

**Departamento
de Ingeniería
Electrónica**



**UNIVERSIDAD
POLITÉCNICA
DE VALENCIA**



**Grupo de
Sistemas
Electrónicos
Industriales**



**Reconfiguración de controladores para inversores
fotovoltaicos con almacenamiento de energía en DC
operando como generadores autónomos en una
microrred.**

TESIS DOCTORAL

PRESENTADA POR:

D. David Velasco de la Fuente

DIRIGIDA POR:

Dr. Gabriel Garcerá Sanfeliú

Dr. Emilio Figueres Amorós

Valencia, 2012

**A Claire et l'écureuil
qui arrivera bientôt**

Gracias a todos los que han contribuido a hacer posible este proyecto, en especial a mis padres y mi mujer que me apoyaron y empujaron a hacerlo desde el principio. Gracias a toda la gente del departamento por los buenos momentos que pasamos juntos y a Gabi y Emilio por su tutela y consejos.

Resumen

La presente tesis doctoral reporta el diseño y la construcción de un convertidor electrónico fotovoltaico destinado a operar en el entorno de las microrredes.

Las microrredes basadas en energías renovables están tomando más importancia en los últimos años, por lo que resulta necesario mejorar las capacidades de las mismas. Las microrredes son agrupaciones de recursos de generación, almacenamiento, distribución eléctrica y cargas gestionadas desde la propia instalación, que pueden funcionar tanto conectados a la red eléctrica como aislados de la misma.

El sistema desarrollado es capaz de operar tanto con la microrred conectada a la red principal como con la microrred aislada. El cambio entre ambos estados se realiza mediante transiciones suaves que no afectan a las cargas. Este emplea diferentes controles para los diferentes estados y presenta igualmente la posibilidad de trabajar en paralelo con otros equipos sin necesidad de comunicaciones entre ellos.

El equipo dispone de un sistema de almacenamiento de energía en baterías que permite mejorar el servicio cuando la microrred se encuentra aislada. El almacenamiento de energía se realiza en corriente continua mediante un convertidor DC/DC conectado a la DC_link del inversor. El sistema de almacenamiento de energía permite energizar las cargas a pesar de que la energía requerida por estas sea mayor que la entregada por los paneles fotovoltaicos. En el caso en el que la generación sea mayor que la carga, el exceso de energía puede ser almacenado en las baterías.

Las simulaciones y los resultados experimentales presentados llevados a cabo en un prototipo de 3 kW confirman el correcto funcionamiento del equipo en diferentes situaciones.

Abstract

This Ph.D. Thesis is about the design and implementation of an electronic photovoltaic (PV) power converter working in a microgrid environment.

Microgrids based on renewable energies have raised a great interest in the last years. Thus, improving the microgrids capabilities becomes a crucial point. The microgrids are composed by clusters of micro generation power sources, storage elements, loads and power distribution managed autonomously, which can operate either connected to the public electric grid or isolated from it.

This work shows a PV power electronic converter with battery backup which is able to operate in both situations, i.e., in grid connection operation mode or isolated from the grid. It is shown that the converter can switch between both operation modes undergoing smooth transitions that do not affect the loads connected to the microgrid. The system adapts its control configuration to each operation mode, being able to work in parallel with other power conversion equipments with no communication links among converters.

The backup energy storage based on batteries provides a secure supply of power for the loads when the microgrid is isolated and the PV source doesn't provide enough energy. The energy storage is done in direct current through a DC/DC converter connected to the DC link of the inverter. When the generated PV power is higher than the load demand, the excess of energy can be stored in the batteries.

The presented simulation and experimental results carried out on a 3 kW prototype confirm that the system works properly in various situations.

Resum

Aquest document reporta el disseny i la construcció d'un convertidor electrònic destinat a operar en l'entorn de les microxarxes amb energia fotovoltaica.

Les microxarxes estan tenint més importància cada vegada i la seua implementació a gran escala està més pròxima. Per aquest motiu resulta interessant treballar en l'obtenció d'equips destinats a millorar les capacitats de les microxarxes. Les microxarxes són agrupacions de recursos de generació, emmagatzemament, distribució elèctrica i càrregues gestionades des de la mateixa instal·lació, que poden funcionar tant connectades a la xarxa elèctrica com aïllades d'aquesta.

L'equip desenvolupat és capaç d'operar tant amb la microxarxa connectada a la xarxa principal com amb la microxarxa aïllada. El canvi entre ambdós estats es realitza mitjançant transicions suaus que no afecten les càrregues. L'equip empra diferents controls per als diferents estats. L'equip presenta igualment la possibilitat de treballar en paral·lel amb altres equips sense necessitat de comunicacions entre aquests.

El sistema disposa d'un sistema d'emmagatzemament d'energia en bateries que permet millorar el servei quan la microxarxa es troba aïllada. L'emmagatzemament d'energia es realitza en corrent continu mitjançant un convertidor DC/DC connectat a la DC_link del inversor. El sistema d'emmagatzemament d'energia permet energitzar les càrregues a pesar que l'energia requerida per aquestes siga major que l'entregada pels panells fotovoltaics. En els casos en què la generació és major que la càrrega, l'excés d'energia es pot emmagatzemar en les bateries.

El document presenta tant el disseny com els resultats obtinguts en simulació i experiments de l'equip treballant en diferents situacions. Els resultats obtinguts confirmen el bon funcionament del sistema.

Listado de abreviaturas y símbolos

AC	Corriente alterna
ACC	Control de corriente media
β_{dcde}	Ganancia de sensado de tensión del DC/DC
β_{INV}	Ganancia de sensado de tensión del inversor
C	Condensador del filtro de salida del inversor
CIC	Control modo corriente de pico
C_{CD}	Condensador del bus de continua
D	Ciclo de trabajo
DC	Corriente continua
$DClink$	Bus de continua
DC/DC	Convertidor de continua a continua
DC/AC	Convertidor de continua a alterna
$Dd_{inv}(s)$	Función de transferencia del retardo digital
DG	Generación distribuida
$EERR$	Energías renovables
F_{M_INV}	Ganancia del modulador PWM del inversor
F_{M_dcde}	Ganancia del modulador PWM del DC/DC
F_{s_inv}	Frecuencia de conmutación del inversor
$G_{iL_d}(s)$	Función de transferencia de la corriente en el inductor en función del ciclo de trabajo del inversor
$G_{iLbat_d}(s)$	Función de transferencia de la corriente en el inductor en función del ciclo de trabajo del DC/DC
$G_{i_INV}(s)$	Controlador de corriente del inversor
$G_{v_INV}(s)$	Controlador de tensión del inversor
G_{i_dcde}	Controlador de corriente del DC/DC
$G_{v_dcde}(s)$	Controlador de tensión del DC/DC
I_{in}	Corriente de entrada al inversor
I_L	Corriente en el inductor de salida del inversor

I_{bat}	Corriente de salida de la baterías
I_{MPPT}	Corriente en el punto de máxima potencia
I_O	Corriente de salida del inversor
I_{PV}	Corriente del panel solar
K_{i_pll}	Constante integral regulador PI del PLL
K_{p_pll}	Constante proporcional regulador PI del PLL
K	Porcentaje de perturbación introducido por el método de islanding
K_p	Constante proporcional regulador PI
L	Inductancia del filtro de salida del inversor
L_g	Inductancia de red
L_{bat}	Inductancia de salida del DC/DC
m	Coefficiente <i>droop</i> para la frecuencia
m_a	Índice de modulación en amplitud
m_f	Índice de modulación en frecuencia
$MPPT$	Técnica seguimiento del punto de máxima potencia
n	Coefficiente <i>droop</i> para la tensión
P	Potencia activa
PCC	Punto de conexión común
PI	Controlador proporcional integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
P_{OUT}	Potencia de salida del inversor
P_{BAT}	Potencia de salida de las baterías
P_{PV}	Potencia entregada por los paneles
P_{PV_MPP}	Potencia del panel en el punto de máxima potencia
Q	Potencia reactiva
Q_f	Factor de calidad
R_d	Resistencia de <i>damping</i> filtro LCL
R_{i_dc}	Ganancia del sensor de corriente del DC/DC

R_{i_INV}	Ganancia del sensor de corriente del inversor
SFR	Marco de referencia síncrono
$S_{I_1}^*, S_{I_2}^*$	Interruptores de potencia del DC/DC
$S_{I_1}, S_{I_2}, S_{I_3}, S_{I_4}$	Interruptores de potencia del inversor
S_o	Potencia base del sistema
THD_i	Distorsión armónica total de la corriente
THD_v	Distorsión armónica total de la tensión
$T_i(s)$	Ganancia de lazo del control de la corriente
$T_v(s)$	Ganancia de lazo del control de tensión
V_{AB}	Tensión a la salida del puente de IGBTs del inversor
$V_{pp_Triangular}$	Tensión pico a pico de la señal triangular portadora
V_{PV}	Tensión de la DCLink
V_O	Tensión de salida del inversor
V_{bat}	Tensión de baterías
V_{red}	Tensión de red
V_{MPPT}	Tensión en el punto de máxima potencia
ω_C	Frecuencia de corte del filtro en rad/s
ω_l	Frecuencia de la red eléctrica en rad/s
ω_{res}	Frecuencia de resonancia del filtro LCL en rad/s
ω_S	Frecuencia de conmutación en rad/s
Y_k	Medición de amplitud del segundo armónico
Z_0	Impedancia base del sistema

Tabla de contenido

<i>CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN</i>	3
1.1 Microrredes	4
1.2 Tipos de microrredes	6
1.3 Inversores en microrredes	8
1.4 Almacenamiento en microrredes	10
1.5 Sistema propuesto	14
1.6 Esquema del documento	15
<i>CAPÍTULO II. JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS</i>	19
2.1 Objetivos generales	19
2.2 Objetivos particulares	20
<i>CAPÍTULO III. SISTEMA CONVERTIDOR DE POTENCIA</i>	23
3.1 Inversor monofásico	24
3.1.1 Modulación PWM.....	25
3.1.2 Componentes pasivos del Inversor	27
3.2 Convertidor DC/DC	32
3.2.1 Baterías	34
3.2.2 Componentes pasivos del DC/DC.....	35
3.3 Modelos en pequeña señal	36
3.3.1 Modelo del conmutador PWM.....	37
3.4 Conclusiones del capítulo	39
<i>CAPÍTULO IV. CONTROL DEL SISTEMA EN MODO RED</i>	43
4.1 Control del inversor	43
4.1.1 Modelo en pequeña señal del inversor con conexión a red	44
4.1.2 Control del inversor	48
4.1.3 Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT)	55
4.1.4 Phase-Locked Loop (PLL).....	57
4.2 Control del convertidor DC/DC	58
4.2.1 Modelo del DC/DC en pequeña señal en red	62

4.2.2	Control del DC/DC	63
4.3	Resultados de simulación	66
4.3.1	Simulación del Inversor	67
4.3.2	Simulación del DC/DC	69
4.3.3	Simulación del sistema completo	70
4.4	Resultados experimentales.....	73
4.4.1	Resultados del Inversor.....	73
4.4.2	Resultados del DC/DC.....	77
4.4.3	Resultados del sistema completo	78
4.5	Conclusiones del capítulo.....	80
<i>CAPÍTULO V. ESQUEMAS DE DETECCIÓN DE ISLANDING.....</i>		85
5.1	Introducción a los métodos de detección de islanding	85
5.1.1	Variación de la potencia activa y de la potencia reactiva.....	86
5.1.2	Métodos de Frecuencia de General Electric (GEFS)	87
5.1.3	Método de medición de impedancia	89
5.2	Propuesta de un nuevo método basado en el algoritmo Goertzel	92
5.2.1	Generación de la perturbación	92
5.2.2	Algoritmo aplicado para la detección de la perturbación.....	94
5.2.3	Cálculo del valor umbral.....	96
5.3	Resultados de simulación	98
5.4	Resultados experimentales.....	103
5.5	Conclusiones del capítulo.....	105
<i>CAPÍTULO VI. CONTROL PARA OPERACIÓN EN MODO ISLA.....</i>		109
6.1	Control del inversor en isla.....	110
6.1.1	Modelo del inversor en isla.....	110
6.1.2	Control del inversor	111
6.2	Control del convertidor DC/DC	116
6.2.1	Modelo del DC/DC en isla.....	119
6.2.2	Control del DC/DC	120
6.3	Resultados de simulación	124
6.3.1	Resultados de simulación del inversor	124
6.3.2	Resultados de simulación inversor con carga no lineal.....	126
6.3.3	Resultados de simulación convertidor DC/DC	130

6.3.4	Resultados de simulación sistema completo	132
6.4	Resultados Experimentales.....	135
6.4.1	Resultados experimentales del inversor	136
6.4.2	Resultados experimentales del convertidor DC/DC.....	138
6.4.3	Resultados experimentales del sistema completo	140
6.5	Conclusiones del capítulo.....	146
	<i>CAPÍTULO VII. TRANSICIÓN ENTRE MODOS DE CONTROL.....</i>	<i>149</i>
7.1	Reconfiguración de controladores	149
7.2	Resultados de simulación	151
7.2.1	De red a isla	152
7.2.2	De isla a red	156
7.3	Resultados experimentales.....	159
7.3.1	De red a isla	160
7.3.2	De isla a red	163
7.4	Conclusiones del capítulo.....	167
	<i>CAPÍTULO VIII. PARALELIZACIÓN DE EQUIPOS..</i>	<i>171</i>
8.1	Esquemas droop	171
8.2	Resultados de simulación	177
8.3	Conclusiones del capítulo.....	189
	<i>CAPÍTULO IX. CONCLUSIONES FINALES.....</i>	<i>193</i>
	<i>CAPÍTULO X. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN</i>	<i>..... 197</i>
	<i>Anexos.....</i>	<i>201</i>
Anexo I.	Montaje experimental	201
	<i>REFERENCIAS.....</i>	<i>207</i>
	<i>PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS.....</i>	<i>217</i>

CAPÍTULO I

Introducción

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN

El consumo de energía es uno de los grandes medidores del progreso y bienestar de una sociedad. El concepto de "crisis energética" aparece cuando las fuentes de energía de las que se abastece la sociedad se agotan. Un modelo económico como el actual, cuyo funcionamiento depende de un continuo crecimiento, genera una demanda igualmente creciente de energía. Puesto que las fuentes de energía fósil y nuclear son finitas, es inevitable que sin el aporte de las energías renovables la demanda no pueda ser abastecida y todo el sistema colapse.

Además de la problemática presentada en el punto anterior, se suma que el abuso de las fuentes de energía como el petróleo o el carbón agrava los problemas de contaminación, de gases de efecto invernadero y la perforación de la capa de ozono.

Los acuerdos internacionales para la reducción de emisiones (Protocolo de Kyoto) y las directivas europeas en relación con el aumento de la generación eléctrica a partir de fuentes renovables y la protección del medio ambiente apuntan que el crecimiento de potencia instalada de energías renovables se va a incrementar notablemente en los próximos años. A pesar del incremento de las energías renovables los combustibles fósiles continuarán sufriendo una parte del consumo energético [1]. Estos cambios constituyen un motivo de peso para centrar nuestros esfuerzos en perfeccionar el sistema eléctrico.

El aumento de las energías renovables también es sinónimo de descentralización de la generación de energía, creándose una red mucho más uniforme con la generación más próxima al consumo, hecho que beneficia a la reducción de las pérdidas en el transporte. Este acercamiento de los puntos de generación a los de consumo se denomina generación distribuida (DG) [2].

El hecho de contar con una generación distribuida nos puede aportar beneficios. Al localizarse la generación cercana al consumo existe la posibilidad de crear dispositivos capaces de dar servicio a los consumidores sin presencia de la red de distribución o de transferir energía a esa cuando esté conectada. Los sistemas capaces de realizar esto son denominados microrredes [3]. Por otra parte esto nos plantea otra serie de problemas que debemos solucionar, los cuales han sido objeto de estudio.

1.1 Microrredes

Una microrred tiene la capacidad de importar y exportar de forma flexible energía desde y hacia la red, controlar el flujo de potencia activa y potencia reactiva, y manejar el almacenamiento de energía [4]. La Figura 1-1 muestra el esquema de una microrred, la cual puede operar conectada a red o en modo isla.

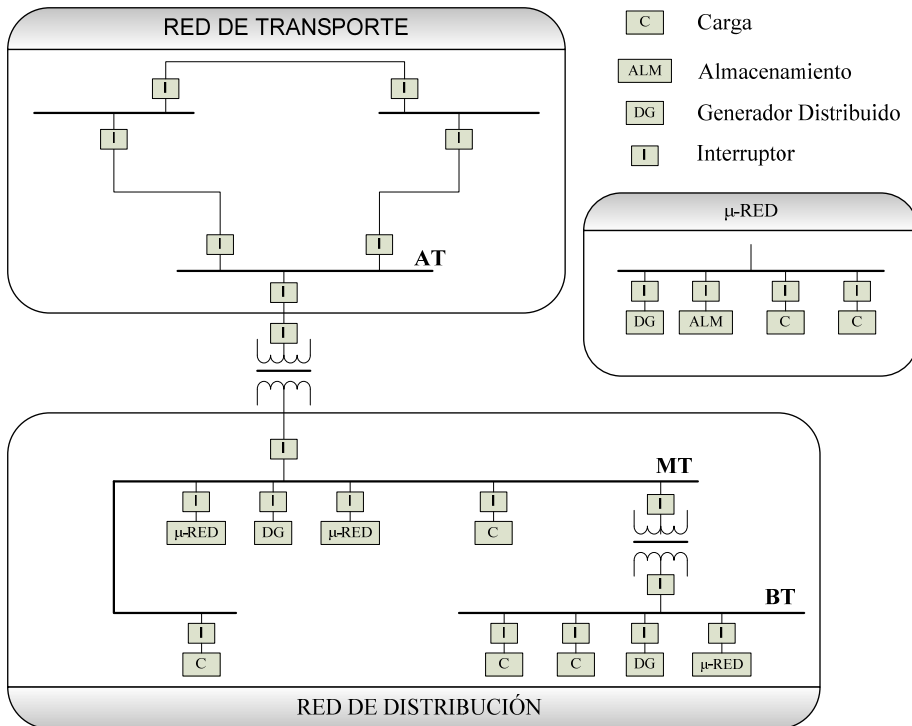


Figura 1-1 Esquema de micro-red

En [4] y [5] la microrred se define como una agregación de cargas y micro-generadores operando como un sistema único que provee potencia. El funcionamiento y control de la mayoría de las micro-fuentes están basados en electrónica de potencia, con lo que poseen la flexibilidad necesaria para garantizar la operación de todo el sistema como uno único. Este control flexible permite a la microrred presentarse al sistema eléctrico como una unidad controlable que abastece las necesidades locales con fiabilidad y seguridad.

Por lo tanto en esta definición no está especificado si la microrred debería estar conectada o aislada de la red de distribución.

En [6] el concepto de microrred propone integrar un gran número de unidades de micro-generación sin interrumpir la operación de la red. Mediante una coordinación inteligente de las cargas y de la micro-generación, la microrred podría suponer menos problemas al operador de la red que la micro-generación convencional. Incluso la microrred podría proveer servicios auxiliares como control de tensión local. Además, potencialmente, durante los fallos en la red general, las microrredes podrían desconectarse y operar autónomamente. Esta operación puede potencialmente aumentar la fiabilidad de suministro al cliente final.

En esta definición, por tanto, esta explícitamente incluida la posibilidad de conexión o desconexión de la microrred de la red pública de distribución.

Sin embargo, en ninguna de las dos definiciones está especificada la tensión de operación o la tensión del punto de conexión de las microrredes. El concepto de microrred puede ser implementado tanto en Baja como en Media Tensión, dependiendo de la aplicación, potencia de pico y localización.

Evolución del concepto microrred:

El concepto general de microrred como pequeño sistema eléctrico ha estado tradicionalmente asociado a localizaciones remotas donde la electrificación no era posible desde el punto de vista técnico, económico o ambiental.

Considerando las definiciones de microrred previamente consideradas, un subsistema eléctrico de potencia podría ser identificado como microrred cuando incluye:

- micro-fuentes o unidades de almacenamiento cerca de las cargas
- características inteligentes y control para gestionar la energía generada de forma local
- la posibilidad de funcionar tanto conectada como aislada de la red pública de distribución

La actual red pública de distribución evolucionará gradualmente a un conjunto de microrredes según se va invirtiendo en soluciones que lo posibiliten.

Barreras en la legislación española para la implementación de microrredes:

No existe ningún estándar ni legislación que regule el concepto de microrredes, aunque recientemente ha sido publicada la recomendación IEEE P1547.4 aplicado a DG y sistemas aislados.

Para la implementación de una microrred necesitaremos desarrollar y controlar diversos aspectos importantes que se detallan a continuación.

- Es necesario disponer de mecanismos de detección de islanding que nos permitan descubrir la situación de isla para cambiar el método de trabajo de los inversores.
- Se debe desarrollar una estructura en los inversores que permita trabajar de modo aislado a la red, de modo que la tensión esté controlada, (los inversores habitualmente trabajan en modo corriente con una tensión fijada por el sistema).
- Es necesario estudiar los problemas de paralelización de inversores.
- Hay que estudiar los cambios de estructura de trabajo de los inversores para evitar problemas de inestabilidades.
- Las micro-redes incluyen el concepto de almacenamiento de energía por lo que se debe definir donde almacenar esta energía y proponer una topología que nos permita gestionar el almacenamiento.

¿Qué oportunidades nos ofrecen las microrredes en el mercado energético?

- Eficiencia energética
- Reducción de emisiones
- Incremento de la penetración de la EERR
- Reducción del coste energético
- Incremento de la seguridad de suministro y participación en servicios auxiliares
- Minimización de las pérdidas eléctricas

1.2 Tipos de microrredes

Dentro del concepto de microrred caben múltiples posibilidades de implementación. La primera gran diferenciación que se puede realizar es en el

tipo de corriente empleado en la microrred donde existen dos tendencias, las microrredes en corriente alterna y en corriente continua.

En trabajos como los presentados en [7], [8], [9] plantean la implementación de microrredes basadas en corriente continua. Estos sistemas son conectados a la red eléctrica mediante convertidores AC/DC y trabajan con buses de continua donde se conectan las diferentes fuentes de energía, almacenamiento y cargas. Las cargas AC se alimentarían a través de un convertidor. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de microrred en DC.

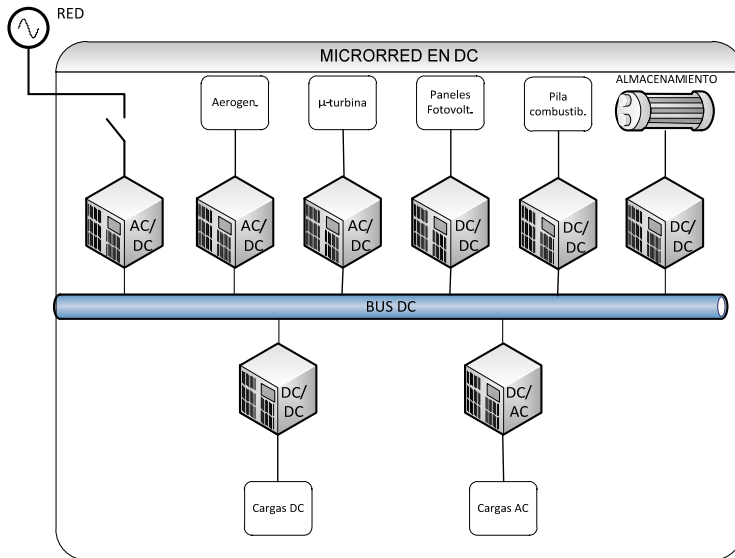


Figura 1-2 Ejemplo de microrred en DC

Dentro de las microrredes que trabajan con el bus en DC se podrían distinguir varios tipos en función de las tensiones a las que trabajan. Una opción consiste en trabajar a tensiones que resulten directamente de la rectificación de la red eléctrica, o trabajar a tensiones DC estándar como pueden ser los 48V empleados en múltiples trabajos [9].

La segunda topología posible consiste en las microrredes AC. En este tipo de microrredes todos los elementos se conectan a un mismo bus AC por el que se lleva a cabo el intercambio de energía. El bus se conecta en un único punto a la red eléctrica permitiendo la interacción con esta. La Figura 1-3 muestra una posible configuración de microrred en AC.

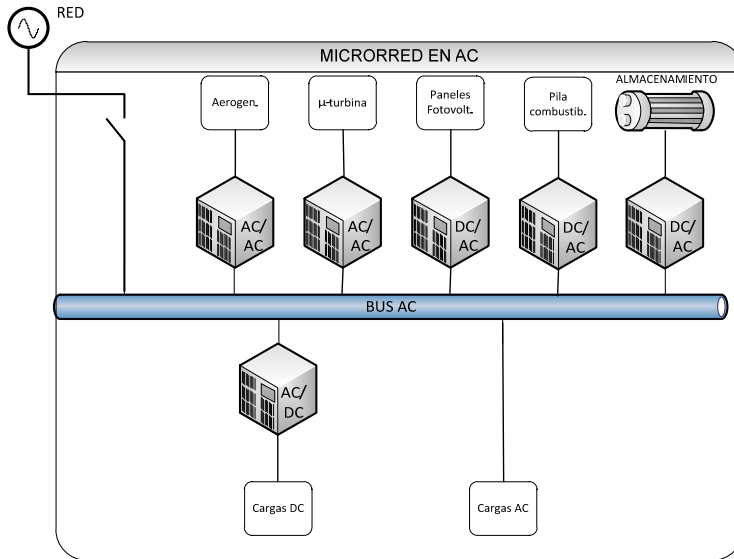


Figura 1-3 Ejemplo de microrred en AC

Dentro de las microrredes en AC se barajan varias posibilidades en función de la tensión a la que se opere. Aunque la mayoría de sistemas que se presentan operan en baja tensión, existen algunos trabajos que operan en media tensión como por ejemplo en [10]

1.3 Inversores en microrredes

La mayoría de los inversores conectados a la red actúan como fuente de corriente en fase con la tensión de la red para inyectar energía a la red [6]. El control de dicho inversores ha sido perfeccionado a lo largo de los años hasta obtener sistemas eficientes para su funcionamiento en red. Como consecuencia de esto, muchas empresas fabrican inversores diseñados para su funcionamiento en red.

Se pueden encontrar múltiples estudios que muestran el funcionamiento de inversores operando en modo red y en modo isla. Una posible solución para esto es la utilización de los métodos *droop*. Estos métodos consisten en la implementación de una estrategia en los inversores que emula el comportamiento de los generadores eléctricos de manera que se reparta la carga

de manera equitativa entre unidades en paralelo. Este método permite la operación de múltiples unidades en paralelo evitando el uso de comunicaciones entre equipos. En [4] y [12] el inversor es controlado mediante los esquemas *droop* en ambos modos de funcionamiento. De este modo el inversor actúa siempre como fuente de tensión, incluso conectado a la red. De esta manera las estrategias de control del inversor son diferentes a las adoptadas por los inversores comerciales.

En [13] se describe un sistema que en operación normal conectado a red opera como fuente de corriente constante para inyectar una energía predefinida a la red. Cuando la red deja de estar presente, cada inversor detecta la situación de islanding y cambia el control a modo fuente de tensión. En este modo el inversor proporciona una tensión constante a la carga partiendo de una referencia de tensión fija. Por otra parte se propone un sistema de control de carga y un algoritmo de sincronización para la reconexión de la red. En el artículo se menciona como realizar la paralelización de inversores en isla.

En [14] se presenta un inversor monofásico para operación en microrredes que asegura una transición suave entre los modos de red e isla. Esto se realiza manteniendo un reparto de potencias preciso entre unidades en paralelo con buena calidad de las formas de onda de la salida. El sistema completo incorpora varios niveles de control, uno por encima de los inversores que establece en cada equipo el modo de funcionamiento y establece el reparto de corrientes entre inversores, implementado mediante un bus CAN. El problema que presenta este sistema es que requiere un bus de comunicaciones para funcionar correctamente lo que incrementa los costos.

En otros estudios como en [15] y [16] se proponen esquemas de control reconfigurable basados en tipos de control muy simples y efectivos. Este control está compuesto de múltiples lazos de control lineales PI internos y externos que controlan las variables de estado del sistema. Por otra parte no se especifica como son paralelizados los inversores.

Visto esto, este trabajo pretende mostrar un control para inversores reconfigurable basado en múltiples lazos de control incluyendo el empleo de los esquemas *droop* cuando funciona en isla. Cuando trabaja en modo red el inversor funciona como fuente de corriente al igual que los inversores comerciales, el lazo interno controla la corriente de salida mientras que el lazo externo regula la tensión de continua de entrada al inversor. En modo isla se

mantiene el lazo interno de corriente sustituyéndose el lazo externo de tensión que pasa a controlar tensión de salida siguiendo la referencia ofrecida por los métodos *droop*. La utilización de los esquemas *droop* nos asegura el paralelizado de múltiples unidades sin necesidad de comunicaciones entre ellas.

Adicionalmente se mostrará que el sistema propuesto permite realizar transiciones suaves entre diferentes modos de control sin transitorios peligrosos para las cargas o los generadores.

1.4 Almacenamiento en microrredes

Según se definió anteriormente dentro de la definición de microrred se incluye el concepto de almacenamiento de energía. Los autores proponen múltiples soluciones a este problema.

En primer lugar se puede distinguir en función del tipo de almacenamiento empleado. En el entorno de las microrredes son múltiples los sistemas empleados de los cuales a continuación se describen brevemente algunos de los más relevantes separados a su vez en diferentes grupos como se muestra en la Figura 1-4 [17]:

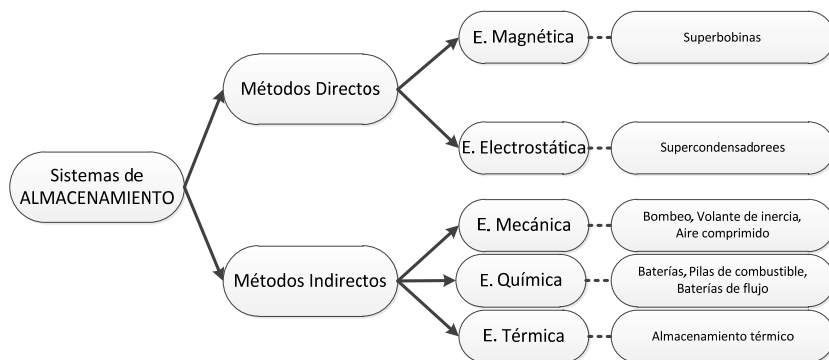


Figura 1-4 Clasificación de los sistemas de energía

Almacenamiento en superconductores (SMES). La energía se almacena en el campo magnético de una corriente que fluye en una bobina superconductora.

Almacenamiento de energía en supercondensadores. La energía se almacena en el campo eléctrico existente entre dos conductores.

Estaciones de bombeo. (PHS). Almacenamiento mecánico en forma de agua bombeada desde un embalse inferior a un embalse superior.

Volantes de inercia (FES). Utilizan la energía cinética almacenada en una masa giratoria.

Aire Comprimido (CAES). Uso de energía para comprimir y almacenar aire en depósitos naturales y/o artificiales.

Baterías. Dispositivos que permiten almacenar energía mediante procesos electroquímicos.

Pilas de combustible - Hidrogeno (FC-HES) dispositivo electroquímico que transforma de forma continua la energía química de un combustible (hidrógeno) y oxidante (oxígeno) directamente en energía eléctrica y calor sin combustión.

Baterías de flujo (FBES). Dos electrolitos líquidos que contienen iones de metales fluyen a través de electrodos de grafito poroso, los dos electrodos están separados por una membrana que permite a los protones pasar a través de ésta.

Almacenamiento térmico. *Thermal energy storage* (TES). Tecnologías para almacenamiento de energía en forma de calor.

Cada tipo de almacenamiento presenta unas propiedades particulares en cuanto a almacenamiento de energía y capacidad de potencia de salida. En la siguiente figura se muestran las características de dichos sistemas de almacenamiento [18].

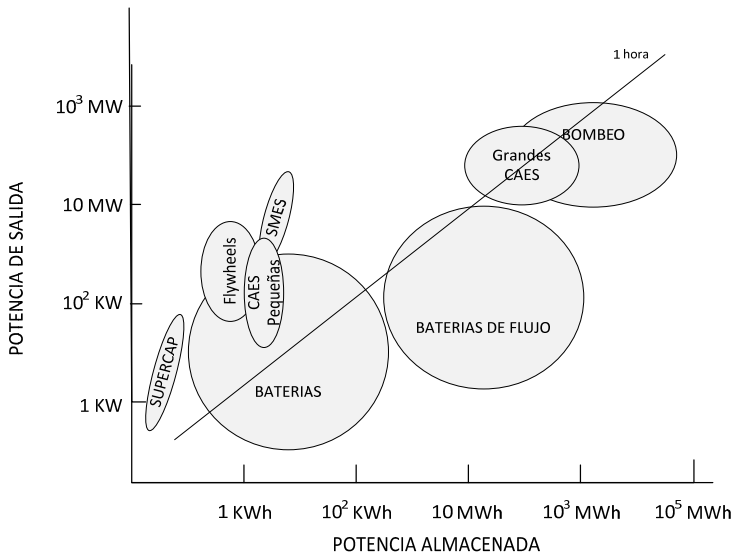


Figura 1-5 Propiedades de los sistemas de almacenamiento

Teniendo en cuenta que la energía del sistema con el que se va a trabajar es de 3 kW y viendo la Figura 1-5 se toma la decisión de adoptar las baterías como sistema de almacenamiento para esta aplicación.

Una vez seleccionado el tipo de almacenamiento se plantean varias posibilidades para su integración dentro de una microrred. Se realizará una clasificación en función de su implementación.

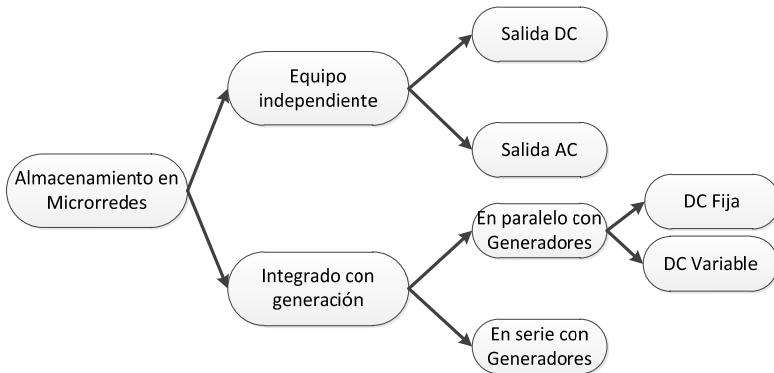


Figura 1-6 Implementaciones del almacenamiento en microrredes

La primera posibilidad que se plantea consiste en implementar el almacenamiento de manera independiente de la generación. Algunos autores

optan por implementar un bus de AC donde se concentra la energía [19] [20] [21]. En este caso cada fuente de generación y cada sistema de almacenamiento dispone de un convertidor a AC y realiza el intercambio de energía en corriente alterna.

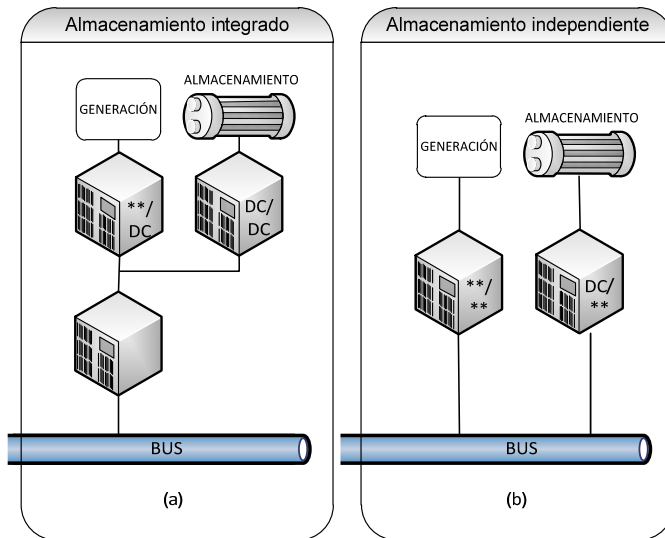


Figura 1-7 Diferencia entre almacenamiento integrado con generación (a) e independiente (b)

La segunda posibilidad consiste en integrar en un único sistema el almacenamiento y la generación. Dentro de ellos la integración se puede realizar con sistemas en serie o en paralelo [22]. Los sistemas en serie suelen ser empleados principalmente para bajas potencias. La principal ventaja que presentan los sistemas en paralelo es que no circula toda la energía por los convertidores sino que solamente la parte que los corresponde, p.e. en un sistema en paralelo, el convertidor que gestiona la energía de las baterías no gestionará la energía que pase del generador a la red.

En [23] se propone un sistema mixto que integra energía solar, eólica, almacenamiento en baterías y en supercondensadores. Todos estos sistemas están conectados a un bus de DC con la tensión impuesta por el generador eólico. El resto de componentes disponen de convertidores DC/DC para adecuar su tensión. Con la energía disponible en un mismo bus de continua la energía es inyectada a la red mediante un único inversor.

En [24] [25] [26] proponen un sistema integrado fotovoltaico y baterías en paralelo. En este caso la tensión de la DClink es fija empleando un DC/DC para elevar la tensión de los paneles a la tensión deseada encargado al mismo tiempo de realizar el MPPT y otro DC/DC para las baterías.

