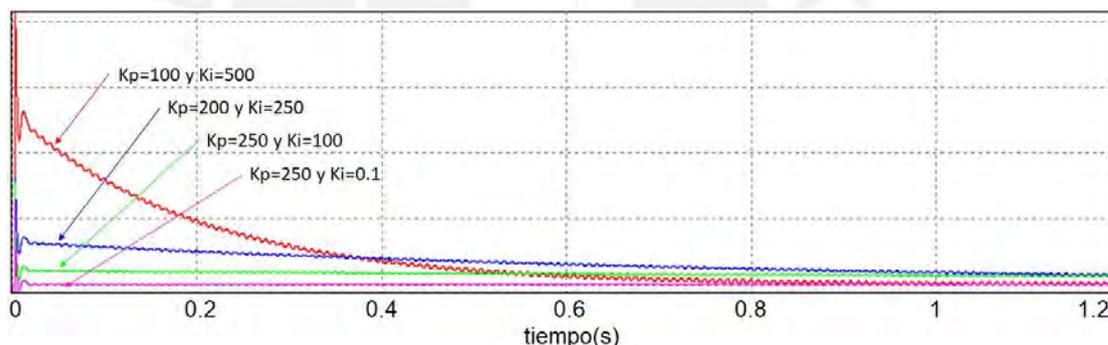


Figura 3.31 Comparación de resultados obtenidos para distintas relaciones entre K_p y K_i .

Por ello, el controlador ha sido diseñado considerando una ganancia proporcional mucho mayor a la integral, y así se obtiene un error cercano a cero con un tiempo de estabilización de 1 ciclo, el cual asegura un control de fase eficaz.

Tabla 3.7 Parámetros del controlador PI.

PARÁMETRO	VALOR
Ganancia de filtro: K_1	1.7
Ganancia proporcional: K_p	250
Ganancia integrativa: K_i	0.1

3.6.2 Detección de Islanding

Para la detección de “Islanding”, en (Moreno, 2013) se propone el uso de un segundo PLL, el cual calcula la fase (φ_{inv}) de la tensión v_{PCC} presente en la carga (ver Figura 3.32).

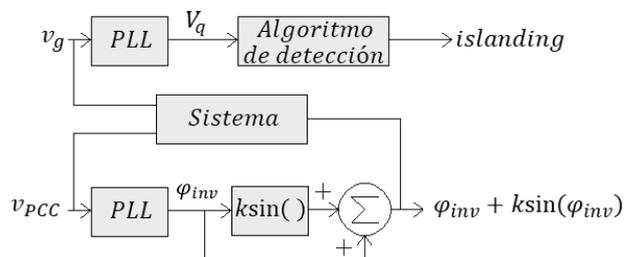


Figura 3.32.- Conexión del PLL con el algoritmo de detección de “islanding”.

El algoritmo consiste en inyectar una perturbación en la señal de referencia del inversor a través de una modificación de la fase leída por el PLL.

$$v_{ref} = V_g \sin(\varphi_{inv} + k \sin(\varphi_{inv})) \quad (55)$$

Donde k es una ganancia que define el nivel de perturbación inyectada en la señal de referencia. La Figura 3.33 muestra una comparación de las señales generadas para distintos valores de k

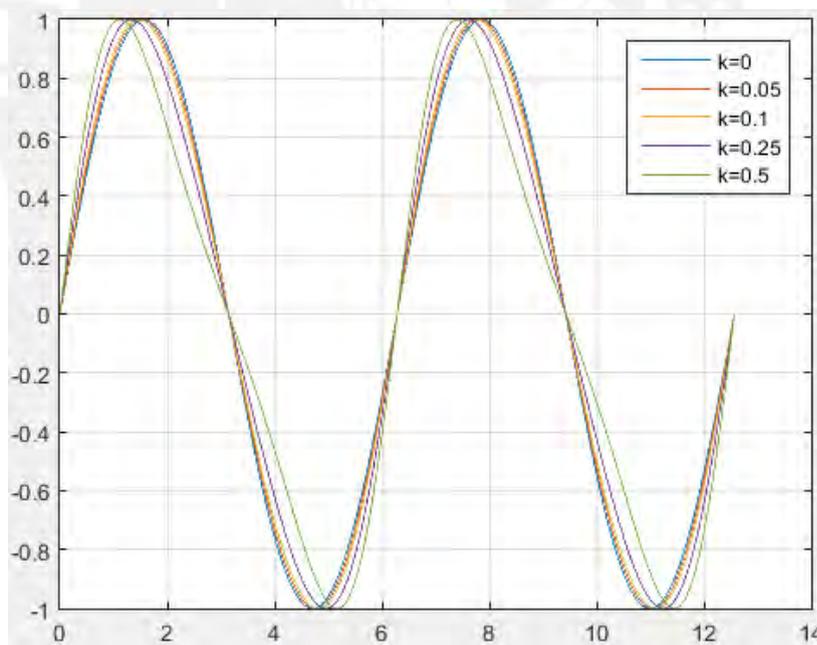


Figura 3.33 Comparación de los efectos de la ganancia k en la señal de referencia.

$$v_{ref} = V_g \sin(\varphi_{inv} + k \sin(\varphi_{inv})) = V_g (\sin(\varphi_{inv}) \cos(k \sin(\varphi_{inv})) + \cos(\varphi_{inv}) \sin(k \sin(\varphi_{inv}))) \quad (56)$$

El valor de k debe ser tal que permita realizar las siguientes aproximaciones.

$$\cos(k \sin(\varphi_{inv})) = 1 \quad (57)$$

$$\sin(k \sin(\varphi_{inv})) = k \sin(\varphi_{inv}) \quad (58)$$

Reemplazando (57) y (58) en (56), se obtiene la siguiente expresión.

$$v_{ref} = V_g \sin(\varphi_{inv}) + V_g \cos(\varphi_{inv}) k \sin(\varphi_{inv}) \quad (59)$$

Finalmente, se llega a la forma de onda deseada y se verifica que para un valor pequeño de k la modificación de la fase permite inyectar un segundo armónico.

$$v_{ref} = V_g \sin(\varphi_{inv}) + \frac{V_g k}{2} \sin(2\varphi_{inv})$$

La Figura 3.34 muestra la simulación de una señal modificada añadiendo un segundo armónico de manera directa y una señal con modificación de fase. En esta se aprecia que la señal modificada con un segundo armónico de manera directa presenta valores mayores a la unidad. Si se inyectara un segundo armónico de manera directa, estas perturbaciones incrementarían el THD y no se lograría el objetivo de un control de tensión robusto.

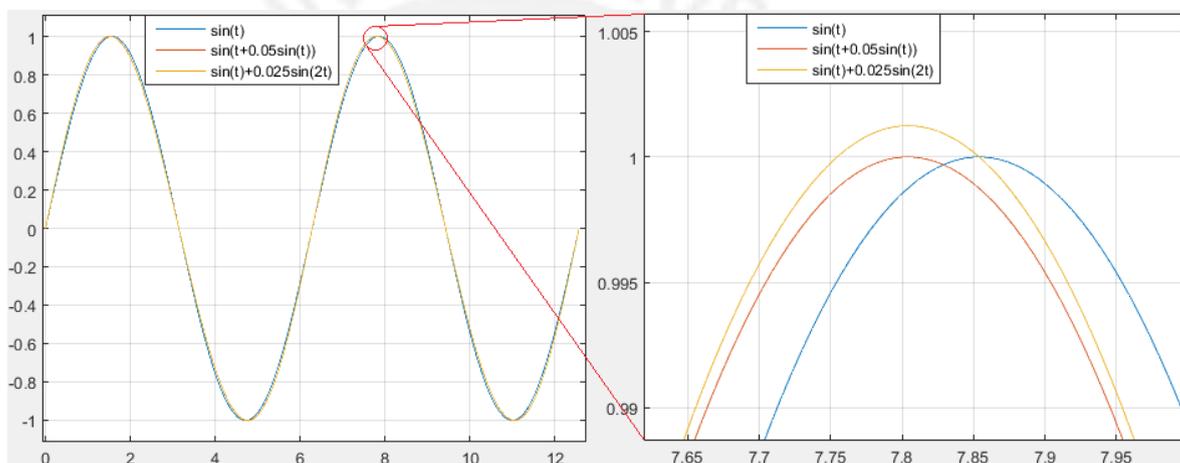


Figura 3.34 Comparación de señales modificadas con un segundo armónico.

En efecto, el inversor inyecta un armónico al doble de la frecuencia fundamental (2ω) en la corriente de la red, sin embargo, su amplitud es reducida ($<1\%$), por lo que, no aporta de manera significativa al THD.

Es necesario resaltar que un valor elevado de la ganancia resonante K_2 amplifica la perturbación inyectada por el método antes explicado, por lo que en este trabajo la referencia de fase a modificar se obtiene de la tensión en la red (ver Figura 3.35).

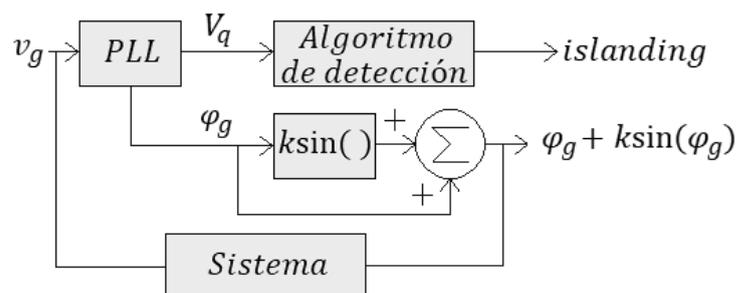


Figura 3.35 Modificación de algoritmo de detección.

Ambas señales están sincronizadas en el momento de la conexión, por lo que realizar este cambio no genera ninguna diferencia en un inicio, y durante la conexión se sigue inyectando un segundo armónico, pero este ya no se ve amplificado. Además, el alto valor de K_2 mejora la respuesta en estado aislado al reducir aún más el THD.

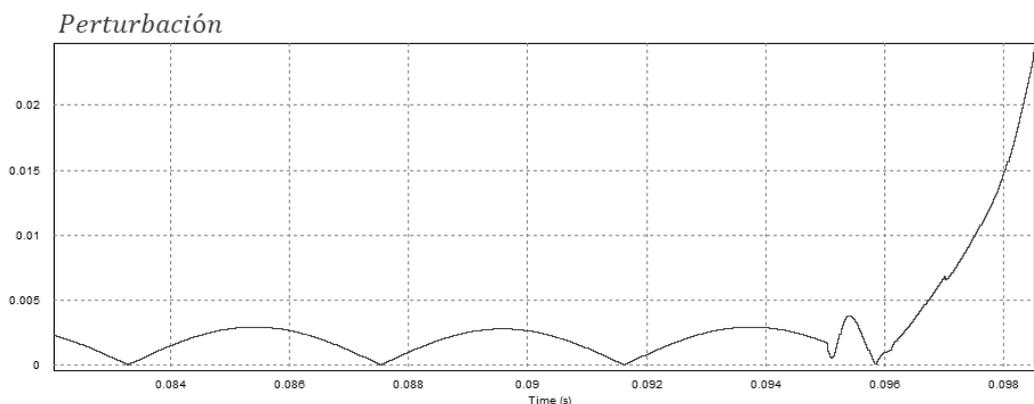


Figura 3.36 Variación de la perturbación.

La perturbación inyectada es absorbida por la red mientras esta esté disponible; pero, ante una falla tipo “islanding”, la perturbación detectada en el punto de conexión común se incrementa, esto es mostrado en la Figura 3.36.

Al detectarse un aumento en la amplitud de la perturbación inicia el algoritmo de detección, el cual compara la perturbación y si esta supera un umbral (u), el cual es definido considerando el nivel de perturbación detectado durante los primeros ciclos de funcionamiento, se inicia un contador. Si este contador supera un intervalo de tiempo ($t_d = 1ms$), entonces la falla es detectada. Este esquema de detección es mostrado en la Figura 3.37.

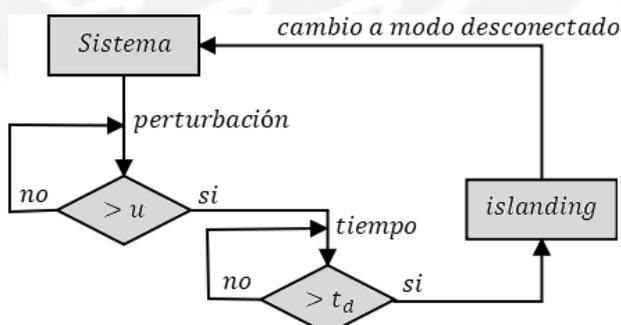


Figura 3.37 Esquema de detección de falla “islanding”.

Una vez que la falla ha sido detectada, se cambia al modo MDR-A, y se elimina la perturbación de la señal de referencia. Para evitar cambios bruscos en la tensión, en el momento que se detecta el “islanding”, se detecta la fase instantánea y esta se usa como fase inicial de la nueva referencia. De esta manera se evitan picos de tensión y de corriente que deterioran y aminoran la vida útil de las cargas.

3.6.3 Detección del restablecimiento de la red eléctrica

El algoritmo de detección del restablecimiento de la tensión de red eléctrica se basa en analizar la amplitud V_d calculada por el PLL (ver Fig. 3.29). Si la amplitud V_d supera un umbral de 300V significa que la red ha sido restablecida. El tiempo que emplea el PLL en alcanzar esta amplitud es de 1 ciclo en promedio, ya que depende de la fase en la que se inicia el proceso de seguimiento. Este tiempo permite al PLL realizar un correcto seguimiento de la fase y se inicia el proceso de resincronización, caso contrario permanece en modo MDR-A. Este esquema de detección es mostrado en la Figura 3.38.

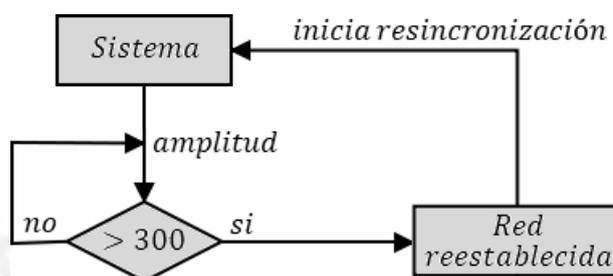


Figura 3.38 Esquema de detección de restablecimiento de la red eléctrica.

3.6.4 Resincronización con la red eléctrica

En modo MDR-RS, se compara la fase del inversor y la fase de la red. Si el error tiende a cero, entonces se puede realizar la reconexión a la red. Sin embargo, si un error importante está presente, este debe reducirse gradualmente. En (Castilla, 2003), se propone un lazo de resincronización, el cual consiste en el análisis de la potencia activa y reactiva en la carga.

La Figura 1.9 muestra el diagrama general del algoritmo de resincronización. La tensión generada por el microinversor para la resincronización con la red es determinada como:

$$v_{ref} = E \sin(\omega't) \quad (60)$$

Donde E y ω' son la tensión y la frecuencia modificada en base a la variación de potencia activa y reactiva como se muestra en las siguientes ecuaciones.

$$E = V_g - n\Delta Q \quad (61)$$

$$\omega' = \omega_o - m\Delta P + k_p\Delta\phi \quad (62)$$

Al incrementarse la frecuencia, la potencia disminuye y eso implica que se genere un incremento en la amplitud de la referencia. Y de manera opuesta cuando la frecuencia disminuye.

Este análisis es necesario si se planea realizar un cambio de frecuencia considerable, ya que en ese caso la tensión se vería afectada por la atenuación del filtro. No

obstante, en este trabajo se realiza una variación de frecuencia menor al 1%, por lo que este análisis ha sido obviado.

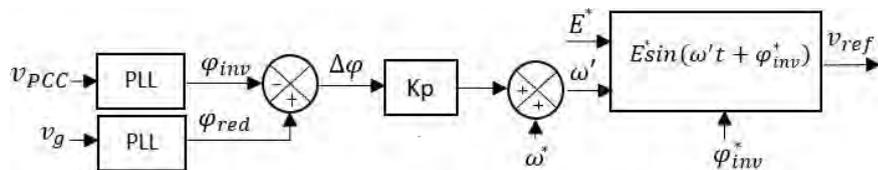


Figura 3.39 Diagrama del algoritmo de sincronización propuesto.

La Figura 3.39 muestra el diagrama del algoritmo de resincronización propuesto. La tensión de referencia generada para la resincronización con la red es determinada como:

$$v_{ref} = E^* \sin(\omega' t + \varphi_{inv}^*) \quad (63)$$

Donde, la amplitud ($E^* = 120\pi$) es la amplitud de referencia, la frecuencia ($\omega' = \omega^* + k_p \Delta\varphi$) es el resultado de un lazo de control en base a el error de fases ($\Delta\varphi$) y la fase inicial φ_{inv}^* corresponde a la fase en el instante que se detecta el restablecimiento de la red.

La modificación realizada permite reducir el número de operaciones matemáticas considerando que la amplitud de la red y su frecuencia son extraídas de antemano por el PLL. Asimismo, se añade una fase inicial que elimina el cambio brusco de la señal de referencia, evitando sobrepicos de corriente. La Fig. 3.39 muestra el resultado de aplicar la técnica de sincronización propuesta. Se muestra la tensión en el inversor y la red con la cual se desea sincronizar, no obstante, debido al uso de la fase inicial en el cambio de referencia no existen cambios bruscos en la tensión del inversor y el inicio de la sincronización es imperceptible.

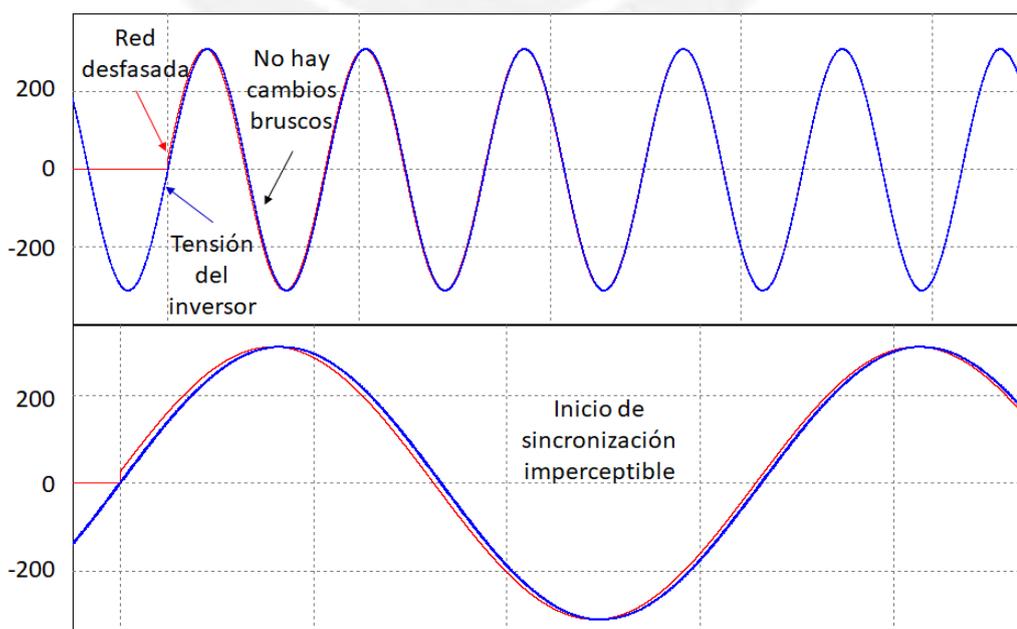


Figura 3.40 Sincronización propuesta.