Dentro de la posibilidad de almacenamiento integrado en el sistema de generación podrían diferenciarse los sistemas que presentan una tensión fija en la DClink y los que trabajan con una tensión variable. Al trabajar con una tensión variable se puede prescindir del convertidor DC/DC en alguno de los elementos del sistema, como por ejemplo, en los paneles reduciendo la electrónica y las pérdidas del sistema [27]. En [28] la tensión del bus de continua coincide con la tensión del banco de baterías implementado como almacenamiento. En este último caso se trata de una microrred que opera en corriente continua.

1.5 Sistema propuesto

En la presente tesis se desarrolla una unidad autónoma de conversión de energía capaz de trabajar en modo conectado a red y en modo aislado con capacidad de almacenamiento de energía en un banco de baterías. En modo conectado a red es capaz de inyectar o absorber energía de esta. En modo isla gestiona la energía de los generadores, de las baterías y la energía entregada a las cargas.

El sistema desarrollado para el objeto de esta tesis está compuesto por un inversor fotovoltaico bidireccional de media potencia (3 kW) y un convertidor DC/DC encargado de la gestión de la energía de las baterías. El inversor está alimentado por un conjunto de paneles a una tensión de 380 V DC y transforma la energía a alterna a una tensión y frecuencia adecuada a la red. El convertidor DC/DC se encarga del intercambio de energía entre el bus de continua de 380 V y las baterías que trabajan a 220 V .

En el modo de operación interconectado a red eléctrica el convertidor DC/DC controla la corriente y la tensión en las baterías gestionando su nivel de carga. El inversor controla la tensión del bus de continua siguiendo la referencia que impone el algoritmo para localizar el punto de máxima potencia (MPPT) y la corriente de salida, la cual debe seguir la referencia del *Phase Loop Lock*

(PLL). Para llevar a cabo el control se implementó un control modo corriente media (ACC) [12], el cual presenta la gran ventaja de poseer una respuesta más plana de la función de transferencia de corriente en el inductor respecto a la tensión de referencia, y exhibe menos distorsión que el control modo corriente de pico (CIC) para generar corriente alterna, lo cual es idóneo para trabajar como fuente de corriente regulada.

En el modo de operación en isla, el inversor controla la corriente y la tensión de salida puesto que el inversor debe asegurar la forma de onda, la amplitud y la frecuencia a la carga. En este modo no coincide necesariamente la potencia que puede entregar la fuente renovable con la inyectada a la microrred, sino que tiene que inyectar la demandada por la carga, por lo tanto el sistema necesita un sistema de control que regule la potencia activa y reactiva entregada, permitiendo incluso que trabaje en paralelo con otros inversores repartiendo la carga entre todos. Dichos esquemas de control son llamados “Esquemas *droop*”. Los esquemas *droop* emulan el comportamiento de los generadores de potencia, los cuales disminuyen su frecuencia y/o amplitud de tensión cuando la potencia consumida, activa y/o reactiva se incrementa [30], [31]. Adicionalmente permite el funcionamiento en paralelo de varias unidades convertidoras.

1.6 Esquema del documento

El presente documento se encuentra organizado de la siguiente manera:

La justificación y objetivos se presentan en el Capítulo 2 del documento.

En el Capítulo 3 se presenta el diseño del sistema que se utilizará para el desarrollo de la tesis.

El Capítulo 4 muestra el funcionamiento del sistema trabajando con conexión a la red. Se realiza un estudio del control, se muestran las simulaciones, los resultados experimentales y las conclusiones.

En el Capítulo 5 se realiza el estudio de métodos de detección de isla y se exponen los resultados de las simulaciones y experimentales de los mismos así como las conclusiones del capítulo.

En el Capítulo 6 se presenta el funcionamiento del sistema trabajando en modo aislado, así como simulaciones y experimentación.

El Capítulo 7 está dedicado al estudio de las transiciones entre modos de funcionamiento mostrándose simulaciones y resultados experimentales.

La paralelización de dispositivos es estudiada en el Capítulo 8, donde se presentan igualmente los resultados obtenidos mediante simulaciones.

El Capítulo 9 está dedicado a las conclusiones finales obtenidas tras el desarrollo de esta tesis.

Las líneas de investigación a seguir son presentadas el Capítulo 10.

En los apéndices se incluyen la descripción de los equipos empleados así como la descripción de alguno de los métodos de detección de islanding que se emplean en el desarrollo de la tesis.

CAPÍTULO II

Justificación y objetivos

CAPÍTULO II. JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS

El panorama descrito en el capítulo de introducción muestra la tendencia de los sistemas de energía eléctrica hacia la implementación de las microrredes y la generación distribuida. Dentro de este entorno se hace necesario el desarrollo de nuevos sistemas que permitan mejorar las capacidades de dichas microrredes mejorando el servicio y la calidad del mismo.

Parece interesante centrarse en sistemas de generación distribuida que sean capaces de operar sin necesidad de comunicaciones. Esto se hace posible mediante el uso de los esquemas *droop*. Al prescindir de comunicaciones se reducen los costos y se aumenta la fiabilidad de los equipos.

El sistema a desarrollar debe ser capaz de detectar de manera autónoma el estado en el que está operando, con conexión a red o con la microrred aislada. Con esta finalidad se implementará un método de detección de *islanding* que nos permita detectar el cambio de red a isla. Una vez detectado el nuevo estado, el control del sistema debe adaptarse a las nuevas condiciones de funcionamiento.

Cuando los equipos trabajan en el modo aislado, la potencia de salida está determinada por la potencia demanda por la carga, lo que quiere decir que si la potencia demanda es inferior a la disponible en los paneles, hay una parte de potencia que se pierde. En el caso contrario, cuando la potencia demanda es mayor que la potencia en los paneles, el inversor no es capaz de mantener la tensión de salida y se detiene la operación. Una solución a este problema es proveer al inversor de un sistema de almacenamiento de energía que permita almacenar la energía sobrante o entregue energía cuando la carga demande más que la disponible en los paneles.

2.1 *Objetivos generales*

El primer objetivo de la tesis es el desarrollo de un esquema de control para inversores fotovoltaicos con capacidad para realizar la reconfiguración de controladores de manera autónoma cambiando de modo de funcionamiento entre la situación de conexión a la red pública y la situación de modo aislado, y viceversa, de manera eficiente.

El otro objetivo se centra en la propuesta de soluciones novedosas para la gestión de energía con un sistema de almacenamiento energético. Éste se basa en un banco de baterías conectado al bus de DC del inversor mediante un convertidor DC/DC. El sistema de almacenamiento permitirá el seguimiento del punto de máxima potencia operando en modo isla.

2.2 Objetivos particulares

Con el fin de alcanzar los objetivos generales de la Tesis Doctoral se plantean una serie de objetivos particulares enumerados a continuación. El desempeño de estos objetivos particulares nos permitirá valorar el cumplimiento de los objetivos generales.

1. Estudio de los métodos de detección de isla. Propuesta y validación experimental de un nuevo método de detección de isla.
2. Obtención de controladores para convertidores DC/AC fotovoltaicos trabajando conectados a red y en modo aislado.
3. Estudio de la reconfiguración de controladores para alternar entre los modos de funcionamiento en red y aislado.
4. Desarrollo de un protocolo de gestión de energía del inversor para la extracción eficiente de energía de las baterías y de la fuente fotovoltaica.
5. Validación experimental de los resultados mediante la implementación de un prototipo de inversor y de convertidor DC/DC.

CAPÍTULO III

Sistema convertidor de potencia

CAPÍTULO III. SISTEMA CONVERTIDOR DE POTENCIA

Este capítulo se dedica a la descripción del sistema empleado para proceder con el desarrollo del trabajo. El equipo aquí descrito es el empleado para realizar las simulaciones y las pruebas experimentales de los diferentes apartados de esta tesis.

El esquema general del sistema es el que se puede observar en la Figura 3-1.

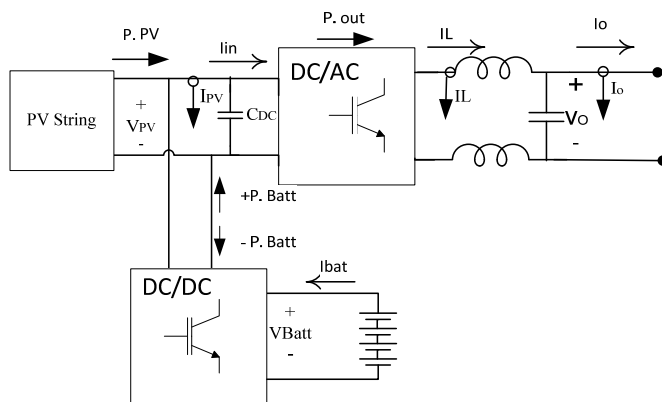


Figura 3-1 Esquema del sistema desarrollado.

El sistema está alimentado por un conjunto de 14 paneles fotovoltaicos en serie de $220 W$ cada uno que suministran una potencia máxima de $3 kW$ (PV). La asociación de paneles está conectado directamente a la DClink o bus de continua proporcionando una tensión en el punto de máxima potencia (MPP = *maximum power point*) en torno a los $380 V$. Gracias a la tensión disponible en continua no resulta necesario otras etapas adicionales o transformadores para elevar la tensión de salida. La tensión de salida de cada módulo fotovoltaico se encuentra entre $24 V$ y $36.7 V$ en el MPP. Esta variación nos da un rango de tensiones posibles en la DClink. Esta tensión debe ser controlada para obtener la máxima potencia posible de los paneles según se explica más adelante.

El equipo desarrollado consta de dos etapas, un inversor monofásico en puente completo y un sistema de almacenamiento de energía eléctrica en un

banco de baterías interconectado mediante un convertidor DC/DC. Este DC/DC está conectado a la DCLink en paralelo al inversor. La tensión de las baterías V_{bat} es de 220 V.

En cuanto al funcionamiento del equipo debemos distinguir entre dos situaciones, cuando el inversor se encuentra conectado a red y cuando se encuentra aislado con cargas conectadas a su salida.

A continuación se presenta el análisis de funcionamiento del convertidor DC/DC y del inversor monofásico, así como el cálculo de los componentes pasivos.

3.1 Inversor monofásico

El inversor diseñado está compuesto por un puente completo gobernado mediante un esquema de Modulación por ancho de Pulso (PWM). Este esquema de convertidor es ampliamente utilizado en multitud de aplicaciones industriales, energías renovables [32], [33], control de motores...

La Figura 3-2 muestra el esquema de un puente completo. Con esta topología obtenemos diferentes niveles en V_{ab} de tensión en la carga, positiva, negativa o cero, en función del estado de los interruptores[34], [35].

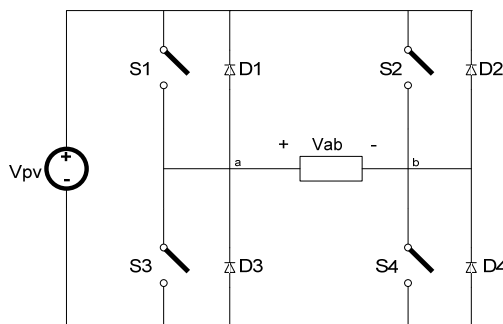


Figura 3-2 Esquema del inversor a puente completo

Una precaución a tener en cuenta en esta topología es evitar que los interruptores de una misma rama ($S1$, $S3$ o $S2$, $S4$) estén encendidos al mismo tiempo ya que provocaría un cortocircuito un el fuente de continua. También es

necesaria la existencia de diodos de recirculación que aseguren la continuidad de la corriente con cargas inductivas.

3.1.1 Modulación PWM

Las señales de disparo de los interruptores son generadas mediante la Modulación por Ancho de Pulso (PWM). Con la PWM somos capaces de controlar tanto la amplitud de la tensión de salida como la frecuencia fundamental a la salida del puente. Para trabajar con una PWM necesitamos una señal portadora que tiene habitualmente forma triangular que opera a la frecuencia de conmutación seleccionada. Esta señal es comparada con una señal de control con forma sinusoidal con frecuencia fundamental de la señal de salida, que debe ser mucho menor que la frecuencia de su portadora triangular.

Dos términos importantes para trabajar con la PWM son el llamado índice de modulación en frecuencia m_f , el cual se define como la relación entre la frecuencia de la portadora (triangular) y la frecuencia de la señal de control o moduladora (sinusoidal) definido en (3.1), y el índice de modulación m_a , el cual se define como la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora(3.2).

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}} = \frac{f_{triangular}}{f_{sinusoidal}} \quad (3.1)$$

$$m_a = \frac{V_{m, moduladora}}{V_{m, portadora}} = \frac{V_{m, sinusoidal}}{V_{m, portadora}} \quad (3.2)$$

Si $m_a \leq 1$ la amplitud de la frecuencia de la fundamental de la tensión de salida V_{abl} , es linealmente proporcional a m_a .

$$V_{abl} = m_a \cdot V_{PV} \quad (3.3)$$

Según (3.3) se puede controlar la amplitud de la tensión de la fundamental de salida a través de m_a .

Los métodos más comunes de modulación PWM son la PWM unipolar y bipolar. En este caso se ha optado por la conmutación bipolar que reduce las corrientes en modo común inyectadas a red [36].

En la conmutación bipolar una señal moduladora sinusoidal de baja frecuencia se compara con una señal triangular portadora de alta frecuencia, como se muestra en la Figura 3-4, y el tren de pulsos resultante dispara los interruptores $S1$ y $S4$ y el complementario de dicho tren de pulsos dispara a $S2$ y $S3$, obteniéndose una señal de salida V_{ab} que conmuta entre V_{PV} y $-V_{PV}$.

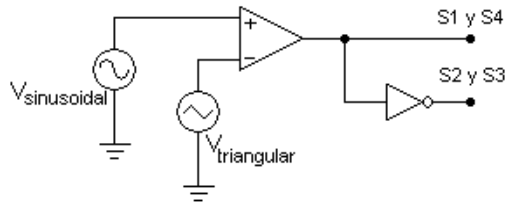


Figura 3-3 Esquema del PWM bipolar

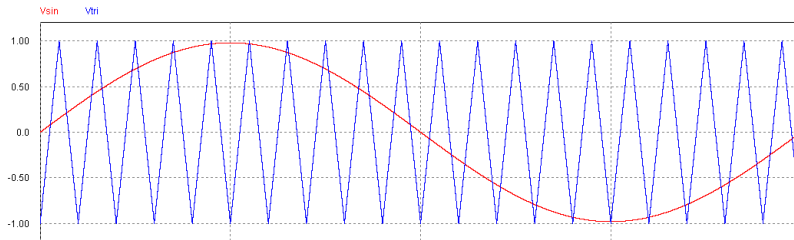


Figura 3-4 Señal portadora (triangular) y señal moduladora (sinusoidal)

Para la modulación bipolar los armónicos de conmutación más bajos en el espectro de salida están ubicados en la frecuencia de conmutación y bandas laterales alrededor de esa frecuencia. El resto de armónicos de conmutación están ubicados en bandas laterales centradas múltiplos enteros de la frecuencia de conmutación. Para la modulación unipolar los armónicos de conmutación más bajos se ubican en torno al doble de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos pares. Esto origina que en primera instancia sea más atractiva la modulación unipolar que la modulación bipolar, lo que permite usar elementos más pequeños para el filtro de salida [35]. Sin embargo, si lo que se quiere reducir son las corrientes en modo común (CMC), la opción a utilizar es la modulación bipolar [36].

Por otra parte, pese a que se ha trabajado con una señal portadora triangular, también se pudo haber empleado una señal en diente de sierra, ya que las dos tienen la capacidad de generar la señal PWM. La diferencia fundamental de usar una o la otra radica en la distorsión armónica. En modulación bipolar la señal portadora triangular tiene la ventaja de eliminar las componentes armónicas impares de conmutación, lo que no es posible con la señal en diente de sierra [37].

3.1.2 Componentes pasivos del Inversor

La potencia en la que se basan los cálculos para el dimensionamiento del inversor es de 3 kVA. Se toma como referencia para la salida la red eléctrica española de 230 V_{RMS} y frecuencia de 50 Hz. La frecuencia de conmutación de nuestro equipo será de 16 kHz y se empleará un esquema de conmutación PWM bipolar.

Filtro de salida: Para obtener una salida en tensión V_{ab} similar a la ofrecida por la red eléctrica es necesario incorporar a la salida del inversor un filtro. Las topologías más empleadas son la LC y la LCL [38], [39], [40].

A partir de la frecuencia de resonancia los filtros LC presentan una atenuación de -40db/década y son usados generalmente en situaciones en donde la impedancia de carga alrededor del condensador es relativamente más alta para frecuencias iguales y/o superiores a la frecuencia de conmutación. Un filtro LCL presenta una atenuación de -60db/década a partir de la frecuencia de resonancia, tiene una baja distorsión de la corriente de red y baja producción de potencia reactiva, sin embargo puede llegar a causar distorsión de la corriente de entrada al inversor I_m , dinámica y en estado estacionario, debido a la resonancia [41]. Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores y la condición de operación del inversor en modo red, el tipo de filtro seleccionado es el LCL.

A continuación se muestran algunos criterios a tener en cuenta a la hora del diseño:

- El filtro LCL se puede considerarse un filtro LC más una inductancia de fugas que en muchas ocasiones puede ser tratada como la inductancia de red. Por esta razón en el equipo, solo se montará la parte LC teniendo en consideración la inductancia de la red para completar el filtro.

- El condensador debe absorber poca potencia reactiva del armónico fundamental, con lo que la corriente en el inductor conectado del lado del inversor apenas se ve incrementada por el condensador.
- A la frecuencia de los armónicos de conmutación, el condensador debe absorber los armónicos de conmutación que se dan en la corriente del inductor los cuales deben ser pequeños.

El procedimiento para determinar los valores de dicho filtro se describe a continuación.

Se comienza definiendo algunos valores que se emplearán en el cálculo:

$$S_o = 3080 \text{ W}; \quad (3.4)$$

$$V_o = 230 \text{ V} \quad (3.5)$$

$$I_o = \frac{S_o}{V_o} = 13.4 \text{ A} \quad (3.6)$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = 17.164 \Omega \quad (3.7)$$

Siendo S_o la potencia nominal de salida del inversor, V_o su tensión de salida, I_o su corriente de salida a la potencia nominal y Z_o la impedancia nominal de carga.

El valor del condensador C está limitado al consumo máximo de la potencia reactiva permitido por el inversor. Para este caso se establece que la corriente máxima en el condensador I_C sea inferior al 5% de la corriente nominal I_o . En magnitud se obtiene:

$$I_C = 0.05 \cdot I_o \quad (3.8)$$

Por lo tanto la magnitud de la impedancia del condensador será la tensión de salida partida por la corriente en el condensador

$$Z_C = \frac{V_o}{I_C} = \frac{V_o}{0.05 \cdot \left(\frac{S_o}{V_o} \right)} = 343.50 \Omega \quad (3.9)$$

Donde S_0 es la potencia nominal de la carga. Como la magnitud de $Z_c=1/\omega_1 \cdot C$ se puede despejar el valor de C .

$$C = \frac{1}{\omega_1 \cdot Z_c} \leq 9.26 \mu F \quad (3.10)$$

Siendo ω_1 la frecuencia de la red en rad/s.

El inductor del lado del inversor L se puede calcular en términos de la caída de tensión permitida sobre éste, cuando la tensión a la salida del inversor sea la de operación normal.

Asumiendo que se quiere una impedancia del inductor a la frecuencia fundamental igual o menor que el 5% de la impedancia nominal de la carga, se tiene

$$Z_L \leq 0.05 \cdot Z_{LOAD} \quad (3.11)$$

La magnitud de la impedancia del inductor se define como $Z_L=\omega_1 \cdot L$. Despejando el valor de L se tiene:

$$L = \frac{Z_L}{\omega_1} = \frac{0.05 \cdot Z_{LOAD}}{\omega_1} \leq 2.73 mH \quad (3.12)$$

La frecuencia de resonancia del filtro LCL se debe localizar entre 10 veces la frecuencia de red y la mitad de la frecuencia de conmutación, esto con el fin de evitar problemas de resonancia en la parte baja y alta del espectro armónico [40].

$$10 \cdot \omega_1 < \omega_{res} < \frac{\omega_s}{2} \quad (3.13)$$

Donde ω_{res} es la frecuencia de resonancia del filtro LCL, la cual se define por (3.14) y ω_s la frecuencia de conmutación.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_g}{L \cdot L_g \cdot C}} \quad (3.14)$$

Siendo L_g la inductancia de red. El valor de capacidad tomado que permite cumplir la condiciones de (3.8) y (3.13) es de $C=4.5\mu F$ considerando que la inductancia de red L_g es diez veces menor al valor hallado para el inductor del filtro de salida. Sin embargo se realizará un análisis paramétrico con respecto a la variación del valor de L_g , ya que depende de la red, la cual puede variar dependiendo de la localización del inversor. Dicho análisis se realizará en el Capítulo 3.

La siguiente figura muestra el diagrama de Bode del filtro de salida considerando la inductancia de red $L_g = 0.1 \cdot L$.

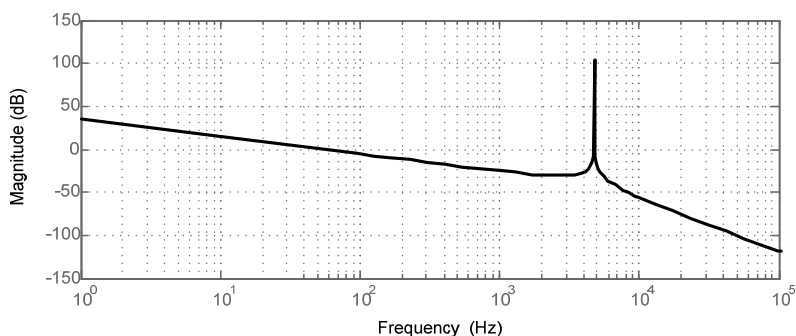


Figura 3-5 Diagrama de bode del filtro LCL de salida

Se puede observar como a la frecuencia de resonancia del filtro presenta una amortiguación baja que puede causar inestabilidad en el control. Esto puede solucionarse incluyendo una resistencia de Damping en serie con el condensador del filtro. Se debe tener en cuenta que el seleccionar una resistencia R_d , muy grande reducirá notablemente la oscilación a la frecuencia de resonancia al igual que la eficiencia del sistema [40], [41]. Se tomará un valor de resistencia que permita que la atenuación de la oscilación del lazo de control de corriente del inversor esté por debajo de los 0 dB. El valor de R_d será calculado cuando se aborden los lazos de control en el Capítulo IV.

Capacidad del bus de continua:

Para obtener un valor de capacidad del condensador de la DClink (Ver Figura 3-6) puede emplearse la siguiente expresión [42]:

$$C_{DC} = \frac{S_0}{2 \cdot \omega \cdot V_{PV} \cdot \Delta V_{PV}} \quad (3.15)$$

Donde V_{DC} es la tensión media en el condensador, S_0 es la potencia nominal de entrada al inversor y ΔV_{DC} el rizado de la tensión permitido en el condensador (2%). Esta ecuación parte de que la corriente que proviene de los paneles es una DC pura y que la componente de baja frecuencia de la corriente de entrada al inversor sigue la forma de onda de onda $\sin^2(\omega \cdot t)$. Con (3.15) se obtiene un valor de,

$$C_{DCI} \geq 1.5mF \tag{3.16}$$

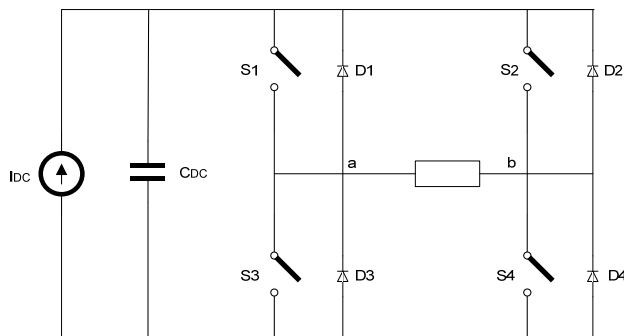


Figura 3-6 Esquema del inversor con C_{DClink}

Otra característica que debe cumplir la capacidad de la DClink es soportar el rizado de corriente a 100 Hz y la corriente RMS. Esta corriente es definida para modulación bipolar como [43]:

$$I_{C_{DC}RMS} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} \left[4 - m_a^2 \cdot (1 + 2 \cdot \cos^2(\varphi_p)) \right]} \cong 11A \tag{3.17}$$

Donde I_p es el valor pico de la corriente de salida del inversor, φ_p el ángulo de fase entre la tensión y la corriente de salida del inversor y m_a el factor de modulación. Con el valor del rizado de corriente a 100 Hz calculado y las tensiones que debe soportar se selecciona los elementos que se emplearán en la DClink según las especificaciones del fabricante. El valor de C_{DC} para esta aplicación seleccionado es de 2 mF .

Como resumen la siguiente tabla muestra los valores de interés del inversor diseñado:

Tabla 1 Resumen de los elementos de la etapa de potencia

Parámetro	Valor
Potencia inyectada de paneles. (S_o)	3 kW
Tensión de continua en el MPP (V_{PV_MPP})	380 V
Tensión de salida del inversor (V_{O_RMS})	230 V _{RMS} ±10%
Frecuencia fundamental de salida (f_g)	50 Hz
Inductancia del filtro del inversor (L)	2.7 mH
Condensador de DClink (C_{DC})	2mF
Capacidad del filtro del inversor (C)	4.5 μF
Resistencia de damping (R_d)	5 Ω
Frecuencia de conmutación del inversor (f_s inv)	16 kHz

3.2 Convertidor DC/DC

Para mejorar las prestaciones de la microrred trabajando de modo aislado se opta por la inclusión de un sistema de almacenamiento de energía en el inversor, consistente en un banco de baterías conectado en paralelo al bus DC gestionado por un convertidor DC/DC de bidireccional. La ventaja de esta configuración es que el convertidor DC/DC procesa solamente una parte de la energía permitiendo aumentar la eficiencia comparado con un sistema en serie.

En este trabajo, el convertidor DC/DC cumple con dos funciones: cargador-regulador de baterías y elevador de tensión para extraer energía de las baterías hacia el inversor. La mejor condición de funcionamiento en isla se da cuando la corriente de la carga coincide con la corriente de paneles en el punto de máxima potencia (I_{MPPT}), de modo que el DC/DC no procese potencia.

Con el sistema conectado a red el DC/DC actúa como cargador y supervisor de carga de baterías.

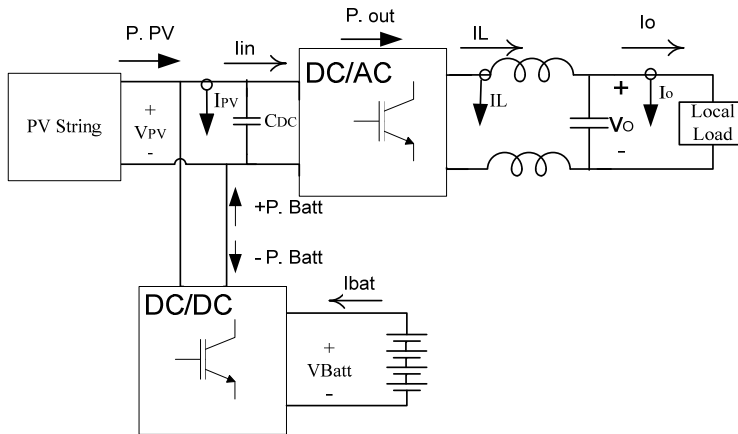


Figura 3-7 Sistema trabajando en isla

Es necesario describir un protocolo de gestión de la energía que se estudiará en los apartados dedicados al sistema trabajando con conexión a red y en modo aislado, Capítulo IV y Capítulo VI.

El convertidor DC/DC consiste en un semipunte bidireccional que funciona en los modos que se muestran en la Figura 3-8 y la Figura 3-9.

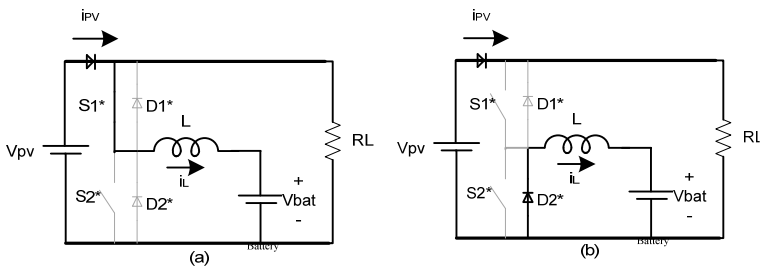


Figura 3-8 Operación en modo BUCK (a) S1* conduce (b) S1* no conduce

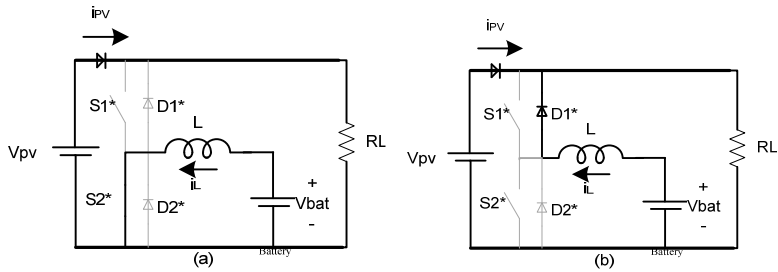


Figura 3-9 Operación en modo BOOST (a) $S2$ conduce (b) $S2$ no conduce

Esta topología permite reducir la tensión del bus de continua para inyectar corriente a las baterías o elevar la tensión de las baterías para inyectar corriente a la DClink. La condición que debe cumplirse es que la tensión de baterías debe ser menor que la tensión de la DClink.

3.2.1 Baterías

El dimensionamiento de las baterías resulta un factor importante en el sistema puesto que estas son las que nos determinarán parámetros como la capacidad de almacenamiento de energía, la corriente máxima de carga, el tamaño, el precio...

En este trabajo se ha optado por emular el banco de baterías para las pruebas experimentales. Cuando se ha extraído potencia de las baterías se ha trabajado con una fuente de alimentación DC. Para emular la inyección de corriente hacia las baterías se ha colocado una resistencia de potencia.

No obstante los cálculos de los componentes del sistema han sido dimensionados suponiendo unas características del banco de baterías. El tipo de baterías seleccionadas es de plomo ácido. La tensión seleccionada para las baterías es de 220 V para lo que se emplearán 18 elementos de 12 V en serie. La tensión de una batería de plomo puede variar entre 14 V cuando se está completando su carga hasta 11.8 V a la tensión de descarga máxima. Estas tensiones nos dan un rango en el banco de baterías de 252 V a 212.4 V . Esta variación de las tensiones de salida nos produce un rango en el ciclo de trabajo del convertidor DC/DC.

Capacidad de las baterías: La capacidad de las baterías supuesta para realizar los cálculos es de 20 Ah .

3.2.2 Componentes pasivos del DC/DC

La condición Para asegurar el buen funcionamiento del convertidor, es que la tensión en las baterías sea inferior a la tensión en la DClink. Con esta premisa el convertidor trabaja como Buck para pasar energía de la DClink hacia las baterías y como Boost para extraer energía de las baterías.

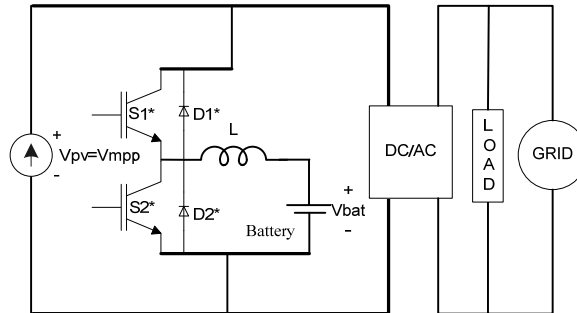


Figura 3-10 Esquema del DC/DC

Las tensiones de paneles para el rango de trabajo considerado para el diseño están comprendidas entre 24 V y 40 V . Trabajando con una serie de 14 paneles tendremos $336 - 560\text{ V}$ y se tendrá en cuenta como tensión óptima la tensión de máxima potencia $V_{PV_MPP}\ 380\text{ V}$. La tensión propuesta para el banco de baterías es de 220 V obtenido con 18 baterías en serie. Con esta tensión nos aseguramos no tener que elevar a más del doble la tensión de baterías trabajando en modo Boost. Es conocido que la selección interruptor de un Boost se dificulta si se tiene que elevar mucho la tensión.

Basándonos en el esquema mostrado en la Figura 3-10, los componentes del sistema DC/DC paralelo deben ser diseñados considerando las condiciones de funcionamiento en los dos modos [27].

Por una parte operando en modo Boost cuando no existe radiación solar y el DC/DC inyecta al inversor la potencia nominal desde las baterías. Operando en modo Buck se tiene en cuenta la corriente máxima de carga de las baterías que viene dada por la capacidad de las mismas. La corriente de carga en A generalmente se calcula como $0.1\ C$, donde C es la capacidad de las baterías en $A\cdot h$ [44] [45] [46].

La frecuencia de conmutación se establece a 16 kHz . La potencia máxima de paneles es de 3080 W , que es el valor de potencia nominal considerado en el diseño.

- 1) Inductor: La corriente media en el inductor en modo Boost está definida por la siguiente ecuación, considerando una eficiencia del 90%

$$I_{Lbat_ \eta} = \frac{P}{V_{bat} \cdot \eta} = \frac{3080}{220 \cdot 0.9} = 15.555 A \quad (3.18)$$

El rizado de corriente se considera del 20% para la determinación de la inductancia.

$$\Delta I = 0.2 \cdot I_{Lbat} = 0.2 \cdot 15.55 = 1.55 A \quad (3.19)$$

El punto de operación es definido con un ciclo de trabajo $D = 0.45$, donde $(1-D) = V_{bat} / V_{PV_MPP}$. Considerando el caso de la tensión de baterías más desfavorable para el cálculo de la inductancia, una tensión de 212,4 V y una tensión de salida V_{pv} de 380 V. (en modo Boost el DC/DC regula a este valor la tensión de la DCLink).

$$L_{bat} = \frac{V_{bat} \cdot D}{f \cdot \Delta I} = \frac{212.4 \cdot 0.44}{16 \cdot 10^3 \cdot 1.55} \geq 3.8 mH \quad (3.20)$$

Para el prototipo se empleará una inductancia L_{bat} de 7 mH.

- 2) Interruptores de potencia. La corriente RMS en el transistor de potencia puede aproximarse por:

$$I_{Srms} = I_L \sqrt{D} = 15.55 \sqrt{0.45} = 10.43 A \quad (3.21)$$

3.3 Modelos en pequeña señal

Puesto que los convertidores son circuitos no lineales, es necesario linealizarlos en torno a un punto para la aplicación de técnicas de control lineal. Las dos técnicas más empleadas son:

El promediado en el espacio de estado que se basa en la representación lineal en el espacio de estado de los estados topológicos de un convertidor, su promediado según la duración de cada estado topológico y la deducción de las

funciones de transferencia de pequeña señal introduciendo perturbaciones [35], [47]. El principal problema que presenta esta técnica es que no da resultados satisfactorios cuando los convertidores entran en conducción discontinua y no modela ciertos fenómenos de inestabilidad que ocurren en el control modo corriente.

El modelo del conmutador PWM explica de forma satisfactoria con resultados cercanos a la realidad el comportamiento en pequeña señal de los convertidores trabajando en modo de conducción continua y discontinua. Adicionalmente presenta buenos resultados para el control en modo corriente [48], [49].

3.3.1 Modelo del conmutador PWM

Este modelo ofrece un circuito equivalente lineal, a partir del cual se puede realizar el análisis de pequeña señal y de gran señal del convertidor. El método se basa en la sustitución de los elementos no lineales del convertidor conmutado (interruptores), por un circuito equivalente lineal llamado “Modelo del Conmutador PWM”, de manera que el circuito resultante es lineal.

La mayoría de los convertidores presentan la llamada celda de conmutación básica formada por un interruptor “activo” (transistor) y un interruptor pasivo (diodo), que conecta una fuente de tensión (condensador) con una fuente de corriente (inductor), como se muestra en la Figura 3-11.

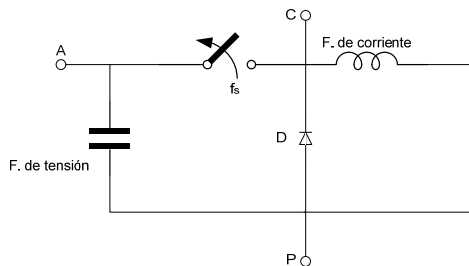


Figura 3-11 Célula de conmutación básica

El bloque no lineal transistor-diodo se conecta al exterior a través de tres puntos A, P y C. A este bloque se le denomina Conmutador PWM, de donde A: Terminal Activa, P: Terminal Pasiva y C: Terminal Común.

El objetivo de este método es sustituir el conmutador PWM conectado entre las terminales A, P y C por un circuito lineal equivalente, de manera que no queden elementos no lineales en el convertidor.

El circuito equivalente del punto de operación del conmutador PWM trabajando en conducción continua (CCM) se muestra en la Figura 3-12.

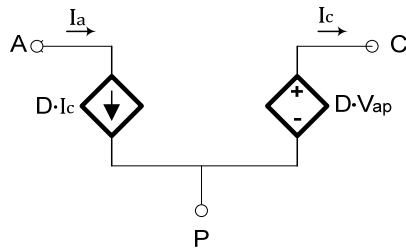


Figura 3-12 Modelo equivalente del punto de operación del Conmutador PWM en CCM

Donde $V_{cp} = D \cdot V_{ap}$ e $I_a = D \cdot I_c$

El circuito equivalente en pequeña señal del Conmutador PWM en CCM, se presenta en la Figura 3-13.