3.7 Conclusión del capítulo

Este capítulo analiza las condiciones de diseño de los elementos pasivos, definiendo de forma clara las condiciones de trabajo a las que estarán expuestas. Asimismo, explica la estrategia de control y determina los parámetros de cada uno de los lazos de control.

También se ha demostrado la no linealidad de la carga mediante un análisis de Fourier de la corriente que pasa por ella. Esto se ha tomado en cuenta en la estrategia de control para no incluir a la carga en el diseño del controlador, ya que eso incrementaría la complejidad del diseño y disminuiría la robustez del sistema ante un cambio en la carga.

Finalmente se han expuesto las mejoras que se obtienen al modificar los algoritmos de detección de islanding y de resincronización de fase que permiten al inversor operar en modo conectado y desconectado de la red independientemente de la carga.



CAPÍTULO 4

SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1. Introducción

El paso final en todo proceso de creación consiste en la validación de la hipótesis mediante la implementación del sistema. No obstante, en muchos casos, la implementación implica gastos elevados, por lo que siempre es recomendable validar los algoritmos desarrollados mediante un proceso de simulación previo, en el cual se consideren todos los posibles escenarios o fallas que se puedan presentar. De esta manera se logra disminuir la probabilidad de que se presente una falla en la etapa de implementación. Es por ello, que los resultados de simulación y el análisis de los resultados son mostrados en este capítulo. Para las simulaciones, se han considerado dos cargas lineales y una carga no lineal típica.

4.2. Entorno de simulación

Para la validación de los algoritmos en el sistema analizado, se ha utilizado el entorno de simulación de PSIM, el cual ofrece una amplia variedad de elementos pasivos, fuentes, sensores, filtros, y bloques especializados que permiten, por ejemplo, programar utilizando código C.

La Figura 4.1 muestra el diagrama en el entorno de simulación de PSIM.

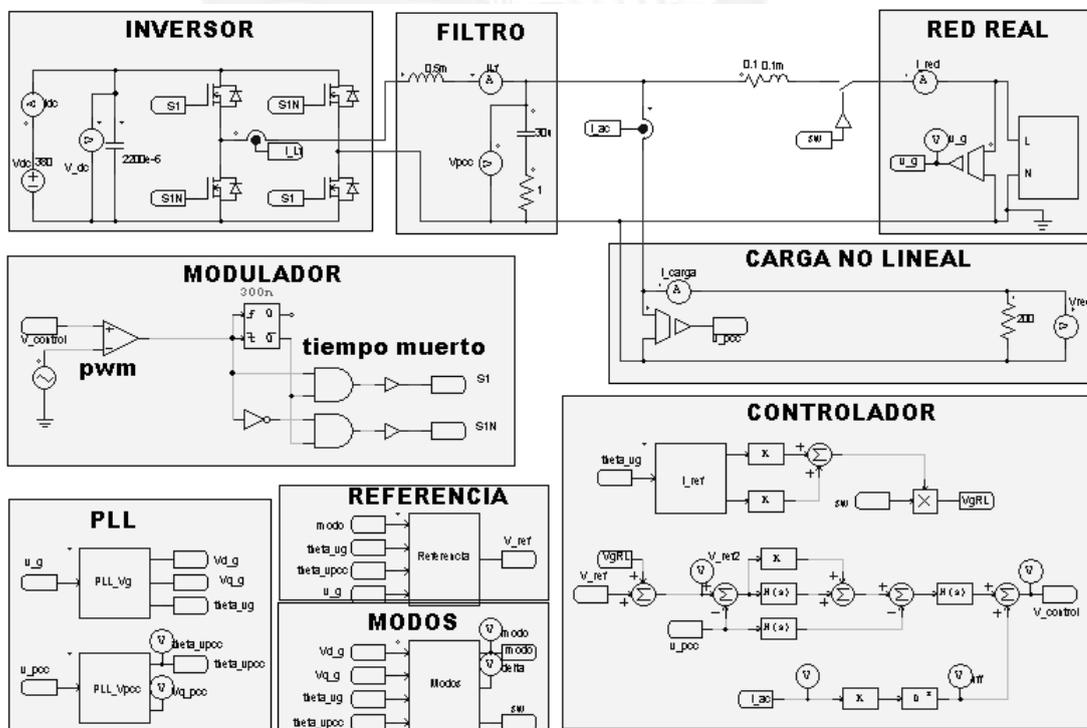


Figura 4.1 Esquema de simulación.

Se muestra el bloque “INVERSOR” que está compuesto por una fuente de tensión V_{dc} , un filtro C de enlace que estabiliza la tensión DC, y un puente completo de cuatro Mosfets comandados por las señales de activación S1 y S1N de tipo PWM generadas por el bloque “MODULADOR”. La Figura 4.2 muestra un ejemplo de modulación a una frecuencia de 1kHz, y señales escaladas para una mayor apreciación de la técnica.

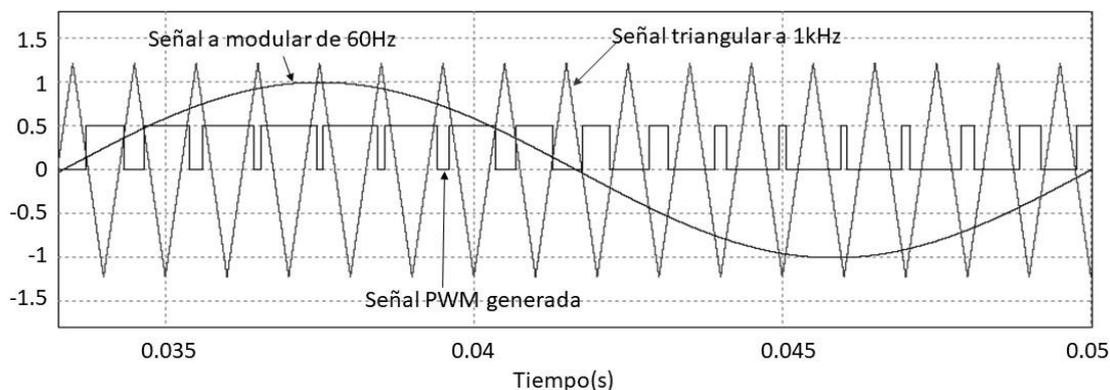


Figura 4.2 Técnica de modulación utilizada.

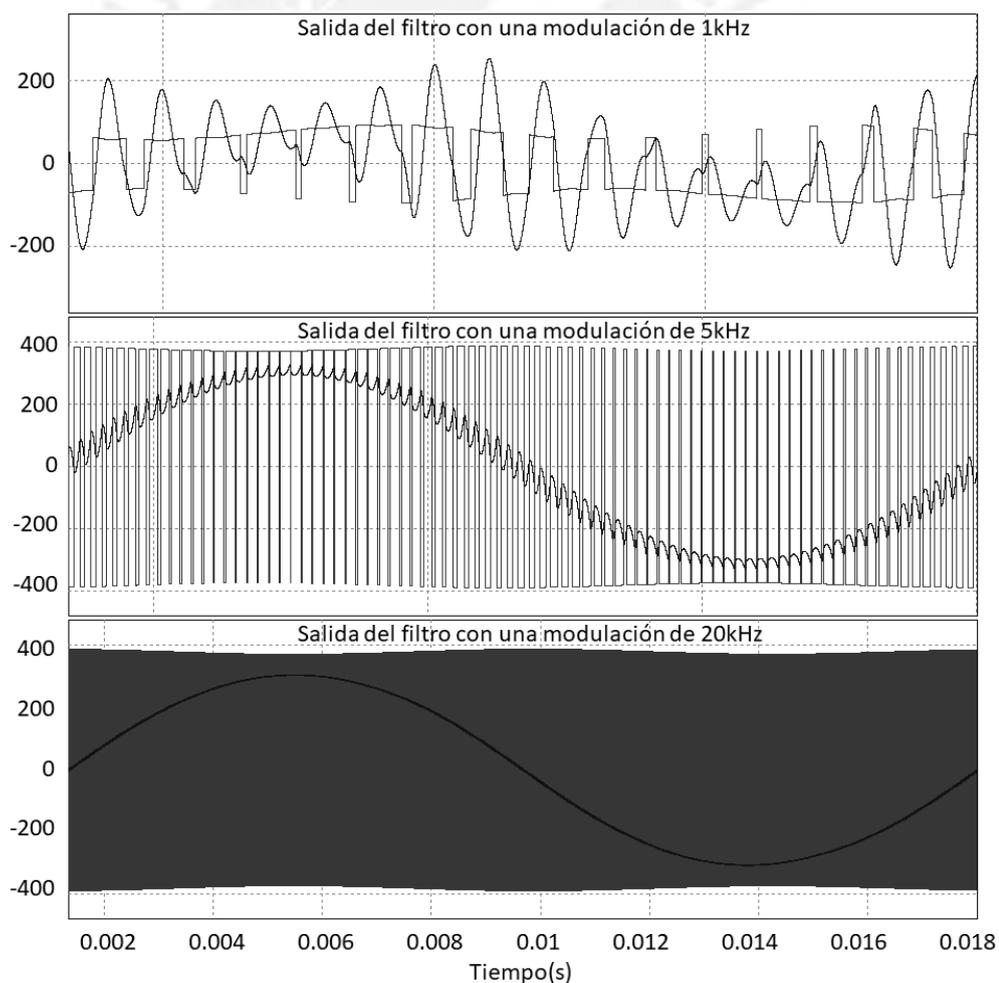


Figura 4.3 Salida del inversor antes y después del filtro LC para frecuencias de conmutación 1kHz, 5kHz y 20kHz.

El bloque “FILTRO” es un circuito LC que atenúa (-40dB/dec) las altas frecuencias, permitiendo el pase de una señal sinusoidal a 60Hz. Al elevar la frecuencia de conmutación, se genera una mayor atenuación y es posible eliminar las perturbaciones como se ve en la Figura 4.3.

Asimismo, una mayor frecuencia de modulación permite obtener una señal con menos perturbaciones a la salida del filtro. Sin embargo, esta frecuencia máxima está limitada físicamente por el tiempo de conmutación propio de las compuertas. Asimismo, está limitada en el sentido de eficiente energética, ya que a mayor frecuencia se incrementan las pérdidas por conmutación de manera proporcional. El bloque “MODULADOR” también incluye una etapa de generación de tiempo muerto, la cual evita que las compuertas, que tienen señales de disparo negadas, puedan generar un cortocircuito precisamente por el tiempo conmutación, propio de la tecnología con la que fueron fabricados. La Figura 4.4 muestra el resultado de aplicar un tiempo muerto en la modulación PWM.

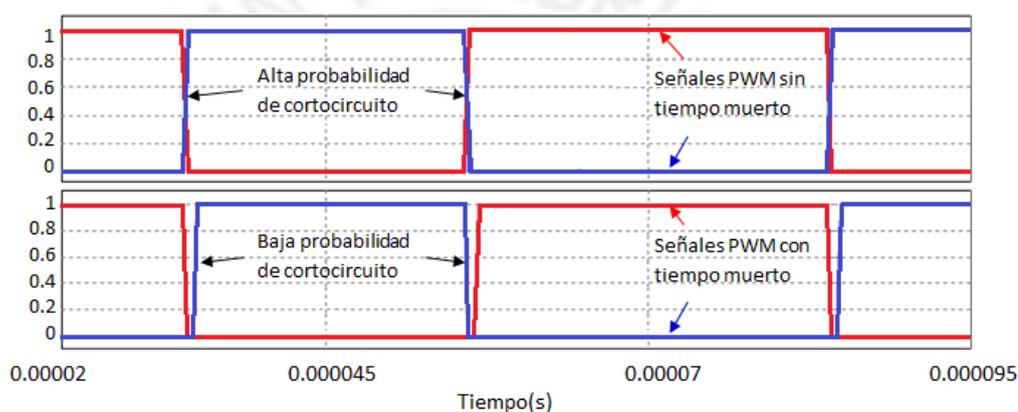


Figura 4.4 Aplicación de tiempo muerto en la señal PWM.

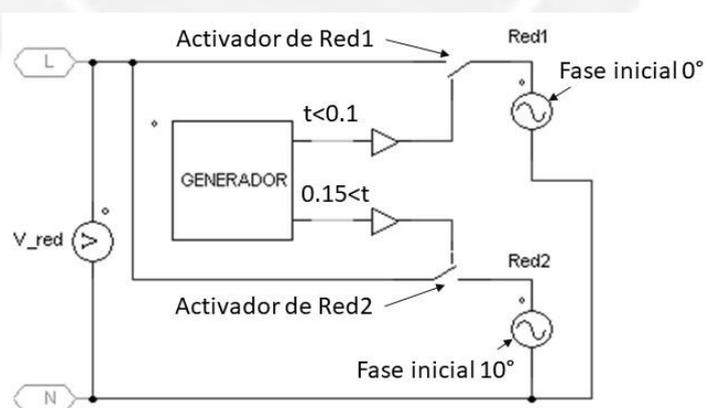


Figura 4.5 Subcircuito emulador de la red eléctrica monofásica.

El bloque “RED REAL”, como se muestra en la Figura 4.5 es un subcircuito en el entorno de simulación PSIM en el que se configura el estado de la red y la fase inicial de esta. Como demostración, en la Figura 4.6 se muestra que la red contempla tres etapas de generación: para un tiempo t menor a 0.1 segundos, se activa una señal sinusoidal con fase inicial de 0° ; para t entre 0.1 y 0.15 segundos, no se genera

ninguna señal; y para t mayor a 0.15, se genera una señal sinusoidal con una fase inicial de 10° .

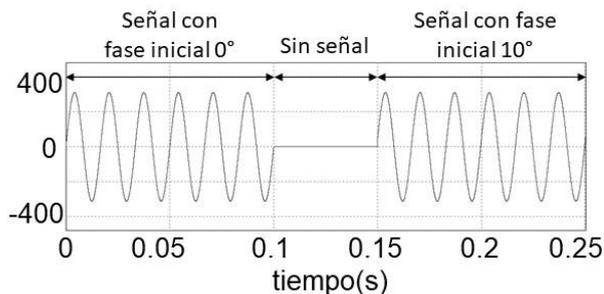


Figura 4.6 Simulación del subcircuito emulador de la red.

El bloque "CARGA NO LINEAL" es un convertor AC/DC compuesto por un puente de diodos rectificador de onda completa, un capacitor filtro para la estabilización de la señal DC y una resistencia carga. La Figura 4.7 muestra la corriente en la carga ante una tensión puramente sinusoidal de amplitud 311.12V y 60Hz de frecuencia.

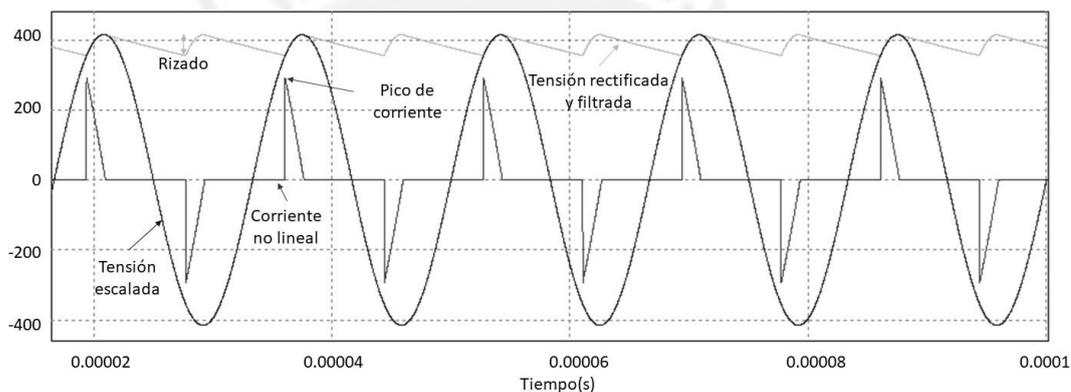


Figura 4.7 Corriente en la carga no lineal.

Se muestra que existe un rizado en la tensión rectificadora, el cual depende tanto del valor de la resistencia como de la capacitancia, pues mientras menor sea la resistencia, se consumirá una mayor corriente y el capacitor se descargará más rápido, y mientras mayor sea el capacitor, este podrá mantener durante más tiempo la tensión.

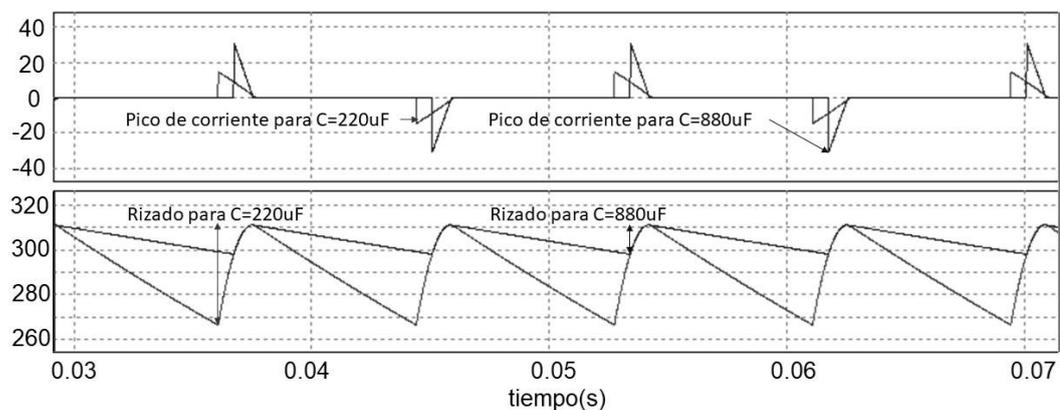


Figura 4.8 Comparación de resultados para $C=220\mu\text{F}$ y $C=880\mu\text{F}$.

Como se analizó en el capítulo anterior, se ha dimensionado el resistor para consumir una potencia menor a los 500W, y el capacitor debe ser tal que la corriente pico no supere los 20A. Cabe resaltar que un valor de capacitancia mayor, reduce el rizado en la tensión rectificada, pero incrementa el pico de corriente como se puede ver en la Figura 4.8

Por un lado, el bloque “CONTROLADOR” está compuesto por un controlador en cascada de tipo proporcional resonante para el lazo de tensión, y proporcional integrativo para el lazo de corriente como se diseñó en el capítulo anterior. Asimismo, se muestra la señal de control feed-forward con base en la corriente i_{ac} de la carga y la señal de referencia feed-forward con base en la corriente que se desea absorber de la red.

Mientras que el bloque “PLL” está compuesto por bloques de código C que emulan las etapas del filtro-integrador, rotación de ejes y controlador diseñados en el capítulo anterior. El primer bloque tiene como entrada la tensión en la red v_g , la cual es captada mediante un sensor de ganancia unitaria, y como salidas la amplitud V_d , la señal de error V_q y la fase de la red φ_g . El segundo bloque tiene como entrada la tensión en el punto de conexión común v_{PCC} y como salida la fase φ_{PCC} de la tensión en dicho punto.

Luego, el bloque “REFERENCIA” tiene como una de sus entradas el modo de operación del inversor, ya que para la generación de la señal de referencia se tiene en cuenta tanto el modo actual como la ocurrencia de un cambio de modo, dado que esto permite la lectura y reutilización de la última fase leída. Asimismo, dentro de este bloque de código C (ver anexo A) se ha implementado el algoritmo de resincronización de fase, por lo que requiere, como entradas adicionales, la fase de la red y la fase en el PCC.

Finalmente, el bloque “MODO” tiene como primera entrada la amplitud V_d , para la detección del establecimiento, o restablecimiento de la red eléctrica monofásica. La segunda entrada es la señal de error V_q , ya que dentro del mismo bloque se ha programado el algoritmo de detección de islanding (ver anexo B). Y las dos últimas entradas son las fases φ_g y φ_{PCC} , para la determinación de si las señales se encuentran sincronizadas o no. En este bloque se han definido los modos MCR, MDR-A y MDR-RS como modos 1, 2 y 3, respectivamente.

4.3. Simulaciones realizadas

4.3.1 Resultados de simulación para una carga lineal resistiva.

- Modo MDR-A.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en modo MDR-A. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$ y una carga lineal resistiva $R = 200\Omega$.

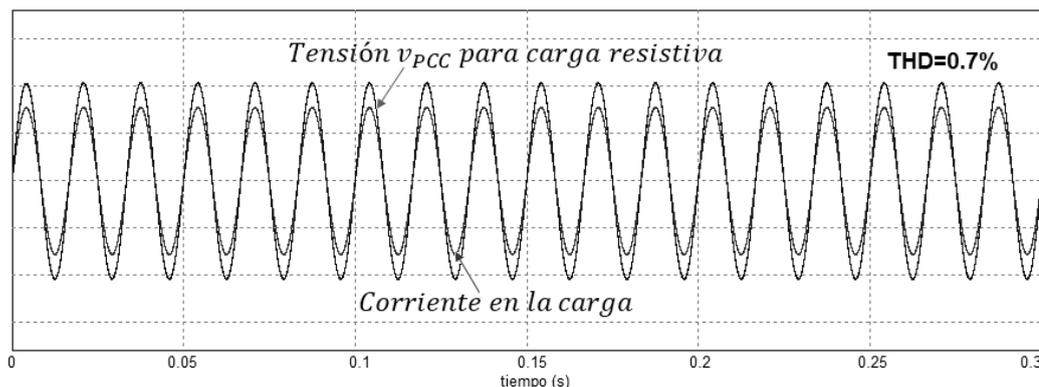


Figura 4.9 Tensión y corriente en la carga resistiva.

La Figura 4.9 muestra la tensión en el punto de conexión común y se puede apreciar que tiene una forma de onda sinusoidal a la frecuencia deseada. Esta ha sido escalada para que sea comparable con la amplitud de la corriente, la cual también presenta una forma sinusoidal a la frecuencia deseada, y al ser una carga resistiva, no existe desfase.

Un análisis de distorsión armónica, realizado en el entorno de simulación PSIM, refleja la eficacia del control al registrar un THD=0.7%.

La Figura 4.10 muestra la corriente en el inductor filtro para este modo de operación.

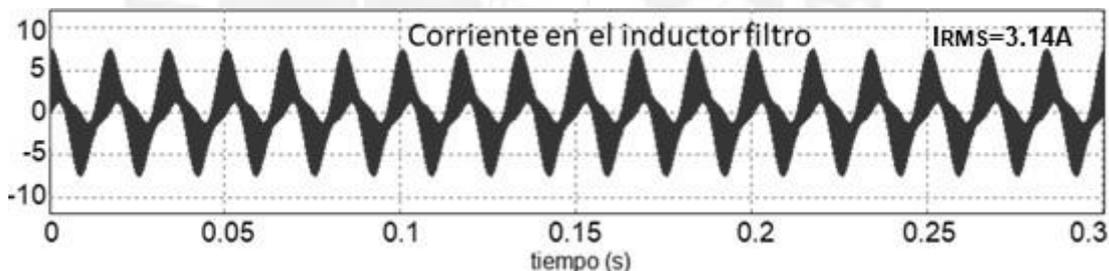


Figura 4.10 Corriente en el inductor filtro.

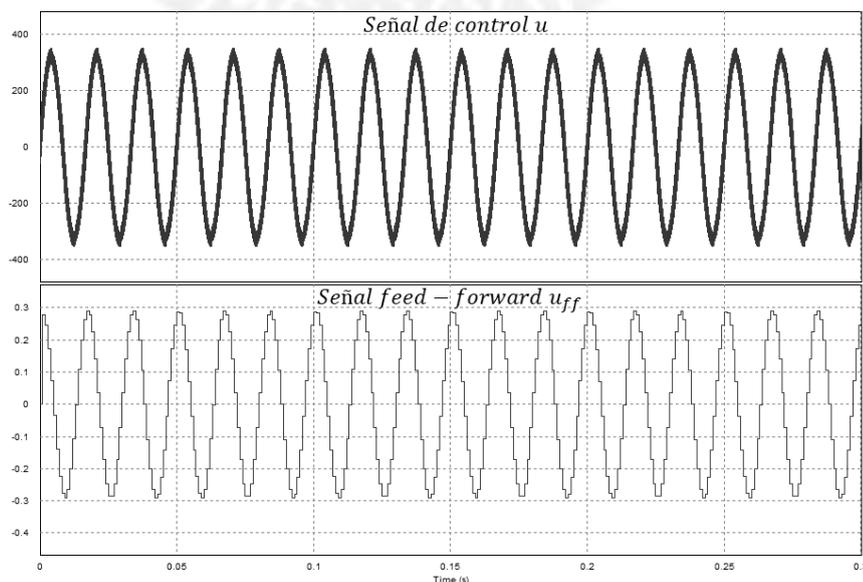


Figura 4.11 Señal de control u y u_{ff} .

Después, la Figura 4.11 muestra la señal de control u y la señal feed-forward u_{ff} para una carga lineal resistiva.

La Figura 4.12 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $7\mu V$ con un valor medio $\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga. A diferencia de la tensión V_{dc} , esta presenta oscilaciones de hasta $7.5A$ con un valor medio $\bar{I}_{dc} = 660.16mA$.

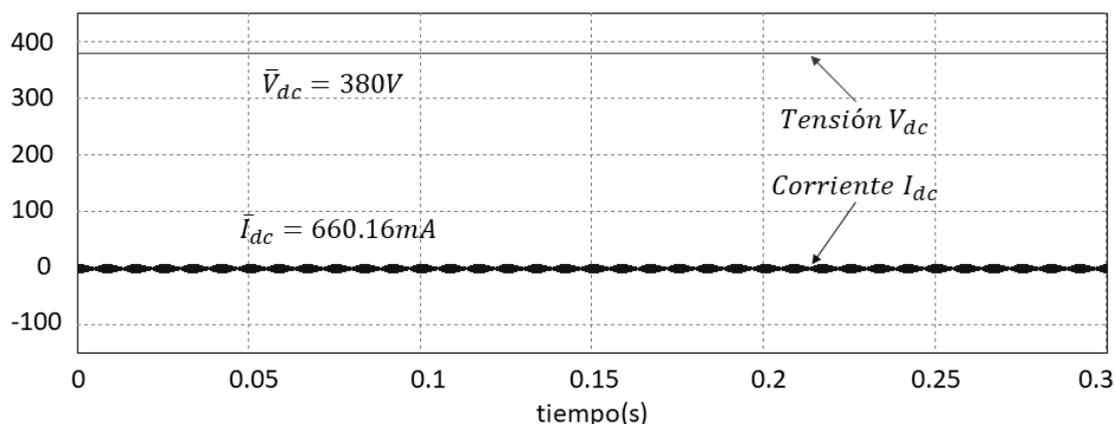


Figura 4.12 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 250.86W$, mientras que la potencia consumida en la carga es $P_{carga} = 241.89W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de 96.42% en la transferencia de potencia ante una carga lineal resistiva en modo MDR-A.

La tabla 4.1 muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación.

Tabla 4.1 Resultados obtenidos para una carga lineal resistiva en modo MDR-A.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_{dc}	\bar{I}_{dc}	\bar{P}_{dc}	\bar{P}_{carga}	Eficiencia
219.95V	3.14A	0.71%	380V	660.2mA	250.86W	241.89W	96.42%

- Modos MDR-RS y MCR.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en la transición del modo MDR-RS a MCR. También, se analizan los efectos de añadir perturbaciones en la red a través de una impedancia resistiva inductiva. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$, y fase inicial de 5° para una carga lineal resistiva $R = 200\Omega$.

La Figura 4.13 muestra la comparación de las tensiones en el resistor para una red ideal y para una red con impedancia. Se observa que solo existe una caída de

tensión, esto se debe a la linealidad de la carga, y el desfase es mínimo debido a que es una carga puramente resistiva.

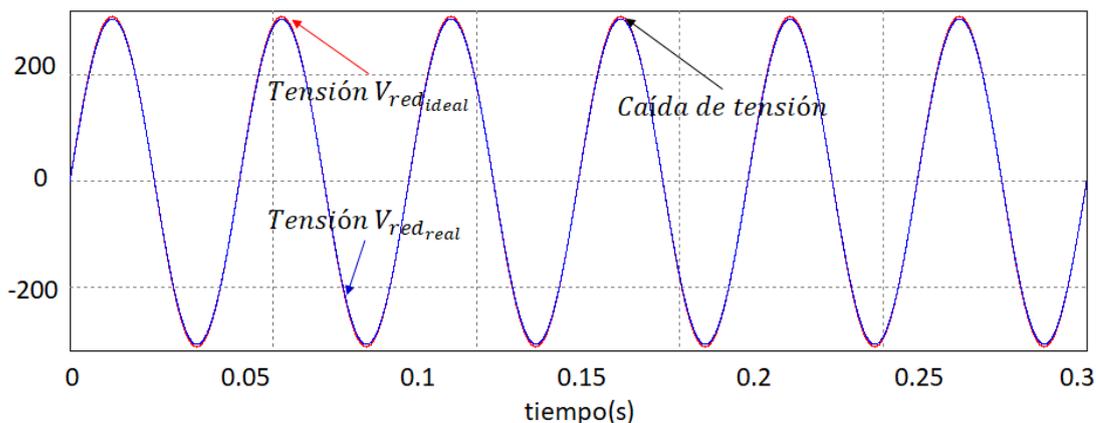


Figura 4.13 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.

La Figura 4.14 muestra la tensión en el punto de conexión común y la red desfasada. La señal de referencia inicia en fase cero, pero ante la presencia de la red inicia el proceso de resincronización hasta reducir el error de fase hasta menos de 1° , y realizar la reconexión con la red. El análisis de distorsión armónica permite evidenciar una pequeña diferencia entre la red ideal y la red con perturbaciones, ya que esta última presenta un $THD=0.74\%$ en comparación de la red ideal que tiene un $THD=0.0015\%$, que es diferente de cero debido a la inyección del segundo armónico para la detección de la desconexión.

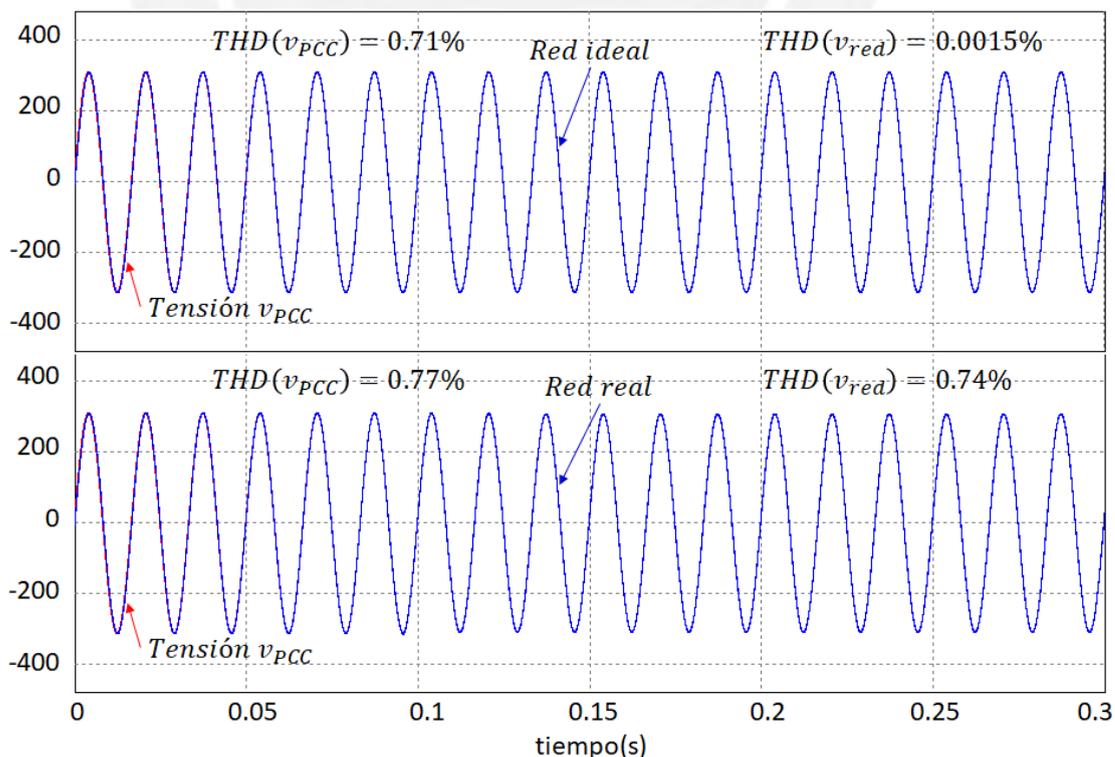


Figura 4.14 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizándose.

La Figura 4.15 muestra la señal de control u y la variación de la señal feed-forward u_{ff} debido a la inyección del segundo armónico para una carga lineal inductiva resistiva ante el cambio del modo de MDR-RS a MCR.

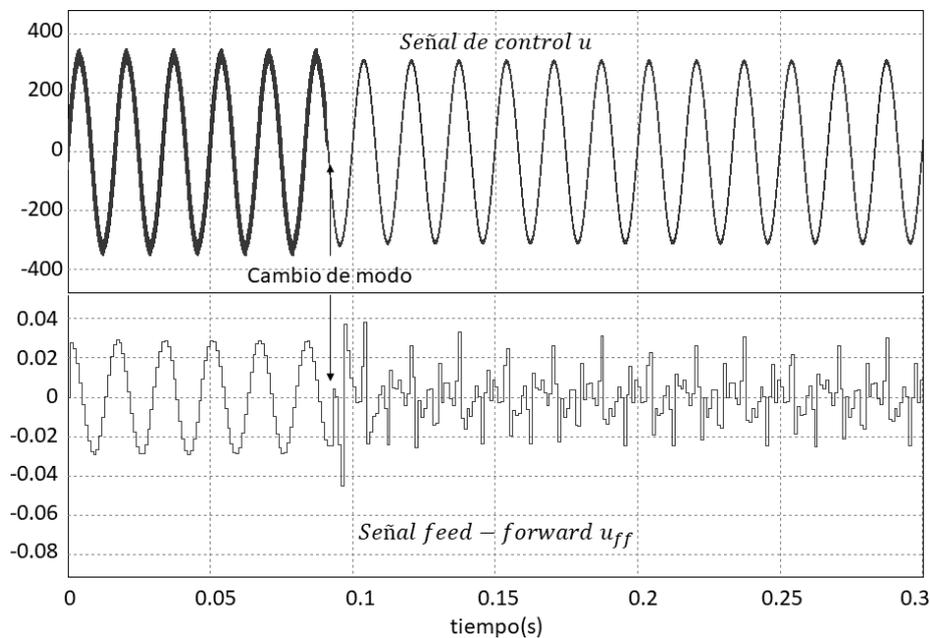


Figura 4.15 Señal de control u y señal feed-forward u_{ff} .

La Figura 4.16 muestra la corriente inyectada a la red y la corriente en la carga ante el cambio de modo MDR-RS a MCR para una red ideal y para una red con perturbaciones.

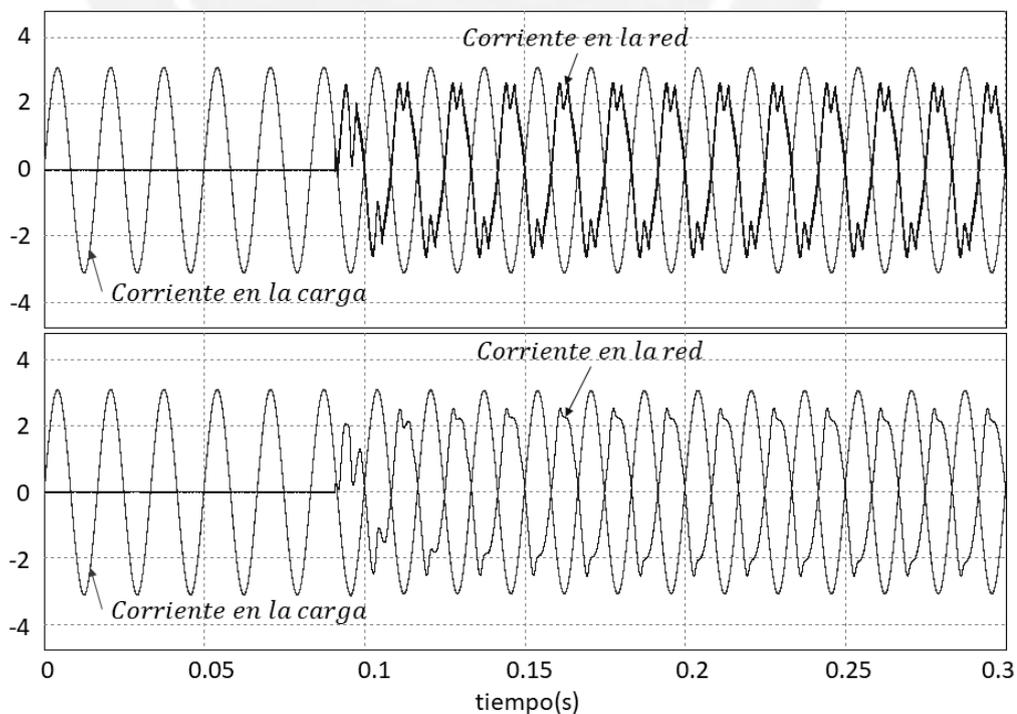


Figura 4.16 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga lineal resistiva.

Se muestra claramente que no se controla la forma de onda de la corriente en la red, no obstante, se regula la intensidad de manera que la corriente en el inductor no sobrepase sus consideraciones de diseño como se muestra en la Figura 4.17.