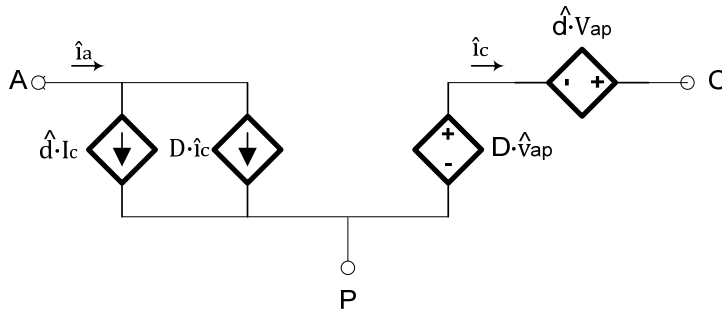


Figura 3-13 Circuito equivalente en pequeña señal del Conmutador PWM en CCM

Las magnitudes en minúscula con el símbolo “^”, se refieren a términos en pequeña señal. Las magnitudes expresadas en mayúsculas se refieren al punto de operación.

En el Capítulo 4 se presentan los modelos en pequeña señal de ambos convertidores en conexión a red y en el Capítulo 6 para su funcionamiento en isla.

3.4 Conclusiones del capítulo

En este capítulo es definido el sistema de conversión de potencia que se va a implementar y se calculan los componentes principales que formarán ambos convertidores. Una vez realizado el cálculo de los componentes físicos del sistema se puede proceder a estudiar el control del mismo.

Ha sido definida la herramienta que se empleará para el estudio del control del sistema, el modelo en pequeña señal.

CAPÍTULO IV

Control del sistema en modo red

CAPÍTULO IV. CONTROL DEL SISTEMA EN MODO RED

En este capítulo es estudiado el control del sistema trabajando con conexión a red. Primero se trata el control del inversor y los elementos que intervienen en este modo, el PLL y el MPPT. A continuación se estudia el control del convertidor DC/DC. Por último se muestran tanto los resultados de simulación como los resultados experimentales obtenidos.

El funcionamiento del sistema trabajando con conexión a red es el indicado en la Figura 4-1. Con esta configuración el sistema se encarga de cargar y mantener el sistema de almacenamiento inyectando la energía sobrante a la red eléctrica.

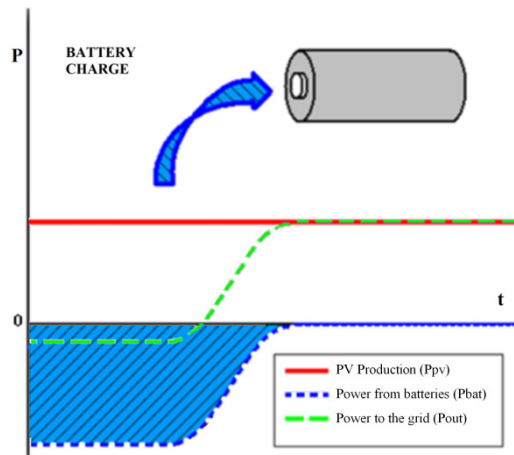


Figura 4-1 Propuesta de funcionamiento con conexión a red

En esta figura se representa la producción fotovoltaica con trazo continuo, con trazo de puntos la energía sacada de la batería (se está cargando por lo que el signo es negativo) y por último con trazo de líneas la energía inyectada a la red. Este sistema permite tomar energía de la red cuando la energía obtenida por los paneles no sea suficiente para cargar las baterías.

4.1 Control del inversor

El esquema general de control del inversor se muestra en la Figura 4-2.

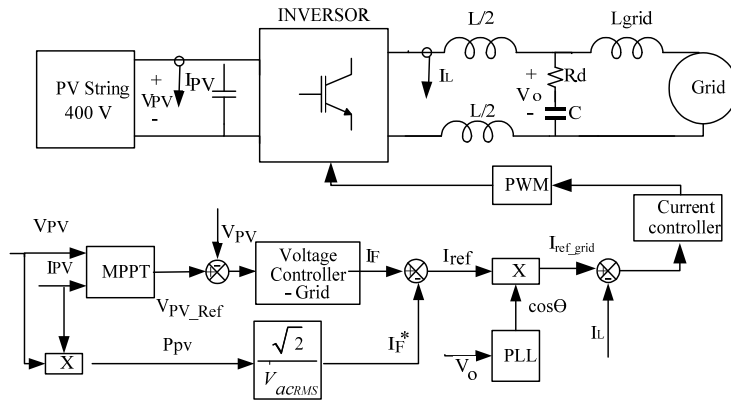


Figura 4-2 Esquema del control implementado en el inversor

Las técnicas de búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT) nos proporcionan la referencia de tensión del bus de continua. La tensión de la DClink es restada de la referencia y pasa a través del controlador de tensión. Adicionalmente, debido a que la respuesta del algoritmo MPPT suele ser bastante lenta, es útil la implementación de un lazo de prealimentación de potencia con el fin de mejorar la respuesta dinámica ante cambios repentinos de irradiancia [50]. La salida del lazo de tensión I_F y la prealimentación I_F^* nos ofrece una referencia de corriente de salida. Para inyectar energía a la red el inversor actúa como fuente de corriente y la corriente se sincroniza con la red mediante *Phase-Locked Loop* en el marco de referencia síncrono (PLL) [51] [52]. La corriente de la bobina I_L se resta de la referencia de corriente multiplicada por el coseno de la fase que ofrece el PLL y esta resta es amplificada por el controlador de corriente. La salida del controlador de corriente excita al modulador PWM bipolar.

4.1.1 Modelo en pequeña señal del inversor con conexión a red

El esquema del inversor sobre el cual se obtiene el modelo se muestra en la Figura 4-3.

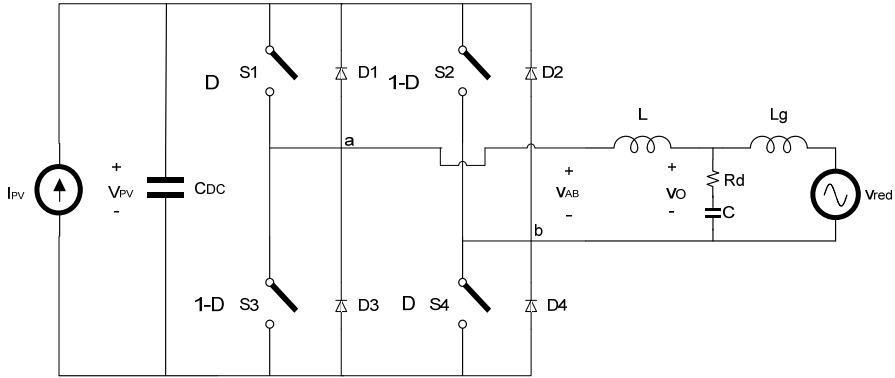


Figura 4-3. Esquema del Inversor (Operación con conexión a red)

A continuación se muestra la relación existente entre las tensiones V_{INV} y V_{RED} .

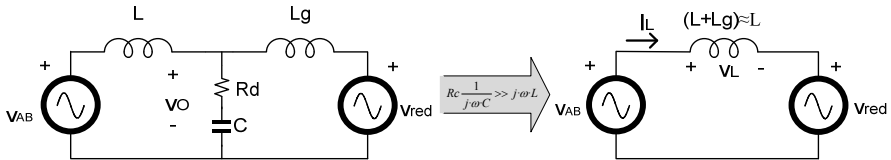


Figura 4-4 Relación entre V_{inv} y V_{red}

Se puede definir la tensión de red V_{RED} , la tensión de salida del inversor V_{INV} y la corriente de salida I_L como:

$$\bar{V}_{RED} = V_{RED_RMS} \angle 0^\circ \tag{4.1}$$

$$\bar{V}_{AB} = V_{AB_RMS} \angle \phi_{INV} \tag{4.2}$$

$$\bar{I}_L = I_{L_RMS} \angle 0^\circ \tag{4.3}$$

Obteniendo la corriente eficaz de salida I_{L_RMS} a partir del valor de la potencia de salida P_o . Con el valor de la corriente salida podemos calcular la caída de tensión en la bobina V_L .

$$I_{L_RMS} = \frac{P_o}{V_{RED_RMS}} \tag{4.4}$$

$$\bar{V}_L = j \cdot \omega \cdot L \cdot \bar{I}_L \quad (4.5)$$

$$\phi_{AB} = \arctg \left(\frac{\omega \cdot L \cdot I_{L_RMS}}{V_{RED_RMS}} \right) \quad (4.6)$$

$$V_{AB_RMS} = \sqrt{(\omega \cdot L \cdot I_{L_RMS})^2 + (V_{RED_RMS})^2} \quad (4.7)$$

Con lo que obtenemos la expresión de V_{INV} en fasores.

El inversor se aproxima a un circuito Buck [35], teniendo en el punto de operación señales periódicas variantes en el tiempo. La relación entre la tensión de salida con la tensión de entrada en términos del ciclo de trabajo para modulación PWM bipolar se muestra en (4.8)

$$V_{AB} = V_{PV} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (4.8)$$

Donde D es el ciclo de trabajo. Considerando que cada una de las variables promediadas se puede descomponer en un término constante correspondiente al punto de trabajo y en un término variante de pequeña señal que representa la perturbación en torno al punto de trabajo, la ecuación anterior toma el siguiente aspecto

$$V_O + \hat{v}_O = \left(V_{PV} + \hat{v}_{PV} \right) \cdot \left(2 \cdot \left(D + \hat{d} \right) - 1 \right) \quad (4.9)$$

Separando las componentes constantes y variables se tiene:

$$\begin{aligned} V_O &= V_{PV} \cdot (2 \cdot D - 1) \\ \hat{v}_O &= \hat{v}_{PV} \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot V_{PV} \cdot \hat{\delta} \end{aligned} \quad (4.10)$$

De la misma forma se pueden obtener las componentes en el punto de operación y variables para la relación entre la corriente de entrada y la corriente de salida

$$\begin{aligned} I_i &= I_L \cdot (2 \cdot D - 1) \\ \hat{i}_i &= \hat{i}_L \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot I_L \cdot \hat{\delta} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Con base en las ecuaciones (4.10) y (4.11) es posible obtener el modelo al punto de operación (Figura 4-5) y el modelo de pequeña señal (Figura 4-6) del inversor

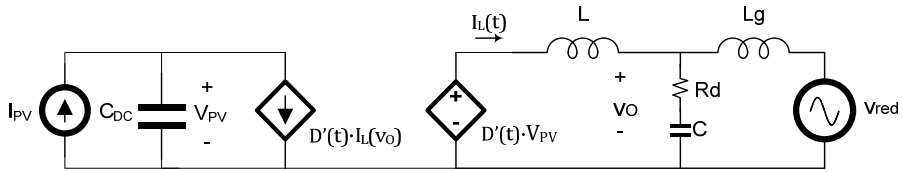


Figura 4-5. Modelo equivalente del punto de operación del inversor

Donde $D'(t) = 2 \cdot D(t) - 1$, siendo $D(t)$ el ciclo de trabajo en el punto de operación.

Para obtener las ecuaciones para el punto de operación partimos de la ecuación (4.12).

$$V_{AB}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{AB_RMS} \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi_{AB}) = V_{PV} (2D - 1) \quad (4.12)$$

De donde despejando, llegamos a obtener las relaciones establecidas para el punto de operación presentadas en las siguientes ecuaciones:

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot P_O}{V_{red_RMS}} \cdot \cos(\omega t)$$

$$D(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{V_{red_RMS}^2 + \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_O}{V_{red_RMS}} \right)^2}}{\sqrt{2} V_{DC}} \cdot \cos \left(\omega t + a \tan \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_O}{V_{red_RMS}^2} \right) \right) \right] \quad (4.13)$$

Donde $\omega \cdot t$ es una variable que permite generar un barrido paramétrico con el fin de observar el comportamiento del inversor, para el punto de operación cuando la corriente y el ciclo de trabajo varían en función de la tensión de salida. En una primera aproximación $\omega \cdot t$ será igual a cero.

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 4-6.

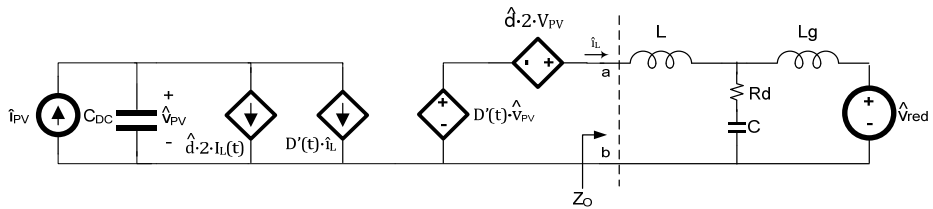


Figura 4-6. Modelo de pequeña señal del inversor

4.1.2 Control del inversor

Se emplea el control de corriente media (ACC) como esquema de control del inversor [12]. De este modo se controla la corriente media en el inductor de salida, la cual será inyectada en la red. La otra variable de control corresponde a la tensión de entrada del inversor (DClink). En la Figura 4-7 se muestran los lazos de corriente y tensión del control para el inversor en este modo de operación. Por simplicidad de la figura se ha omitido el PLL.

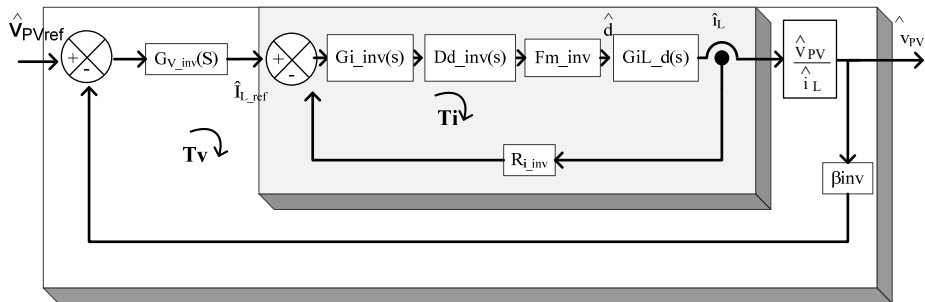


Figura 4-7. Lazos de control de tensión y corriente del control para el inversor.

La impedancia del filtro de salida a la frecuencia de red es muy grande por lo que se considerará la corriente inyectada a la red igual a la corriente que pasa por la bobina, $i_L \approx i_G$.

Las funciones de transferencia pertenecientes al inversor calculadas son las que se exponen a continuación. Dichas funciones se pueden extraer de los modelos dinámicos planteados en la Figura 4-5 y la Figura 4-6 del apartado anterior.

La primera relación presentada es la de la corriente en el inductor en función del ciclo de trabajo $G_{iL-d}(s)$.

$$G_{iL-d}(s) \equiv \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{2 \cdot V_{PV}}{(L + L_g) \cdot s} \cdot \frac{s^2 \cdot L_g C + s \cdot R_d C + 1}{s^2 \cdot \frac{L \cdot L_g}{L + L_g} \cdot C + s \cdot R_d C + 1} \quad (4.14)$$

Para la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor con la tensión de la DCLink se emplea una aproximación a baja frecuencia dando como resultado:

$$\frac{\hat{v}_{PV}(s)}{\hat{i}_L(s)} \approx \frac{-1}{C_{DC} \cdot s} \quad (4.15)$$

Se emplea la aproximación de Pade de segundo orden para hallar la función del retardo digital, dándonos:

$$Dd_{inv(s)} = \frac{1 - \left(\frac{s \cdot T_d}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_d)^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{s \cdot T_d}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_d)^2}{12}\right)} \quad (4.16)$$

Otros valores que resultan necesarios para poder estudiar la estabilidad se presentan a continuación:

$$F_{M_INV} = \frac{1}{V_{pp_Triangular}} = 1 \quad (4.17)$$

$$\beta_{INV} = 0.006 \quad (4.18)$$

$$R_{i_INV} = 0.02 \Omega \quad (4.19)$$

$$T_d = 62.5 \mu s \quad (4.20)$$

Donde F_{m_INV} es la ganancia del modulador de PWM, $V_{pp_Triangular}$ es la tensión pico a pico de la señal triangular que representa la portadora, β_{INV} es la ganancia de sensado de tensión R_{i_INV} es la ganancia del sensado de corriente y T_d es el retardo digital de un periodo de conmutación.

Empleando los valores obtenidos en el Capítulo 3 para el inversor, y variando la resistencia R_d entre 0.5Ω y 10Ω , se obtiene el diagrama de Bode de $G_{iL-d}(s)$, mostrado en la Figura 4-8.

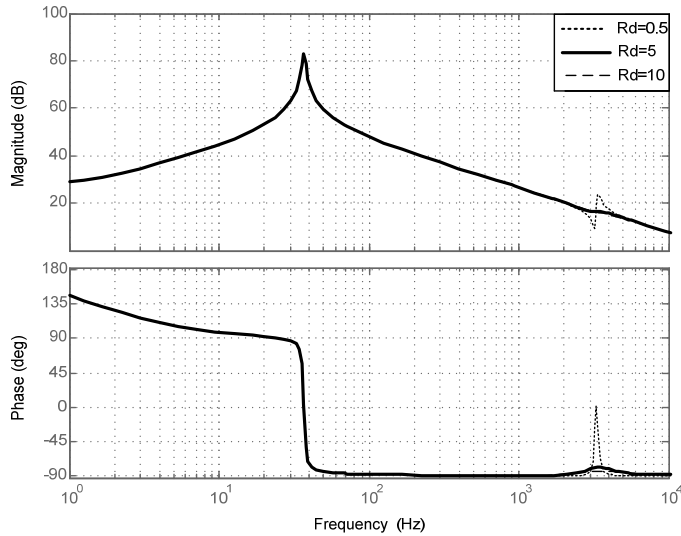


Figura 4-8. Diagrama de Bode de la función de transferencia G_{iL-d} con variación de R_d .

Con valores mayores de R_d se obtienen mayores amortiguamientos producto de la resonancia en el filtro de salida, sin embargo un valor muy grande puede reducir el rendimiento de la conversión de potencia. Por otra parte como se mencionó en el Capítulo 3, el valor final de R_d será determinado cuando se desarrollen los lazos de control.

El siguiente paso es determinar el controlador de corriente, dicho controlador fue implementado a través de un controlador resonante (o controlador armónico si sus frecuencias son múltiplos de la fundamental) [61]. Dichos controladores tienen la ventaja de introducir en el lazo una alta ganancia a la frecuencia de la señal de consigna y proveer a la salida la contribución necesaria para anular el efecto causado por las perturbaciones de la red eléctrica. Para esta aplicación el controlador empleado fue un $P + Resonante$.

$$G_{i_INV}(s) = k_p + \frac{k_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)} \quad (4.21)$$

De donde $\omega_h = h \cdot \omega_o$, es la pulsación de resonancia múltiplo del fundamental. K_h es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia ω_h . B_h es el ancho de banda en rad/s donde la resonancia tiene ganancia. Para este caso $h=1$, $K_h=100$, $B_h=2\pi$ y $\omega_o=2\pi \cdot 50$. EL valor de K_p puede ser calculado a través de la siguiente ecuación, siendo $\omega_{c_Deseada}$ la frecuencia de corte que se pretende obtener.

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_{c_Deseada}}{R_i \cdot F_M \cdot 2 \cdot V_{DC}} = 4.2249 \quad (4.22)$$

En la Figura 4-9 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de corriente de la Figura 4-7 el cual se define como $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_{M_INV} \cdot D_{d_inv}(s) \cdot G_{i_INV}(s) \cdot R_{i_INV}$ para una R_d igual 0Ω y a 5Ω . En dicha figura se puede observar como en aras de cumplir con la condición de que la amplitud de la señal de resonancia se encuentre por debajo de 0 dB se ha tomado una resistencia de 5Ω . Adicionalmente se muestra como con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 52.2° y un ancho de banda de 1.68 kHz .

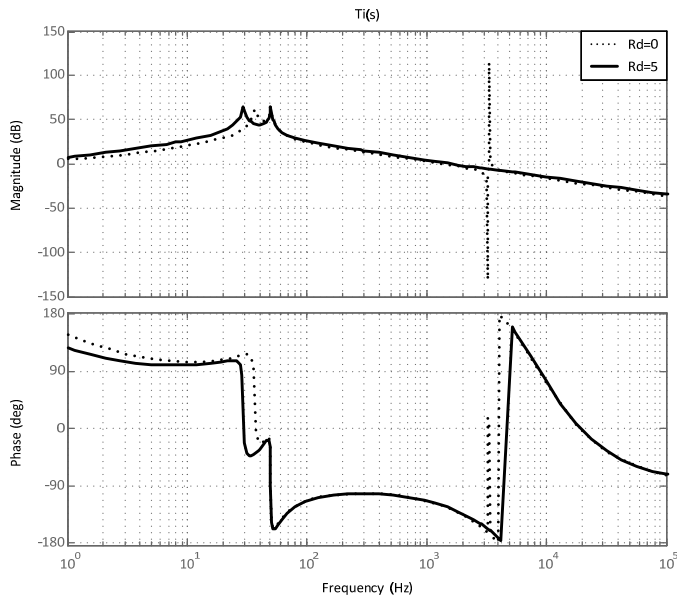


Figura 4-9. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para $R_d=0\Omega$ y 5Ω .

El siguiente paso es determinar el controlador de tensión $G_{v_INV}(s)$, para lo cual hay que tener en cuenta la ganancia del sensor de tensión β_{INV} , y la función de transferencia que relaciona la tensión de la DCLink a la tensión que impone como referencia el controlador de tensión.

El controlador de tensión que fija la referencia a seguir por el controlador de corriente y que permite regular la tensión en la DCLink se implementó a través de un controlador PI [53], esto en razón a que dicho controlador permite que el

sistema logre error de estado estacionario cero. El controlador implementado se muestra en (4.23)

$$G_{v_INV}(s) = K \frac{(s+a)}{s \cdot (s+b)} = -528 \frac{(s+8.33)}{s \cdot (s+1000)} \quad (4.23)$$

En la Figura 4-10 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de tensión de la Figura 4-7 el cual se define como $T_v(s) = G_{VDC-Vc}(s) \cdot \beta \cdot G_v(s)$. En el diagrama se muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 77.1° y un ancho de banda de 8.5 Hz . Dicho valor de frecuencia de corte se ha seleccionado por debajo de la frecuencia del rizado de tensión de la DCLink (100 Hz), con el fin de que dicho rizado esté suficientemente atenuado y no afecte de forma significativa al lazo de tensión. Por otro lado la salida del regulador de tensión actúa como referencia del lazo de corriente. Esta referencia debe verse prácticamente libre de componente de 100 Hz para no distorsionar la corriente inyectada a la red.

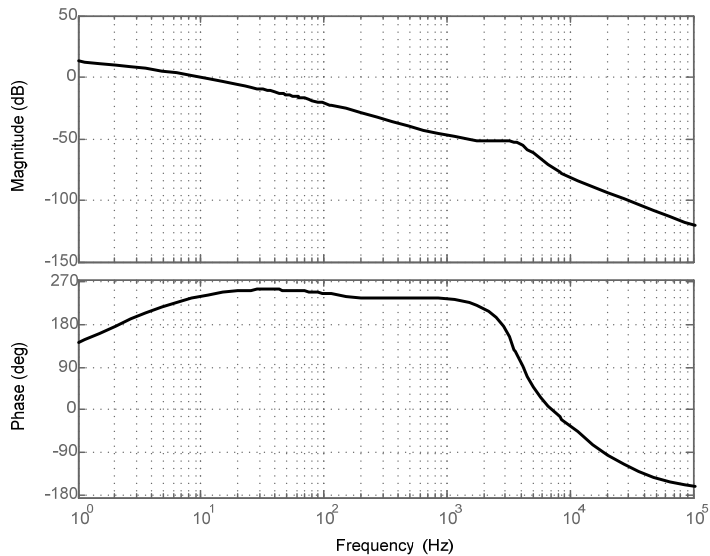


Figura 4-10. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

En las Figura 4-11 y la Figura 4-12 se muestra un barrido paramétrico de $T_i(s)$ y $T_v(s)$ respectivamente en términos de la inductancia de red L_g . La variación del L_g se llevó a cabo entre el 2% y el 15% de la inductancia del filtro

de salida (1 mH a 12 mH aproximadamente), la cual se debe principalmente al transformador de baja tensión. Como se observa la resonancia en alta frecuencia debido al filtro LCL incrementa su pico para valores altos de L_g .

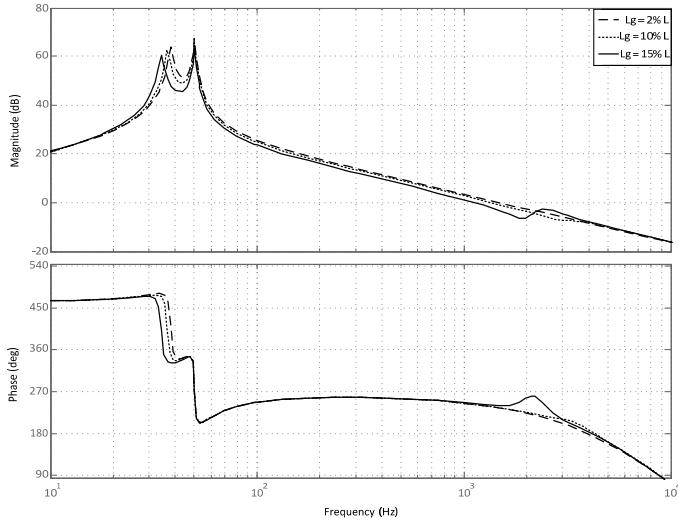


Figura 4-11. Diagrama de Bode de la función de transferencia $T_i(s)$ para variaciones de L_g

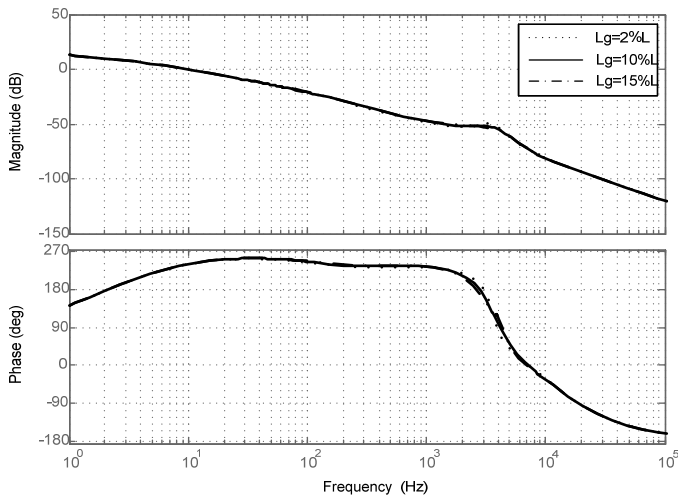


Figura 4-12. Diagrama de Bode de la función de transferencia $T_v(s)$ para variaciones de L_g

En la Figura 4-13 y la Figura 4-14 se muestra un barrido paramétrico de $T_i(s)$ y $T_v(s)$ respectivamente en términos de la tensión de entrada y la potencia, para una inductancia de red $L_g=0.273mH$.

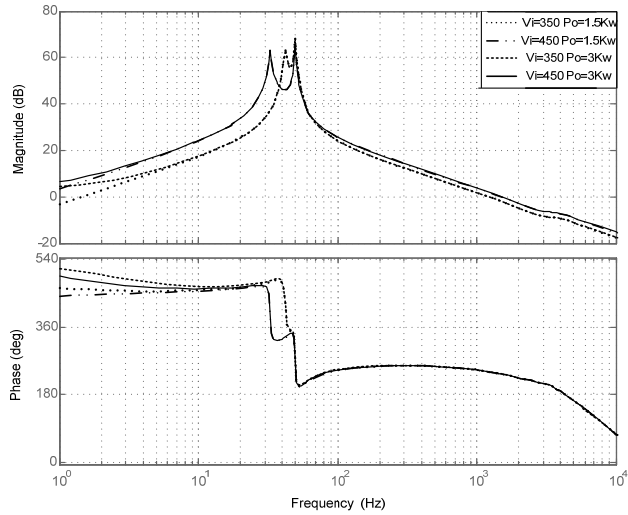


Figura 4-13. Diagrama de Bode de la función de transferencia $T_i(s)$ para variaciones V_{PV} y P .

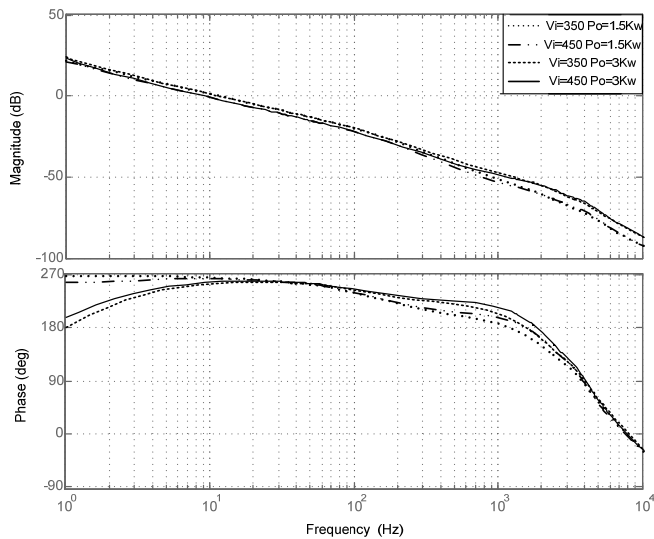


Figura 4-14. Diagrama de Bode de la función de transferencia $T_v(s)$ para variaciones V_{PV} y P .

En la Figura 4-13, la resonancia de baja frecuencia se presenta en el rango de 30 Hz a 40 Hz. Se puede observar que al incrementar el valor de V_{DC} , la frecuencia de resonancia disminuye, mientras que el efecto de la variación de potencia es insignificante.

En la Figura 4-14 al incrementar el valor de V_{PV} , la frecuencia de cruce por cero del lazo de tensión disminuye, mientras que para incrementos de P la frecuencia de cruce por cero aumenta ligeramente.

Tanto para los diagramas de Bode de $T_i(s)$ como los de $T_v(s)$, en todos los casos se presentan márgenes de fase superiores a 50° y márgenes de ganancia superiores a 10 dB.

4.1.3 Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT)

La curva de potencias de un panel fotovoltaico es mostrada en la Figura 4-15. En esta imagen se puede ver como la tensión a la que se obtiene la potencia máxima depende de la irradiancia recibida por el panel. Por este motivo se hace necesaria la implementación de un método de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Esta tensión también varía en función de la temperatura del panel.

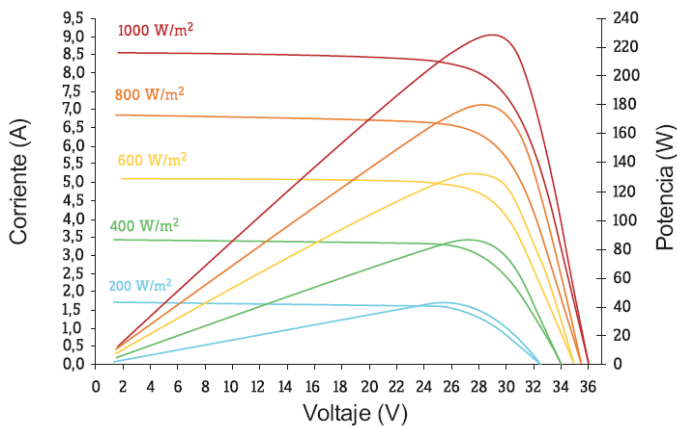


Figura 4-15 Curva característica de potencia del panel (Fuente: SLK60P6L 220-255W Datasheet)

Existen múltiples técnicas de MPPT y entre las más conocidas se encuentran: Perturbar y Observar (P&O) [54], [55], [56], Conductancia Incremental (IC), [54], [55], [56], [57], Redes Neuronales [58], Lógica Difusa [59], entre otros. Los métodos más empleados son el P&O, el IC y sus variantes[60].

El método implementado para este trabajo es el P&O, que consiste en producir una perturbación en la tensión de referencia de la DClink de modo que se varía la tensión de panel y observar posteriormente la evolución. Si después de perturbar la tensión la potencia aumenta, la siguiente perturbación se realizará en la misma dirección, en caso contrario se cambia el signo de la siguiente perturbación. La frecuencia de operación del algoritmo MPPT es de 50 Hz. En la Figura 4-16 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo P&O.

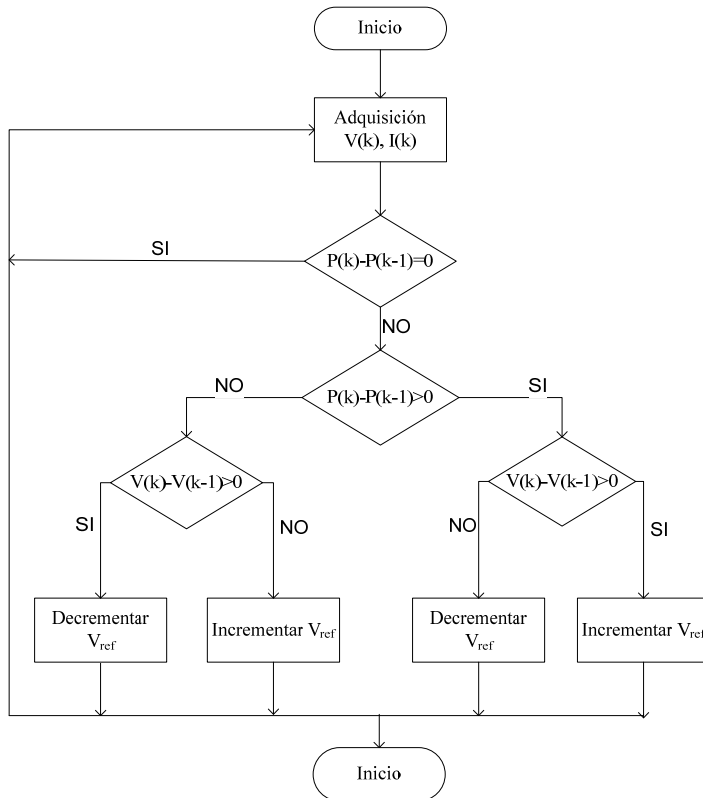


Figura 4-16 Diagrama de flujo del algoritmo P&O

4.1.4 Phase-Locked Loop (PLL)

La sincronización de la corriente del inversor con la tensión de red resulta imprescindible para lograr inyectar energía a la red de una manera adecuada. El elemento encargado de la sincronización es el *Phase-Locked Loop* PLL como por ejemplo el *srf_pll* (*synchronous reference frame PLL*) basado en el uso de un marco de referencia síncrono [62]. Este suele ser empleado en sistemas trifásicos por su aplicación directa, pero en sistemas monofásicos es necesario generar una componente en cuadratura con la señal de tensión de red a fin de poder aplicar la Transformada Inversa de Park [63]. Este desfase puede ser generado mediante un retardo que introduce un desplazamiento en la fase de 90° con respecto a la frecuencia fundamental de entrada. Otro modo de generar la señal en cuadratura es mediante un *SOGI_QSG* (*Second Order Generalized Integrator_ Quadrature Signal Generator*).

La Figura 4-17 muestra el diagrama de bloques del algoritmo PLL monofásico basado en el uso de un retardo para generar la señal en cuadratura.

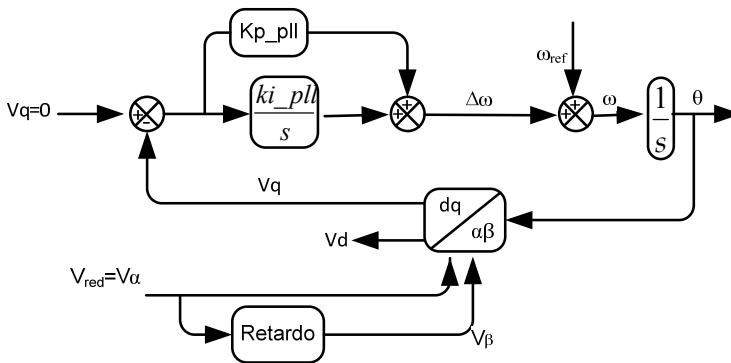


Figura 4-17 Algoritmo del SRF_PLL monofásico

Para la generación del desfase de 90° se implementa un filtro pasa bajo a una frecuencia de corte de 5 Hz mucho menor a la frecuencia de la red (50 Hz). La ganancia de este filtro se calculó en base de conseguir que las señales v_α y v_β sean iguales con lo que se obtuvo un valor de 10 .

La respuesta dinámica del PLL dependerá de los parámetros K_{p_pll} y K_{i_pll} que definirán la frecuencia de corte en el diagrama de Bode del lazo cerrado del

control de posición. Es común asumir que la respuesta de dinámica del sistema sea estable con un margen de fase superior a 50° . La frecuencia de corte es fijada en función al tiempo de respuesta deseado, para este caso se ha fijado en 30 Hz . Los parámetros del regulador PI que proporcionan la respuesta dinámica mostrada en la Figura 4-18 son: $K_{p_pll}=184$ y $K_{i_pll}=92$. La tensión de red de entrada al PLL es de 240 V multiplicada por la ganancia de sensado $\beta_{INV} = 0.006$

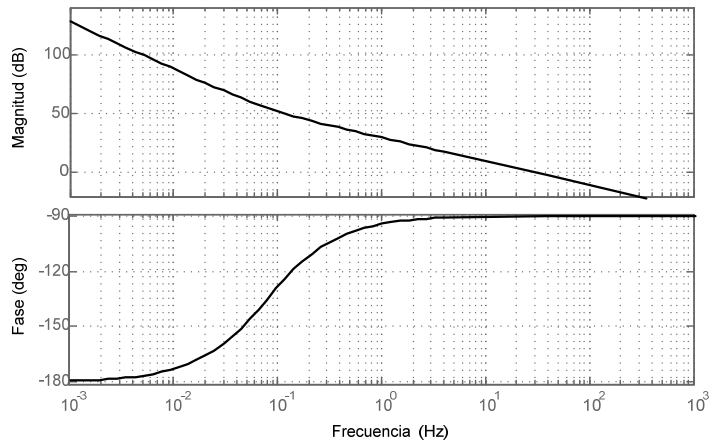


Figura 4-18 Diagrama de Bode de la respuesta del PLL.

4.2 Control del convertidor DC/DC

En el modo conectado a red el convertidor DC/DC se encarga de mantener un nivel de carga en las baterías para lo cual se presentan tres diferentes posibilidades de funcionamiento que se describen a continuación.

1. La energía entregada por los paneles es mayor que la que absorben las baterías. La corriente proveniente de los paneles se destinará una parte a la carga de las baterías y la parte sobrante se inyectará en la red a través del DC/AC.

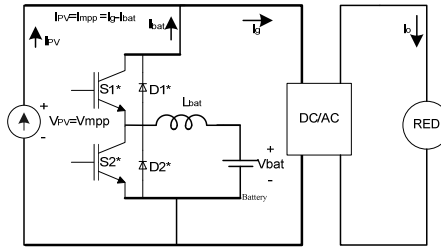


Figura 4-19 Potencia de paneles mayor que la requerida para carga

2. Las baterías se encuentran cargadas. Toda la energía de los paneles se entrega a la red. Figura 4-20

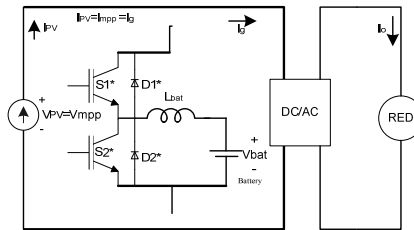


Figura 4-20 Batería cargada

3. La energía entregada por los paneles es menor que la demandada por el cargador de baterías y el inversor extrae energía de la red para cargar.

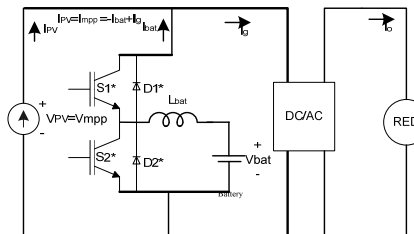


Figura 4-21 Inyectando energía de la Red a las baterías

El convertidor DC/DC se encuentra, como se muestra en la Figura 4-22, conectado a la DCLink en paralelo con el inversor. El convertidor funcionando

en los casos 1 y 3 conectado a red actúa como un cargador de baterías tomando energía del bus de continua y cargando el banco de baterías. En este modo actúa como Buck. En el caso 2, con las baterías cargadas no se produce transferencia de energía.

La Figura 4-22 presenta el esquema de control del convertidor DC/DC trabajando en modo red.

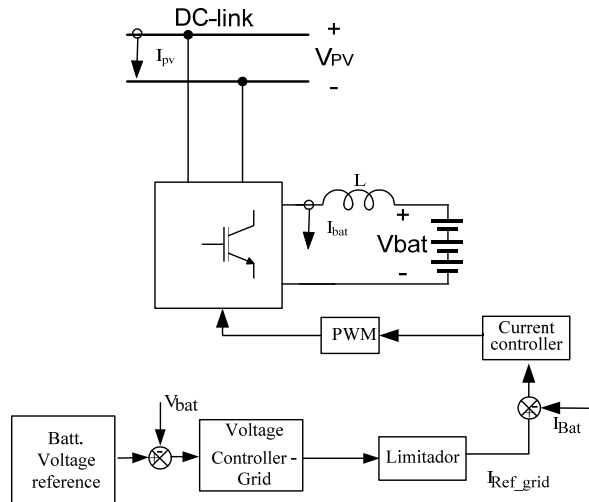


Figura 4-22 Esquema de control del DC/DC en red

Cargar una batería resulta fácil, lo complicado es hacerlo de manera segura. El algoritmo básico es cargar a una corriente constante (indicada por el fabricante, en función de la capacidad) hasta que la batería alcanza una cierta tensión por celda. Al alcanzar esta tensión la batería estará cargada de un 40% a un 70% de su capacidad total. Una vez alcanzada la tensión deseada se debe mantener dicha tensión hasta que la corriente de carga se reduzca al 10% de la corriente nominal de carga. La condición de fin de carga es la caída de la corriente de carga al 10%. La tensión superior de carga y el fin de carga por corriente puede variar ligeramente con el fabricante. Sin embargo, por seguridad, debe incluirse un temporizador de carga.

La Figura 4-23 muestra un ejemplo de ciclo de carga para baterías de plomo ácido implementado en un cargador comercial.

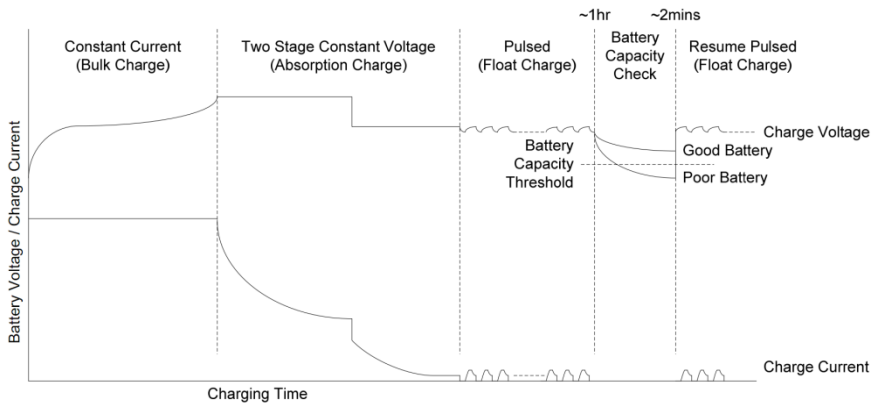


Figura 4-23 Esquema de carga para una batería de plomo ácido. (Fuente: [Silvertel Intelligent Sealed Lead Acid Battery Charger Module AG102.Datasheet])

Para el desarrollo del control del convertidor nos centraremos en las dos primeras fases de la carga. La primera fase de carga se produce a corriente constante mientras la tensión aumenta hasta la tensión de carga. La segunda fase comienza cuando la batería alcanza la tensión de carga y se trabaja a tensión constante hasta llegar a un umbral de corriente mínima.

Los parámetros de la carga, tanto de la corriente como la tensión, son especificados en las hojas de características de las baterías, aunque para este caso tomaremos los valores de $C/10 A$ para la corriente y $V_{bat}+15\%$ para la tensión tomando como valor de $V_{bat}=220 V$, la tensión nominal del banco de baterías .

Seleccionamos un banco de baterías compuesto por elementos $20 A$, la corriente a la que debemos comenzar a cargar es de $2 A$ y la tensión de carga será de $253 V$.

El controlador seleccionado para la carga de las baterías consiste en un control de tensión en las baterías limitado en corriente. La limitación en corriente viene determinada por la corriente máxima de carga y la referencia de tensión por la tensión de carga.

Por lo tanto el control a diseñar es un control de corriente media ACC.

4.2.1 Modelo del DC/DC en pequeña señal en red

Para realizar el modelo del convertidor DC/DC en conexión a red se considera solo el funcionamiento como cargador, por lo que actúa como Buck reduciendo la tensión. La batería en este caso se ha modelado como una impedancia.

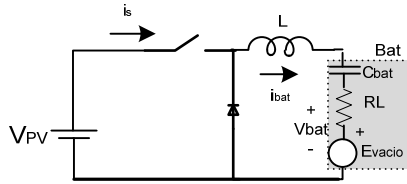


Figura 4-24 Esquema del DC/DC operando en modo Buck

$$\begin{pmatrix} V_{bat} + v_{bat} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D + d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{PV} + v_{PV} \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

$$V_{bat} + v_{bat} = V_{PV} + V_{PV} \cdot D + d V_{PV} + d v_{PV} \quad (4.25)$$

$$V_{bat} = V_{PV} \cdot D \quad (4.26)$$

$$v_{bat} = V_{PV} \cdot d + d v_{PV} \quad (4.27)$$

Las ecuaciones que definen el comportamiento en gran señal:

$$I_S = I_{bat} \cdot D \quad (4.28)$$

Las ecuaciones en pequeña señal se muestran a continuación:

$$\hat{i}_S = I_{bat} \cdot \hat{d} + \hat{i}_{bat} D \quad (4.29)$$

El modelo en pequeña señal es mostrado en la Figura 4-25.

$$\frac{\hat{v}_{bat}(s)}{\hat{i}_{Lbat}(s)} \approx \frac{1}{C_{bat} \cdot s} \quad (4.31)$$

Otros valores que resultan necesarios para poder estudiar la estabilidad se presentan a continuación:

$$F_{m_dcdc} = 1 \quad (4.32)$$

$$\beta_{dcdc} = 0.006 \quad (4.33)$$

$$R_{i_dcdc} = 0.02 \Omega \quad (4.34)$$

Donde F_{m_dcdc} es la ganancia del modulador de PWM, β_{dcdc} es la ganancia de sensado de tensión y R_{i_dcdc} es la ganancia del sensado de corriente.

Empleando los valores calculados en el Capítulo 3 para el DC/DC se obtiene el diagrama de Bode de $G_{iLbat_d}(s)$ mostrado en la Figura 4-27.

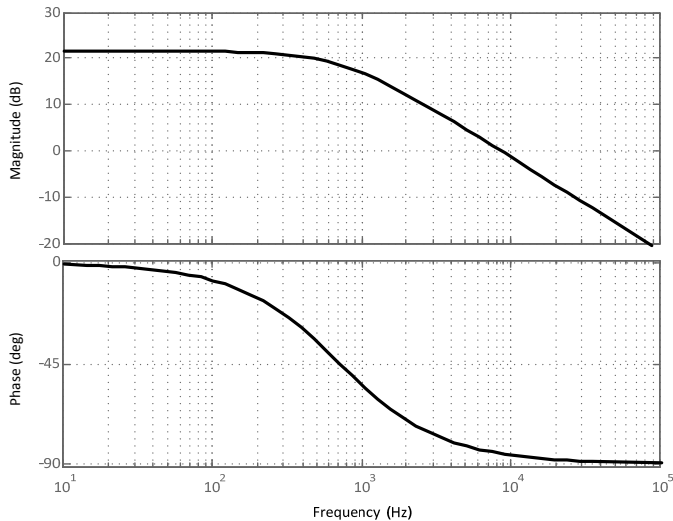


Figura 4-27 Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{iLbat-d}(s)$

El siguiente paso es determinar el controlador de corriente $G_{i_dcdc}(s)$. Empleando el controlados de corriente mostrado en (4.35) se obtiene el Bode del

lazo de corriente de la Figura 4-28 el cual se define como $T_i(s)=G_{iLbat_d}(s)\cdot F_{m_dcdc}\cdot R_{idcdc}\cdot G_{i_dcdc}(s)$.

$$G_{i_dcdc}(s) = 3500 \cdot \frac{1 + 0.0028 \cdot s}{s} \tag{4.35}$$

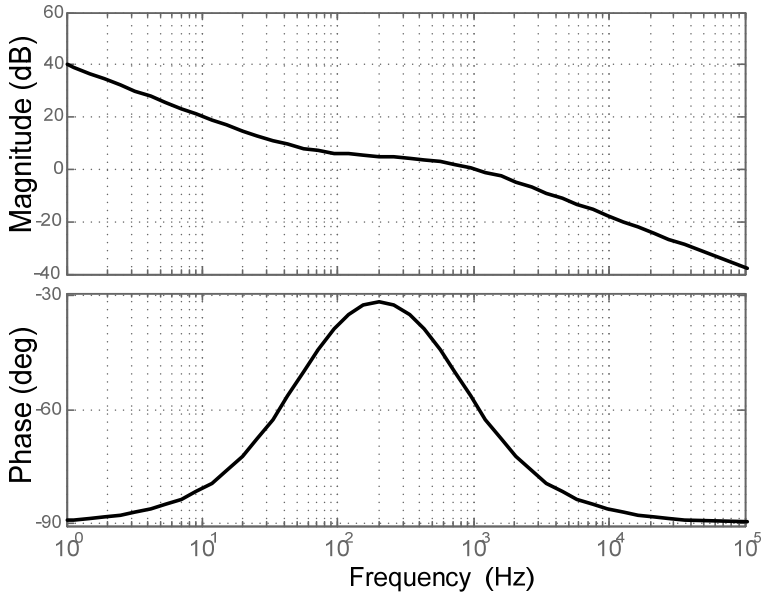


Figura 4-28 Diagrama de Bode del lazo de corriente $T_i(s)$

Se ha obtenido un margen de fase de 121° y una frecuencia de corte de 1.05 kHz .

El siguiente paso es determinar el controlador de tensión $G_{v_dcdc}(s)$, para lo cual hay que tener en cuenta la ganancia del sensor de tensión $\beta=0.06$, y la función de transferencia que relaciona la tensión de salida del DC/DC con la tensión de referencia, $G_{Vdc-Vc}(s)$.

El controlador calculado es mostrado en (4.36) y la Figura 4-29 muestra el diagrama de Bode del lazo de tensión del DC/DC.

$$G_{v_dcdc}(s) = 0.5 \cdot \frac{1 + 0.0076 \cdot s}{s} \tag{4.36}$$

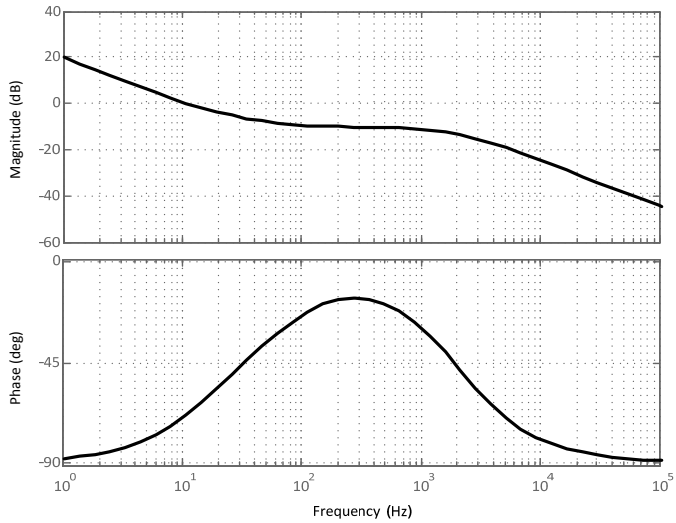


Figura 4-29 **Diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de tensión $T_v(s)$**

Se ha obtenido un margen de fase de 112° y una frecuencia de corte de 12 Hz .

4.3 *Resultados de simulación*

En este apartado se muestran los resultados de las simulaciones de los convertidores implementadas en PSIM 7.05. En primer lugar se simula el inversor inyectando a red, a continuación el convertidor DC/DC y por último el sistema completo en red.

4.3.1 Simulación del Inversor

La Figura 4-30 muestra el esquema del inversor implementado en PSIM para realizar las simulaciones. El bloque del panel solar se realizó a través de una tabla bidimensional con interpolación; dos entradas (tensión del panel e irradiancia) y una salida (corriente del panel).

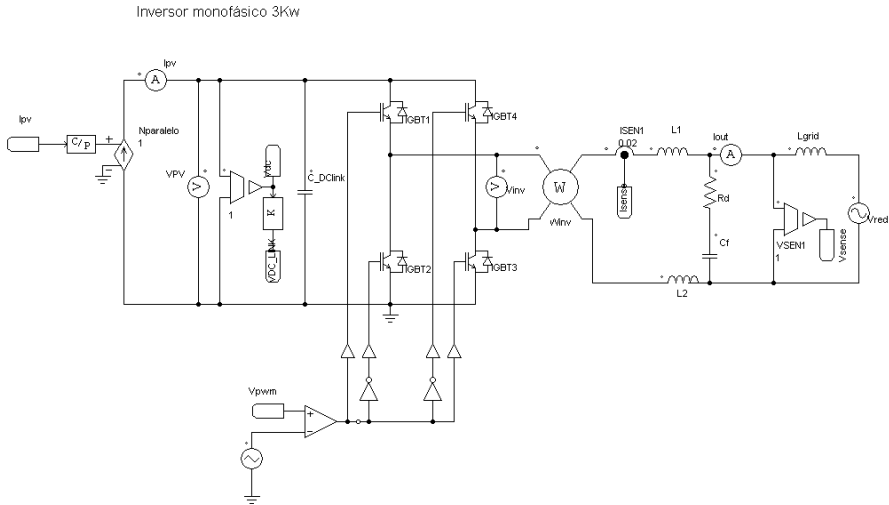


Figura 4-30 Esquema del inversor en PSIM

Los controladores implementados son los calculados en el presente apartado. La red se ha simulado con una tensión sinusoidal ideal a 50 Hz y 230 V.

La Figura 4-31 muestra las formas de onda en tensión y corriente a la salida del inversor inyectando la potencia nominal así como la señal de salida de la fase del PLL representado en grados.

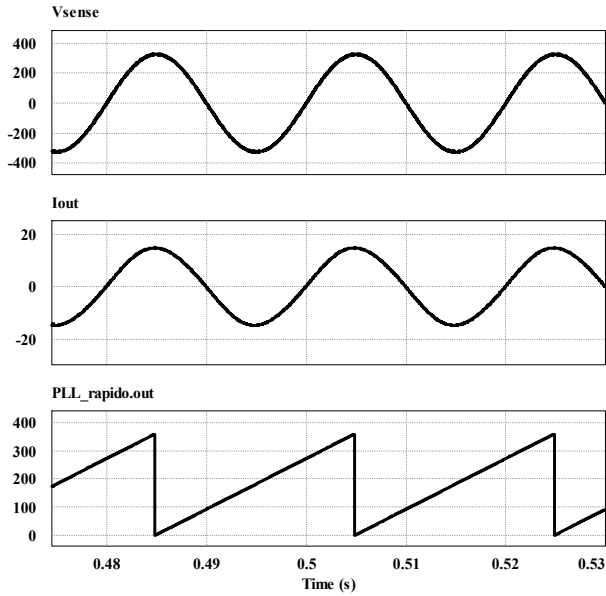


Figura 4-31 Forma de onda de tensión y corriente de salida y PLL

La Figura 4-32 muestra la simulación del inversor inyectando a la red ante variaciones de irradiancia. Se comienza con 500 W/m^2 y se producen escalones a 650 W/m^2 , 800 W/m^2 y a 650 W/m^2 .

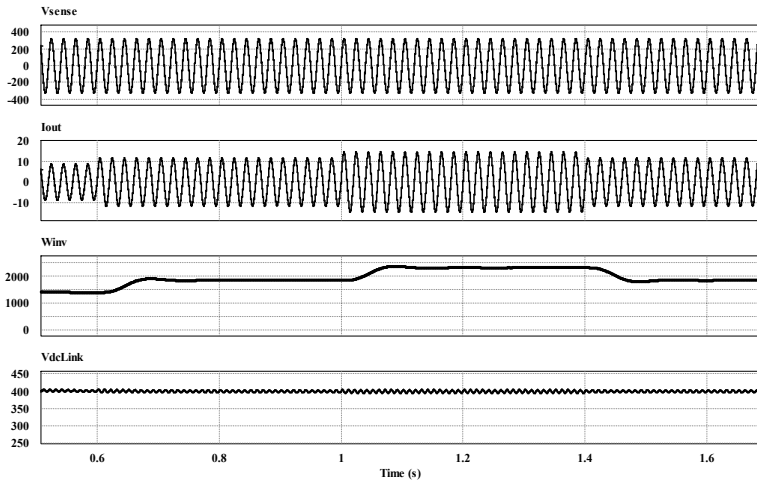


Figura 4-32 Simulación de escalones de irradiancia

Donde en la gráfica superior se muestra la tensión de red, en la segunda gráfica se puede ver la corriente inyectada a la red por el inversor. La tercera gráfica muestra la evolución de la potencia inyectada y por último la tensión en el bus de continua. Se puede observar la respuesta ante los transitorios y como la tensión del bus de continua es controlada por el inversor.

4.3.2 Simulación del DC/DC

Para simular el convertidor DC/DC en modo red, o cargador se ha partido de una DCLink formada por una fuente de tensión puesto que esta tensión está controlada por el inversor. Se han implementado los lazos calculados y se ha simulado un final de carga de una batería para verificar que ejecuta de manera correcta el algoritmo de carga. La batería se ha emulado mediante la aproximación mostrada en la Figura 4-24 con un elevado valor de C_{bat} .

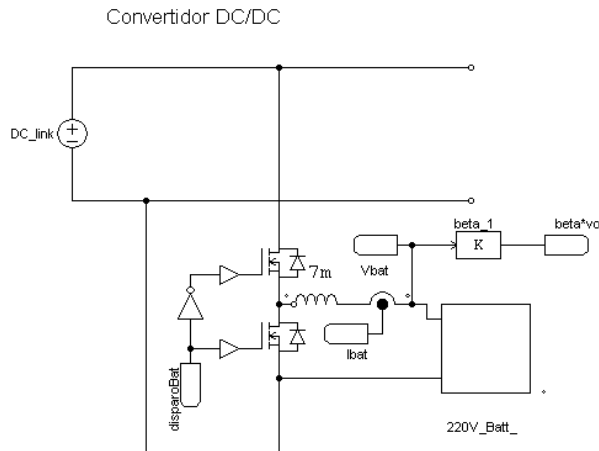


Figura 4-33 Esquema del convertidor DC/DC

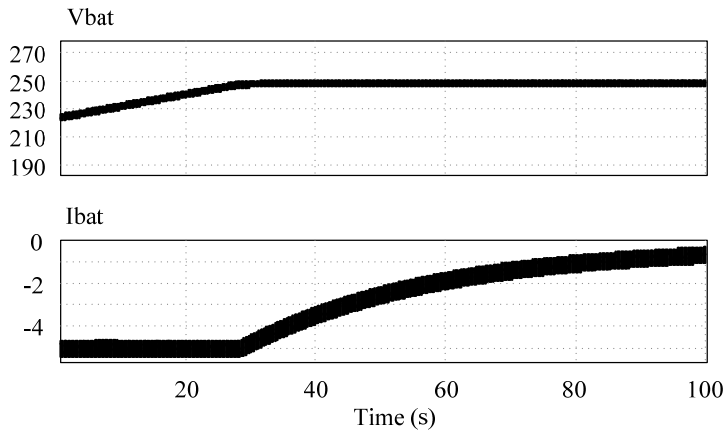


Figura 4-34 Simulación de fin de carga de la batería.

La Figura 4-34 muestra el resultado de simulación del convertidor DC/DC emulando un final de carga de la batería. En la gráfica superior es mostrada la evolución de la tensión de la batería y en el inferior la corriente de salida de la batería. Se pueden observar dos fases diferentes de carga, la primera cuando la carga se realiza a corriente constante hasta alcanzar la tensión de carga y la segunda zona de carga a tensión constante. En la segunda zona de carga se ve como la corriente de carga disminuye según el estado de carga de la batería (SOC) aumenta. El comportamiento del control respeta las especificaciones de carga de las baterías realizando una carga completa y segura.

4.3.3 Simulación del sistema completo

La Figura 4-35 muestra el esquemático del sistema completo empleado para realizar las simulaciones en PSIM. Este está compuesto por el conjunto de los paneles, el inversor y el DC/DC. En la Figura 4-36 se muestra el criterio de signos utilizado para las simulaciones.

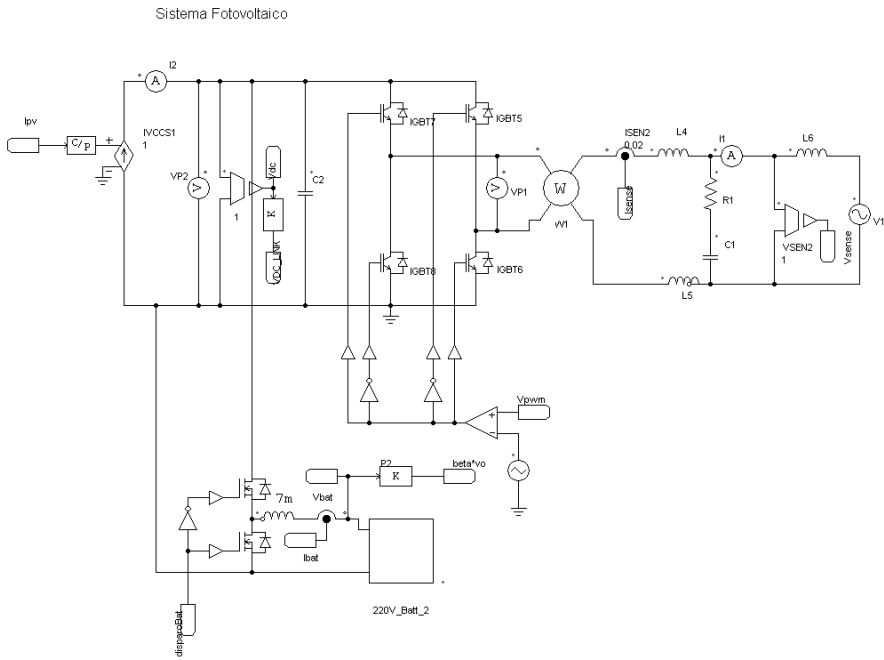


Figura 4-35 Esquema del sistema completo

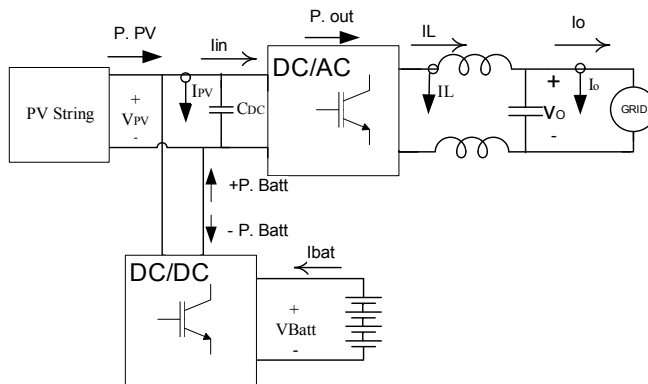


Figura 4-36 Criterio de signos empleado

La Figura 4-37 muestra una simulación del sistema completo conectado a la red. En el instante inicial el DC/DC se encuentra cargando la batería. La potencia entregada por los paneles es menor que la que se inyecta a la batería por lo que el inversor actúa como rectificador tomando energía de la red. A continuación aumenta la irradiancia produciendo más potencia los paneles que lo inyectado a las baterías. El exceso de energía es inyectado a la red. Por último

se va reduciendo la corriente de carga de la batería pudiendo aumentar la energía entregada a la red.

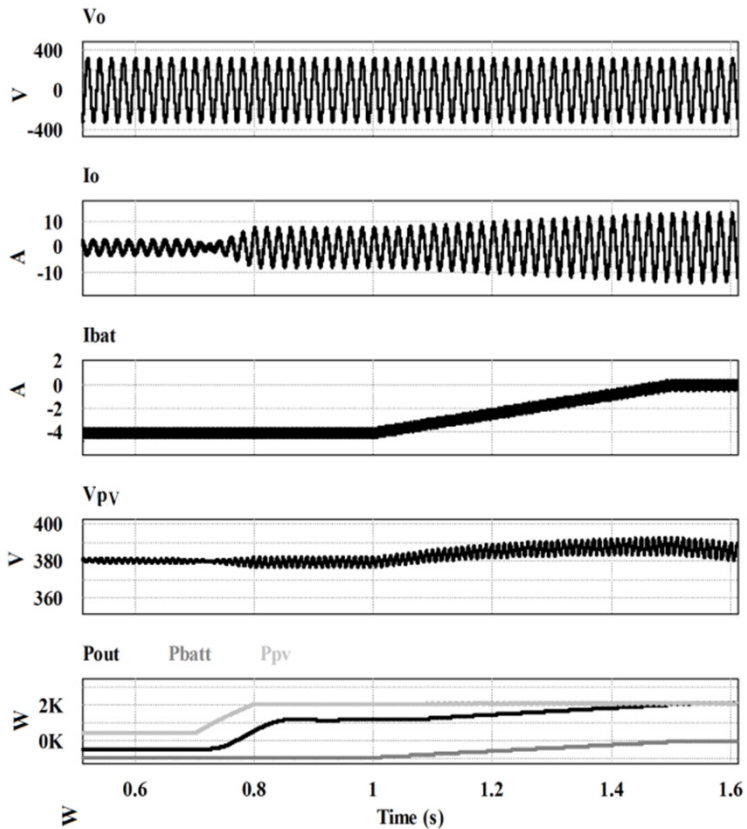


Figura 4-37 Simulación del sistema conectado a red

En la gráfica superior se muestra la tensión de salida del inversor, que es la tensión de red. La segunda gráfica muestra la evolución de la corriente de salida del inversor. La tercera gráfica muestra la corriente de salida de la batería. La cuarta gráfica muestra la tensión de la DClink. Por último se muestra la potencia de carga de la batería e inyectada a la red, de modo que se cumple la siguiente relación $P_{out} = P_{batt} + P_{PV}$.

Se observa como al comienzo de la simulación la potencia del inversor es negativa, lo que quiere decir que estamos tomando energía de la red para cargar las baterías. Esto es debido a que la energía en paneles es menos que la

requerida para la carga. Posteriormente se produce un aumento de la irradiancia con lo que el signo de la potencia inyectada a red cambia al igual que el de la corriente de salida del inversor. Por último se muestra el final de carga de la batería, lo que permite que toda la energía de los paneles sea inyectada a la red.

4.4 Resultados experimentales

Para la obtención de los resultados experimentales se emplea el equipo desarrollado durante el transcurso de esta tesis. En los anexos se muestran imágenes del montaje experimental instalado en el laboratorio para este fin.

En este apartado se centra en la presentación de los resultados obtenidos experimentalmente del equipo trabajando conectado a red.

4.4.1 Resultados del Inversor

Como fuente de energía para emular los paneles en las pruebas se ha empleado una fuente de corriente DC que nos ha permitido realizar variaciones de potencia en el bus de continua. El algoritmo MPPT ha sido sustituido por una referencia de tensión constante.

En la Figura 4-38 se pueden ver las formas de onda del inversor en funcionamiento inyectando a red una potencia de $2.4 kW$.

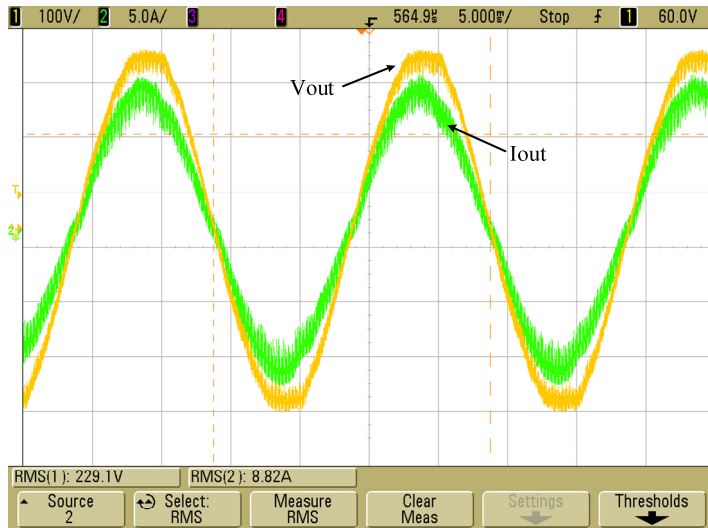


Figura 4-38 Inversor inyectando a red . (1- Tensión de red 100V/div, 2- Corriente de salida 5A/div)

En esta figura es mostrada la tensión de salida donde se ve la distorsión que presenta la red. Del mismo modo se muestra la corriente de salida del inversor. Se puede ver como ambas señales se encuentran en fase y como la corriente presenta una distorsión de paso por cero.

La siguiente figura muestra los resultados experimentales del inversor inyectando a red 2.4 kW .

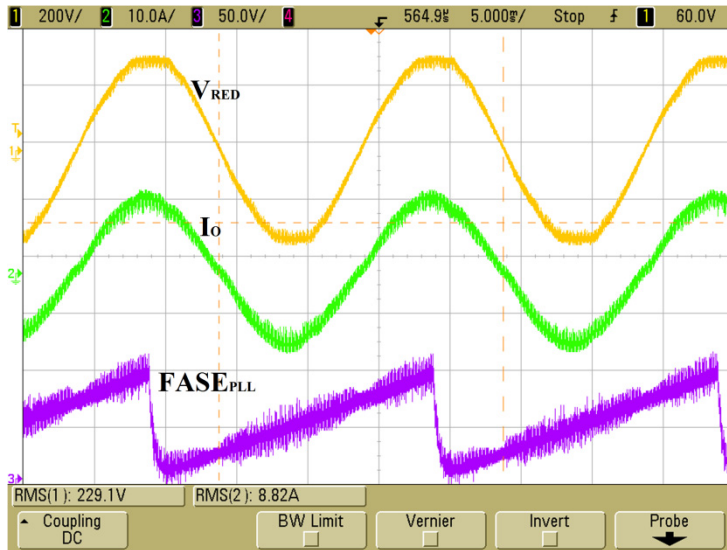


Figura 4-39 Inversor inyectando a red. (1- Tensión de red 200V/div, 2- Corriente de salida 10A/div, Fase del PLL)

La señal superior muestra la tensión de red, la central la corriente de salida y la inferior muestra la fase calculada por el PLL. Esta señal ha sido adquirida mediante una salida PWM del DSP filtrada. Se puede ver que el PLL ofrece una señal sincronizada con la red eléctrica que nos permite inyectar energía correctamente con un factor de potencia cercano al unitario. Como se muestra en la Figura 4-40 El THD que presenta el equipo inyectado 2 kW es de 3.8% con un THDv del 2.4% en la tensión de red

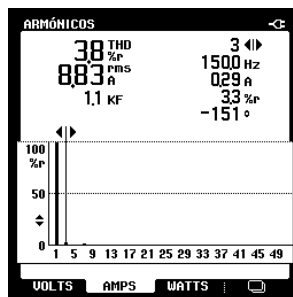


Figura 4-40 THDi del inversor en red.

A continuación se muestran los resultados obtenidos con el inversor trabajando frente a escalones de potencia de entrada. Estos escalones de

corriente han sido realizados modificando la referencia de corriente de la fuente de continua que emula los paneles. La Figura 4-41 muestra el detalle de un escalón de subida ($1520W \rightarrow 1900W$) en la fuente de entrada y la Figura 4-42 muestra el detalle de un escalón de bajada ($1900W \rightarrow 1520W$).

En ambas gráficas la señal amarilla muestra la tensión de red, la señal verde muestra la corriente de salida y la violeta muestra la tensión en la DClink. Se puede ver como la tensión de la DClink es controlada por el inversor que la mantiene en el valor establecido por la referencia.

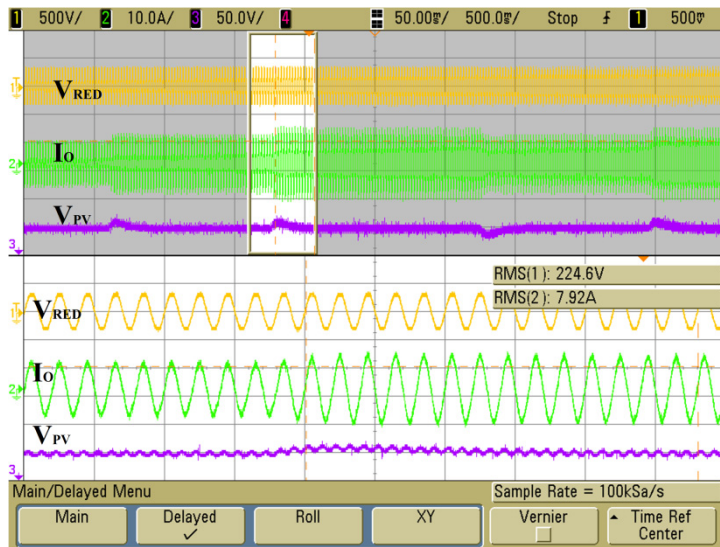


Figura 4-41 Escalón de subida (1520W a 1900W) (1- Tensión de red 500V/div, 2- Corriente de salida 10A/div, 3- Tensión de DClink 50Vdiv)

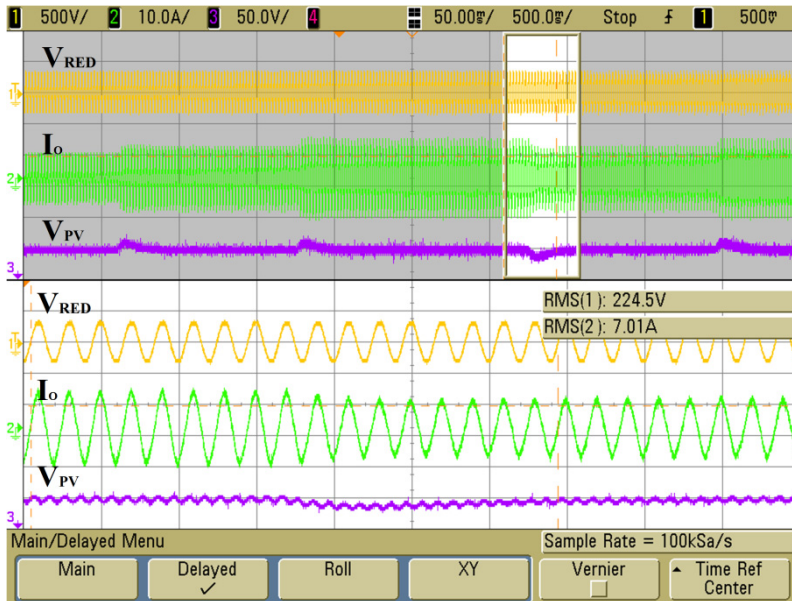


Figura 4-42 Escalón de subida (1900W a 1520W) (1- Tensión de red 500V/div, 2- Corriente de salida 10A/div, 3- Tensión de DClink 50Vdiv)

En estas dos últimas capturas de osciloscopio están divididas en dos zonas mostrando en la zona inferior un detalle de la superior. En la gráfica violeta se puede observar el rizado a 100 Hz que se produce en la tensión del bus de continua así con el transitorio producido por los escalones de potencia en la fuente y el tiempo que toma el control para estabilizar la tensión.