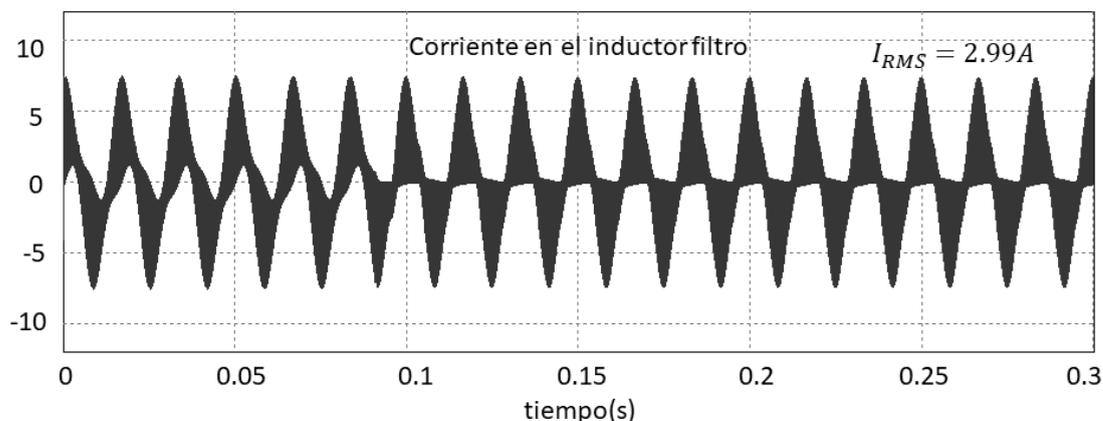


Figura 4.17 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.

La Figura 4.18 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $7\mu V$ con un valor medio $\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga, con oscilaciones de hasta $7.5A$ y un valor medio $\bar{I}_{dc} = 314.58mA$.

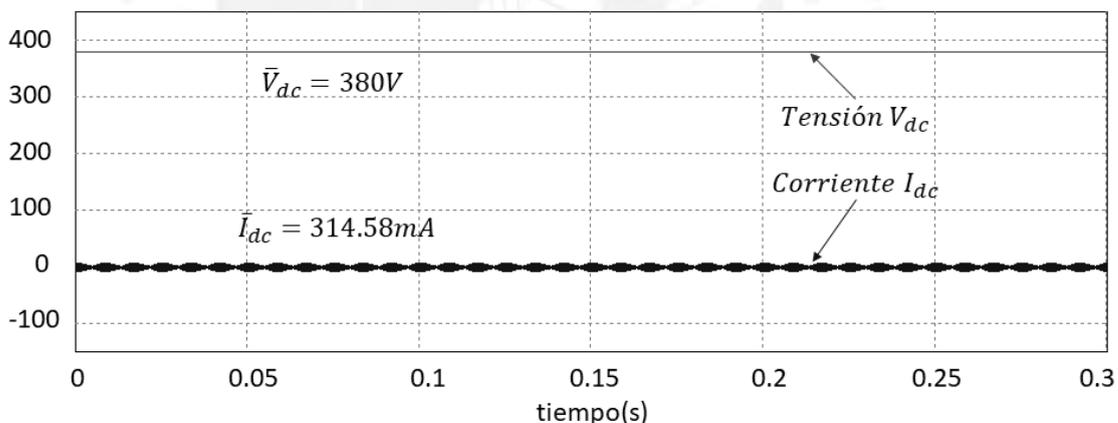


Figura 4.18 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 61.88W$, mientras que la potencia consumida en la carga es $P_{carga} = 239.93W$, y la potencia entregada por la red es $P_{red} = 189.21W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de 95.56% en la transferencia de potencia ante una carga lineal resistiva en modo MCR. En modo MDR-RS los resultados son análogos a los obtenidos en MDR-A, por lo que en la Tabla 4.2 se muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación para el modo MCR.

Tabla 4.2 Resultados obtenidos para una carga lineal resistiva en modo MCR.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_{dc}	$I_{d\ c}$	$\bar{P}_{dc} + \bar{P}_{red}$	\bar{P}_{carga}	$Eficiencia$
219.95V	2.99A	0.71%	380V	660.2mA	251.09W	239.93W	95.56%

Se observa que existe una menor demanda de corriente en el inductor filtro. Esto se debe a que se extrae de la red parte de la potencia requerida por la carga. En modo MCR, la señal presenta un nivel de error establecido por la inyección del segundo armónico; sin embargo, ante la falla islanding, esta perturbación se incrementa y es usada para detectar la falla. La Figura 4.19 muestra la variación de la perturbación al producirse la falla en una red ideal y en una red con perturbaciones.

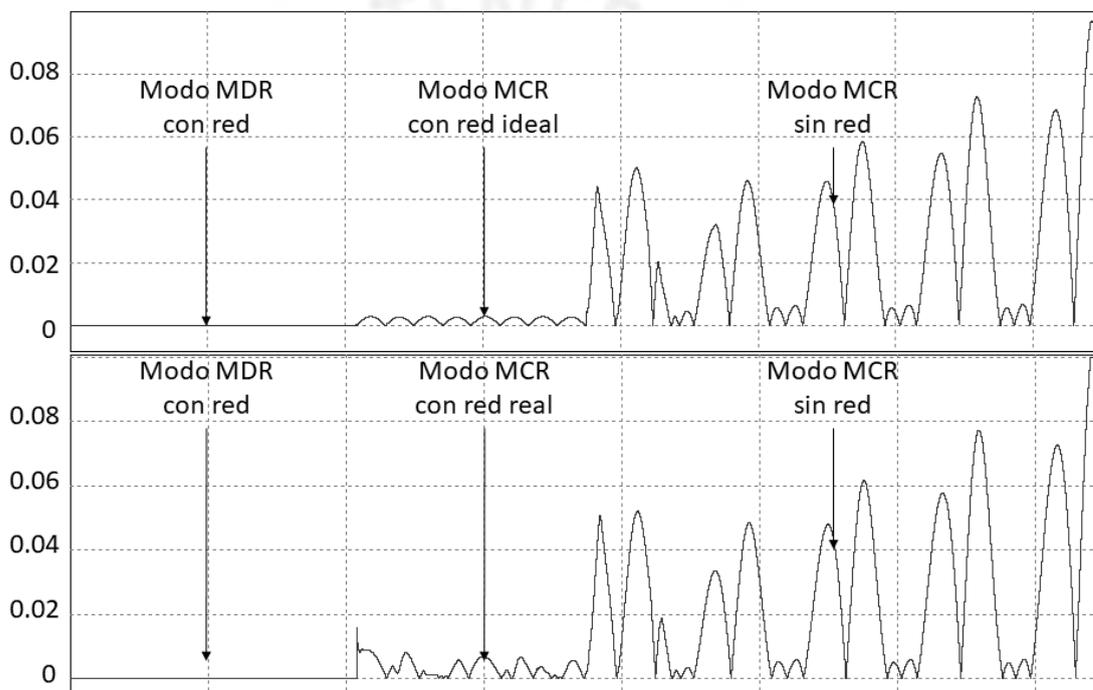


Figura 4.19 Variación de perturbación ante un islanding.

Se muestra que para una red real, las perturbaciones en modo MCR se incrementan, sin embargo se mantienen muy por debajo de la perturbación ante la falla de islanding. Es por ello que es posible determinar la existencia de la falla analizando su amplitud.

- Cambios de modo de operación.

La Figura 4.20 muestra una simulación de 0.3 segundos, en donde se cuenta con una red cambiante, la cual inicia en el tiempo $t=0$ con una fase inicial de 1° , en el tiempo $t=0.075$ es desconectada, en el tiempo $t=0.1$ se reestablece la red con una fase inicial de 5° y, finalmente, en el tiempo $t=0.25$ se desconecta nuevamente la red.

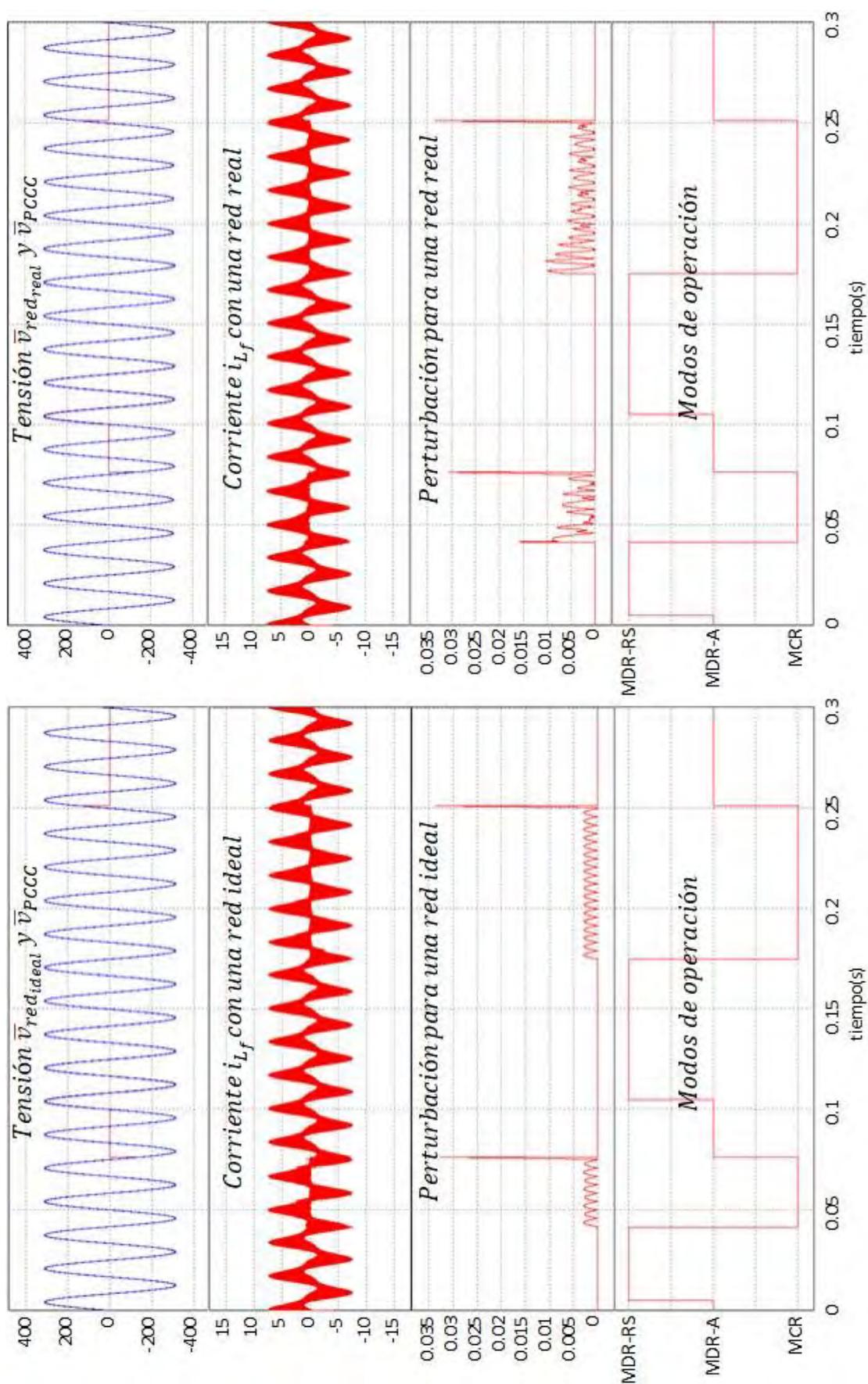


Figura 4.20 Simulación de los modos de operación ante una carga lineal resistiva.

Asimismo, se muestra que los algoritmos son aplicables tanto para una red ideal como para una red con perturbaciones ya que en ambos casos se logra detectar el islanding y se logra resincronizar las tensiones.

De esta manera, se ha corroborado que el control es efectivo tanto en modo MCR y MDR al mantener el nivel de distorsión armónica menor al límite de 8% establecido por la norma. Asimismo, han sido validados los algoritmos de sincronización y detección de islanding propuestos para una carga lineal resistiva.

4.3.2 Resultados de simulación para una carga lineal inductiva resistiva.

- Modo MDR-A.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en modo MDR-A. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$ y una carga lineal inductiva resistiva $L = 150mH$ y $R = 50\Omega$.

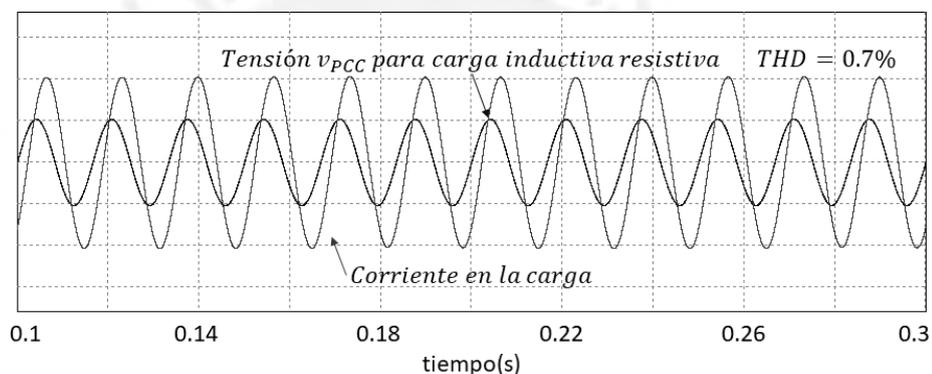


Figura 4.21 Tensión y corriente en la carga inductiva resistiva.

La Figura 4.21 muestra la tensión en el punto de conexión común y se puede apreciar que tiene una forma de onda sinusoidal a la frecuencia deseada. Esta ha sido escalada para que sea comparable con la amplitud de la corriente, la cual también presenta una forma sinusoidal a la frecuencia deseada, y al ser una carga inductiva, existe desfase.

Un análisis de distorsión armónica, realizado en el entorno de simulación PSIM, refleja la eficacia del control al registrar un THD=0.7%.

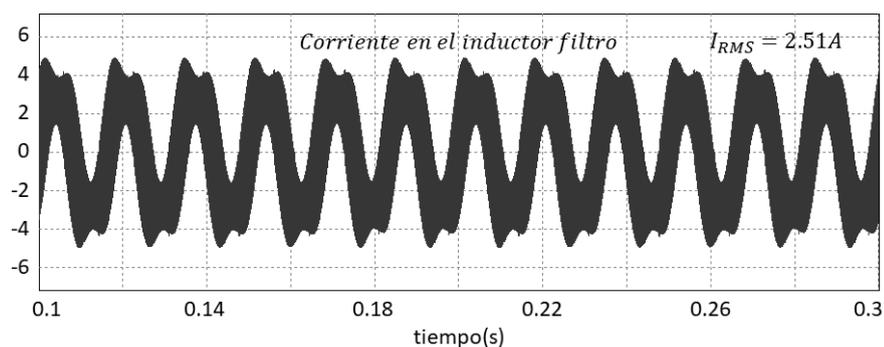


Figura 4.22 Corriente en el inductor filtro.

La Figura 4.22 muestra la corriente en el inductor filtro para este modo de operación. La Figura 4.23 muestra la señal de control u y la señal feed-forward u_{ff} para una carga lineal inductiva resistiva.

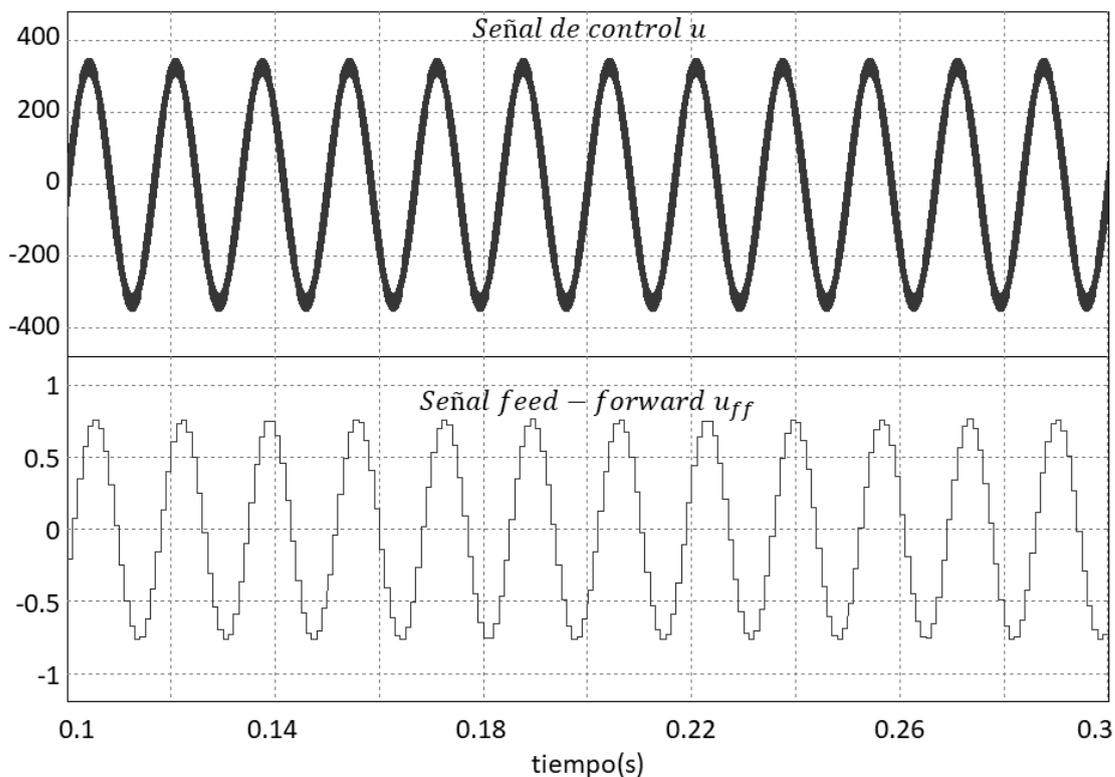


Figura 4.23 Señal de control u y señal feed-forward u_{ff} .

La Figura 4.24 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $5\mu V$ con un valor medio $\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga. A diferencia de la tensión V_{dc} , esta presenta oscilaciones de hasta $5A$ con un valor medio $\bar{I}_{dc} = 1.14A$.

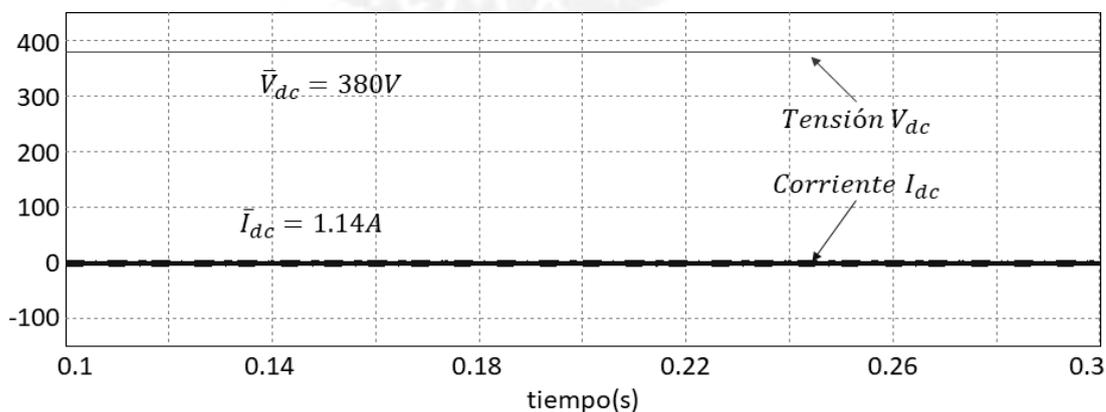


Figura 4.24 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 430.39W$, mientras que la potencia consumida en

la carga es $P_{carga} = 421.73W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de 97.99% en la transferencia de potencia ante una carga lineal inductiva resistiva en modo MDR-A.