4.4.2 Resultados del DC/DC

Los resultados obtenidos con el convertidor DC/DC trabajando solo se presentan detalladamente en el Capítulo 6. Por otra parte los resultados del DC/DC trabajando como cargador de baterías se presentan en conjunto con el inversor como sistema completo.

4.4.3 Resultados del sistema completo

Este apartado muestra los resultados experimentales obtenidos con el sistema completo inyectando energía a la red. En este caso el papel del DC/DC es de cargador de baterías por lo que las experimentaciones que se muestran son del inversor inyectando diferentes potencias y el convertidor cargando y un fin de carga.

La Figura 4-43 muestra el sistema completo funcionando con menor potencia en paneles que la requerida para cargar las baterías.

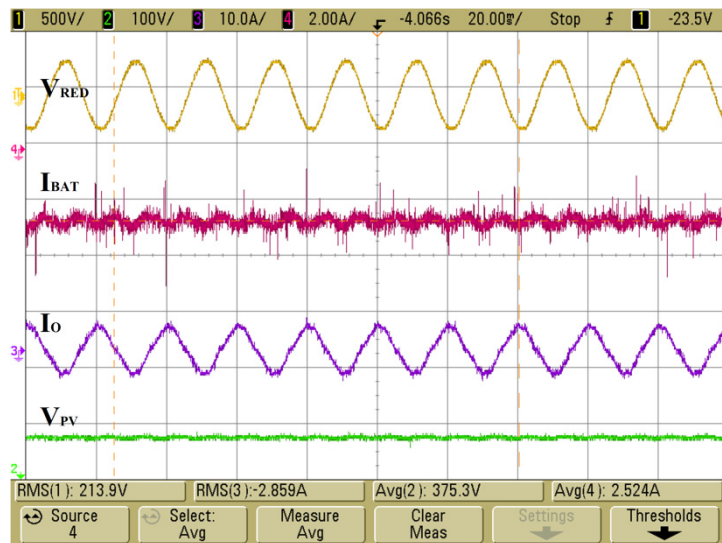


Figura 4-43 Sistema tomando energía de red y cargando baterías (1- Tensión de red 500V/div, 2- Tensión de DCLink 100Vdiv, 3- Corriente de salida 10A/div, 4- Corriente en la Baterías 2A/div)

La primera gráfica muestra la tensión de red. La segunda gráfica muestra la corriente de carga de las baterías. En la tercera se aprecia la forma de onda de la corriente de salida del inversor, esta corriente está en contrafase con la tensión lo que quiere decir que estamos sacando energía de la red hacia el bus de continua. La inferior muestra la tensión del bus de continua. En este caso no hay potencia en los paneles por lo que el inversor actúa como rectificador controlado manteniendo la tensión de la DCLink. El DC/DC toma energía del bus de continua para inyectar corriente a las baterías.

La Figura 4-44 muestra el comportamiento del equipo ante un final de carga de las baterías.

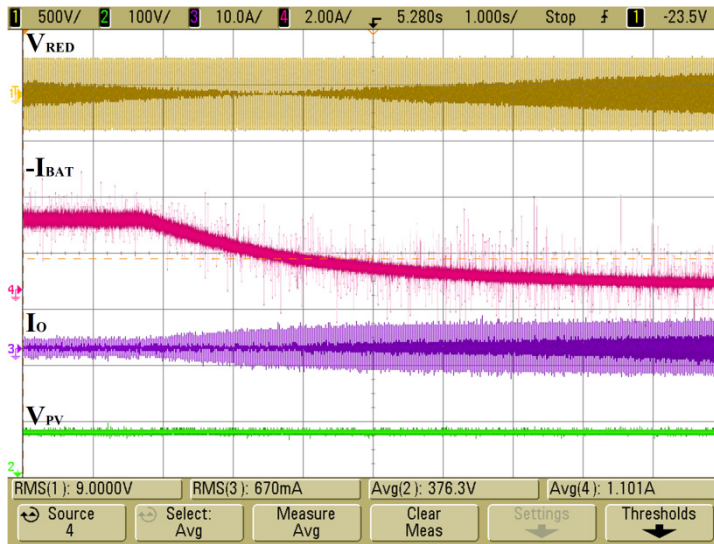


Figura 4-44 Fin de carga de la batería_1. (1- Tensión de red 500V/div, 2- Tensión de DCLink 100V/div, 3- Corriente de salida 10A/div, 4- Corriente en la Baterías -2A/div)

La grafica superior muestra la tensión de red. La segunda muestra la corriente inyectada a las baterías. La tercera representa la corriente inyectada a la red. La tensión del bus de continua se puede ver en la cuarta gráfica. Al alcanzar las baterías la tensión de carga la corriente inyectada a las baterías disminuye exponencialmente. La energía que no se emplea para la carga de las baterías es inyectada a la red. Cuando las baterías se encuentran totalmente cargadas toda la energía de los paneles es inyectada a la red eléctrica. La tensión del bus de continua es controlada por el inversor manteniéndola a la tensión de referencia establecida.

La simulación de la siguiente figura muestra un final de carga de la batería en el caso en el que la potencia de carga de las baterías es mayor que la potencia disponible en los paneles, que en este caso es cero.

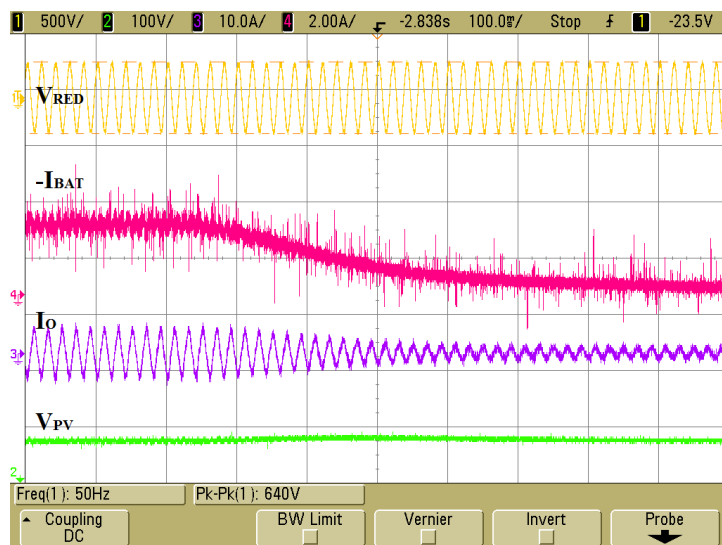


Figura 4-45 Fin de carga de la batería 2. (1- Tensión de red 500V/div, 2- Tensión de DClink 100V/div, 3- Corriente de salida 10A/div, 4- Corriente en la Baterías -2A/div)

La grafica superior muestra la tensión de red. La segunda muestra la corriente inyectada a las baterías. La tercera representa la corriente inyectada a la red. La tensión del bus de continua se puede ver en la cuarta gráfica. En este caso el inversor actúa como rectificador, tomando energía de la red eléctrica para realizar la carga de las baterías.

4.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha estudiado el sistema conectado en red y han sido obtenidos los controladores tanto para el inversor como para el convertidor DC/DC. La validez de estos controladores ha sido comprobada tanto mediante simulaciones con PSIM como con pruebas experimentales empleando el prototipo desarrollado. El comportamiento del inversor, del DC/DC y del conjunto de ambos trabajando en paralelo coincide con el planteado.

Se ha obtenido un equipo capaz de inyectar energía a red partiendo de una fuente continua como pueden ser los paneles. La corriente inyectada presenta un bajo THD y un factor de potencia cercano al unitario. El inversor es capaz de

controlar la tensión del bus de continua controlando al mismo tiempo la potencia inyectada. El convertidor DC/DC funciona como cargador de baterías controlando en todo momento tanto la tensión como la corriente de entrada a las baterías. Ambos equipos son capaces de trabajar en paralelo cumpliendo ambos con sus especificaciones.

CAPÍTULO V

Esquemas de detección de islanding

CAPÍTULO V. ESQUEMAS DE DETECCIÓN DE ISLANDING

En el entorno de las microrredes capaces de trabajar conectadas a red o en isla, resulta imprescindible la detección de estos estados. Conociendo la situación en la se encuentra el sistema, el sistema de procesado podrá actuar en consecuencia, configurando el control del sistema de modo que se asegure su correcto funcionamiento.

En el capítulo que aquí comienza se realiza un estudio de los métodos de detección de islanding. El contenido de este capítulo se basa en las publicaciones derivadas del desarrollo de la tesis.

La situación de islanding en sistema de generación distribuida se presenta cuando la red eléctrica interrumpe el suministro y los generadores continúan energizando la carga. En ese momento la red eléctrica deja de controlar el sistema comprometiéndose la seguridad, la fiabilidad y el restablecimiento del servicio [64], [65].

Ha sido realizado un estudio de los principales métodos existentes hasta el momento. Los resultados de este estudio se muestran en el artículo “*Review of Anti-Islanding Techniques in Distributed Generators*” publicado en la revista *Renewable and Sustainable Energy Reviews* en 2010. Como resultado de este estudio también se obtuvieron algunas ideas de nuevos métodos de detección como el que se publicó en el evento ISIE 2010 titulado “*An active Anti-islanding method based on phase-PLL perturbation*”, o el que se presenta en el siguiente apartado que fue publicado en la revista *Transaction on Power Electronic* en el año 2010.

5.1 Introducción a los métodos de detección de islanding

En esta apartado se explicarán brevemente tres métodos empleados para realizar un análisis comparativo. Los métodos se pueden clasificar en dos grandes grupos, los pasivos y los activos. Nos centramos en los activos y más concretamente en los tres que se detallan a continuación.

5.1.1 Variación de la potencia activa y de la potencia reactiva

Este método se basa en la inyección de potencia activa y potencia reactiva por parte del inversor al sistema. En condición de islanding la potencia fluye desde el inversor hacia la carga, afectando a la corriente y a la tensión en el Punto de Acople Común (PCC). Existe una variación de la tensión frente a la variación de la potencia activa inyectada por el inversor a la carga durante la condición de islanding.

Por lo tanto, es posible variar la potencia activa inyectada por el inversor con el fin de llevar la amplitud de la tensión fuera del rango de operación normal y poder detectar el islanding.

Es necesario escoger cuidadosamente cuando se inyecta la potencia, porque variaciones continuas de la potencia inyectada pueden perturbar el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT). Por estas razones, el método se basa en la inyección de potencia activa únicamente cuando la tensión medida en el PCC supera un determinado valor umbral (V_S).

El tiempo necesario para que el algoritmo detecte una falla puede ser ajustado a través de un factor K_v que aumenta o disminuye la variación de potencia dP de forma proporcional a la variación de la tensión. Este valor se debe escoger lo suficientemente grande con el fin de que provoque la detección de islanding pero sin llegar a producir sobrecorrientes que puedan afectar a los elementos del sistema. La referencia de corriente en el control del inversor puede ser calculada de la siguiente manera:

$$I_{ref} = \frac{dP + P_O}{V_O} \quad (5-1)$$

De donde $dP = K_v(V_O - V_n)$, siendo V_n la amplitud de la tensión nominal y V_O la medición de la amplitud de la tensión de salida del inversor.

De manera similar a la relación entre tensión y potencia activa, existe una fuerte dependencia entre frecuencia y potencia reactiva, que permite desarrollar otro método de detección de islanding, basado en la medición de la frecuencia de red. Debido a que el estándar IEEE 929-2000 recomienda la operación de los DGs cercana a un factor de potencia unitario, se tiene que la potencia reactiva generada debe ser cero.

La variación de la frecuencia es directamente proporcional a los cambios en la potencia reactiva. La variación de la potencia reactiva dQ en términos de la frecuencia se puede expresar como:

$$dQ = K_f \cdot (f_n - f_o) \tag{5-2}$$

Donde f_o , es la medida de la frecuencia a la salida del inversor, f_n es la frecuencia nominal de salida y K_f , la constante que permite acelerar la detección de islanding.

En la Figura 5-1 se muestra el diagrama de bloques del método basado en la variación simultánea de P y Q .

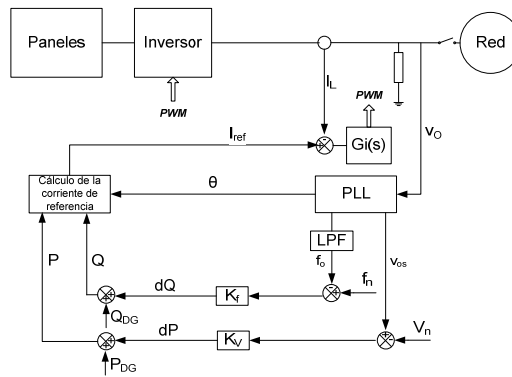


Figura 5-1. Diagrama de bloques del método de inyección de P y Q .

La desventaja que presenta este método es que se pueden generar falsas detecciones de islanding cuando se incorporan muchos inversores a la red. Por otra parte pueden aparecer problemas de inestabilidad por la inyección continua de perturbaciones por parte del inversor a la red.

5.1.2 Métodos de Frecuencia de General Electric (GEFS)

Este método se basa en la inyección de una perturbación en corriente en el sistema y la supervisión del efecto sobre el PCC. La perturbación es adicionada a las señales de control en un Marco de Referencia Síncrono (SFR), usualmente conocido como el marco de referencia DQ. Existen dos conceptos claves en la

implementación de este método y en la utilización del marco de referencia DQ; el primero asociado al hecho de que alineando el fasor de tensión con el eje D, la potencia activa es proporcional a la componente sobre el eje D y el segundo que, en las mismas condiciones, la potencia reactiva es proporcional a la componente en el eje Q.

Debido a que se tiene un inversor monofásico la implementación en el marco de referencia DQ no es tan obvia como en un sistema trifásico, sin embargo las cantidades monofásicas pueden ser convertidas a DQ con la creación de un eje virtual Q como se muestra en la Figura 5-2.

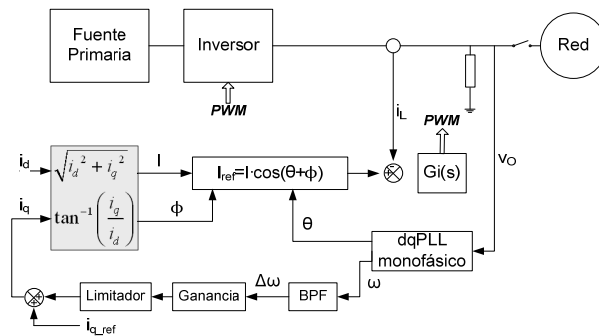


Figura 5-2. Diagrama de bloques del método GEFS.

En el esquema de frecuencia de General Electric, para detectar islanding, con el fin de obtener la variación de la componente i_q se usa un filtro pasabanda (BPF). Esto se hace porque se requiere minimizar la señal de ruido a bajas frecuencias y el DC offset a altas frecuencias, causado por la realimentación positiva. Por lo anterior y teniendo en cuenta que los estándares y recomendaciones sugieren un tiempo para protección de islanding de aproximadamente 2 segundos se escoge para el diseño del filtro un ancho de banda entre 1 Hz-10 Hz. La ganancia del filtro se debe seleccionar teniendo en cuenta que al estar conectado el sistema a la red, la perturbación no afecte de forma significativa los márgenes de fase y de ganancia, y que cuando se dé la condición de islanding la perturbación sea lo suficientemente grande para poder detectarlo. El elemento final a tener en cuenta es el limitador, el cual permite especificar la máxima corriente inyectada basado en dos premisas; la primera asociada a la máxima capacidad de sobrecorriente del inversor y la segunda al máximo factor de potencia permitido. En dicho método se consigue afectar tanto

la magnitud, así como la fase de la corriente de referencia, como se describe en las siguientes ecuaciones:

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad y \quad \phi = \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) \quad (5-3)$$

$$I_{ref} = I \cdot \cos(\theta + \phi) \quad (5-4)$$

Este método presenta la ventaja de que es fácil de implementar, posee una NDZ reducida, el impacto sobre la calidad de potencia es mínimo y es muy robusto frente a disturbios en la red. Sin embargo, la inyección de las señales de perturbación (frecuencia y tensión) en la red demandan condiciones especiales y deben ser lo más pequeñas posibles.

5.1.3 Método de medición de impedancia

Este método se basa en la detección de los cambios de la impedancia de la red. La idea es inyectar una corriente armónica, para este caso una corriente armónica de segundo orden, con el fin de modificar el ángulo de la corriente del inversor. Esto se logra inyectando una señal sinusoidal sincronizada ciclo a ciclo, la cual obliga a modificar suavemente el ángulo de la corriente del inversor. Una señal realimentada es extraída de la tensión en el PCC (componente v_q) como consecuencia de la señal armónica inyectada.

En la Figura 5-3 se muestra el esquema anti-islanding basado en los cambios de la impedancia de red.

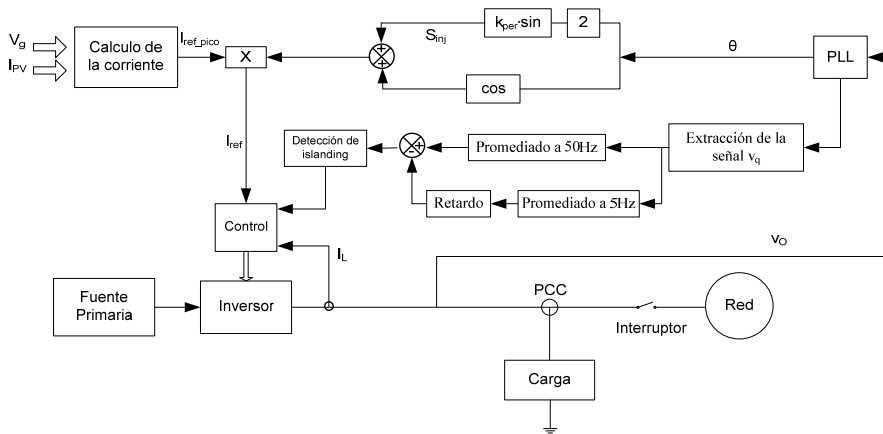


Figura 5-3. Diagrama de bloques del método de detección de islanding basado en la inyección de armónicos.

El principio de operación del método se describe a continuación. La señal inyectada S_{inj} se define como:

$$S_{inj} = k_{per} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-5)$$

Donde k_{per} es la ganancia usada para escoger la cantidad de señal inyectada necesaria para la detección de islanding y θ es el ángulo aportado por el PLL. Se puede observar en (5-5) que se ha ingresado un segundo armónico el cual será adicionado a la fase del PLL y posteriormente escalado por la magnitud de la corriente de referencia del sistema.

$$I_{ref} = I_{ref_pico} \cdot (\cos(\theta) + k_{per} \cdot \sin(2 \cdot \theta)) \quad (5-6)$$

El valor de k_{per} se debe escoger teniendo en cuentas tres premisas, la primera que sea lo suficientemente grande con el fin de que se pueda detectar la condición de islanding, segundo que su valor no sea tan grande que produzca un aumento del THD en corriente superior a los límites establecidos por las normas y tercero que no afecte de forma significativa la amplitud de la referencia de corriente. En (5-6) se puede observar que la perturbación se puede tratar en términos de un porcentaje de la corriente de referencia, para este caso se empleó una perturbación del 1% de amplitud, la cual cumple dichas condiciones.

Cuando el inversor inyecta potencia a la red, la consecuencia de agregar la perturbación $k_{per} \cdot \sin(2 \cdot \theta)$ a la corriente de referencia se puede tratar como una señal realimentada en la tensión en el PCC. Dicha señal posee el doble de la frecuencia de la fundamental y su amplitud se relaciona con el valor de la impedancia de red. La señal realimentada puede ser extraída a través de la Transformada de Park (en términos de v_q). Después de la transformación, la frecuencia de la señal realimentada llega a ser la mitad, como se demuestra a continuación:

$$v_q = -\sin(\theta) \cdot v_\alpha + \cos(\theta) \cdot v_\beta \quad (5-7)$$

Considerando un sistema de tensiones ortogonales de la tensión de realimentación (v_α y v_β), debidas a la señal inyectada, y considerando normalizadas las tensiones α y β , las cuales se pueden representar como:

$$v_\alpha = \cos(2 \cdot \theta) \quad y \quad v_\beta = \cos\left(2 \cdot \theta - \frac{\pi}{2}\right) = \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-8)$$

se tiene:

$$v_q = -\sin(\theta) \cdot \cos(2 \cdot \theta) + \cos(\theta) \cdot \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-9)$$

$$v_q = \sin(\theta) \quad (5-10)$$

La señal de tensión realimentada puede ser extraída después de la Transformación de Park a través de un filtro resonante sintonizado a la frecuencia de la componente fundamental; posteriormente se detectan los picos, en valor absoluto, de la señal de v_q y se calcula el promedio a 5 Hz y a 50 Hz ; finalmente se toma la diferencia entre ambas medias, con el fin de determinar si se encuentra fuera o dentro de un determinado valor umbral. Si se encuentra por fuera de dicho valor umbral se activa un retardo con el fin de establecer si dicha condición persiste y de ser así se activa la condición de islanding.

Las principales ventajas que ofrece este método es que no afecta los cruces por cero de la corriente, la amplitud de la perturbación al ser tan pequeña puede ser inyectada en todos los tiempos sin afectar el THD de corriente de forma significativa y presenta una muy baja NDZ. Como inconvenientes del método se tiene que degrada ligeramente la calidad de potencia al tener una perturbación

constante y puede presentar inconvenientes para detectar el islanding ante ciertas perturbaciones de la red las cuales podrían coincidir con el armónico inyectado.

5.2 Propuesta de un nuevo método basado en el algoritmo Goertzel

Se propone un nuevo método de detección de islanding dentro de los métodos activos de inyección de armónicos. Este trabajo está publicado en la revista *Transactions on Power Electronics* en el año 2010 con el título “*An active Anti-islanding method based on phase-PLL perturbation*”.

5.2.1 Generación de la perturbación.

El método propuesto se basa en la adición de una corriente armónica a la referencia de corriente del inversor. La perturbación es generada por la modificación de la señal de fase del PLL, de modo que el ángulo que se introduce en la referencia de corriente del inversor, θ_{INV} , varía según (5.11). El esquema de la perturbación en el PLL se muestra en la Figura 5-4.

$$\theta_{INV} = \theta_{FPLL} + k \cdot \cos(\theta_{FPLL}) \quad (5.11)$$

siendo k , el porcentaje de perturbación introducido en el sistema.

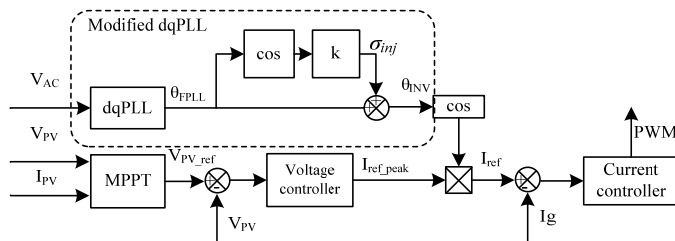


Figura 5-4 Perturbación en el PLL

La Figura 5-5 muestra la forma de onda de θ_{INV} para $k=0.1$. El efecto de (5.11) es modificar la forma de onda de la corriente de salida del inversor, introduciendo un segundo armónico, como se muestra a continuación.

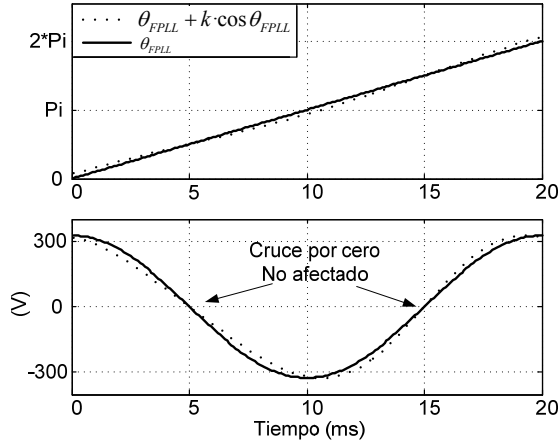


Figura 5-5 θ_{FPLL} , θ_{INV} y referencia de corriente del inversor deformada

La forma de onda de la señal inyectada está definida por (5.12)

$$\sigma_{inj} = k \cdot \cos(\theta_{FPLL}) \tag{5.12}$$

La referencia de fase de la corriente del inversor está dada por (5.13)

$$\cos(\theta_{INV}) = \cos(\theta_{FPLL} + \sigma_{inj}) = \cos(\theta_{FPLL} + k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) \tag{5.13}$$

Aplicando la relación trigonométrica (5.14) a (5.13), resulta (5.15):

$$\cos(A + B) = \cos(A) \cdot \cos(B) - \sin(A) \cdot \sin(B) \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned} & \cos(\theta_{FPLL} + k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) = \\ & \cos(\theta_{FPLL}) \cdot \cos(k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) - \sin(\theta_{FPLL}) \cdot \sin(k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) \end{aligned} \tag{5.15}$$

Asumiendo que $k \ll 1$, resulta la aproximación dada en (5.16), y aplicándola a (5.15) se tiene (5.17),

$$\begin{aligned} \sin(k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) & \cong k \cdot \cos(\theta_{FPLL}), \text{ para } k \ll 1 \\ \cos(k \cdot \cos(\theta_{FPLL})) & \cong 1, \text{ para } k \ll 1 \end{aligned} \tag{5.16}$$

$$\cos(\theta_{INV}) \cong \cos(\theta_{FPLL}) - k \cdot \sin(\theta_{FPLL}) \cdot \cos(\theta_{FPLL}) \quad (5.17)$$

Tomando en cuenta (5.18), se puede reescribir (5.17) como (5.19):

$$\sin(2 \cdot \theta) = 2 \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\theta) \quad (5.18)$$

$$\cos(\theta_{INV}) \cong \cos(\theta_{FPLL}) - \frac{k}{2} \cdot \sin(2 \cdot \theta_{FPLL}) \quad (5.19)$$

Como se demuestra en (5.19), la adición del término $k \cdot \cos(\theta_{FPLL})$ a θ_{FPLL} como en (5.13) para pequeños valores de k ($k \ll 1$), resulta en un segundo armónico en la señal de referencia de corriente del inversor. Por lo tanto, una pequeña distorsión en la corriente de referencia del inversor es esperada. En la Figura 5-5, se puede observar que la forma de onda de la referencia de corriente del inversor no se ve afectada por los cruces por cero, mientras que los valores pico son desplazados en tiempo, pero no modifican su valor.

Cuando la red está conectada, la tensión en el PCC es fijada por la red y no se ve alterada en su forma de onda. Cuando la red no está presente (situación de islanding), la tensión en el PCC seguirá la forma de onda de la corriente inyectada por el inversor.

El algoritmo de detección de islanding propuesto se basa en la medición del segundo armónico de la tensión en el PCC utilizando el algoritmo Goertzel y la posterior comparación con un valor umbral.

5.2.2 Algoritmo aplicado para la detección de la perturbación.

El algoritmo de Goertzel permite que un coeficiente individual de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) sea generado usando un simple filtro recursivo, el cual incorpora un resonador digital de segundo orden. Su simplicidad inherente, y su economía en la implementación, han atraído en los últimos años el interés en el desarrollo de resonadores digitales de segundo orden y filtros Goertzel, los cuales permiten detectar coeficientes de Fourier, o detectar tonos a frecuencias arbitrarias, y no sólo a las frecuencias determinadas por la DFT [66]. Dentro de las aplicaciones del algoritmo Goertzel en el área de la potencia eléctrica, se cuenta con la detección de velocidad de motores de inducción [67] y el control de la calidad de potencia en sistemas interconectados a red [68].

Para el propósito de esta investigación, se aplicará el algoritmo de Goertzel para la detección y medición de la amplitud del segundo armónico. Al requerir solamente el análisis a una frecuencia específica, los tiempos de procesamiento del algoritmo serán menores comparados con la utilización del mismo para un grupo determinado de frecuencias.

Por otra parte, en comparación con el cálculo directo de la DFT para el punto N , este algoritmo reduce a la mitad la cantidad de operaciones que tiene que llevar a cabo. En concreto, utiliza la mitad de multiplicaciones, el mismo número de adiciones y requiere aproximadamente $1/N$ número de evaluaciones trigonométricas, lo cual es su gran ventaja [69].

La ecuación que representa el algoritmo Goertzel está dada por una función de transferencia que representa a un filtro IIR de segundo orden. La función de transferencia en el dominio de z del filtro Goertzel se presenta en (5.20)

$$H(z) = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi \cdot k_g}{N}} z^{-1}}{1 - 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (5.20)$$

En el dominio de la frecuencia el término k_g representa un número entero en el rango $0 \leq k_g \leq N-1$.

La magnitud y la fase de la frecuencia requerida pueden ser halladas a partir del algoritmo de Goertzel, siguiendo las siguientes expresiones (5.21) y (5.22), respectivamente. Donde v_{k_g} es el vector discretizado de la tensión medida en el PCC.

$$|y_{k_g}(N)| = v_{k_g}^2(N-1) + v_{k_g}^2(N-2) - v_{k_g}(N-1) \cdot v_{k_g}(N-2) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \quad (5.21)$$

$$\theta = \arg\{y_{k_g}(N)\} = \arctan \frac{\sin\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot v_{k_g}(N-2)}{v_{k_g}(N-1) - \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot v_{k_g}(N-2)} \quad (5.22)$$

Con el fin de aplicar el algoritmo Goertzel para determinar la amplitud del segundo armónico se hace necesario discretizar la señal de la tensión de salida del inversor, dicha discretización se realizó tomando 20 puntos, como se muestra en la Figura 5-6.

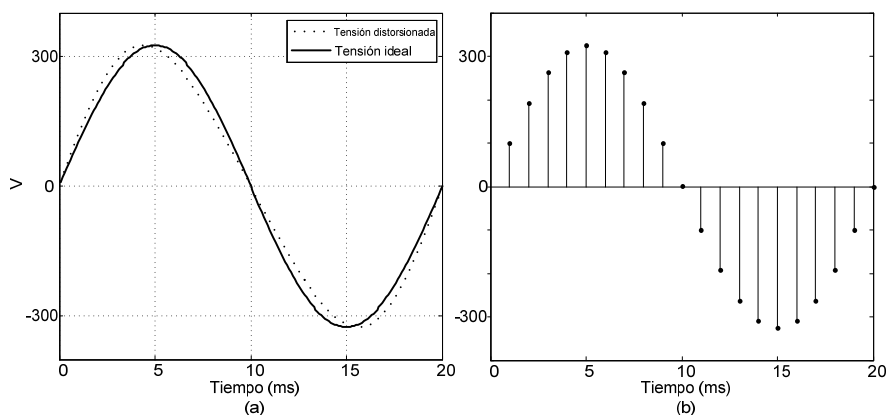


Figura 5-6 (a) Tensión de salida ideal y distorsionada, (b) Señal de tensión discretizada

Una vez calculada la amplitud del segundo armónico a partir de las ecuaciones expuestas anteriormente, se hace necesario compararla con un valor umbral, a fin de determinar cuando el sistema está o no en condición de islanding.

5.2.3 Cálculo del valor umbral.

La perturbación que se inyecta con el método se produce según (5.11) con $k= 0.05$. Basándose en la ecuación (5.19) se deduce que la perturbación resultante es un armónico de segundo orden en corriente de valor $k/2$ del 2.5% de amplitud de la componente fundamental de corriente inyectada. El valor del segundo armónico existente en la red es del 0.02% de la fundamental de la tensión de red. Cuando la red no está presente, la perturbación en tensión que se generará tendrá un valor máximo del 2.5%. El umbral a detectar debe ser menor que la perturbación introducida. Se fijará el umbral de detección para las simulaciones en el 1%, que supone un valor de amplitud en tensión del segundo armónico de 2.9V.

Por otra parte se introduce una mejora para proporcionar robustez al sistema de detección: un retardo es programado para verificar la situación de islanding

con el fin de prevenir falsas detecciones en presencia de transitorios o ruido en las mediciones. Cuando el valor medio de la amplitud del segundo armónico excede los umbrales, el retardo es mantenido por un periodo de 100 ms (correspondiente a 5 ciclos de red) antes de la desconexión del PCC, con el fin de garantizar que la situación de islanding realmente se ha producido, y que adicionalmente el retardo no excede lo establecido por el Estándar IEEE 929-2000. El algoritmo del método de detección de islanding propuesto se muestra en la Figura 5-7.

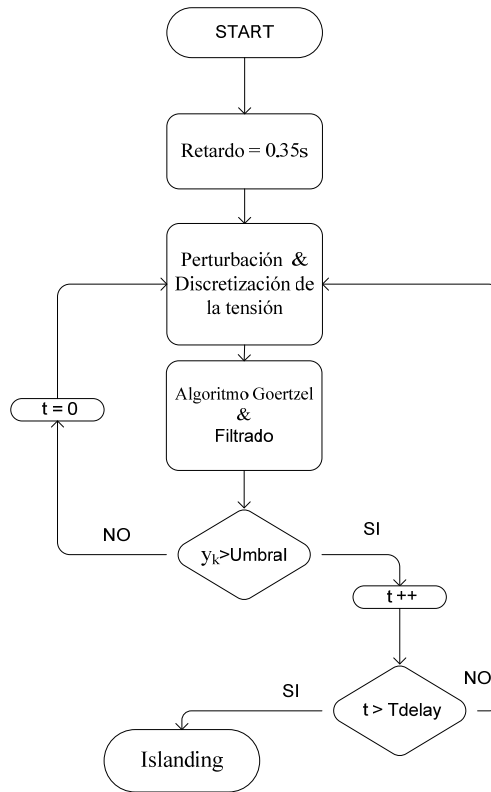


Figura 5-7 Algoritmo del método de detección de islanding propuesto

5.3 Resultados de simulación

En el artículo titulado “*Analysis of active islanding detection methods for grid-connected microinverters for renewable energy processing*” publicado en la revista *Applied Energy* en 2010, se presentan los resultados de simulación de los diferentes métodos estudiados, así como en el artículo anterior que se presentan resultados de simulación del método propuesto.

Dichas simulaciones se realizaron en PSIMTM y se probaron sobre los equipos presentados en las publicaciones, siguiendo los requerimientos del estándar IEEE 929-2000, en cuanto a tipo de carga y factor de calidad de la misma se refiere. En todos los casos se utilizó una carga RLC paralelo ($R_L=120\Omega$, $L_L=153mH$, $C_L=66\mu F$) con un factor de calidad de 2.5.

La Figura 5-8 muestra la simulación del método propuesto con una carga RLC.

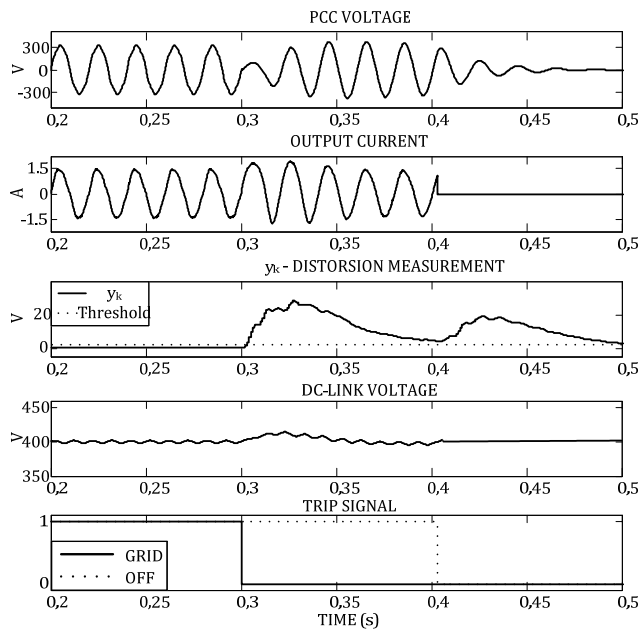


Figura 5-8 Simulación del método propuesto.

La primera y segunda gráfica muestran la tensión y corriente de salida del inversor. La tercera gráfica muestra la evolución de la variable analizada

empleada para detectar islanding. La cuarta grafica muestra la evolución de la tensión de la DClink. La ultima gráfica muestra el instante en el que se produce el islanding y en el momento en el que se detecta. El tiempo de detección en esta simulación es algo superior a *100 ms*.