La Tabla 4.3 muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación.

Tabla 4.3 Resultados obtenidos para una carga lineal inductiva resistiva en modo MDR-A.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_c	I_{dc}	\bar{P}_{dc}	\bar{P}_{carga}	Eficiencia
219.63V	2.51A	0.71%	380V	1.14A	430.39W	421.73W	97.99%

- Modos MDR-RS y MCR.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en la transición del modo MDR-RS a MCR, asimismo se analizan los efectos de añadir perturbaciones en la red a través de una impedancia resistiva inductiva. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$ y fase inicial de 5° , para una carga lineal inductiva resistiva $L = 150mH$ y $R = 50\Omega$.

La Figura 4.25 muestra la comparación de las tensiones en la carga para una red ideal y para una red con impedancia. Se observa que existe una caída de tensión, esto se debe a la linealidad de la carga, y existe desfase debido a que es una carga inductiva.

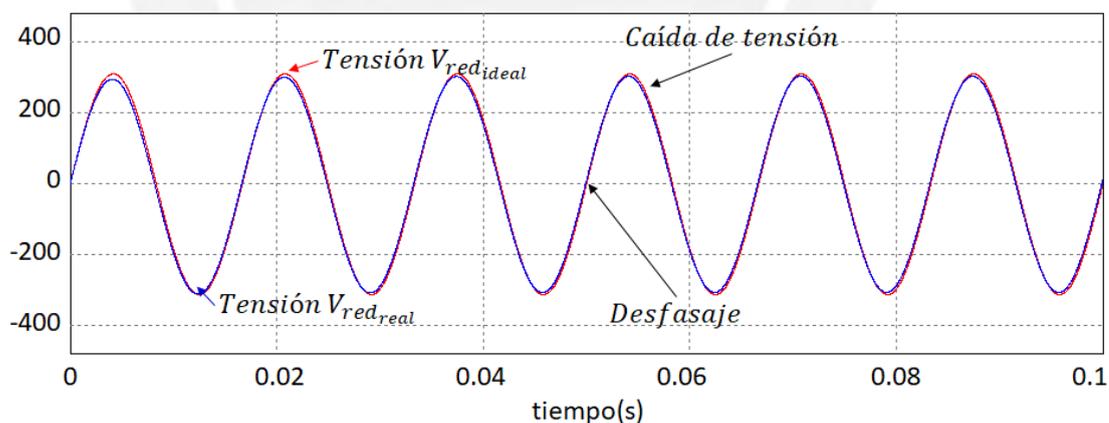


Figura 4.25 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.

La Figura 4.26 muestra la tensión en el punto de conexión común y la red desfasada. La señal de referencia inicia en fase cero, pero ante la presencia de la red inicia el proceso de resincronización hasta reducir el error de fase hasta menos de 1° y realizar la reconexión con la red. El análisis de distorsión armónica permite evidenciar una pequeña diferencia entre la red ideal y la red con perturbaciones, ya que esta

última presenta un THD=0.74% en comparación de la red ideal que tiene un THD=0.0015%, que es diferente de cero debido a la inyección del segundo armónico para la detección de la desconexión.

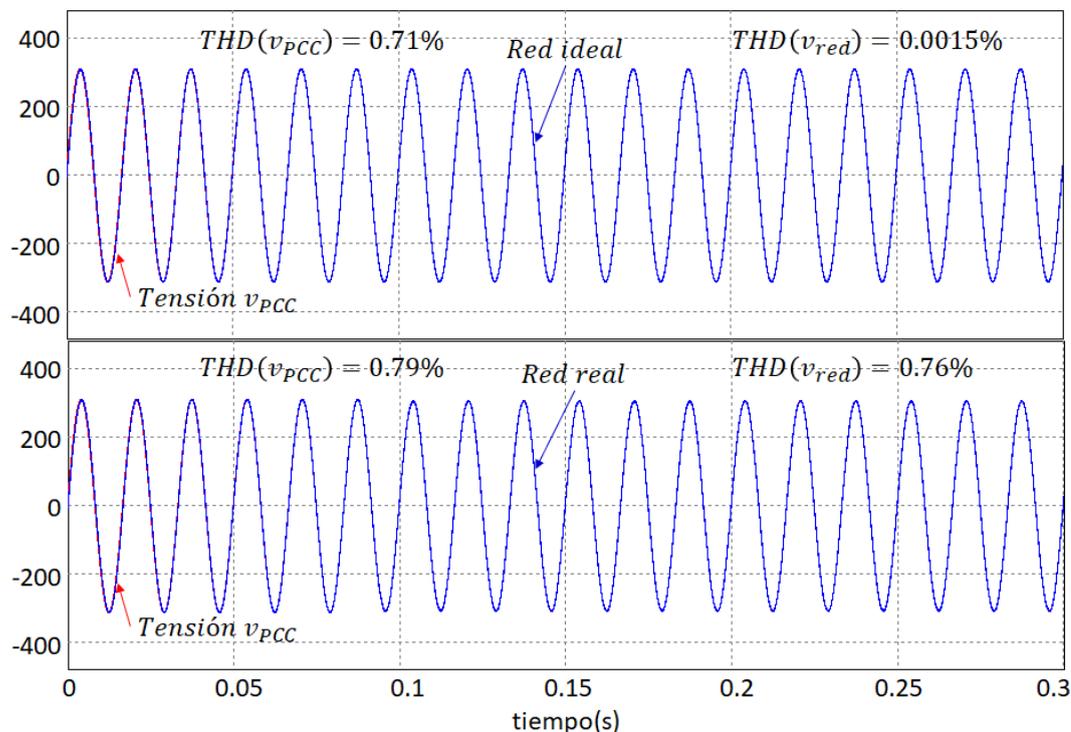


Figura 4.26 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizándose.

La Figura 4.27 muestra la señal de control u y la variación de la señal feed-forward u_{ff} debido a la inyección del segundo armónico para una carga lineal inductiva resistiva ante el cambio de modo de MDR-RS a MCR.

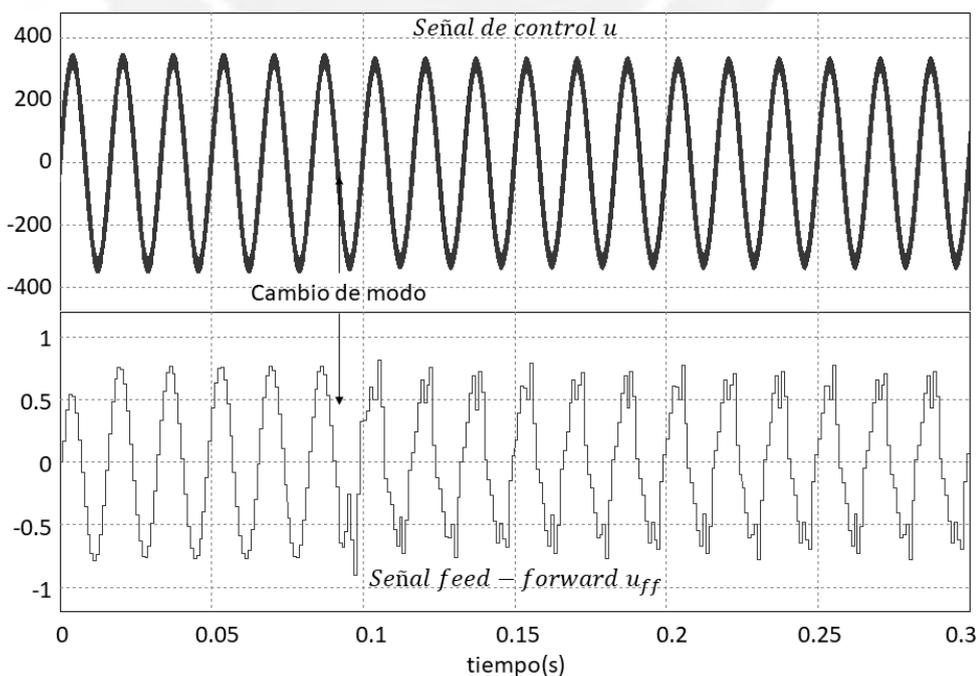


Figura 4.27 Señal de control u y señal feed-forward u_{ff} .

La Figura 4.28 muestra la corriente inyectada a la red y la corriente en la carga ante el cambio de modo MDR-RS a MCR para una red ideal y para una red con perturbaciones.

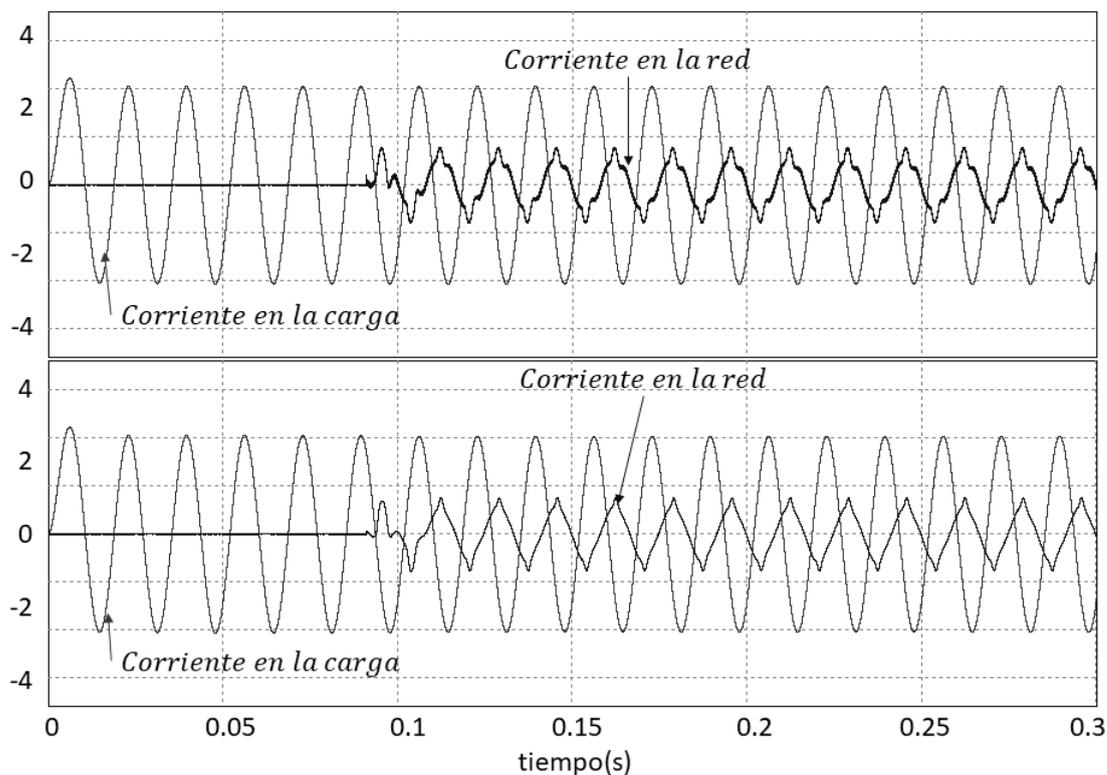


Figura 4.28 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga lineal inductiva resistiva.

Se muestra claramente que no se controla la forma de onda de la corriente en la red; no obstante, se regula la intensidad de manera que la corriente en el inductor no sobrepase sus consideraciones de diseño como se muestra en la Figura 4.29.

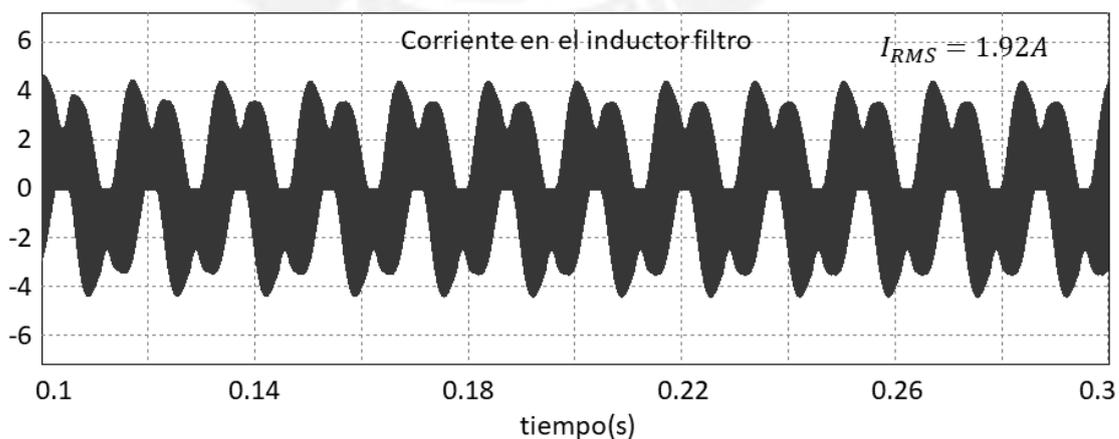


Figura 4.29 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.

La Figura 4.30 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $4.5\mu V$ con un valor medio

$\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga, con oscilaciones de hasta 4.5A y un valor medio $\bar{I}_{dc} = 638.88mA$.

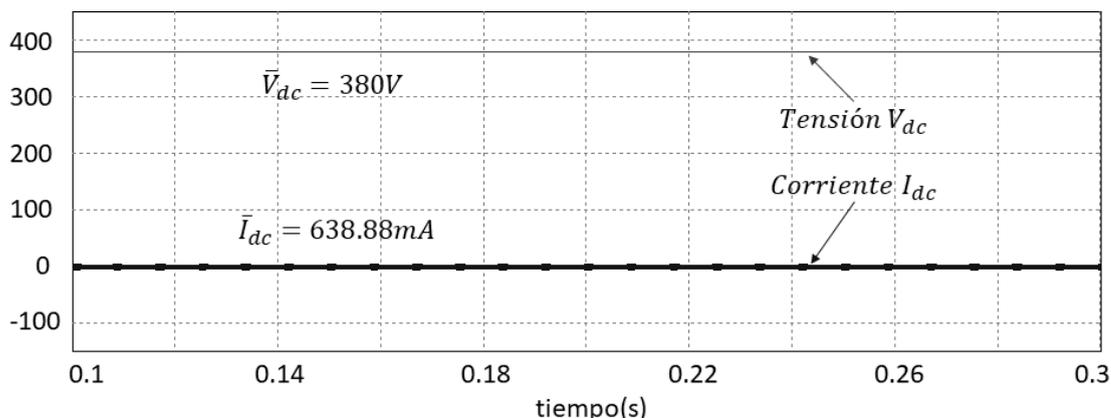


Figura 4.30 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 242.78W$, mientras que la potencia consumida en la carga es $P_{carga} = 424.38W$, y la potencia entregada por la red es $P_{red} = 190.9W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de 97.86% en la transferencia de potencia ante una carga lineal resistiva en modo MCR. En modo MDR-RS los resultados son análogos a los obtenidos en MDR-A, por lo que en la Tabla 4.4 se muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación para el modo MCR.

Tabla 4.4 Resultados obtenidos para una carga lineal inductiva resistiva en modo MCR.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_{dc}	\bar{I}_{dc}	$\bar{P}_{dc} + \bar{P}_{red}$	\bar{P}_{carga}	Eficiencia
219.92V	1.92A	0.71%	380V	638.9mA	433.68W	424.38W	97.86%

En modo MCR, la señal presenta un nivel de error establecido por la inyección del segundo armónico, sin embargo, ante la falla islanding, esta perturbación se incrementa y es usada para detectar la falla. La Figura 4.31 muestra la variación de la perturbación al producirse la falla en una red ideal y en una red con perturbaciones.

Al igual que para una carga resistiva, se muestra que para una red real, las perturbaciones en modo MCR se incrementan, sin embargo se mantienen muy por debajo de la perturbación ante la falla de islanding. Es por ello que es posible determinar la existencia de la falla analizando su amplitud.

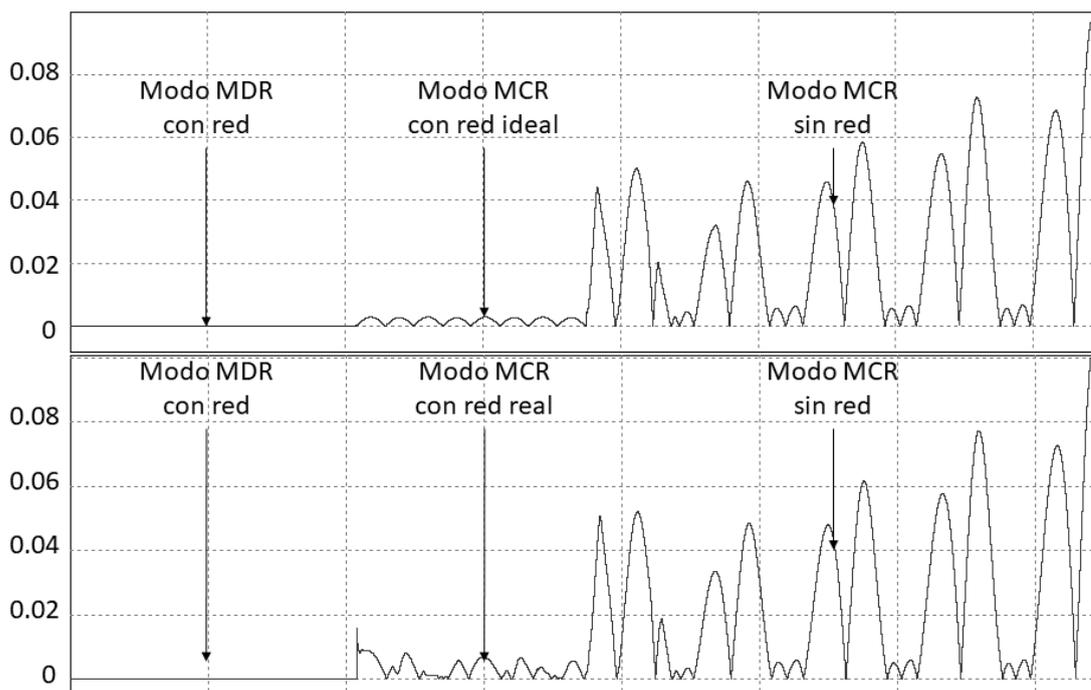


Figura 4.31 Variación de perturbación ante un islanding.

- **Cambios de modo de operación.**

La Figura 4.32 muestra una simulación de 0.3 segundos, en donde se cuenta con una red cambiante, la cual inicia en el tiempo $t=0$ con una fase inicial de 1° , en el tiempo $t=0.075$ es desconectada, en el tiempo $t=0.1$ se reestablece la red con una fase inicial de 5° y finalmente en el tiempo $t=0.25$ se desconecta nuevamente la red. Asimismo, se muestra que los algoritmos son aplicables tanto para una red ideal como para una red con perturbaciones ya que en ambos casos se logra detectar el islanding y se logra resincronizar las tensiones.

De esta manera se ha corroborado que el control es efectivo, tanto en modo MCR y MDR al mantener el nivel de distorsión armónica menor al límite de 8% establecido por la norma. Además, han sido validados los algoritmos de sincronización y detección de islanding propuestos para una carga lineal inductiva resistiva.