A continuación se muestran las simulaciones de otros métodos estudiados para poder comparar con el propuesto. La descripción de estos métodos se encuentra el anexo II. La Figura 5-9 (a) muestra los resultados del método de detección de islanding basado en la variación de la potencia activa mediante el uso de la realimentación de tensión. En la gráfica se puede observar cómo se produce la desconexión del inversor dentro de los tiempos establecidos por los estándares. . La Figura 5-9 (b) muestra resultados similares conseguidos con el método de detección de islanding basado en la variación de la potencia reactiva, mediante el uso de la realimentación de frecuencia. El valor de las constantes K_v y K_f determinan el tiempo de respuesta del método.

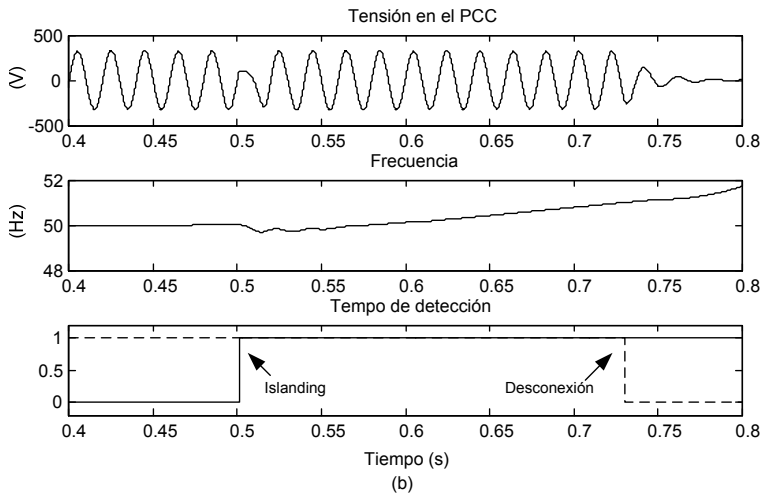
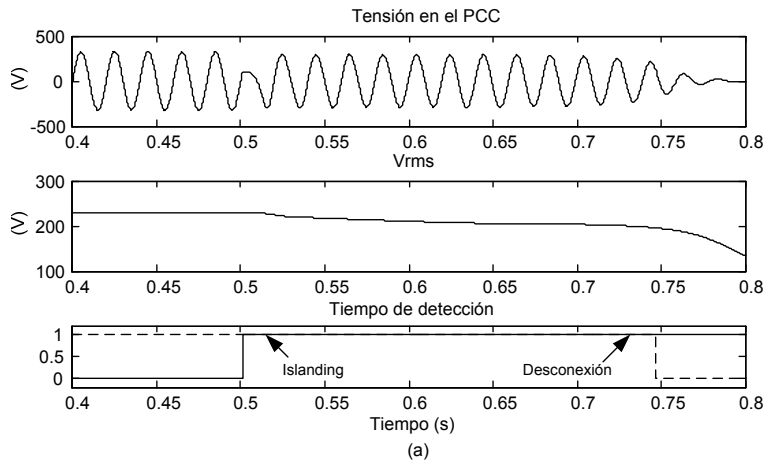


Figura 5-9 Simulación del método (a) Inyección de Potencia Activa. (b) Inyección de Potencia Reactiva

Las variables mostradas en ambos casos son la tensión de salida en la gráfica superior, la variable medida (tensión RMS en (a) y frecuencia en (b)) y en la gráfica inferior se muestran los instantes en los que se produce la situación de islanding y cuando se produce la detección.

La siguiente simulación muestra los resultados obtenidos empleando el método GEFS.

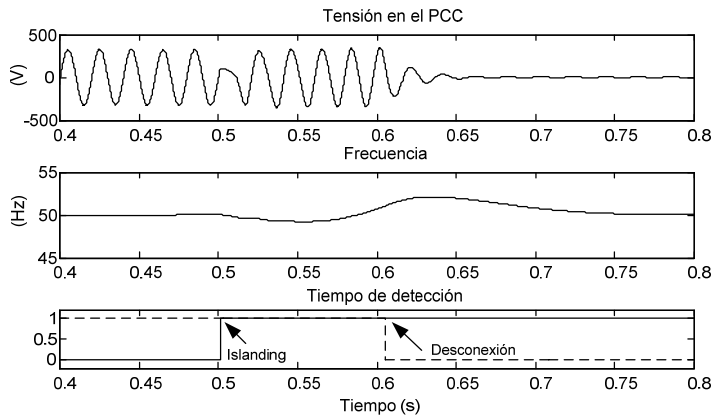


Figura 5-10 Simulación del método GEFS

Se muestran las señales de tensión en el PCC en el gráfico superior la frecuencia en el central y los instantes de islanding y detección en el inferior.

La Figura 5-11 muestra los resultados obtenidos a través del método de detección de impedancia. Cuando la situación de islanding ocurre, la componente v_q cambia como resultado de la variación de la impedancia a la frecuencia del armónico inyectado, así que la condición de islanding puede ser detectada.

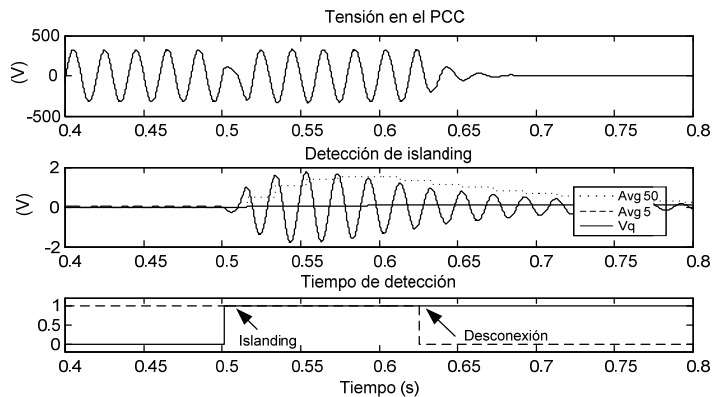


Figura 5-11 Simulación del método de Detección de Impedancia

Las gráficas mostradas son la tensión en el PCC (superior), variables involucradas en la detección de islanding (central) y tiempo de detección de islanding (inferior). Se observa que el transitorio durante la detección de islanding es aceptable para la etapa de potencia.

Para todos los métodos simulados el THD en corriente nunca superó el 3.7% a potencia nominal. En general los diferentes métodos presentan un impacto similar sobre la potencia reactiva, sin embargo nunca se superó el 3.4% de la potencia activa.

Por otra parte, los métodos basados en inyección de armónicos (el método GEFS, el método de detección de impedancia y el método propuesto) presentaron un tiempo de detección más corto que los métodos basados en realimentación positiva. Además presentaron una buena respuesta transitoria en comparación con los otros métodos.

En la Tabla 2 se presenta un cuadro que permite comparar los tiempos de detección y el THD_i .

Método	Tiempo de detección	THD_i (%)
Variación de potencia activa	0.245s con $K_v = 15$	3.33
Variación de potencia reactiva	0.230s con $K_f = 4$	3.30
GEFS	0.1 a 0.2s como una función del tamaño de la perturbación.	3.30
Detección de impedancia	0.1 a 0.2s como una función del tamaño de la perturbación.	3.37
Propuesto	0.1 a 0.12s como una función del tamaño de la perturbación.	3.65

Tabla 2. Comparación de los diferentes métodos activos para detección de islanding

5.4 Resultados experimentales

En este apartado se verifica el funcionamiento del método propuesto con resultados experimentales. El equipo empleado para efectuar las pruebas es descrito en el artículo publicado en la revista *Transactionson Power Electronics*.

En la Figura 5-12 se presenta el comportamiento del sistema en el momento que se produce la situación de islanding.

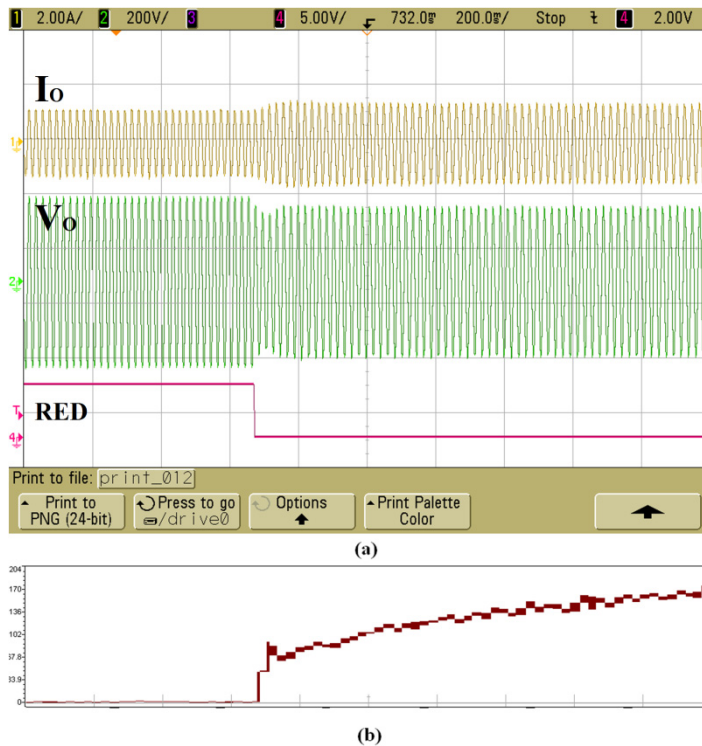


Figura 5-12 Evolución de las señales en el momento en el que se produce islanding. (a: 1- Corriente de salida 2A/div. 2- Tensión de salida 200V/div. 3- Islanding) (b: Variable y_k)

En Figura 5-12, a, se presentan las variables eléctricas. La grafica superior muestra la evolución de la tensión de salida. La segunda grafica muestra la corriente de salida y la inferior muestra el momento en el que se produce el

islanding. A pesar de la perturbación en tensión que se observa, la tensión se mantiene dentro de los límites establecidos.

Figura 5-12, b, muestra la evolución de la variable y_k calculada, se ve claramente su comportamiento.

La Figura 5-13 presenta los resultados con una carga RLC.

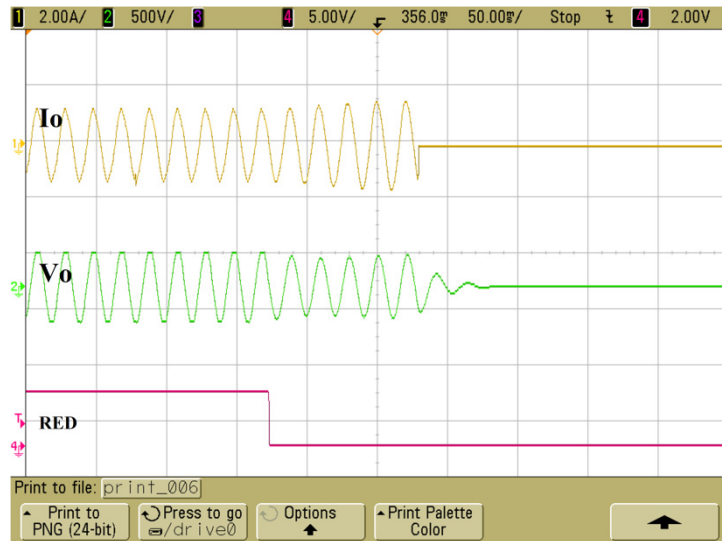


Figura 5-13 Resultados del método con carga RLC (1-Corriente de salida 2A/div. 2- Tensión de salida 500V/div. 3- Islanding)

La grafica superior de la Figura 5-13 presenta la tensión de salida, la central la corriente inyectada y la inferior el momento donde se produce el islanding. Con esta figura es posible medir el tiempo de detección del método que es de $0,1s$.

En la Figura 5-14 se muestran los resultados del método de detección de islanding empleando una carga puramente resistiva.

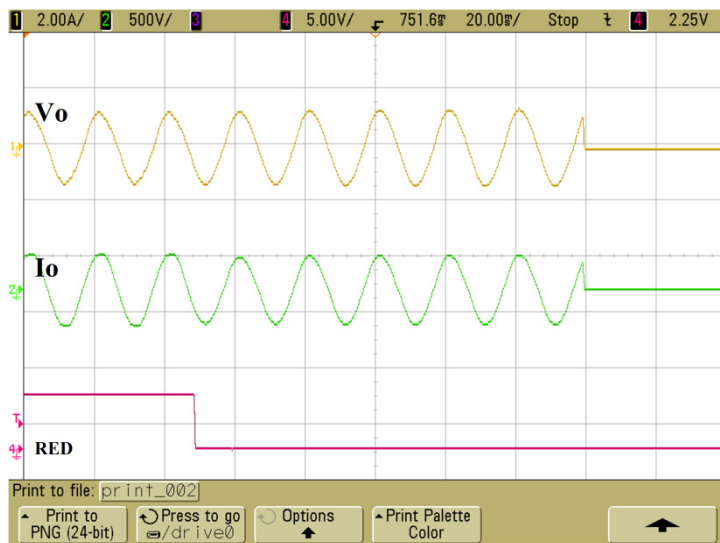


Figura 5-14 Resultados del método con carga resistiva (1-Corriente de salida 2A/div. 2-Tensión de salida 500V/div. 3- Islanding)

La tensión de salida es representada en la gráfica superior, la corriente en el centro y por último el momento donde se produce el islanding en la gráfica inferior. En este caso el tiempo de detección del método ha sido de $0.11s$.

5.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se han estudiado los diferentes métodos de detección de islanding y ha sido propuesto un nuevo método activo. El método propuesto está basado en perturbar mediante un segundo armónico a la corriente de salida del inversor y posterior análisis mediante el algoritmo de Goertzel. El método ha sido validado mediante simulación y con resultados experimentales sobre un inversor de baja potencia.

Este método presenta ciertas ventajas como su robustez ante transitorios de tensión en el PCC. El método no afecta al algoritmo MPPT. Las perturbaciones inyectadas resultan insignificantes en estado estable, lo cual no afecta a la estabilidad de red. El método obtiene resultados similares con diferentes tipos de carga (R, RLC). Los tiempos de detección obtenidos son inferiores a los

estipulados por la normativa. El método trabaja de forma adecuada, incluso con valores de segundo armónico de la red cercanos al 5.5%.

Dos desventajas a señalar del método propuesto son: 1) una pequeña corriente correspondiente a un segundo armónico es inyectada a la red por el inversor, y 2) excesivos armónicos de tensión en el PCC (más altos que los permitidos por la norma) pueden causar falsas detecciones.

CAPÍTULO VI

Control para operación en isla

CAPÍTULO VI. CONTROL PARA OPERACIÓN EN MODO ISLA

Cuando el sistema funciona es isla, la gestión que se debe hacer de la energía es distinta que en red. La Figura 6-1 muestra un esquema de como se manejará la potencia en función de la carga y de la producción en los paneles.

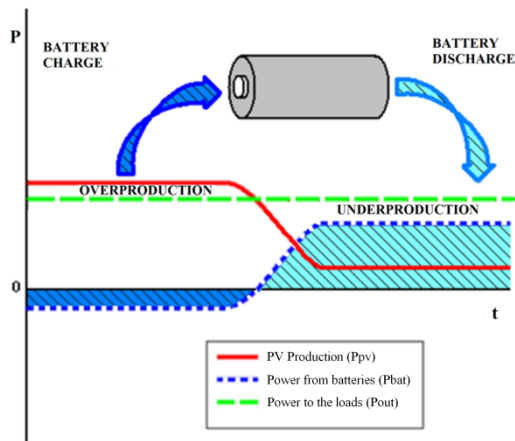


Figura 6-1 Gestión de energía operando en isla

En este caso el inversor inyecta la potencia demandada por las cargas y el DC/DC gestiona el exceso o la falta de energía inyectando o tomando potencia de las baterías.

Se hace necesario el estudio del control del sistema para el funcionamiento en isla. En este caso la tensión de salida no está controlada por la red, por lo que es el inversor es el responsable de su control. El inversor controla tanto la tensión de salida como la corriente de salida dejando sin controlar la tensión de la DClink.

Al no controlar la tensión de la DClink, el inversor no es capaz de realizar el seguimiento del punto de máxima potencia. Por este motivo el convertidor DC/DC pasa a controlar la tensión del bus de continua y la corriente en la batería. El DC/DC en este modo es el encargado de asegurar el seguimiento del algoritmo MPPT.

Los modos de control implementados se describen en las secciones siguientes.

6.1 Control del inversor en isla

Con el inversor operando en modo isla, el modelo en pequeña y en gran señal varía sus características en torno al punto de operación con respecto al calculado anteriormente. En este caso no se tiene una carga activa como es la red eléctrica para pasar a tener una carga pasiva conectada al Punto de Acople Común (PCC) como se muestra en la Figura 6-2.

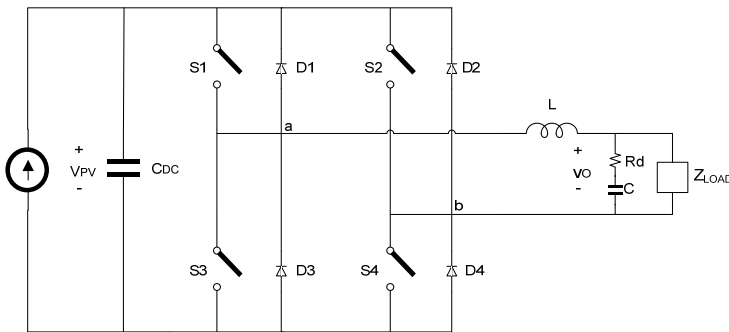


Figura 6-2 Esquema del Inversor (Operación en isla)

6.1.1 Modelo del inversor en isla

El modelo en el punto de operación para el presente inversor es similar al encontrado en la Figura 4-5, la diferencia como se dijo anteriormente radica en la carga, la cual se analizará para el caso resistivo $Z_{LOAD}=R$.

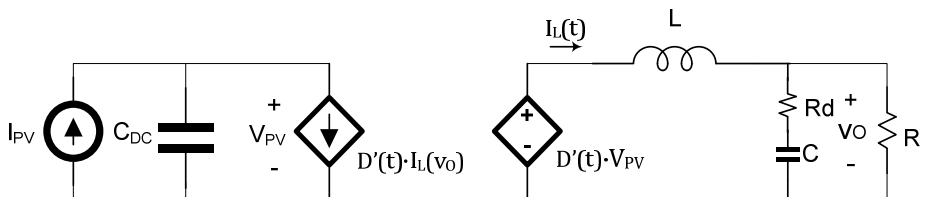


Figura 6-3 Modelo equivalente del punto de operación del inversor (modo de funcionamiento en isla)

De donde $D'(t)=2 \cdot D(t)-1$, siendo $D(t)$ el ciclo de trabajo en el punto de operación.

Las relaciones establecidas para el punto de operación se presentan en las siguientes ecuaciones

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{R} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{|Z_C|} \cdot \cos(\omega t - \phi_C)$$

$$D(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{V_{O_RMS}}{\sqrt{2} V_{PV}} \cdot \left(-\frac{\omega \cdot L}{R} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{\omega \cdot L}{|Z_C|} \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_C) + \cos(\omega t) \right) \right] \quad (6.1)$$

Siendo $|Z_C| = \sqrt{(R_d)^2 + (1/\omega \cdot C)^2}$ y $\phi = \text{atan}(-1/\omega \cdot C \cdot R_d)$.

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 6-4

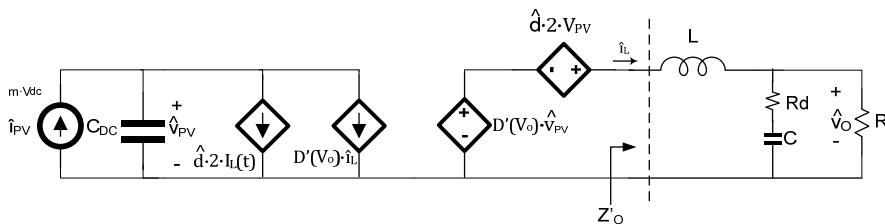


Figura 6-4 Modelo de pequeña señal del inversor (modo de funcionamiento en isla)

6.1.2 Control del inversor

En este modo de operación se emplea el control de corriente media. El controlador P-Resonante calculado para el lazo de corriente se mantiene debiendo recalcularse el controlador de tensión puesto que el parámetro a controlar en este caso es la tensión de salida. Son calculadas las funciones de transferencia para realizar el cálculo del controlador. En la Figura 6-5 se muestran los lazos de corriente y tensión para el inversor en modo isla.

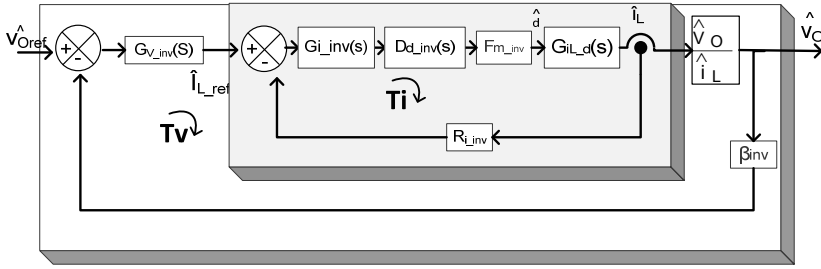


Figura 6-5 Lazos de control y corriente del ACC para el inversor en modo isla.

De los modelos dinámicos planteados en la Figura 6-3 y la Figura 6-4 se obtienen las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia.

La primera función de transferencia que se presenta reacciona el ciclo de trabajo con la corriente en el inductor del inversor:

$$G_{iL_d}(s) \equiv \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{NUM(s)}{DEN(s)} \quad (6.2)$$

$$NUM(s) = (s^2 \cdot L_g C + s \cdot C \cdot (R_d + Z_L(s)) + 1) \quad (6.3)$$

$$DEN(s) = s^3 \cdot LL_g C + s^2 \cdot C \cdot (LR_d + LZ_L(s) + L_g R_d) + s \cdot (L + L_g + Z_L(s) R_d C) + Z_L(s) \quad (6.4)$$

La función que nos relaciona la corriente en el inductor con la tensión de salida del inversor se muestra a continuación.

$$G_{vo_iL}(s) \equiv \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1 + s \cdot R_d C) \cdot (L_g \cdot s + Z_L(s))}{s^2 \cdot L_g C + s \cdot C \cdot (R_d + Z_L(s)) + 1} \quad (6.5)$$

Se emplea la aproximación de Pade de segundo orden para hallar la función del retardo digital, dándonos:

$$D_{d_inv}(s) = \frac{1 - \left(\frac{s \cdot T_d}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_d)^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{s \cdot T_d}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_d)^2}{12}\right)} \quad (6.6)$$

Otros datos útiles para el estudio se presentan a continuación:

$$F_{m_INV} = \frac{1}{V_{pp_Triangular}} = 1 \quad (6.7)$$

$$\beta_{INV} = 0.006 \quad (6.8)$$

$$R_{i_INV} = 0.02 \Omega \tag{6.9}$$

$$T_d = 62.5 \mu s \tag{6.10}$$

Donde F_{m_INV} es la ganancia del modulador de PWM, $V_{pp_Triangular}$ es la tensión pico a pico de la señal triangular que representa la moduladora, β_{INV} es la ganancia de sensado de tensión, R_{i_INV} es la ganancia del sensado de corriente y T_d es el retardo digital de un periodo de conmutación.

Usando los valores obtenidos en el Capítulo 3 para el inversor, se obtienen los diagramas de Bode de $G_{vo-iL}(s)$ y $G_{iL-d}(s)$, mostrados en la Figura 6-6 y la Figura 6-7.

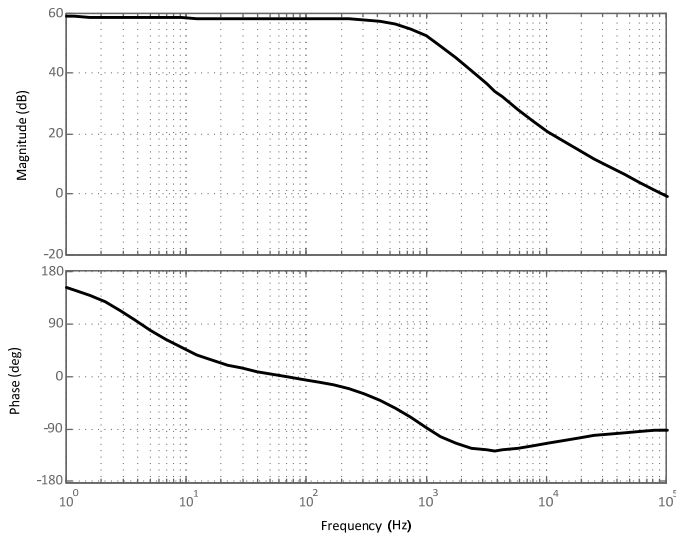


Figura 6-6 Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{vo-iL}(s)$.

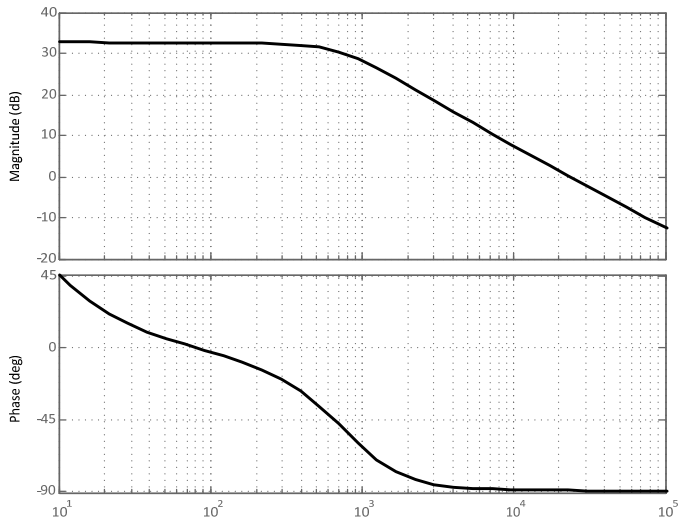


Figura 6-7 Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{iL-d}(s)$.

Los elementos correspondientes al retardo digital ($RD(s)$), la ganancia del sensor R_i y la ganancia del modulador PWM bipolar (F_M), permanecen iguales a los expuestos para el modo de operación del inversor interconectado a la red al igual que el controlador $G_s(s)$ que se expone de nuevo a continuación.

$$G_{i_INV}(s) = k_p + \frac{k_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)} = 4.22 + \frac{100 \cdot (2\pi) \cdot s}{s^2 + 2\pi \cdot s + (100\pi)^2} \quad (6.11)$$

En la Figura 6-8 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de corriente de la Figura 6-5 el cual se define como $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_{m_INV} \cdot D_{d_INV} \cdot G_{i_INV}(s)$. Se ve como empleando el mismo controlador que para el modo red se logra un margen de fase de 62.4° y un ancho de banda de 1.7 kHz , por lo que no es necesario modificar el regulador.

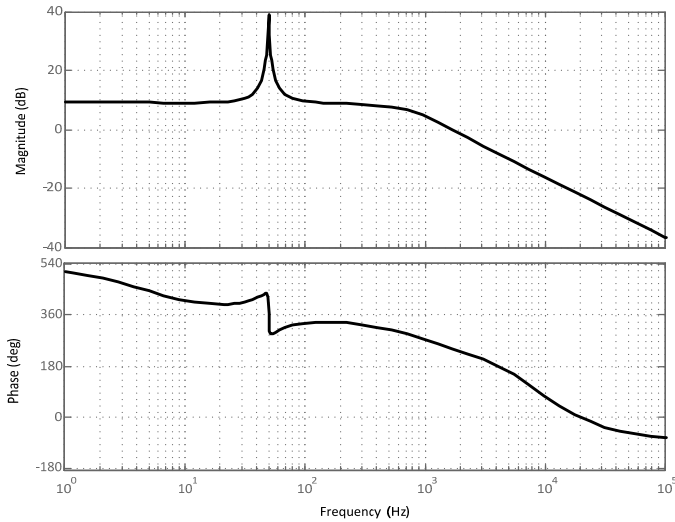


Figura 6-8 Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$.

El controlador de tensión que fija la referencia a seguir por el controlador de corriente y que permite regular la tensión de salida se implementó a través de un integrador. El controlador implementado se muestra en (6.12).

$$G_{v_INV}(s) = \frac{k_i}{s} = \frac{1000}{s} \tag{6.12}$$

En la Figura 6-9 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de tensión de la Figura 6-5 el cual se define como $T_v(s) = G_{Vo-iLref}(s) \cdot \beta_{INV} \cdot G_{v_INV}(s)$. En el diagrama se muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 107° y un ancho de banda de 652 Hz , el cual cumple el requisito de encontrarse por debajo de la frecuencia de corte del lazo de corriente y ser mucho mayor que la frecuencia de la fundamental (50Hz).

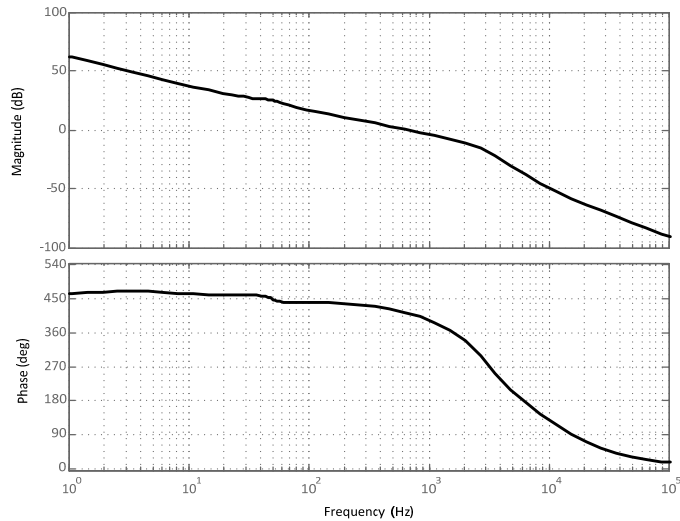


Figura 6-9 Diagrama de Bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

La referencia de tensión del controlador $G_V(s)$ es fijada como resultado de aplicar los esquemas *droop* que se exponen en el Capítulo 9, dichos esquemas presentan una doble ventaja: la primera asociada con el hecho de establecer una referencia de tensión adecuada dependiendo de la potencia activa y reactiva demandada por la carga, como se mencionó anteriormente, y la segunda ventaja, basada en la posibilidad de interconectar varios inversores en paralelo sin necesidad de usar esquemas tales como: “*master-slave*”, “*cicular-chain control*” o “*average load sharing*”, entre otros [70], [71], [72], [73], los cuales requieren de enlaces de comunicación críticos, con el fin de ajustar las consignas de corriente de los distintos módulos.

6.2 Control del convertidor DC/DC

Para el estudio del control del convertidor DC/DC trabajando en modo isla se emplea el modelo del Boost presentado en la Figura 6-10. Se considera como tensión de entrada la tensión de baterías y la tensión de salida es la tensión del bus de continua. En este modo la magnitud a controlar es la tensión del bus de continua.

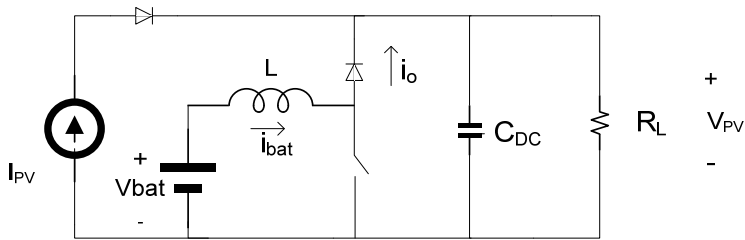


Figura 6-10 Esquema del Boost

Desarrollando las ecuaciones de la tensión en la inductancia de salida se llega a la relación (6.13) que determina la relación entre tensión de entrada, de salida y ciclo de trabajo.

$$V_{PV} = \frac{E}{(1-d)} \tag{6.13}$$

Donde E es la tensión de las baterías, V_{DC} es la tensión del bus de continua y d es el ciclo de trabajo.

Se presentan varias posibilidades de funcionamiento del convertidor en modo isla. A continuación se describen los modos de funcionamiento que pueden presentarse:

1. Operación con carga menor que la energía entregada por paneles o sin carga, y cargando baterías (Figura 6-11). Una parte de la energía generada por los paneles es entregada a la carga y la otra se emplea para cargar las baterías mediante el DC/DC. Si las baterías aceptan toda la corriente sobrante de los paneles, se emplea el algoritmo MPPT. Si las baterías no aceptan toda la corriente es necesario sacar los paneles del punto de máxima potencia.

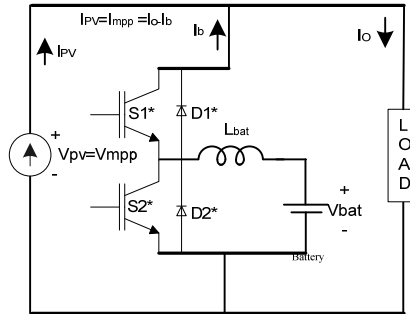


Figura 6-11 Modo de operación 1

2. Operación con carga igual a la energía entregada por paneles MPP (Figura 6-12). La energía procesada por el DC/DC es cero pasando toda a través del inversor.

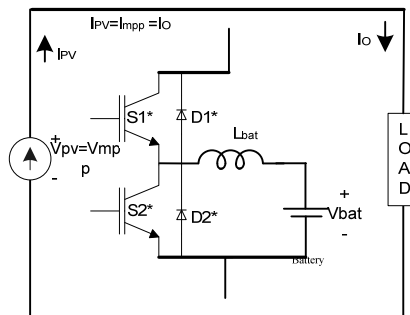


Figura 6-12 Modo de operación 2

3. Operación con carga mayor que la energía entregada por paneles (Figura 6-13). Toda la energía de los paneles es entregada a la carga mediante el MPPT supliéndose la energía restante con la entregada por la batería a través del DC/DC.

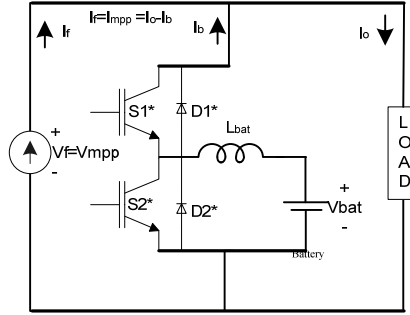


Figura 6-13 Modo de operación 3

6.2.1 Modelo del DC/DC en isla

Se procede a desarrollar el modelo del convertidor. Para ello se calculan las magnitudes en pequeña y en gran señal del convertidor.

$$\begin{pmatrix} V_{bat} + \hat{v}_{bat} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - (D + s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{PV} + \hat{V}_{PV} \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

$$V_{bat} = V_{PV}(1 - D) \quad (6.15)$$

$$\hat{v}_{bat} = \hat{V}_{PV}(1 - D) - d \hat{V}_{PV} \quad (6.16)$$

Los cálculos de los valores de corriente para el convertidor se muestran a continuación.

$$\begin{pmatrix} I_b + \hat{i}_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - (D + d) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{bat} + \hat{i}_{bat} \end{pmatrix} \quad (6.17)$$

$$I_b = I_{bat}(1 - D) \quad (6.18)$$

$$\hat{i}_b = \hat{i}_{bat}(1 - D) - d \hat{I}_{bat} \quad (6.19)$$

A partir de estas ecuaciones se desarrolla el modelo en pequeña señal de la Figura 6-14.

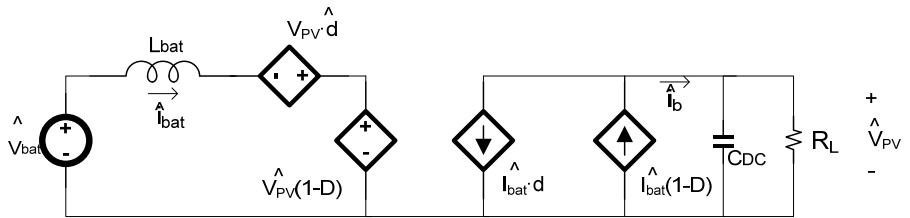


Figura 6-14 Modelo en pequeña señal del DC/DC en isla.

La impedancia a la salida:

$$Z = R_L \parallel \frac{1}{SC} = \frac{R_L}{SC} = \frac{R_L}{SC \cdot R_L + 1} \quad (6.20)$$

6.2.2 Control del DC/DC

El esquema del control implementado en el DC/DC se muestra en la Figura 6-15.

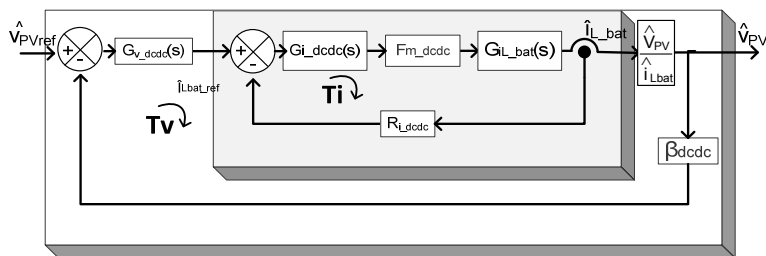


Figura 6-15 Lazos de control de tensión de salida y corriente de entrada para el DC/DC en modo isla

Para obtener los controladores que se emplearán en el DC/DC se deben calcular las funciones de transferencia del convertidor. La primera función de transferencia calculada es la de corriente respecto al ciclo de trabajo, la cual es obtenida a partir del modelo. Se obtiene la función (6.21).

$$G_{i-d}(s) = \frac{\hat{I}_{Lbat}}{\hat{d}} \Big|_{V_{DC}=0} = \frac{V_{DC} + (1-D) \cdot Z_{DC}(s) \cdot I_{Lbat}}{s \cdot L + (1+D)^2 \cdot Z_{DC}(s)} \quad (6.21)$$

De igual manera se obtiene la función de transferencia que relaciona la tensión de la DClink con la corriente en el inductor (6.22).

$$\frac{\hat{V}_{DC}}{\hat{i}_{Lbat}} = \frac{V_{DC} \cdot Z_{DC}(s) \cdot (1 - D) - Z_{DC}(s) \cdot L \cdot s \cdot I_{Lbat}}{V_{DC} + (1 - D) * Z_{DC}(s) * I_{Lbat}} \quad (6.22)$$

Usando los valores obtenidos en el Capítulo 3 para el DC/DC, se obtienen los diagramas de Bode de $G_{VD-d}(s)$ y $G_{i-d}(s)$, mostrados en la Figura 6-16 y la Figura 6-17.

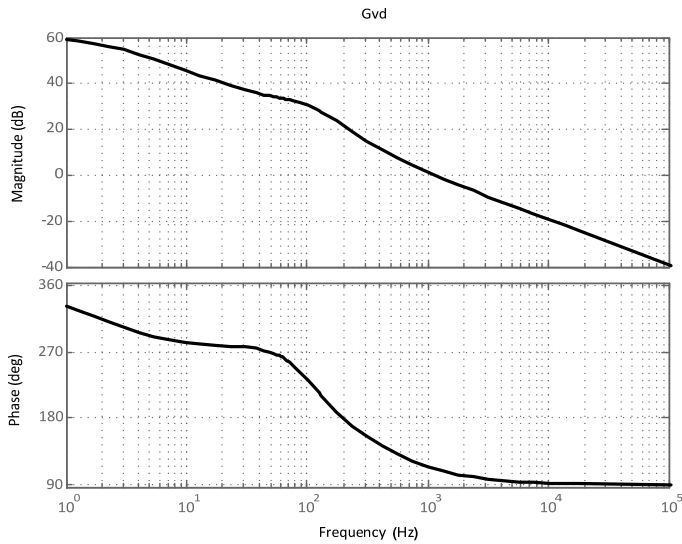


Figura 6-16 Diagrama de Bode de $G_{VD-d}(s)$

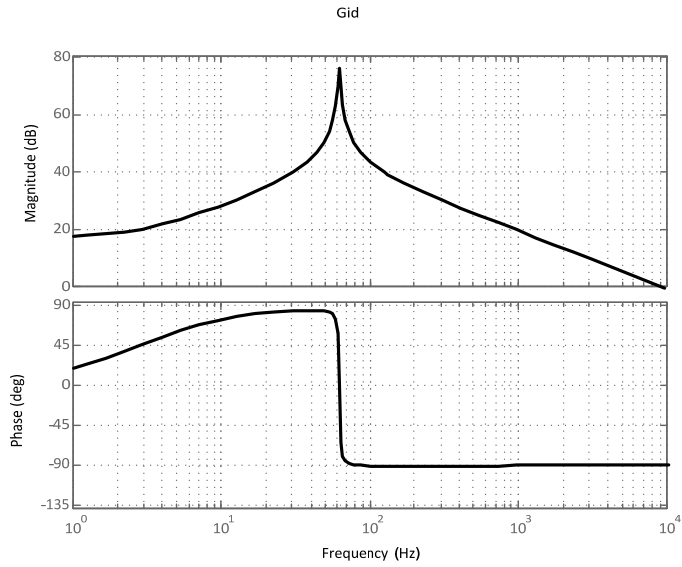


Figura 6-17 Diagrama de Bode de $G_{iL-d}(s)$

Partiendo de las funciones de transferencia del convertidor son calculados los controladores, comenzando con el de corriente:

$$G_{i_dc}(s) = 3500 \cdot \frac{1 + 0.0028 \cdot s}{s} \quad (6.23)$$

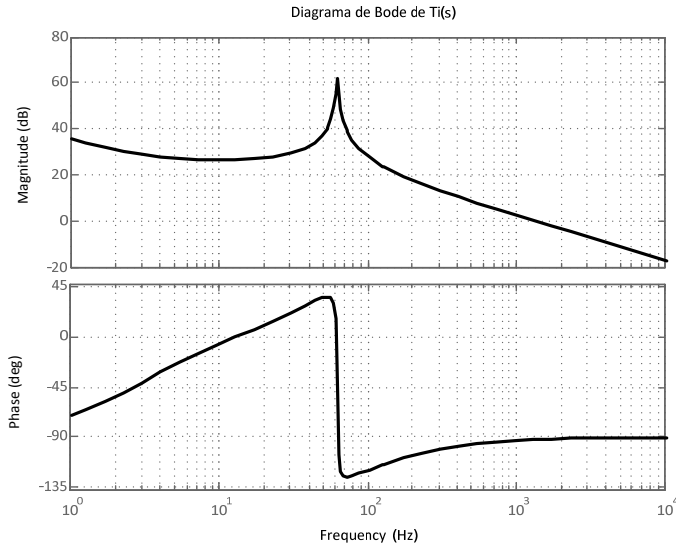


Figura 6-18 Diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de corriente $T_i(s)$

En esta figura se muestra cómo empleando el mismo controlador diseñado para el modo de funcionamiento interconectado a red se logra un margen de fase de 87.5° y un ancho de banda de 1.36 kHz , por lo que no es necesario modificar el regulador.

En la Figura 6-19 se muestra el diagrama de Bode del lazo de tensión de la DClink, $T_V(s) = G_{vDC-iBATref}(s) \cdot \beta_{DCDC} \cdot G_{v_dcdc}(s)$. El controlador de tensión obtenido para el modo isla es el siguiente:

$$G_{v_dcdc}(s) = 7 \cdot \frac{1 + 0.11 \cdot s}{s} \tag{6.24}$$

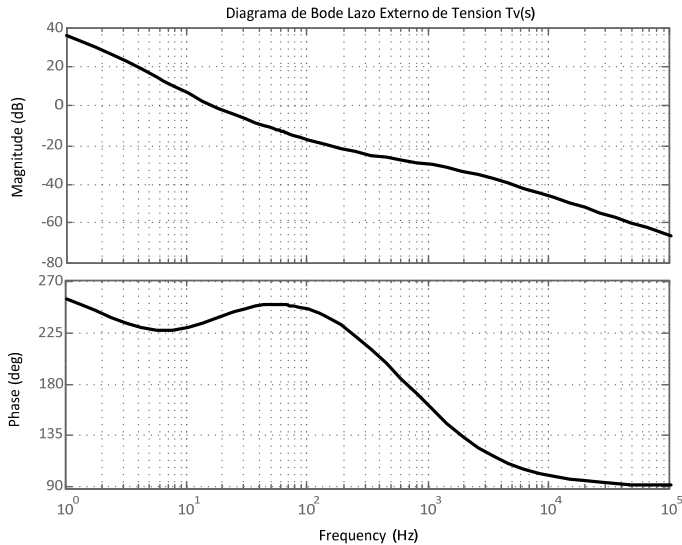


Figura 6-19 Diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de tensión $T_v(s)$

En la figura anterior se muestra que con el controlador se logra un margen de fase de 56.7° y un ancho de banda de 16.6 Hz .

6.3 Resultados de simulación

Al igual que en capítulos anteriores los resultados de simulación son obtenidos con el software PSIM. En este apartado se muestran los resultados obtenidos con cada parte del equipo por separado y con el equipo completo posteriormente. Todas las simulaciones están realizadas bajo la condición de funcionamiento aislado de la red eléctrica.

6.3.1 Resultados de simulación del inversor

El inversor empleado para las simulaciones es el desarrollado en el Capítulo 3 y los controladores, los obtenidos en este capítulo.

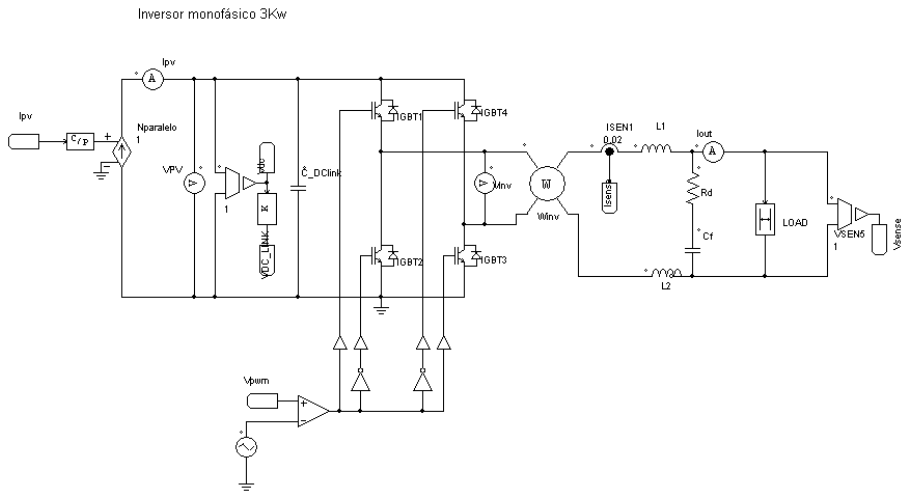


Figura 6-20 Esquema del inversor empleado para las simulaciones en isla

La Figura 6-21 presenta los resultados obtenidos de la simulación del inversor trabajando en isla. Se muestra el comportamiento del inversor trabajando frente a cambios en la carga. Para la simulación se han empleado cargas resistivas. Los escalones son de 1 kW a 1.75 kW a 2.4 kW y por último a 1.75 kW .

El inversor funcionando en isla debe asegurar la tensión y la frecuencia adecuadas a la salida por lo que controla tensión y corriente a la salida dejando de controlar la tensión de continua.

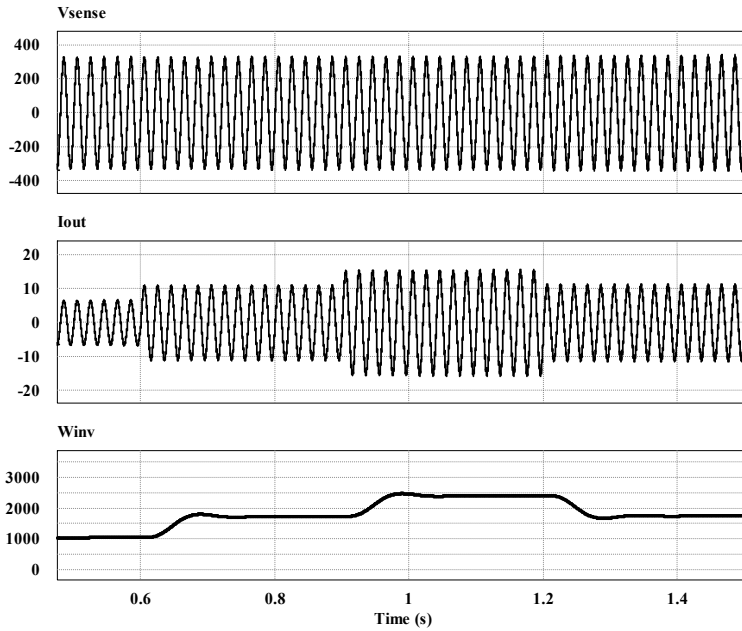


Figura 6-21 Cambios de carga en el inversor.

La primera grafica muestra la tensión de salida, la central la corriente de salida del inversor y la inferior la potencia inyectada a la carga. Se puede observar que el inversor mantiene la tensión de salida a pesar de los escalones de carga.

6.3.2 Resultados de simulación inversor con carga no lineal

Cuando a la salida del inversor se conectan cargas no lineales, como por ejemplo un rectificador de onda completa no controlado, se pueden producir perturbaciones en la forma de onda de la tensión debido a problemas en el control. Se ha realizado la simulación del funcionamiento del inversor con carga no lineal para comprobar su respuesta. La carga no lineal empleada en las simulaciones está compuesta por un puente rectificador de diodos con un condensador de filtrado de $C_F=0.17\text{ mF}$ con una carga resistiva $R=55\Omega$. El factor de cresta de este rectificador es $CF=2.3$ con una potencia aparente de $S_{out}=1800\text{ VA}$ (Factor de potencia, $PF=0.67\%$) cuando está conectada a una fuente de 230 V_{RMS} , 50 Hz .

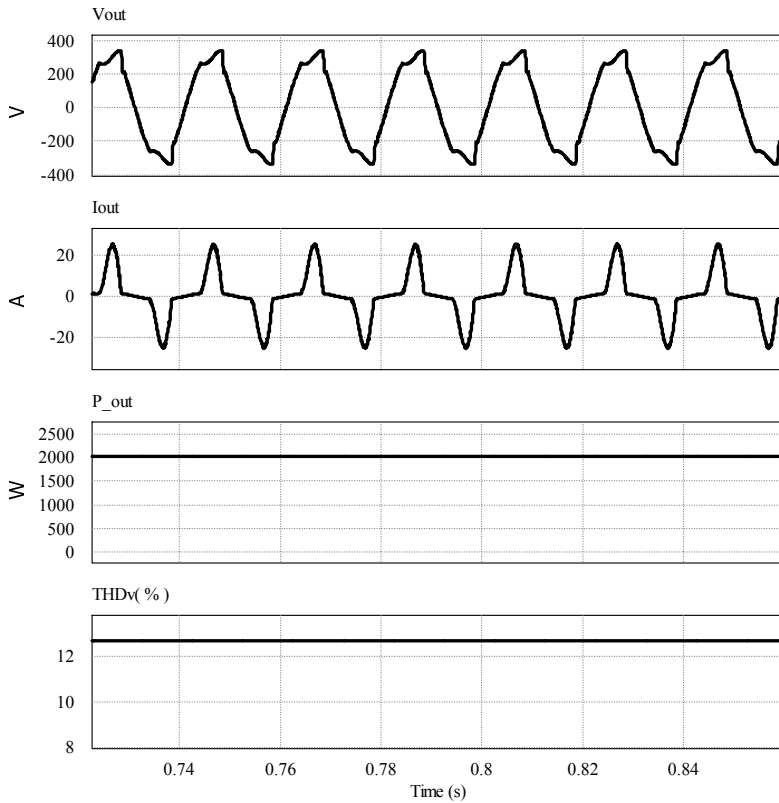


Figura 6-22 Carga no lineal

Se puede observar la deformación que presenta la onda de tensión a la salida del inversor, causado por la carga conectada, el THD_v que se presenta es superior al 12%, muy superior a los límites permitidos. Por esta razón parece necesario desarrollar alguna mejora en el control que solucione este problema.

La solución que se puede adoptar es la introducción de un controlador resonante en el lazo de tensión del inversor. El controlador implementado está formado por un conjunto de lazos sintonizados en el primer armónico, tercero, quinto, séptimo y noveno. La siguiente figura muestra el Bode del controlador implementado. En este se puede ver como presenta ganancia a las frecuencias de interés permitiendo reducir los armónicos a la salida.

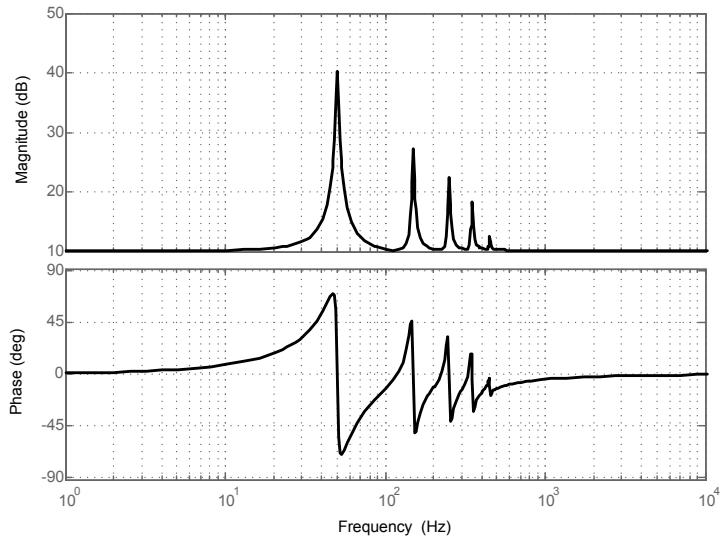


Figura 6-23 Diagrama de Bode del controlador resonante

En la Figura 6-24 se muestra la simulación del inversor con el nuevo controlador resonante en el lazo de tensión. Como carga se ha empleado la misma carga que en la simulación anterior.

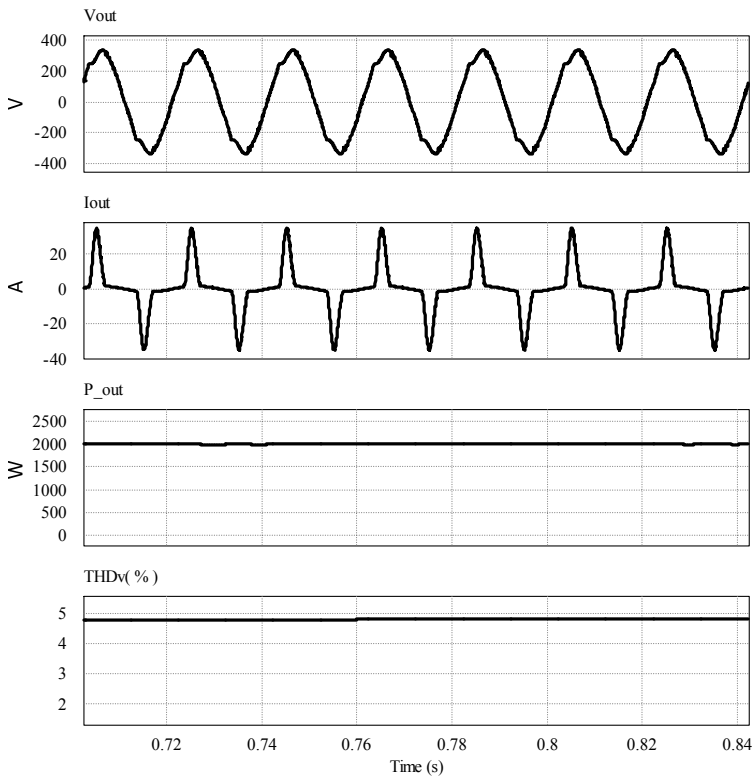


Figura 6-24 Carga no lineal con control resonante

Se puede observar como la deformación de la señal de tensión es mucho menor que en la simulación anterior, disminuyendo el THD_V a menos del 5%

6.3.3 Resultados de simulación convertidor DC/DC

El convertidor DC/DC empleado es el que se desarrolló en el Capítulo 3 y emplea los controladores calculados en este capítulo. El esquema empleado para las simulaciones es el que se muestra a continuación. Para realizar las simulaciones del DC/DC solo, el inversor se ha modelado como una carga conectada al bus de continua. Los paneles han sido modelados mediante una tabla bidimensional con interpolación.

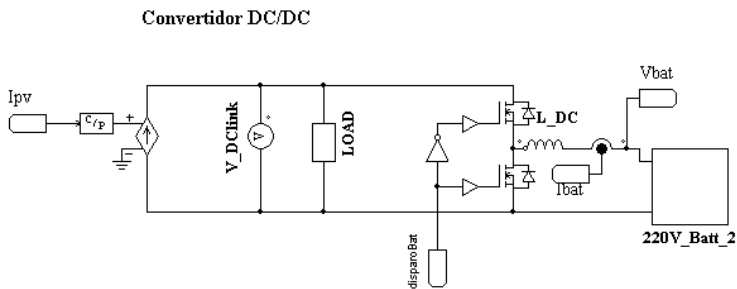


Figura 6-25 Esquema del DC/DC empleado para las simulaciones en isla

El cometido del convertidor en isla consiste en mantener la tensión del bus de continua a la tensión indicada por la referencia. Se han tenido en cuenta dos tipos de simulaciones para este convertidor. En la primera simulación se realizan variaciones de carga en el bus de continua, que simularían variaciones de carga a la salida del inversor con el sistema completo. La segunda simulación muestra el comportamiento frente a variaciones de irradiancia. En ambos casos el DC/DC entregará o tomará energía de las baterías para que se mantenga la tensión de la DCLink e igualar la energía requerida por la carga a la energía entregada por el conjunto paneles-baterías.

En la Figura 6-26 se muestra la simulación del DC/DC con escalones de carga. Los escalones son de $0.9 kW$ se pasa a $1.5 kW$ posteriormente a $2,3 kW$ y por último a $0.9 kW$. La energía entregada por los paneles es de $1,5 kW$.

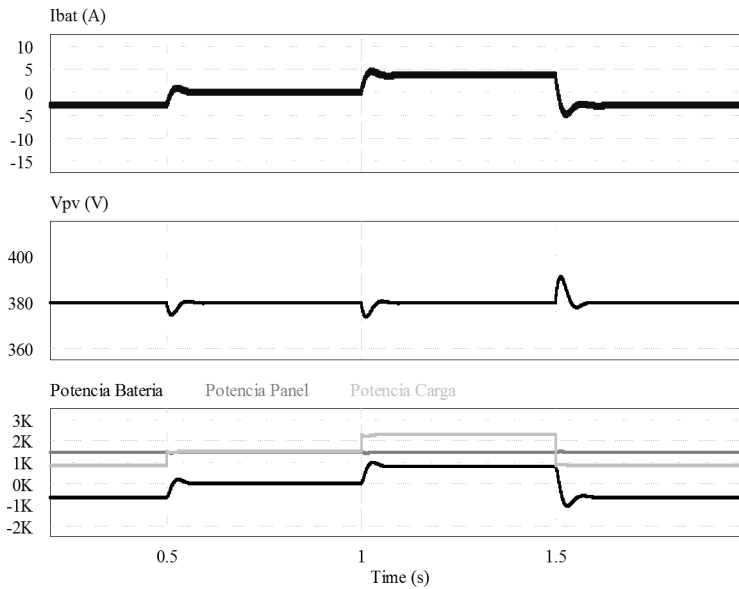


Figura 6-26 Simulación de escalones de carga

La gráfica superior muestra la corriente de salida de la batería. La central muestra la tensión del bus de continua. En la gráfica inferior se pueden ver las potencias entregadas por las baterías, por los paneles y las absorbidas por la carga. La potencia de paneles se mantiene constante e $1.5 kW$ y varía la potencia absorbida en la carga y la entregada por los paneles que equilibra el balance energético del conjunto. Se puede ver como el DC/DC controla la tensión del bus de continua manteniéndola en la tensión de referencia ($380 V$).

La Figura 6-27 muestra los resultados de la simulación del convertidos ante variaciones de irradiancia. En este caso la carga se mantiene constate.

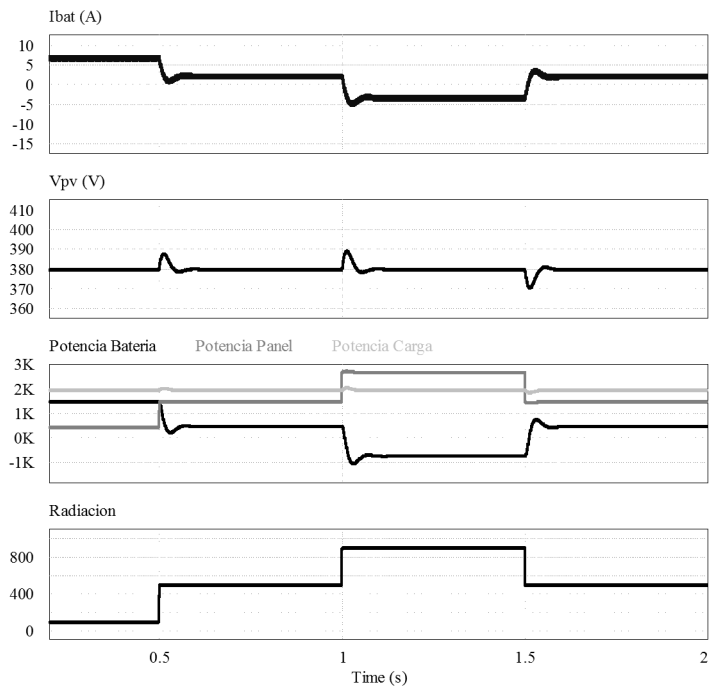


Figura 6-27 Simulación de escalones de irradiancia.

La primera grafica muestra la corriente de salida de las baterías. La segunda muestra la tensión en el bus de continua. El tercer gráfico muestra las potencias entregadas por las baterías y por los paneles y la potencia absorbida por la carga. Por último se muestra la evolución de la irradiancia. Se puede ver que cuanto mayor potencia entregan los paneles menor potencia es sacada de las baterías.

6.3.4 Resultados de simulación del sistema completo

En este apartado se ha simulado el conjunto de los sistemas integrados, el inversor monofásico y el convertidor DC/DC. Con ambos sistemas funcionando en paralelo, la tensión en la carga y la corriente de salida es controlada por el inversor que sigue la referencia entregada por los métodos *droop*. El convertidor DC/DC es el encargado de controlar la tensión del bus de continua y de ese modo seguir la referencia ofrecida por el algoritmo MPPT .

En la Figura 6-28 se muestra el esquema empleado para realizar la simulaciones. Tanto los elementos empleados como los controladores implementados son los que se han descrito anteriormente.

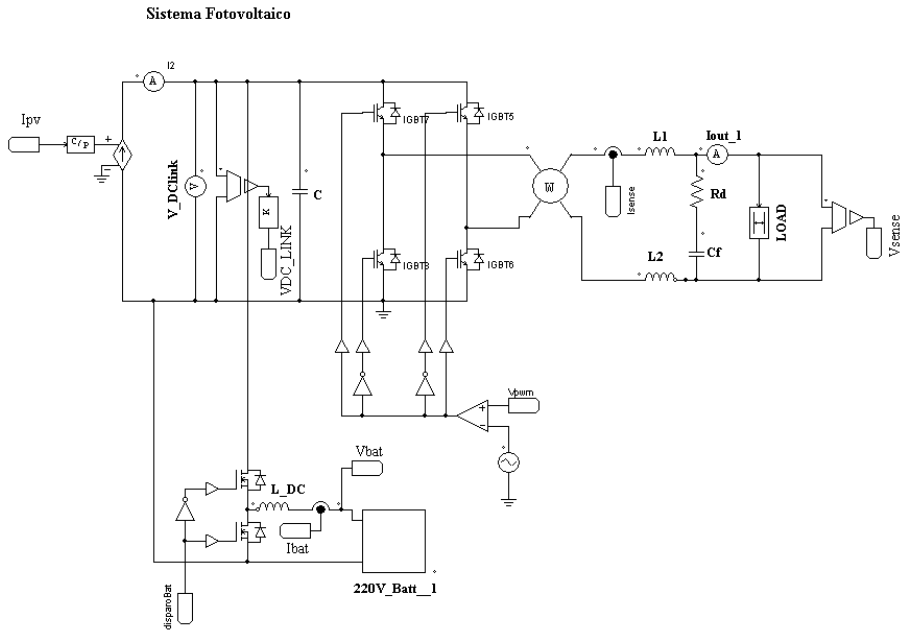


Figura 6-28 Esquema para la simulación del conjunto

Para verificar el funcionamiento del sistema se realizan dos tipos de simulaciones diferentes. En la primera simulación el equipo funciona con carga constante y se programan cambios de irradiancia en los paneles. En la segunda simulación los paneles tienen irradiancia constante y se realizan escalones de carga a la salida.

La simulación del equipo frente a variaciones de irradiancia es presentada en la Figura 6-29, en este caso la carga se ha mantenido invariable. La potencia entregada por los paneles es de 1.5 kW , 1.8 kW , 2.5 kW y por último 1.5 kW . La potencia de la carga a la salida del inversor es de 2.4 kW .

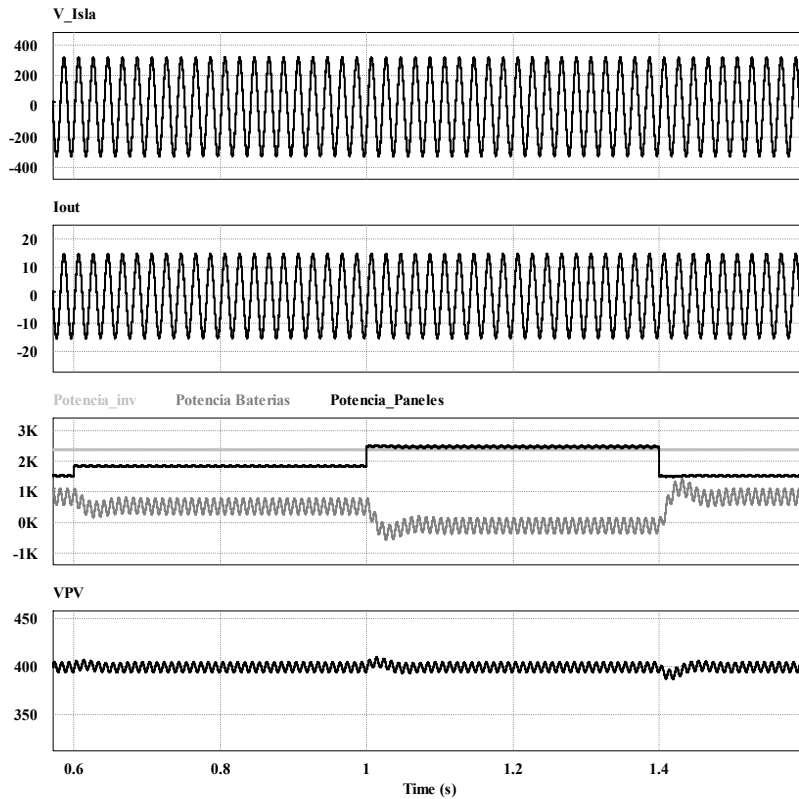


Figura 6-29 Variaciones de irradiancia.

La tensión y la corriente de salida del inversor se muestran en la primera y segunda gráfica respectivamente. La tercera gráfica muestra las potencias entregadas por los paneles y por las baterías y la potencia absorbida por la carga. La última gráfica muestra la evolución de la tensión en el bus de continua. Se ve como el convertidor DC/DC complementa la energía de los paneles sacando o inyectando a las baterías. La tensión de la DClink es controlada manteniéndola al nivel establecido por la referencia.

En la Figura 6-30 se muestran los resultados de simulación del sistema trabajando frente a escalones de carga. Los escalones realizados son 1 kW , 1.7 kW , 2.4 kW y por último 1.7 kW . La carga está compuesta por elementos resistivos. En este caso la potencia en paneles se mantiene constante en 1.8 kW .

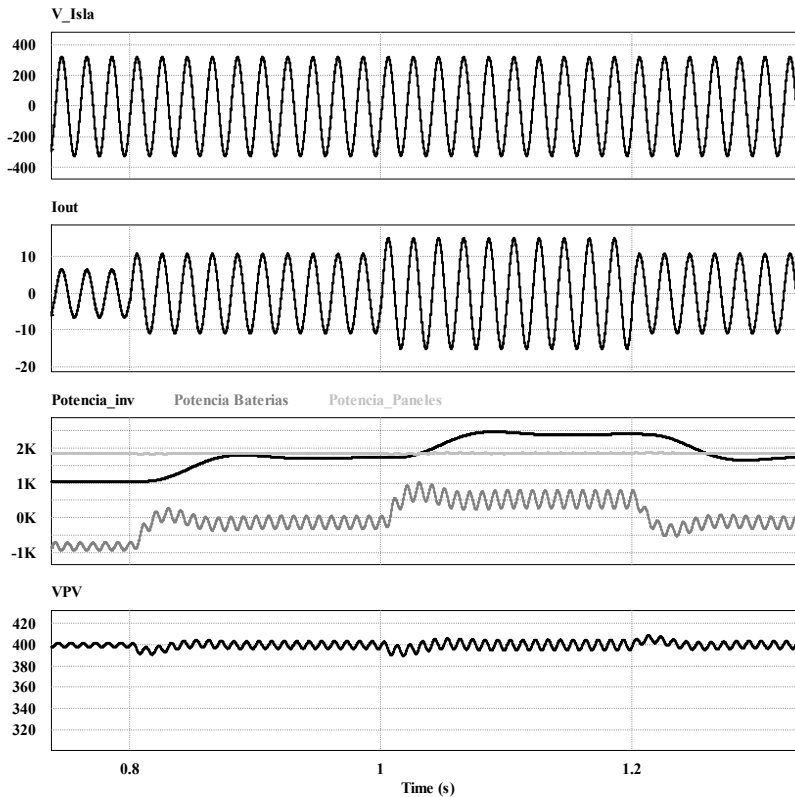


Figura 6-30 Simulación de variaciones de carga

La gráfica superior muestra la tensión de salida del inversor. La segunda muestra la corriente de salida. La tercera gráfica muestra las potencias entregadas por los paneles y las baterías y la demandada por la carga. Por último se puede ver la evolución de la tensión del bus de continua. Se ve como a pesar de las variaciones de carga, el inversor es capaz de mantener la tensión de salida y al mismo tiempo el DC/DC controla la tensión del bus de continua.

6.4 Resultados Experimentales

Los resultados experimentales han sido obtenidos empleando los convertidores diseñados en el transcurso de este trabajo que han sido descritos en

el Capítulo 3 y empleando los controladores diseñados en este capítulo. El montaje experimental empleado así como los equipos de medida son descritos en los anexos.

6.4.1 Resultados experimentales del inversor

En este apartado son presentados los resultados experimentales obtenidos con el inversor funcionando en modo aislado. Las pruebas han sido realizadas con el inversor alimentado por una fuente de continua que emula los paneles y la carga local ha sido implementada con cargas resistivas.

La prueba que se muestra en la Figura 6-31 presenta el comportamiento del inversor frente a escalones de carga. Los escalones de carga realizados son de 1200 W a 1683 W y a 2164 W . La potencia suministrada por la fuente que alimenta al inversor es mayor que la solicitada por la carga.

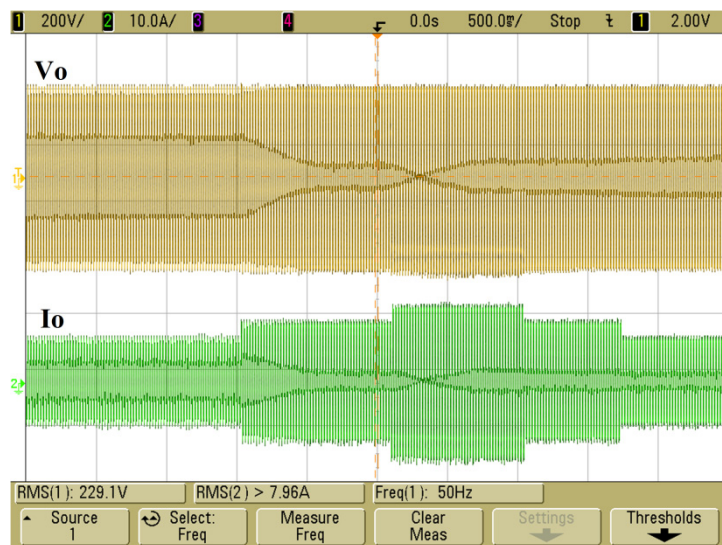


Figura 6-31 Inversor en isla frente a escalones de carga (1- Tensión de salida 200 V/div, 2- Corriente de salida 10 A/div)

La grafica superior muestra la tensión suministrada por el inversor a las cargas. La señal inferior muestra la corriente de salida del inversor. La tensión es mantenida a 230 V_{rms} y 50 Hz a pesar de las variaciones de potencia demandada por las cargas.

En la Figura 6-32 se muestra un detalle del escalón de carga en el inversor, concretamente el de 1200 W a 1683 W . Se puede ver como la variación de la tensión de salida del inversor es prácticamente imperceptible.

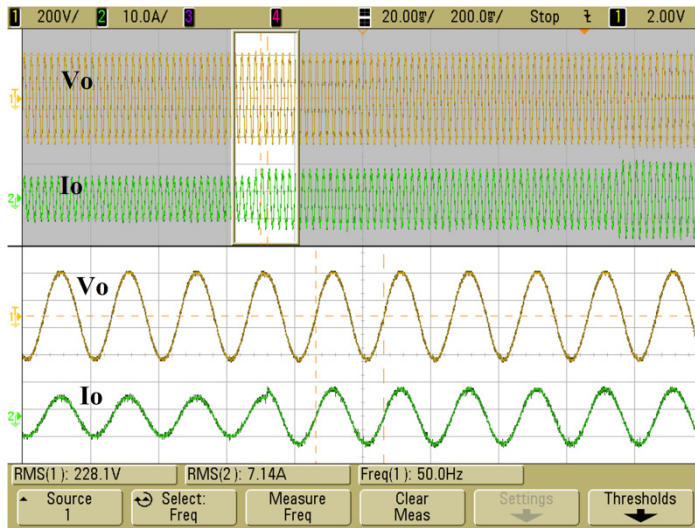


Figura 6-32 Detalle de un escalón de subida de carga del inversor en isla (1- Tensión de salida 200 V/div, 2- Corriente de salida 10 A/div)

La mitad inferior de la figura es un detalle de la mitad superior. Dentro de cada una de estas, la gráfica superior muestra la tensión suministrada por el inversor a las cargas. La señal inferior muestra la corriente de salida del inversor.

Espectro de armónicos a 1700 W en isla:

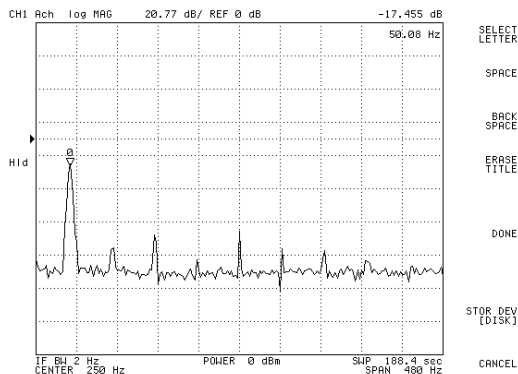


Figura 6-33 Espectro de armónicos del inversor funcionando en isla.