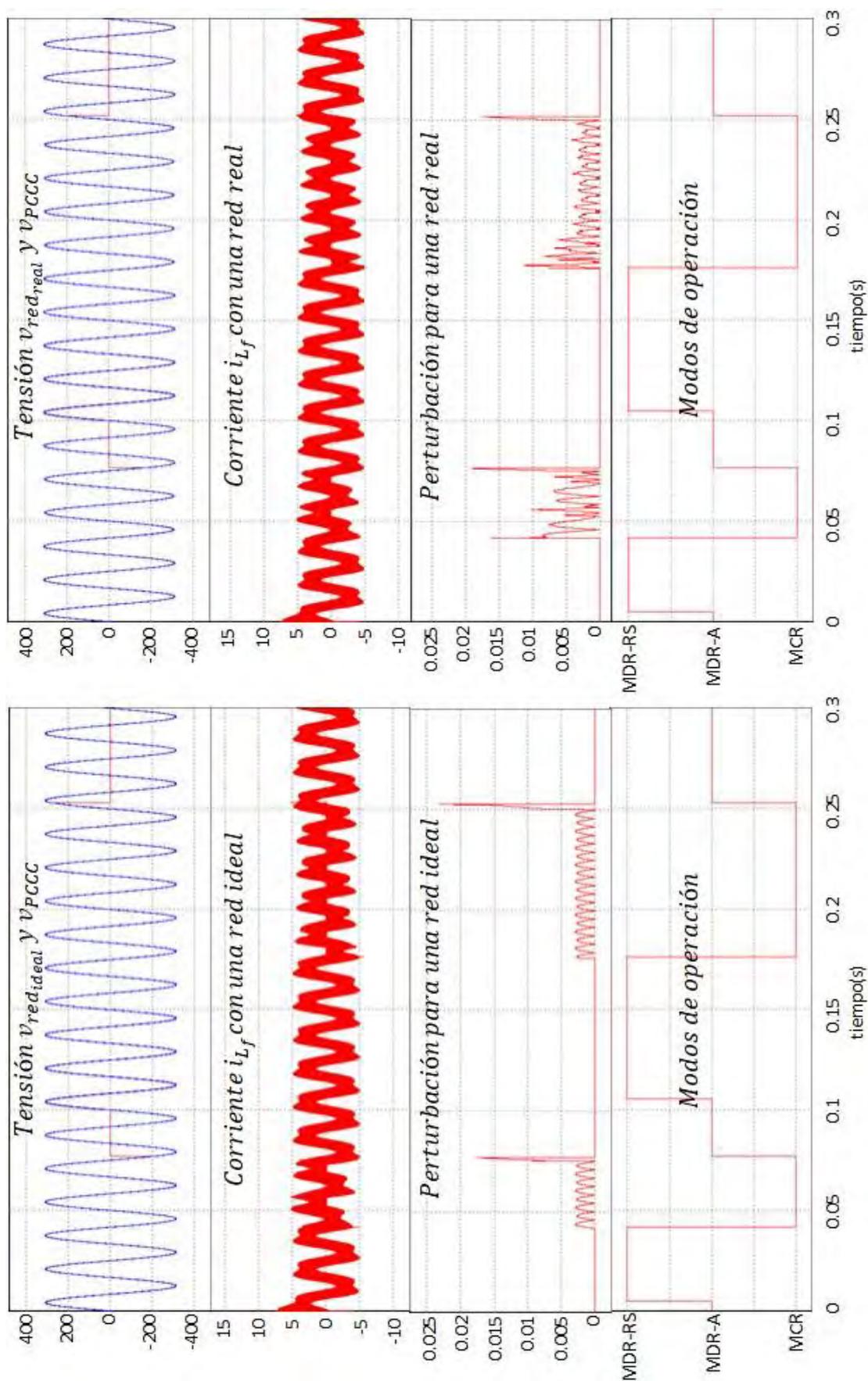


Figura 4.32 Simulación de los modos de operación ante una carga lineal inductiva resistiva.

4.3.3 Resultados de simulación para una carga no lineal capacitiva resistiva.

- Modo MDR-A.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en modo MDR-A. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$ y una carga no lineal típica capacitiva resistiva $C = 220\mu F$ y $R = 200\Omega$.

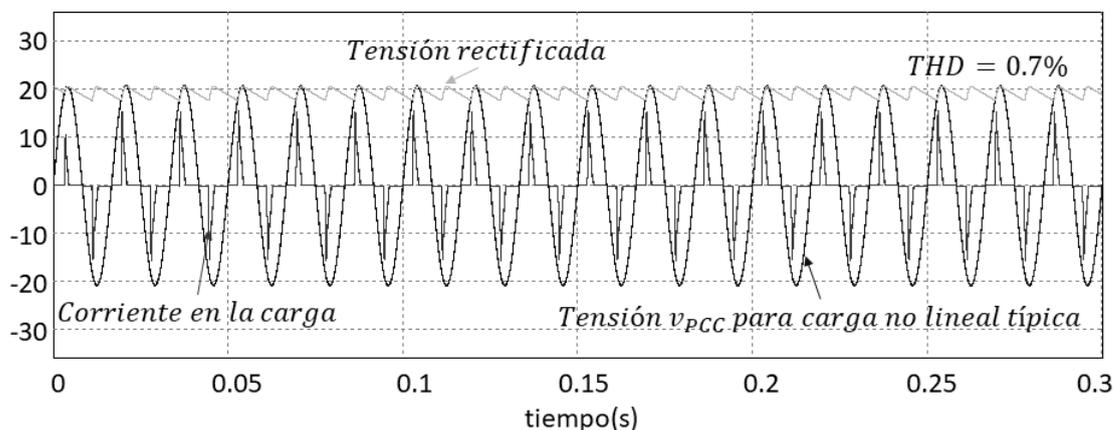


Figura 4.33 Tensión y corriente en la carga no lineal típica.

La Figura 4.33 muestra la tensión en el punto de conexión común y se puede apreciar que tiene una forma de onda sinusoidal a la frecuencia deseada. Esta ha sido escalada para que sea comparable con la amplitud de la corriente, la cual presenta picos de corriente que se repiten de manera periódica a la frecuencia deseada, y al ser una carga capacitiva resistiva, existe desfase.

Un análisis de distorsión armónica, realizado en el entorno de simulación PSIM, refleja la eficacia del control al registrar un $THD=0.7\%$.

La Figura 4.34 muestra la corriente en el inductor filtro para este modo de operación.

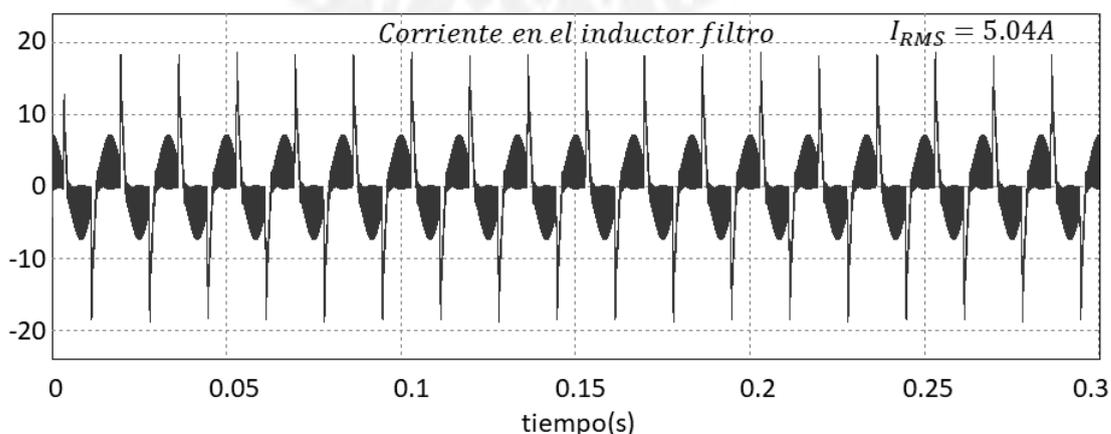


Figura 4.34 Corriente en el inductor filtro.

La Figura 4.35 muestra la señal de control u y la señal feed-forward u_{ff} para una carga no lineal típica.

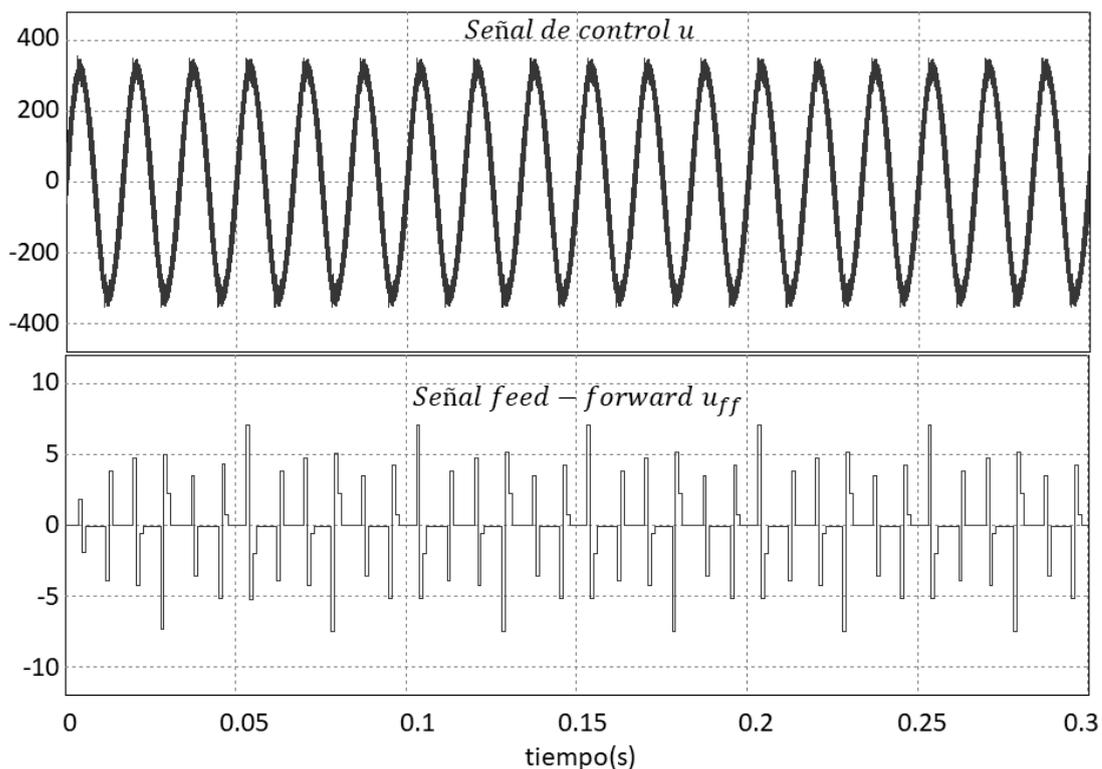


Figura 4.35 Señal de control u y señal feed-forward u_{ff} .

La Figura 4.36 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $7\mu V$ con un valor medio $\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga. A diferencia de la tensión V_{dc} , esta presenta oscilaciones de hasta $18.7A$ con un valor medio $\bar{I}_{dc} = 1.13A$.

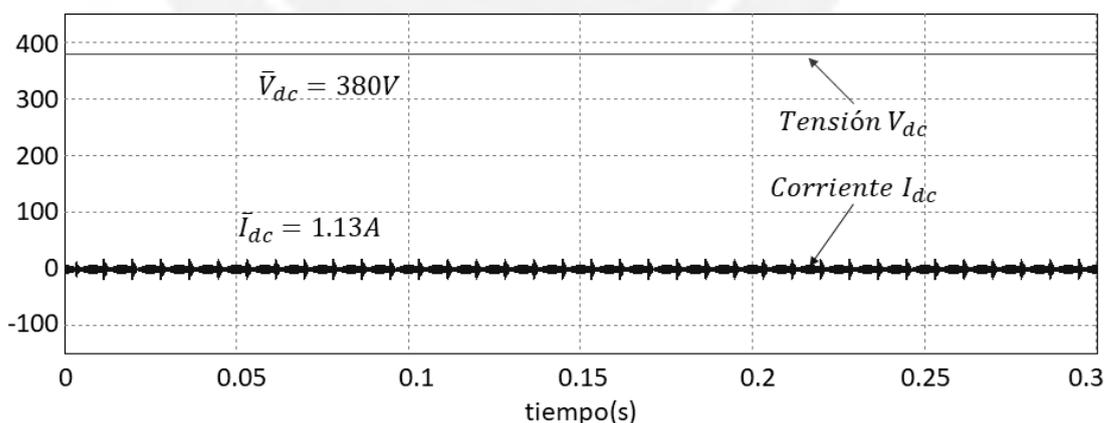


Figura 4.36 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MDR-A.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 429.58W$, mientras que la potencia consumida en la carga es $P_{carga} = 420.55W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de

96.42% en la transferencia de potencia ante una carga no lineal típica en modo MDR-A.

La Tabla 4.5 muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación.

Tabla 4.5 Resultados obtenidos para una carga no lineal típica en modo MDR-A.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_{dc}	I_{dc}^-	\bar{P}_{dc}	\bar{P}_{carga}	Eficiencia
219.95V	5.04A	0.73%	380V	1.13A	429.58W	420.55W	97.9%

- Modos MDR-RS y MCR.

En esta simulación se analiza el comportamiento del inversor durante 0.3 segundos en la transición del modo MDR-RS a MCR, asimismo se analizan los efectos de añadir perturbaciones en la red a través de una impedancia resistiva inductiva. Para ello se considera una tensión de referencia de $220V_{RMS}$ de tensión eficaz a una frecuencia $f = 60Hz$ y fase inicial de 5° para una carga no lineal típica.

La Figura 4.37 muestra la comparación de las tensiones en la carga para una red ideal y para una red con impedancia. Se observa que existe caída de tensión y alta distorsión de la forma sinusoidal debido a la no linealidad de la carga.

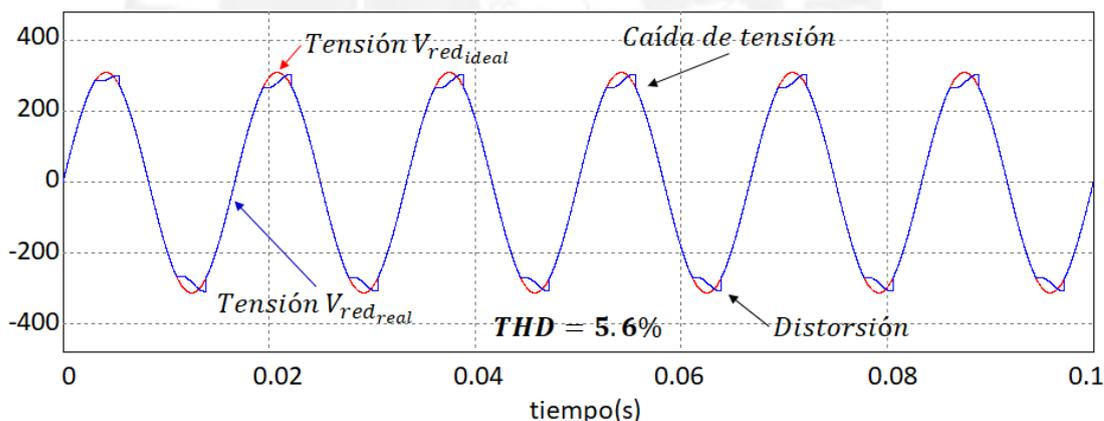


Figura 4.37 Tensión en la carga para una red ideal y una red con impedancia.

La Figura 4.38 muestra la tensión en el punto de conexión común y la red desfasada. La señal de referencia inicia en fase cero, pero ante la presencia de la red inicia el proceso de resincronización hasta reducir el error de fase hasta menos de 1° y realizar la reconexión con la red. El análisis de distorsión armónica permite evidenciar una gran diferencia entre la red ideal y la red con perturbaciones, ya que esta última presenta un THD=5.6% en comparación de la red ideal que tiene un THD=0.0015%, que es diferente de cero debido a la inyección del segundo armónico para la detección de la desconexión.

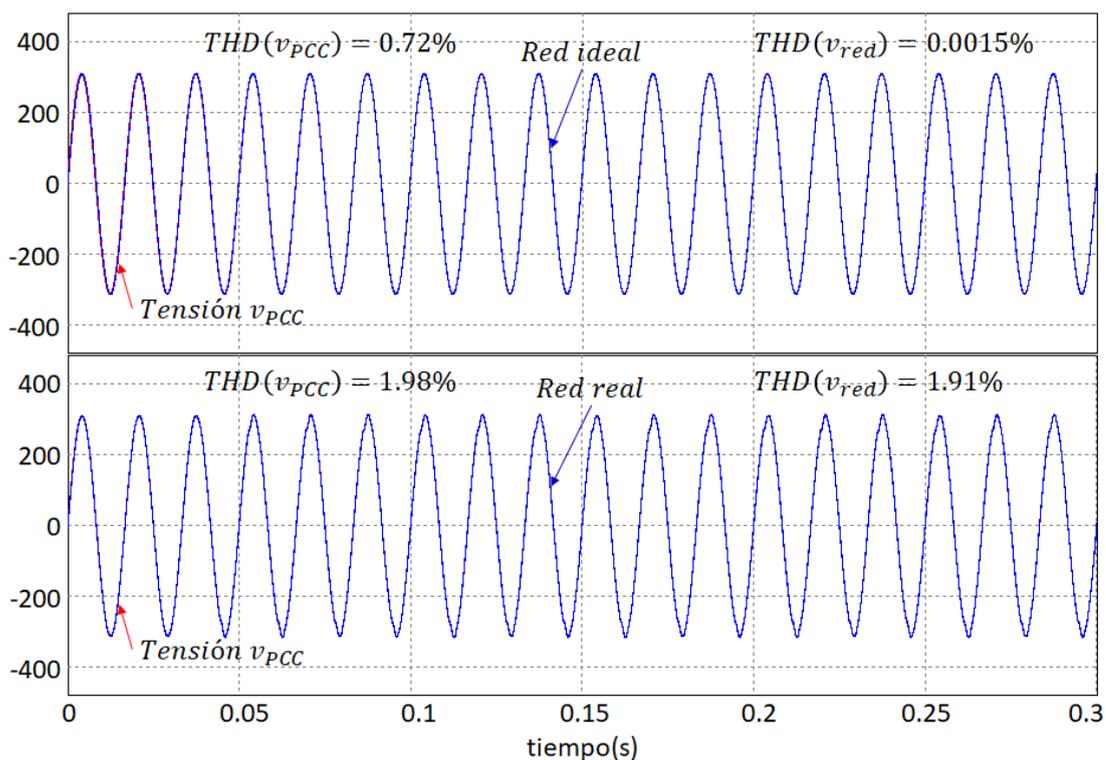


Figura 4.38 Tensión v_{red} y tensión v_{PCC} resincronizándose.

La Figura 4.39 muestra la señal de control u y la variación de la señal feed-forward u_{ff} debido a la inyección del segundo armónico para una carga no lineal típica ante el cambio de modo de MDR-RS a MCR.

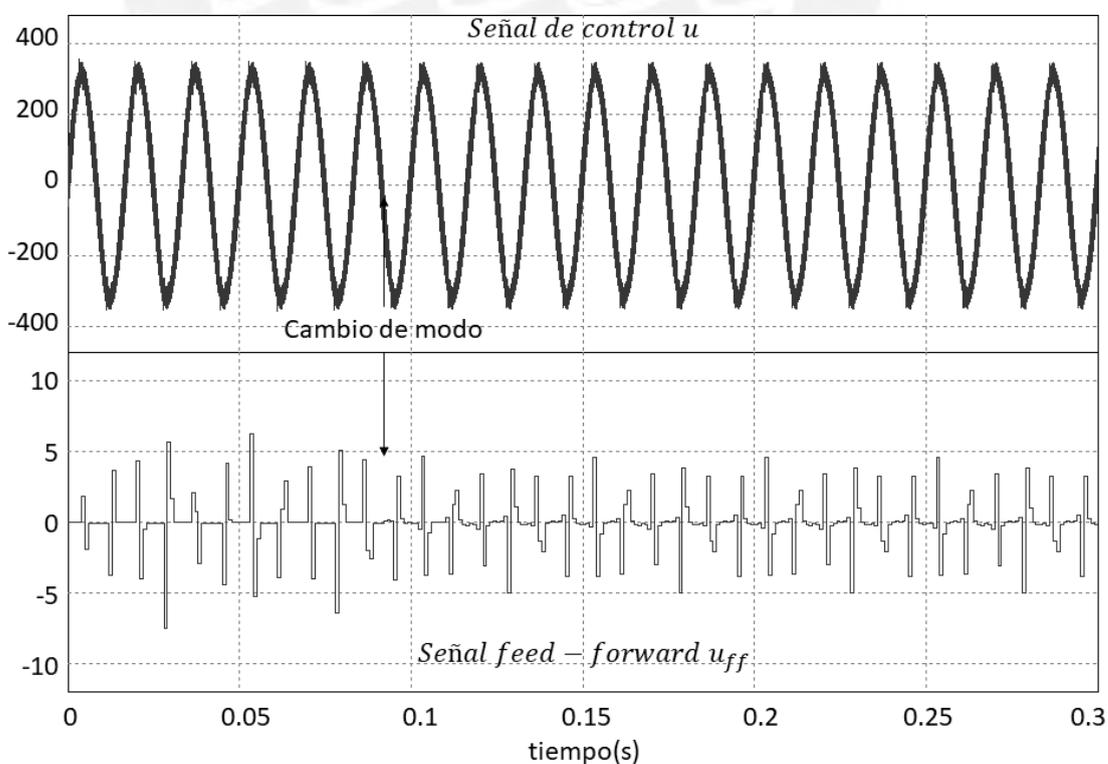


Figura 4.39 Señal de control u y señal feed-forward u_{ff} .

La Figura 4.40 muestra la corriente inyectada a la red y la corriente en la carga ante el cambio de modo MDR-RS a MCR para una red ideal y para una red con perturbaciones.

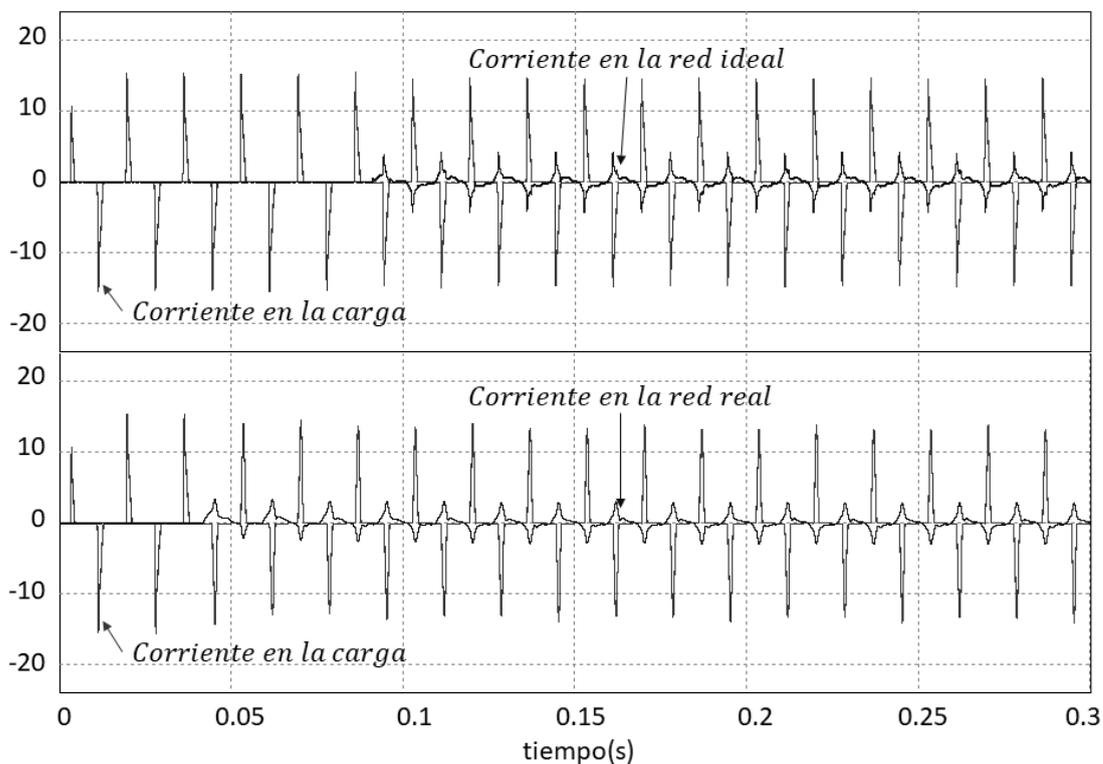


Figura 4.40 Corriente en la carga y corriente inyectada a la red para una carga no lineal típica.

Se muestra claramente que no se controla la forma de onda de la corriente en la red, no obstante, se regula la intensidad de manera que la corriente en el inductor no sobrepase sus consideraciones de diseño como se muestra en la Figura 4.41.

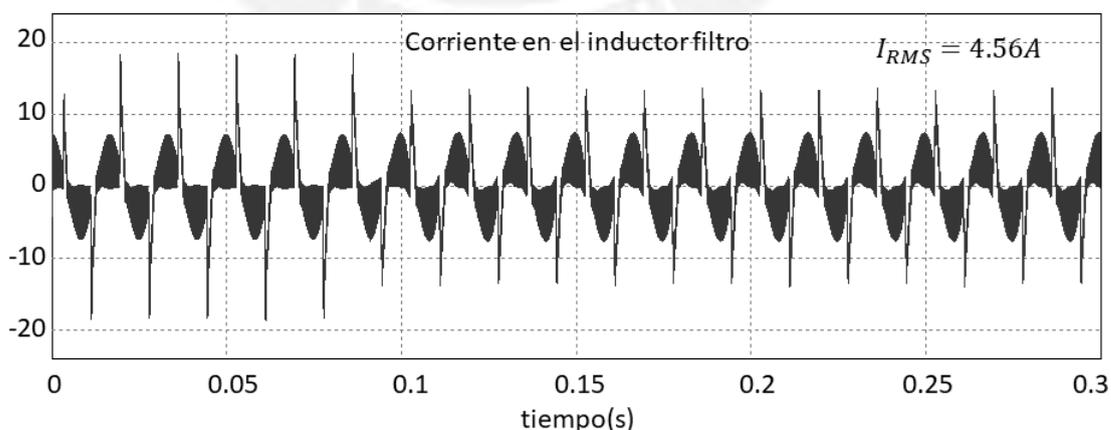


Figura 4.41 Corriente en el inductor filtro durante el cambio de modo MDR-RS a MCR.

La Figura 4.42 muestra la tensión V_{dc} de entrada al puente completo, la cual presenta oscilaciones muy pequeñas con una amplitud máxima de $14\mu V$ con un valor medio

$\bar{V}_{dc} = 380V$. Asimismo, muestra la corriente I_{dc} demandada por el inversor y la carga, con oscilaciones de hasta 13.9A y un valor medio $\bar{I}_{dc} = 642.89mA$.

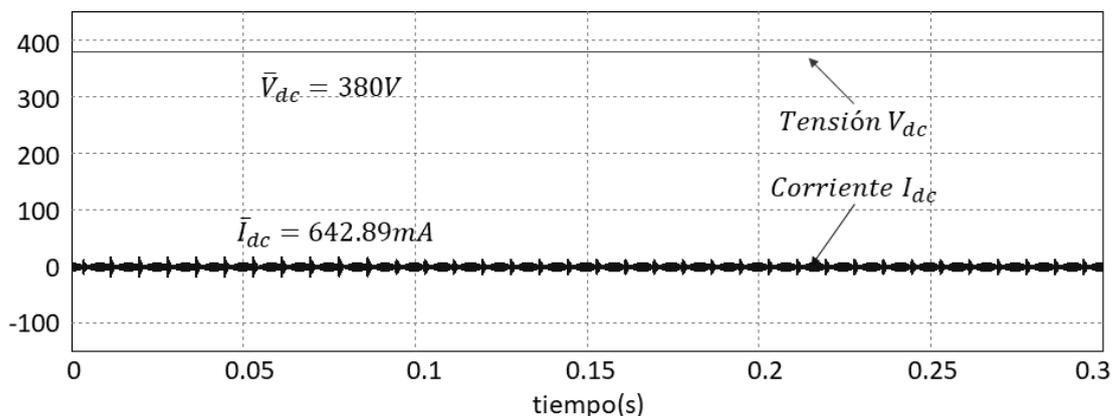


Figura 4.42 Tensión V_{dc} y corriente I_{dc} en modo MCR.

De estos dos resultados, se obtiene que la potencia demandada a la fuente de tensión tiene un valor medio $P_{dc} = 244.3W$, mientras que la potencia consumida en la carga es $P_{carga} = 424.28W$, y la potencia entregada por la red es $P_{red} = 191.04W$, de lo que se concluye que se tiene una eficiencia de 95.46% en la transferencia de potencia ante una carga no lineal típica en modo MCR. En modo MDR-RS los resultados son análogos a los obtenidos en MDR-A, por lo que en la Tabla 4.6 se muestra el resumen de los resultados obtenidos en esta simulación para el modo MCR.

Tabla 4.6 Resultados obtenidos para una carga no lineal típica en modo MCR.

$v_{PCC(RMS)}$	$i_{L_f(RMS)}$	THD	\bar{V}_{dc}	\bar{I}_{dc}	$\bar{P}_{dc} + \bar{P}_{red}$	\bar{P}_{carga}	Eficiencia
220.02V	4.56A	0.72%	380V	642.89mA	435.34W	424.28W	95.46%

En modo MCR, la señal presenta un nivel de error establecido por la inyección del segundo armónico, sin embargo, ante la falla islanding, esta perturbación se incrementa y es usada para detectar la falla. La Figura 4.43 muestra la variación de la perturbación al producirse la falla en una red ideal y en una red con perturbaciones. Se muestra que para una red real, las perturbaciones en modo MCR se incrementan, sin embargo se mantienen muy por debajo de la perturbación ante la falla de islanding. Es por ello que es posible determinar la existencia de la falla analizando su amplitud.

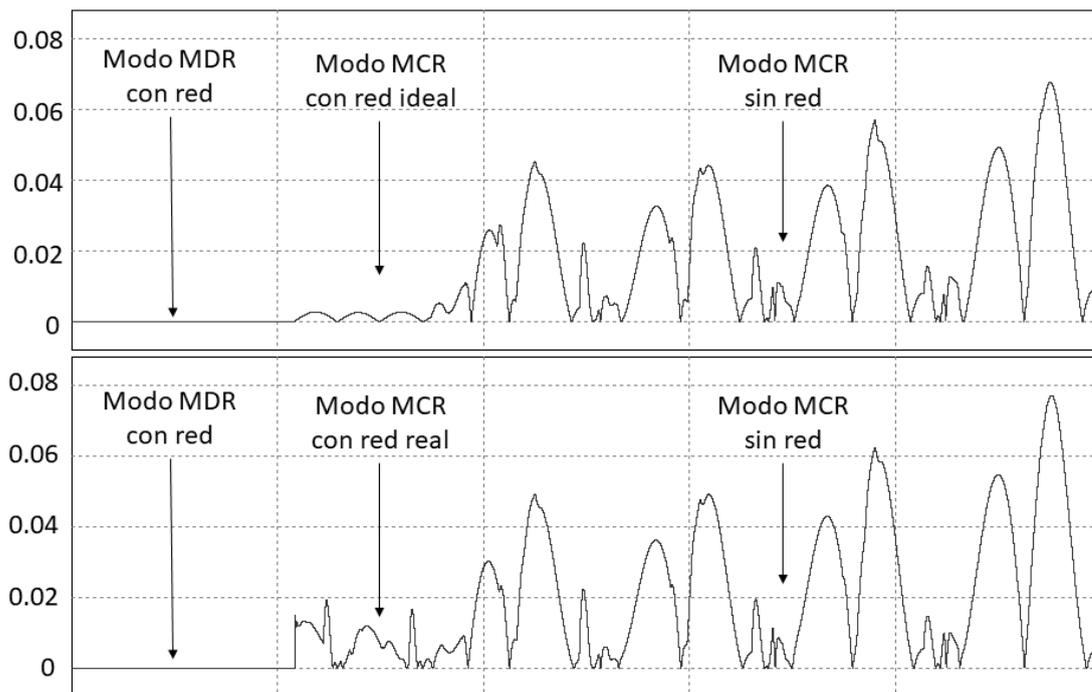


Figura 4.43 Variación de perturbación ante un islanding.

- **Cambios de modo de operación.**

La Figura 4.44 muestra una simulación de 0.3 segundos, en donde se cuenta con una red cambiante, la cual inicia en el tiempo $t=0$ con una fase inicial de 1° , en el tiempo $t=0.075$ es desconectada, en el tiempo $t=0.1$ se reestablece la red con una fase inicial de 5° y finalmente en el tiempo $t=0.25$ se desconecta nuevamente la red. Asimismo, se muestra que los algoritmos son aplicables tanto para una red ideal como para una red con perturbaciones ya que en ambos casos se logra detectar el islanding y se logra resincronizar las tensiones.

De esta manera, se ha corroborado que el control es efectivo tanto en modo MCR y MDR al mantener el nivel de distorsión armónica menor al límite de 8% establecido por la norma. Asimismo han sido validados los algoritmos de sincronización y detección de islanding propuestos para una carga no lineal típica.

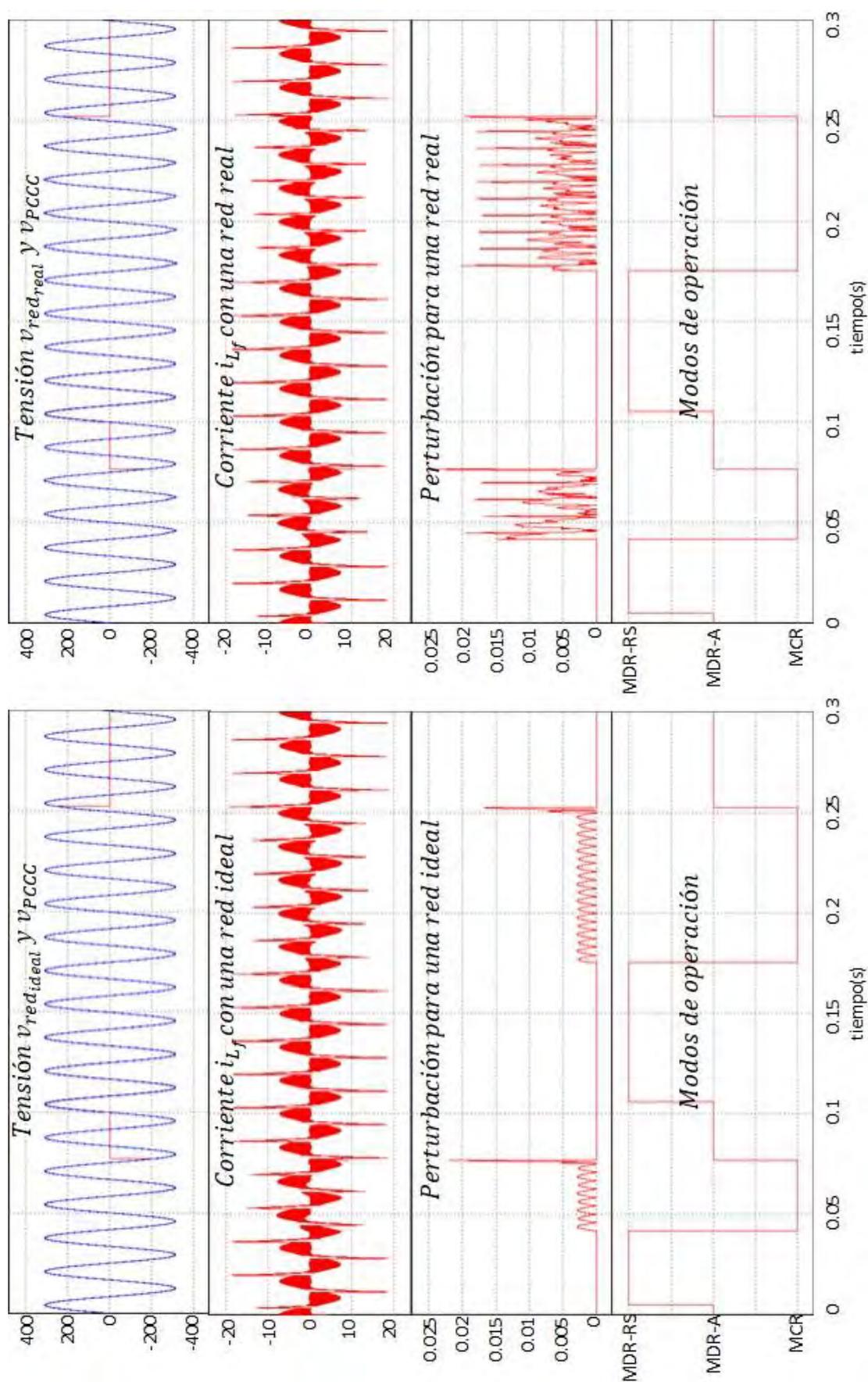


Figura 4.44 Simulación de los modos de operación ante una carga no lineal típica.

4.4 Conclusión del capítulo

En este capítulo se han analizado los resultados de simulación para cargas lineales y no lineales. Asimismo, se ha demostrado que el control propuesto es efectivo, independientemente de la carga, al presentar una distorsión armónica total menor al 1% con una red ideal y menor al 2% con una red con perturbaciones.

También, se ha mostrado que en modo conectado a la red se regula la intensidad de corriente en el inductor, y se reduce el nivel de distorsión armónica en la red ante una carga no lineal. No obstante, la forma de onda en la red debe ser mejorada de manera que se puedan aminorar aún más los armónicos.

Además, se ha demostrado que las modificaciones realizadas al algoritmo de detección de islanding permiten el cambio de modo MCR a MDR-A sin ocasionar grandes perturbaciones y mantener un bajo nivel de THD ante cargas lineales y no lineales. Al considerarse una red con impedancia, el nivel de perturbaciones en modo MCR se incrementa, es por ello que el umbral de detección ha sido diseñado con estas consideraciones para ofrecer una respuesta eficaz en todos los casos.

Finalmente, se ha mostrado que las modificaciones realizadas al algoritmo de resincronización permiten reducir el error de fase respetando las limitaciones de variación de frecuencia establecidos por la norma y pasar del modo MDR-RS a MCR, eliminando los cambios bruscos en la señal de referencia, asimismo se reduce la cantidad de operaciones matemáticas necesarias para su implementación.

CAPÍTULO 5

PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN

5.1. Introducción

Los algoritmos de control, detección y resincronización han sido validados en simulación, por lo que el siguiente paso es llevarlo a la implementación. Para esto, una propuesta del hardware y software necesario es presentada en el siguiente capítulo.

5.2. Hardware necesario

Para la implementación de un circuito inversor controlado se requieren las siguientes tarjetas, las cuales pueden ser implementadas por separado y luego integradas.

5.2.1 Fuente de alimentación

Como se ha validado mediante simulación, una fuente de tensión DC y un capacitor de gran tamaño son necesarios. La fuente debe suministrar 380Vdc y una corriente media de 2A, con picos de hasta 20A. Es por ello que se propone utilizar la fuente DC N8930A de la marca Keysight.



Figura 5.1 Fuente de tensión DC propuesta.

El capacitor debe tener un valor no menor a 2200uF para mantener el nivel de ondulaciones mostrado en simulación o uno de mayor valor para reducirlos, y soportar una tensión no menor a 400V. Por ello se propone el uso de un capacitor electrolítico comercial como se ve en la Figura 5.2.



Figura 5.2 Capacitor filtro para fuente DC propuesto.

5.2.2 Carga

El algoritmo ha demostrado en simulación ser efectivo ante 3 cargas, 2 lineales y una carga no lineal típica. Para la validación de forma experimental se requiere de al menos una de las cargas lineales y una no lineal.

Como carga lineal se propone la utilización de un reóstato de potencia, con un valor de resistencia de 200ohms y que soporte una corriente media mayor a 1.5A.



Figura 5.3 Reóstato propuesto.

Como carga no lineal se propone diseñar una tarjeta que incluya un rectificador de onda completa, un capacitor y una resistencia.

Para el puente de diodos, se requiere que soporten una corriente pico de hasta 20A y corriente media 3A. Por ello se propone utilizar los diodos TO220FP.



Figura 5.4 Diodo rectificador para la carga no lineal propuesta.

Asimismo se requiere un capacitor de 220 μ F 450V, por ello se propone el uso de un capacitor electrolítico comercial como se ve en la Figura 5.5. Como resistencia se puede usar el mismo reóstato de potencia usado como carga lineal.



Figura 5.5 Capacitor para la carga no lineal propuesta.

5.2.3 Puente completo

El puente completo está compuesto por 4 mosfets. Para la selección del dispositivo es necesario tener en cuenta que estará expuesto a una tensión de 380V y a una frecuencia de conmutación de 50kHz, por lo que es necesario que este soporte al menos el doble de tensión. Asimismo es necesario que este soporte una frecuencia de conmutación mayor a los 50kHz para no trabajar en sus límites de operación. Por ello se propone la utilización de los mosfets TO247.



Figura 5.6 Mosfet de potencia propuesto.

Los mosfets requieren un circuito de disparo, por lo que es necesario elaborar una tarjeta driver que genere las tensiones requeridas por el mosfet para su correcta conmutación. Se propone utilizar los opto acopladores para separar el circuito de control del circuito de potencia. Una fuente de tensión DC de +15V y -5V que son las tensiones de disparo de los mosfets, y resistencias y capacitores para completar el circuito.

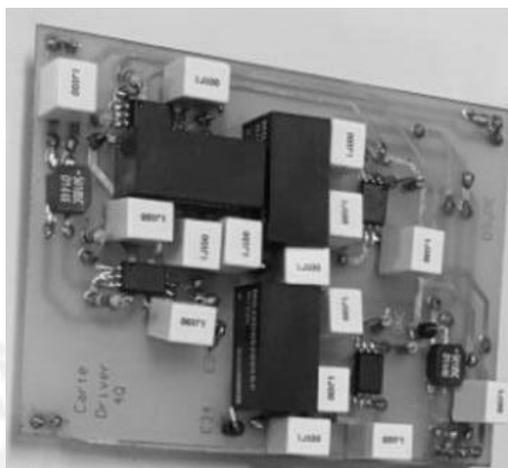


Figura 5.7 Driver propuesto.

5.2.4 Filtro

Como se validó en las simulaciones se requiere de un filtro LC para la atenuación de altas frecuencias y generar una tensión un bajo nivel de perturbaciones.

Para la elaboración del inductor se debe tener en cuenta tanto su valor de inductancia como la corriente pico y media que debe soportar. Es por ello que se propone utilizar el inductor "FIXED IND 500UH 5A 160 MOHM TH".



Figura 5.8 Inductor propuesto.

Para la selección del capacitor se debe tener en cuenta que este debe soportar una tensión eficaz no menor a 400Vac. Por ello se propone utilizar el capacitor "CAP FILM 30UF 10% 875VDC RAD 4LD".



Figura 5.9 Capacitor propuesto.

5.2.5 Sensores

Para la implementación de los algoritmos son necesarios 2 sensores de tensión y uno de corriente. El sensor de tensión debe poder leer una tensión eficaz mayor a los 400Vac, mientras que el sensor de corriente debe soportar una corriente media de 5A y pico de 30A para evitar que estos sufran daños que alteren sus mediciones o en el peor de los casos se quemen. Se propone la implementación de una tarjeta utilizando los sensores LA25-NP y LV25-P y amplificadores operaciones que permitan escalar los niveles de tensión y corriente para su correcta lectura en el ADC del controlador, como se muestra en la Figura 5.10.

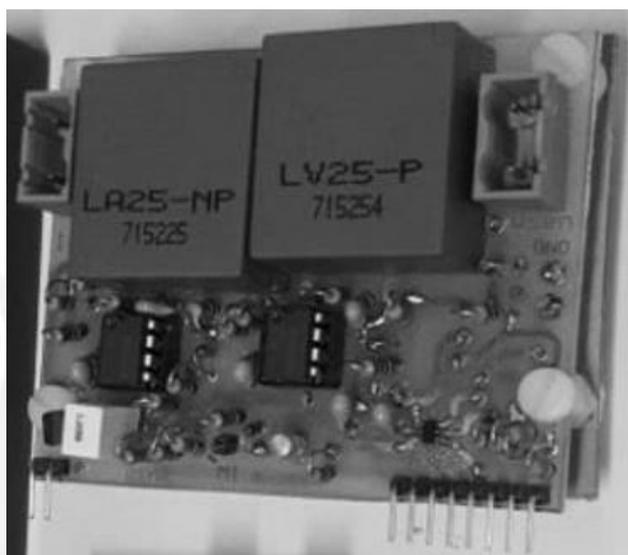


Figura 5.10 Sensores propuestos.

5.2.6 Controlador

Para la selección de la tarjeta de control se debe considerar la frecuencia de conmutación de 50kHz que se ha usado en las simulaciones. Asimismo debe contar con un convertor análogo-digital (ADC) para la lectura de los sensores y un convertor digital-análogo (DAC) para la generación de la señal de control. También debe tener la suficiente memoria para contener los bloques PLLs, Referencia, Modos, Modulador y Controlador. Se propone la utilización de una tarjeta FPGA DEONANO.

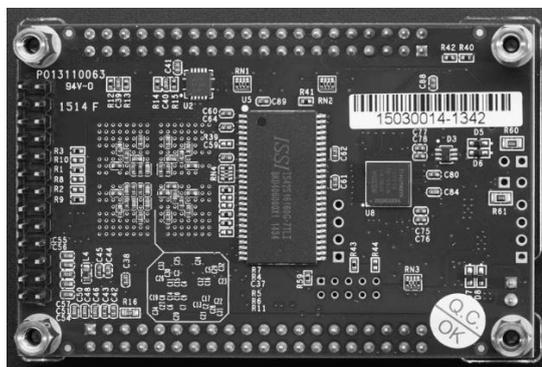


Figura 5.11 Tarjeta de control propuesta.

5.3. Software necesario

La configuración de la tarjeta FPGA se realiza en lenguaje de programación VHDL, por lo que es necesario emplear el software de programación QUARTUS II y otro similar.



Figura 5.12 Software de programación propuesto.

El software MATLAB ofrece el entorno de simulación Simulink, en el cual es posible instalar un toolbox de codificación VHDL llamado DSPBuilder.



Figura 5.13 Herramienta de programación propuesta.

Este permite utilizar bloques de entradas, salidas, sumadores, memorias, y muchos más, que permiten una programación rápida, ya que no se utiliza código directamente, sino que se trabaja con bloques como en una simulación convencional y esta herramienta genera el código, el cual puede ser directamente grabado en la tarjeta FPGA o exportado a Quartus para su optimización.

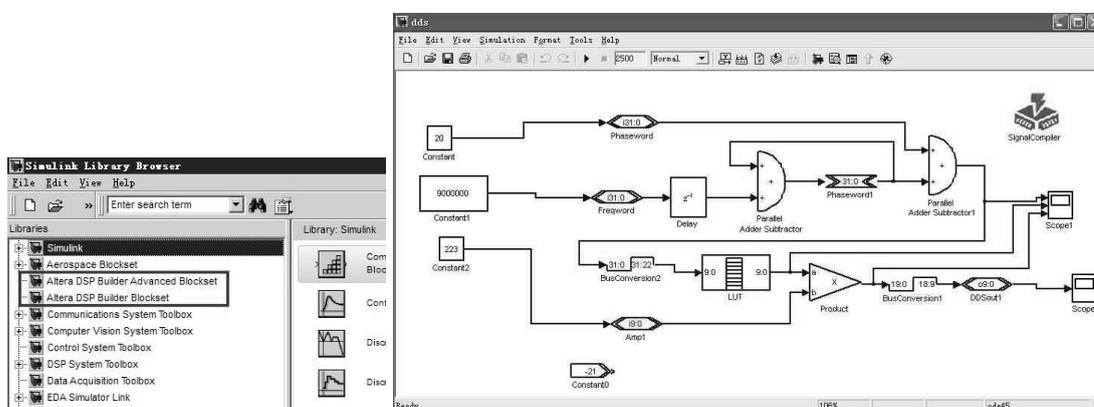


Figura 5.14 DSPBuilder en Simulink.

5.4. Propuesta económica

La Tabla 5.1 muestra los precios del hardware propuesto para la implementación del circuito inversor.

Tabla 5.1 Presupuesto.

Hardware	Precio
Fuente de tensión DC	\$ 9994.00
Diodo rectificador para carga	\$ 2.83
Capacitor DC	\$ 48.93
Capacitor carga	\$ 3.99
Resistor de potencia	\$ 40.32
Mosfet de potencia	\$ 11.56
Driver de disparo	\$ 300.00
Inductor Filtro	\$ 6.39
Capacitor Filtro	\$ 30.34
Tarjeta de sensores	\$ 300.00
Controlador (FPGA)	\$ 150.00

5.5. Propuesta de maqueta

La Figura 5.15 muestra vistas de un modelado en 3 dimensiones de la estructura del inversor, considerando tanto las tarjetas de control, de potencia y drivers.

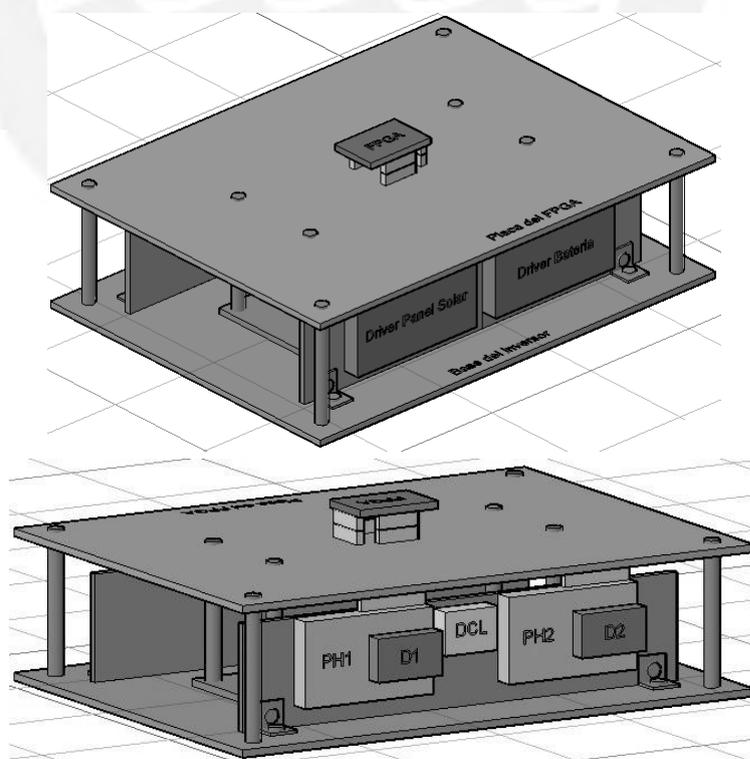


Figura 5.15 Modelado 3D de la estructura del inversor.

5.6. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han utilizado las condiciones de trabajo calculadas en los capítulos anteriores para seleccionar de manera adecuada los elementos pasivos en los circuitos. También se ha propuesto una tarjeta de control que cumple con los requerimientos de velocidad de procesamiento, así como el software de configuración y simulación.

Además, se ha mostrado una tabla de precios estimados para los componentes, drivers de acondicionamiento de señal y tarjeta de control.

Finalmente, se ha modelado la estructura tridimensional del convertidor propuesto para su próxima implementación.



CONCLUSIONES

- Se ha mostrado las ventajas de los sistemas fotovoltaicos sobre los UPSs comerciales, ya que no solo ofrecen un respaldo ante la falla de islanding, asimismo pueden compensar la corriente armónica requerida por la carga, mejorando la calidad de la energía en la red eléctrica monofásica.
- Se ha mostrado que modelar el sistema como un inversor sin carga permite reducir la complejidad del diseño de los controladores, sin reducir la efectividad mediante la inyección de la una señal de control feed-forward que se adapta a la corriente requerida por la carga.
- Se ha mostrado la eficacia del controlador propuesto al mantener el nivel de distorsión armónica total muy por debajo del máximo permitido por la norma tanto en estado conectado como desconectado de la red.
- Se ha realizado mejoras a los algoritmos de detección y resincronización existentes. Estas modificaciones permiten su utilización ante cargas no lineales y reducen la cantidad de operaciones matemáticas requeridas, por lo que se han optimizado recursos y mejorado los resultados.
- Se ha propuesto el hardware y software necesario para la implementación del sistema teniendo en cuenta la necesidad de validar los algoritmos propuestos ante cargas lineales y no lineales.

RECOMENDACIONES

- En este trabajo se ha considerado una fuente de tensión DC ideal y un capacitor filtro de gran valor, sin embargo, este tipo de capacitores reduce el tiempo de vida útil del sistema. Por esto es necesario reemplazar la fuente de tensión por un convertor DC/DC y añadir un lazo de control que regule las oscilaciones con una capacitancia de menor valor, eliminando la necesidad de un material electrolítico.
- En este trabajo se ha compensado parte de la corriente armónica requerida por la carga no lineal, mejorando la calidad de energía en la red eléctrica monofásica. No obstante, la corriente inyectada a la red no ha sido controlada en su totalidad, por lo que se recomienda utilizar un lazo de control adicional para regular la forma de onda y la amplitud de dicha corriente.



BIBLIOGRAFÍA

- 1159, I. S. (2009). IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality. *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, c1-81.
- 519, I. S. (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, 1-29.
- Agencia Internacional de Energía (AIE). (2014). [www.datos.bancomundial.org](http://datos.bancomundial.org). Obtenido de <http://datos.bancomundial.org/indicador/EG.USE.ELEC.KH.PC?end=2014&locations=PE&start=2000&view=chart>
- Blaabjerg, M. C. (2006). A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator. *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1-6.
- Blaabjerg, M. C. (2010). Accurate and Less-Disturbing Active Antiislanding Method Based on PLL for Grid-Connected Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6), 1576-1584.
- Boroyevich, D. D. (2011). On Zero Steady-State Error Voltage Control of Single-Phase PWM Inverters With Different Load Types. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), 3285-3297.
- Castilla, J. M. (2003). A wireless controller for parallel inverters in distributed online UPS systems. *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, 2, 1637-1642.
- Celi, F. A. (2017). Bidirectional multiport microinverter and grid-multimode-operation control for a non-linear load. *2017 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 1-6.
- Doval-Gandoy, A. G. (2011). Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11), 5231-5250.
- Doval-Gandoy, A. G. (2014). Tuning Method Aimed at Optimized Settling Time and Overshoot for Synchronous Proportional-Integral Current Control in Electric Machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3041-3054.
- Doval-Gandoy, A. V.-C. (2013). Assessment and Optimization of the Transient Response of Proportional-Resonant Current Controllers for Distributed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4), 1367-1383.
- Gaubert, Y. D. (2013). Voltage control of a single distributed generation unite in autonomous mode operation under unbalance and non-linear load conditions. *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, 1-6.

- Girona, U. d. (2015). *www.eia.udg.es*. Obtenido de Curso de Calidad en el Servicio Eléctrico: http://eia.udg.es/~secse/curso_calidad/curso_calidad_de_servicio_electrico_tema_1.pdf
- Hansen, M. L. (2005). Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281-1291.
- Higashino, T. K. (1988). Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2), 281-287.
- Kennel, A. A. (2016). Proportional-resonant controller design for quasi-Z-source inverters with LC filters. *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3558-3563.
- Kong, D. G. (2009). Optimized Design of Stationary Frame Three Phase AC Current Regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(11), 2417-2426.
- Lucas, A. v. (1996). DSP control of high-power UPS systems feeding nonlinear loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(1), 121-125.
- Martínez, J. C. (2015). *www.cubasolar.cu*. Obtenido de Sistemas fotovoltaico conectado a la red eléctrica: <http://www.cubasolar.cu/biblioteca/Energia/Energia40/HTML/articulo05.htm>
- Mauch, A. T. (1997). Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections. *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, 1(1), 94-100.
- Moreno, C. T. (2013). Reconfigurable Control Scheme for a PV Microinverter Working in Both Grid-Connected and Island Modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4), 1582-1595.
- Osinergmin. (2013). *www.osinergmin.gob.pe*. Recuperado el 27 de Enero de 2017, de <http://www.osinergmin.gob.pe/newweb/uploads/Publico/OficinaComunicaciones/EventosRealizados/Forolca/1/4%20Redes%20Inteligentes%20-%20L.Sayas.pdf>
- Osinergmin. (2016). *www.osinergmin.gob.pe*. Obtenido de <http://www.osinerg.gob.pe/Paginas/ARIAE-XX/uploads/Energias-renovables-competitivas-ARIAE.pdf>
- Senamhi. (2016). *www.senamhi.gob.pe*. Obtenido de http://www.senamhi.gob.pe/pdf/Atlas%20de_Radiacion_Solar.pdf
- Shahani, R. K. (2016). Symmetrical Components-Based Modified Technique for Power-Quality Disturbances Detection and Classification. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4), 3443-3450.
- Skutt, D. D. (2012). Modes of Operation and System-Level Control of Single-Phase Bidirectional PWM Converter for Microgrid Systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(1), 93-104.

Zhang, Z. Y. (2014). Double fundamental frequency PLL with second order generalized integrator under unbalanced grid voltages. *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 108-113.