El valor del THD del inversor funcionando en isla con una potencia de 1.6 kW es del 2.4%.

6.4.2 Resultados experimentales del convertidor DC/DC

A continuación se muestran los resultados experimentales del convertidor DC/DC.

En el montaje realizado para las pruebas el inversor es sustituido por cargas resistivas conectadas a la DCLink, los paneles son emulador por una fuente DC y las baterías son emuladas por una fuente DC con una precarga.

La primera prueba emula cambios de irradiancia en los paneles con una carga constante. Fijando el algoritmo MPPT a 380 V se varia la corriente salida (2A 3A 4A 3A), sacando potencias de 760 W, 1140 W, 1520 W y 1140 W.

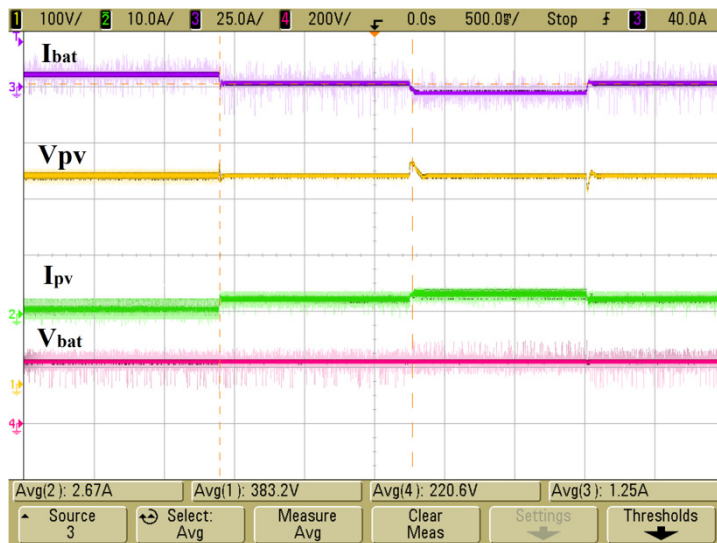


Figura 6-34 Resultados del DC/DC con escalones de irradiancia (1- Tensión de DCLink 100 V/div, 2- Corriente en los paneles 10 A/div, 3- Corriente en las baterías 25 A/div, 4- Tensión de baterías 200 V/div)

Las señales mostradas en la figura desde arriba hacia abajo son la corriente de salida de las baterías, la tensión en la DCLink, la corriente aportada por los paneles y por último la tensión en las baterías.

Se muestra un detalle del comportamiento de la tensión del bus de continua y de la corriente en las baterías en la Figura 6-35.

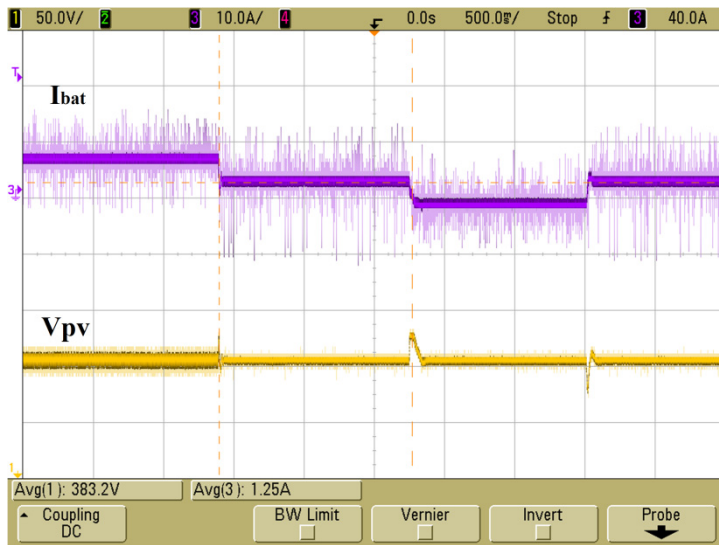


Figura 6-35 Detalle del DC/DC con escalones de irradiancia (1- Tensión de DCLink 50 V/div, 3- Corriente en las baterías 10 A/div)

En la gráfica superior se muestra la corriente de batería y en la inferior la tensión en la DCLink. Se ve como la tensión de salida del bus de continua está controlada y es mantenida a la tensión impuesta por la referencia.

La Figura 6-36 presenta los resultados obtenidos con el DC/DC frente a variaciones de carga en el bus de continua. Los escalones realizados son de 330 W.

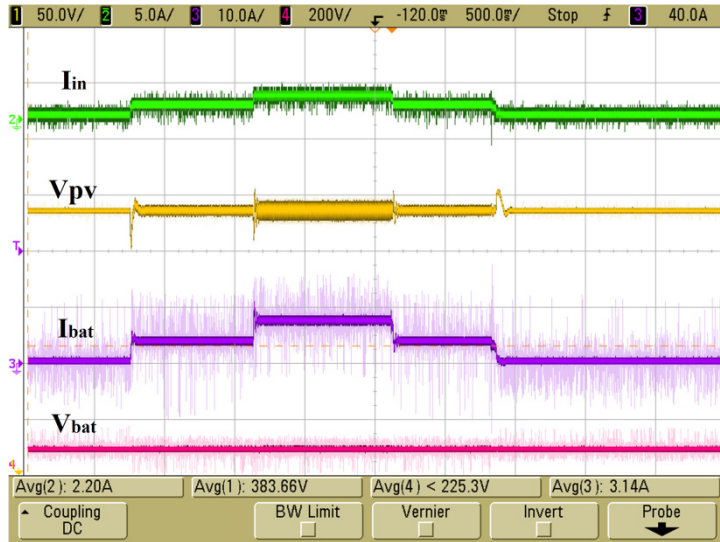


Figura 6-36 Resultados del DC/DC con escalones de carga (1- Tensión de DCLink 50 V/div, 2- Corriente en la carga 5 A/div, 3- Corriente en las baterías 10 A/div, 4- Tensión de baterías 200 V/div)

Las señales mostradas en la figura desde arriba hacia abajo son la corriente requerida por la carga, la tensión en la DCLink, la corriente de salida de las baterías y por último la tensión en las baterías.

6.4.3 Resultados experimentales del sistema completo

Este apartado se centra en los resultados obtenidos con el sistema completo, compuesto por el inversor y el DC/DC funcionando en isla. Para verificar el correcto comportamiento del equipo se realizan dos tipos de pruebas, la primera en la que se somete a variaciones de carga y la segunda donde se realizan variaciones de irradiancia.

La Figura 6-37 muestra los resultados obtenidos frente a escalones de carga ($1202\text{ W} \rightarrow 1442\text{ W} \rightarrow 1202\text{ W}$) con una potencia en paneles fija de 1300 W . La Figura 6-38 muestra el detalle del escalón de subida y el comportamiento de las tensiones de salida y del bus de continua y de las corrientes de salida del inversor y de salida de las baterías. La Figura 6-39 muestra el detalle del escalón de bajada y las formas de onda más significativas.

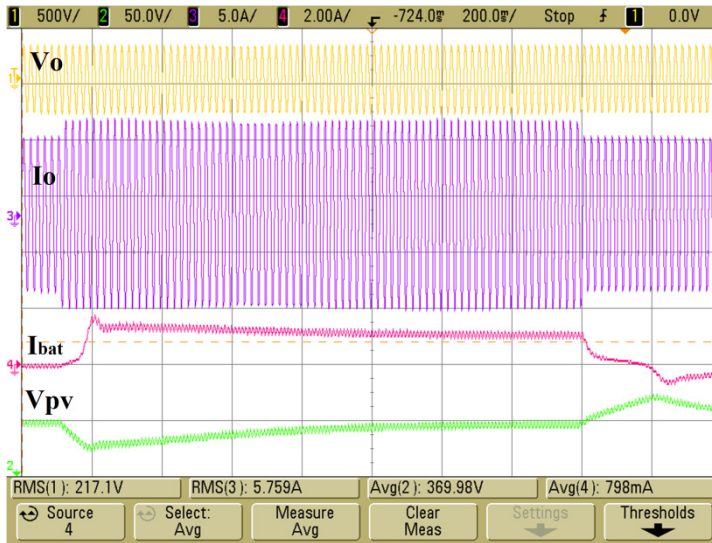


Figura 6-37 Sistema completo en isla, escalones de carga (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de DCLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div)

Las formas de onda representadas de arriba hacia abajo son la tensión de salida, la corriente de salida del inversor, la corriente de salida de las baterías y la tensión del bus de continua.

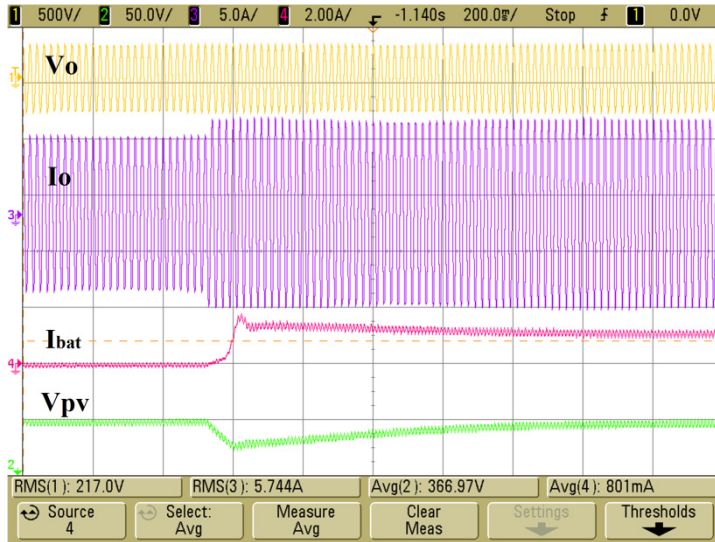


Figura 6-38 Sistema completo en isla, detalle escalón de carga, subida (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de DLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div)

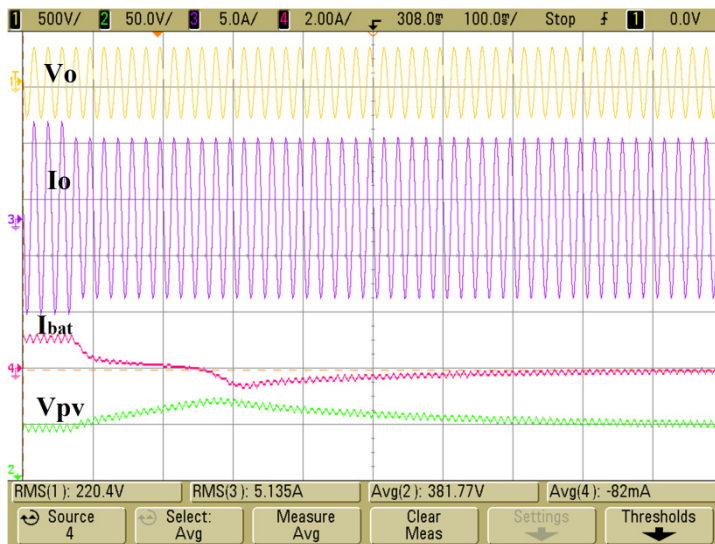


Figura 6-39 Sistema completo en isla, detalle escalón de carga, bajada (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de DLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div)

En las anteriores pruebas se puede ver como la tensión del bus de continua es controlada por el convertidor DC/DC manteniendo la tensión al nivel establecido por la referencia.

La siguiente prueba es llevada a cabo realizando variaciones de irradiancia y manteniendo una carga fija (1202 W).

La Figura 6-40 y la Figura 6-41 muestran el escalón de subida de irradiancia (1216 W → 1368 W)

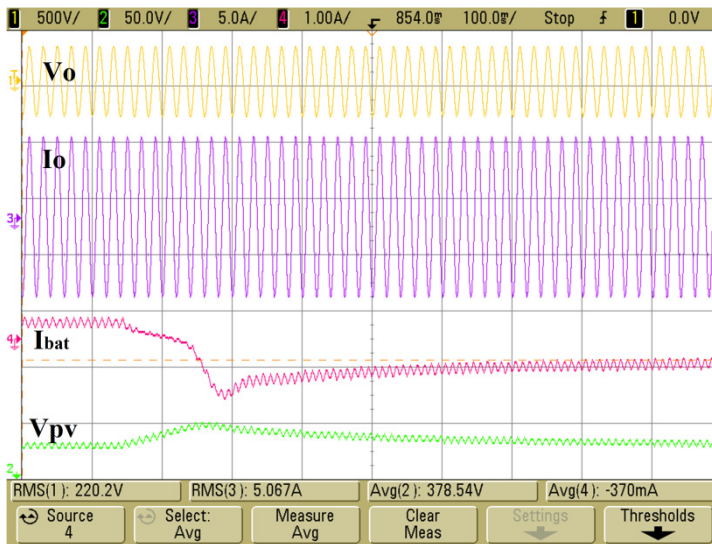


Figura 6-40 Sistema completo en isla, escalón de irradiancia, subida (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de Dclink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 1 A/div)

Las formas de onda representadas de arriba hacia abajo son la tensión de salida, la corriente de salida del inversor, la corriente de salida de las baterías y la tensión del bus de continua. La siguiente figura muestra la evolución de la corriente de panel en la misma prueba.

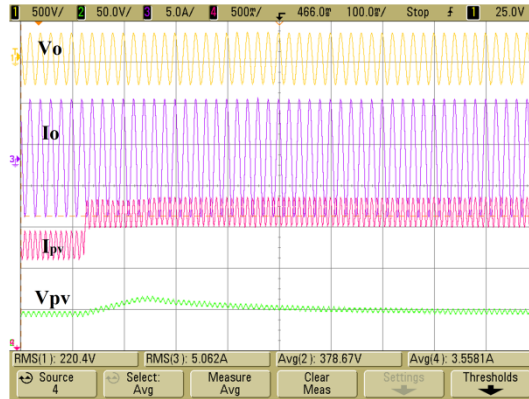


Figura 6-41 Sistema completo en isla, escalón de irradiancia, subida (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de DClink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de panel 0.5 A/div)

La gráfica superior muestra la tensión de salida. La segunda la corriente de salida del inversor. La corriente de paneles es mostrada en la tercera gráfica. Por último se puede ver la evolución de la tensión de la DClink. Se observa como cuando aumente la potencia disponible en los paneles, aumenta la corriente de paneles y disminuye la corriente de las baterías. Se produce un transitorio en le tensión del bus de continua mientras el actúa el DC/DC para controlarla.

La Figura 6-42 y la Figura 6-43 muestran el comportamiento frente a un escalón de bajada de irradiancia ($1292 W \rightarrow 1216 W$) con una carga de $1202 W$

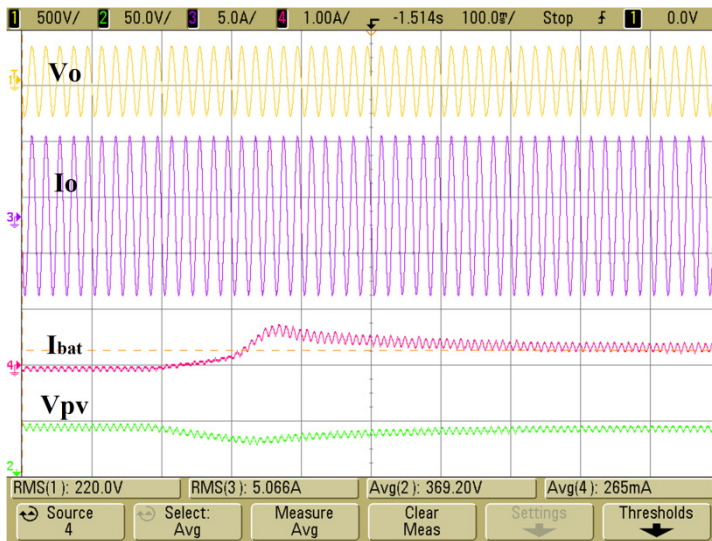


Figura 6-42 Sistema completo en isla, escalón de irradiancia, bajada (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de Dclink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 1 A/div)

Las formas de onda representadas de arriba abajo son la tensión de salida, la corriente de salida del inversor, la corriente de salida de las baterías y la tensión del bus de continua. La evolución de la corriente de panel es mostrada en la siguiente figura.

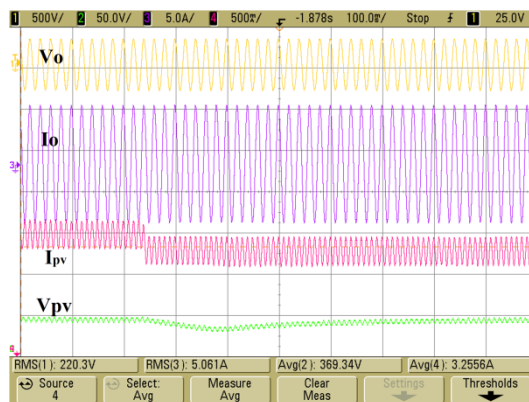


Figura 6-43 Sistema completo en isla, escalón de irradiancia, bajada (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de Dclink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de panel 0.5 A/div)

La gráfica superior muestra la tensión de salida, la segunda la corriente de salida del inversor. La corriente de paneles es mostrada en la tercera gráfica. Por último se puede ver la evolución de la tensión de la DClink. Se observa como cuando disminuye la potencia disponible en los paneles, disminuye la corriente de paneles y aumenta la corriente de las baterías. Se produce un transitorio en la tensión del bus de continua mientras actúa el DC/DC para controlarla.

6.5 Conclusiones del capítulo

En este capítulo han sido diseñados los controladores tanto para el inversor como para el DC/DC para su funcionamiento en isla. El control del inversor se ha basado en los métodos *droop*. En el funcionamiento en isla del equipo, el inversor controla la tensión y la corriente de salida, mientras que el DC/DC controla la tensión del bus de continua permitiendo realizar el seguimiento del punto de máxima potencia.

El comportamiento de los controladores calculados ha sido verificado mediante simulaciones efectuadas con el software PSIM obteniendo buenos resultados y posteriormente obteniendo resultados experimentales con el equipo implementado en el transcurso de este trabajo. Nuestro sistema nos ofrece una tensión de salida estable ante cambios de carga permitiendo realizar el seguimiento del MPPT cuando trabaja en isla optimizando en todo momento la energía que se obtiene de esta fuente. El banco de baterías nos permite tener un *backup* de energía para poder seguir ofreciendo servicio aunque la potencia en los paneles sea menor que la demandada por la carga.

CAPÍTULO VII

Transición entre modos de control

CAPÍTULO VII. TRANSICIÓN ENTRE MODOS DE CONTROL

Una vez estudiado el comportamiento del sistema funcionando trabajando conectado a red y en isla resulta interesante estudiar la transición entre ambos modos.

El sistema necesita ciertas propiedades para permitir realizar los cambios con seguridad. Uno de los elementos necesarios es un interruptor operado por el sistema de control que permitirá aislar la microrred de la red general. Este interruptor se abre en el momento que se detecta el islanding y se cierra cuando la red ha vuelto y el inversor ha asegurado la sincronización con la red.

El otro elemento necesario es un sensado de tensión en la parte de la red detrás del interruptor controlado. El sensado permite detectar cuando vuelve la tensión en la red y sincronizar la fase de la microrred con la de la red para asegurar una transición suave.

7.1 Reconfiguración de controladores

El sistema diseñado emplea controladores diferentes para operar en red y en isla, este es el motivo por el cual es necesario prestar atención a la transición entre modos. Al hacer un cambio de controladores es posible que se produzca una transición brusca en la salida por lo que resulta importante hacer una inicialización de condiciones en el instante del cambio.

En la Figura 7-1 se muestra el esquema completo de control del inversor, incluyendo el control para isla y el control para red. Se puede observar que el controlador de corriente empleado para el inversor es el mismo en ambos casos. Este factor facilita la transición entre modos ya que facilita la continuidad en la corriente de salida.

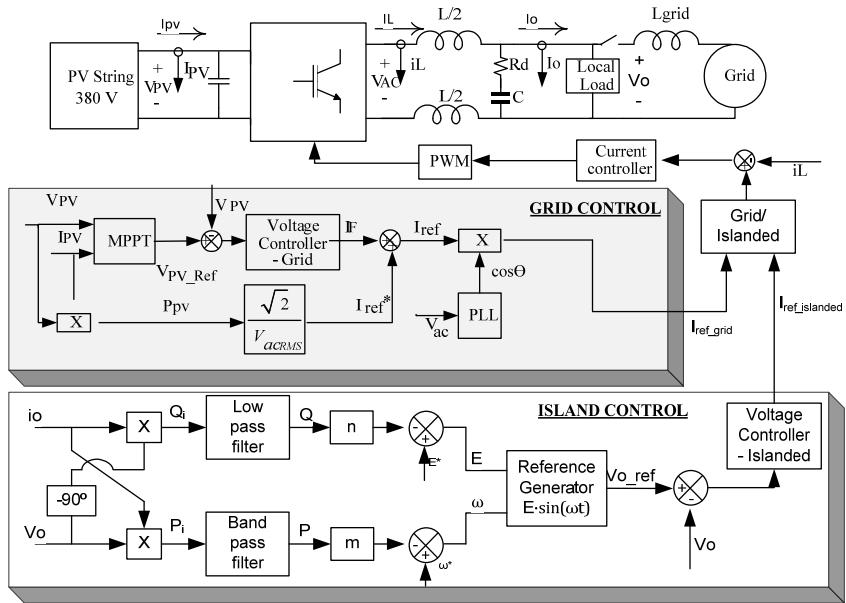


Figura 7-1 Esquema de control del inversor

El esquema de control completo del convertidor DC/DC es mostrado en la Figura 7-2. Se puede ver como en ambos modos es empleado el mismo controlador de corriente, cambiando únicamente el control de tensión.

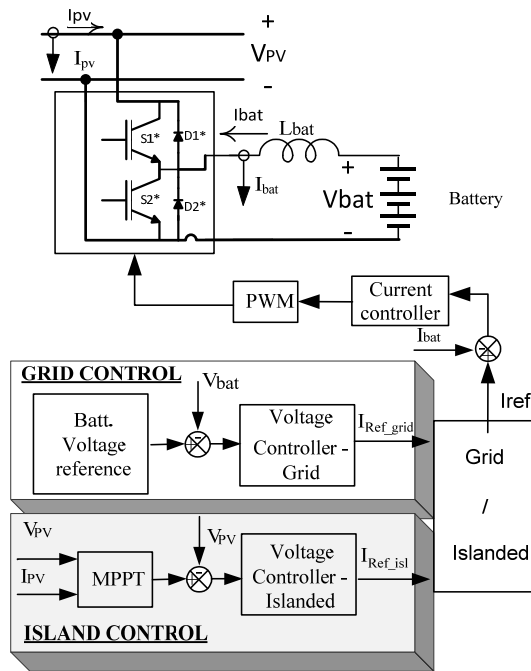


Figura 7-2 Esquema de control del DC/DC

Para el convertidor DC/DC la referencia de entrada al lazo de corriente cambia, pasa de establecerse mediante el control de la carga de la batería en red a depender de la tensión de la DLink en isla. En isla el controlador de tensión sigue la referencia de tensión ofrecida por el algoritmo MPPT .

7.2 Resultados de simulación

En este apartado se muestran las simulaciones de las transiciones en los dos sentidos, de red a isla y viceversa.

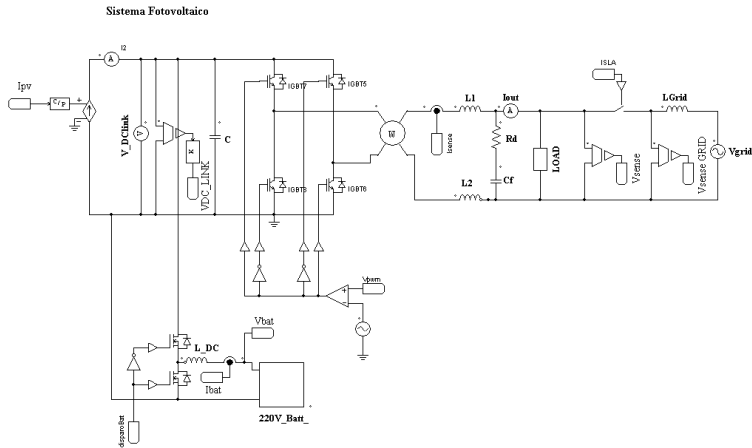


Figura 7-3 Esquema empleado en simulaciones

Para llevar a cabo las simulaciones se han empleado los equipos descritos en anteriores capítulos. Los resultados mostrados son de las transiciones del inversor solo y del equipo completo.

7.2.1 De red a isla

Al realizar la transición de red a isla, el inversor debe tomar el control de la tensión de salida y se debe asegurar la continuidad en la forma de onda.

7.2.1.1 Inversor

En la siguiente simulación se presenta el resultado de la transición de red a aislado con el cambio de controladores.

La Figura 7-4 muestra la simulación de una transición de red a isla del inversor.

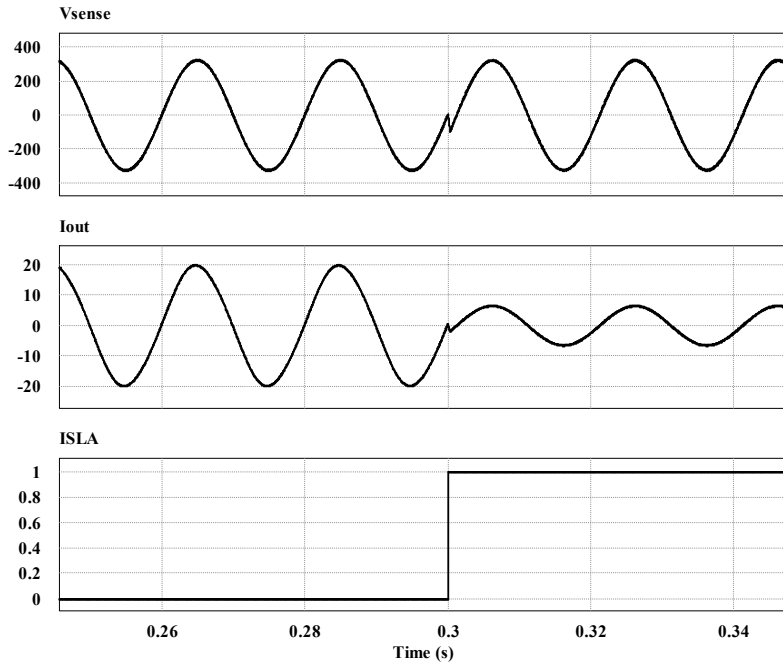


Figura 7-4 Transición de red a isla

La gráfica superior muestra la tensión de salida del inversor. La gráfica central muestra la corriente de salida. La señal inferior indica el momento en el que se produce el islanding. Se puede ver como la transición se produce de un modo suave manteniéndose la tensión de salida.

7.2.1.2 Sistema completo

Una vez verificado el comportamiento del inversor, se procede a la simulación del equipo completo en la transición de red a isla. Cuando se trata del inversor solo, al pasar a isla la carga debe ser menor o igual a la potencia disponible en los paneles. En el caso del sistema completo la carga también puede ser mayor puesto que las baterías nos suplirán la potencia que falta. Por este motivo se presentan simulaciones de la transición a mayor potencia de salida Figura 7-5 y a menor potencia Figura 7-6.

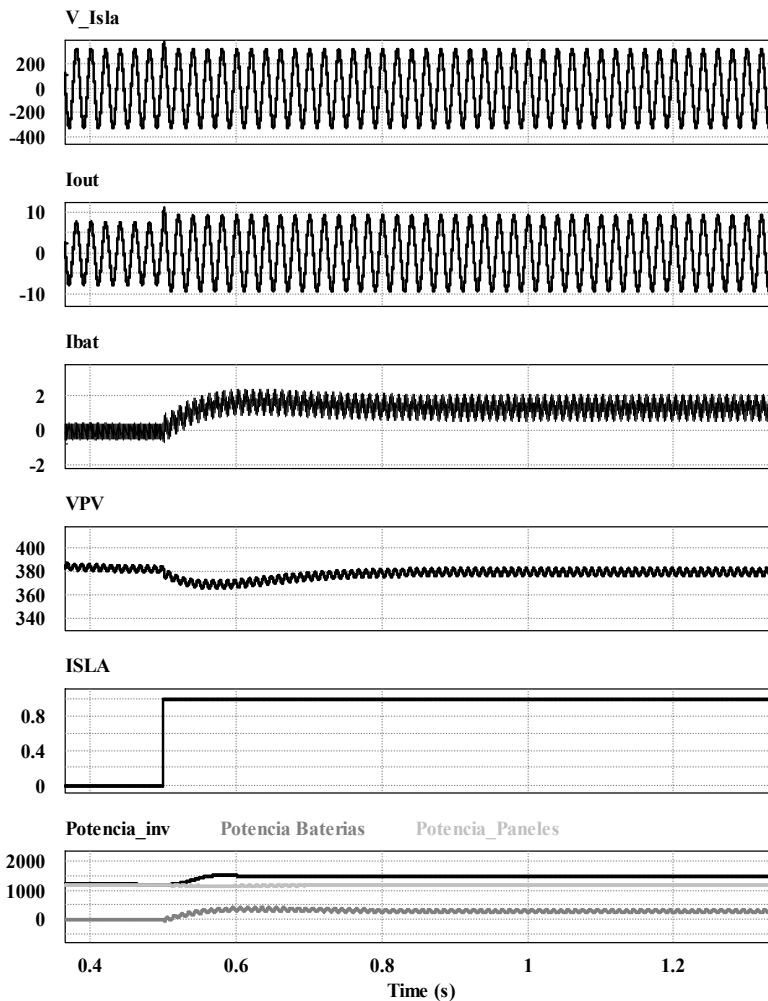


Figura 7-5 Transición de red (1200W) a isla (1500W) con sistema completo.

En la figura podemos ver las siguientes formas de onda, de arriba hacia abajo, tensión de salida, corriente de salida del inversor, corriente de salida de la baterías, tensión del a DClink, señal de isla y por último las potencias. En este caso la potencia demandada por la carga local de la isla es mayor que la que estaba inyectando el inversor a la red, por esa razón en el transitorio se produce un ligero descenso de la tensión del bus de continua que después es controlado por el DC/DC. Se puede ver como la transición en la tensión de salida es suave.

La siguiente simulación muestra el caso de producirse una transición a una potencia menor.

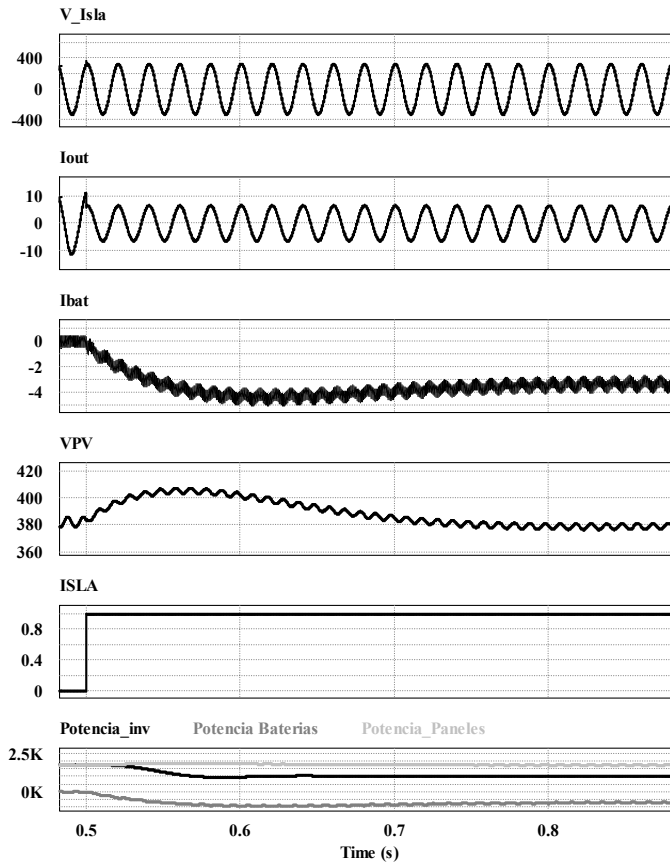


Figura 7-6 Transición de red (1700W) a isla (1100W) con sistema completo.

Las formas de onda mostradas en la figura son, de arriba hacia abajo, tensión de salida, corriente de salida del inversor, corriente de salida de las baterías, tensión de la DClink, señal de isla y por último las potencias. La potencia demandada en isla es menor por lo que la tensión de la DClink tiende a elevarse. Esta tensión es controlada por el convertidor DC/DC que emplea la energía sobrante para cargar las baterías.

7.2.2 De isla a red

La transición de isla a red puede resultar más problemática que la anterior puesto que en este caso se pasa a inyectar en red y de no realizar una correcta sincronización previa a la reconexión podrían peligrar los equipos. Por este motivo se deben seguir unos pasos antes de reconfigurar. Es necesaria la existencia de un interruptor controlado para poder reconectar cuando esté sincronizado. También es necesario un sensado de tensión al otro lado del interruptor para detectar la vuelta de la red y sincronizar. Por último es necesario sincronizar la tensión de la isla con la tensión de la red antes de reconectar.

Para realizar la sincronización se incluye un lazo nuevo al esquema del *droop* según es mostrado a continuación. El esquema *droop* será desarrollado en el Capítulo IIX.

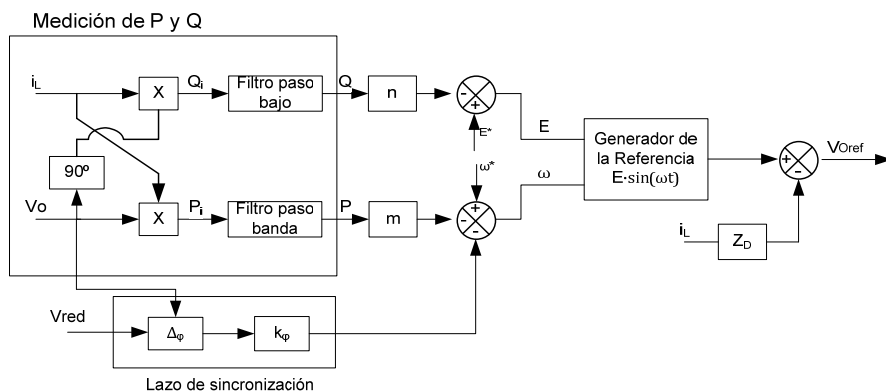


Figura 7-7 Diagrama de bloques del esquema *droop* implementado incluyendo lazo de sincronización.

7.2.2.1 Inversor

La simulación de la reconexión a la red del inversor es mostrada en la Figura 7-8. En esta simulación ya se ha producido la sincronización de las tensiones y se puede observar el comportamiento después de cerrar el interruptor y el cambio de controladores.

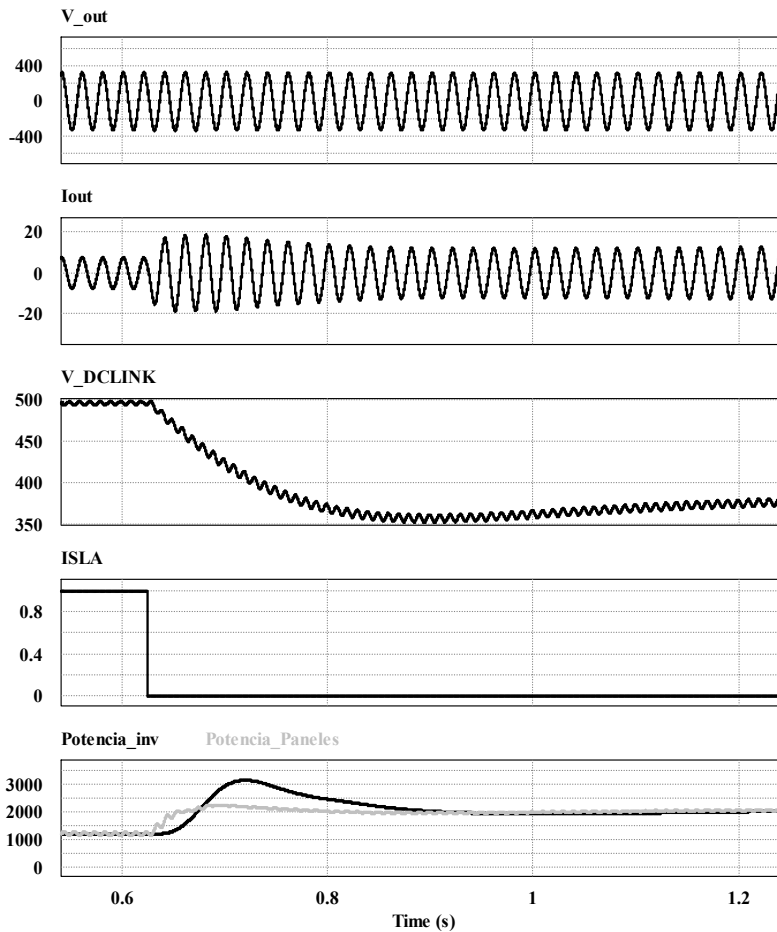


Figura 7-8 Reconexión a red del inversor

La gráfica superior muestra la tensión de salida del inversor. La segunda gráfica muestra la corriente de salida. La tensión del bus de continua es mostrada en la tercera gráfica. La cuarta señal indica el momento en el que se produce el islanding. La señal inferior muestra las potencias. Se puede ver como no se produce un salto en la tensión cuando se reconecta el equipo. La tensión de la DCLink en isla no es controlada por lo que está en la tensión máxima que pueden dar los paneles a esa potencia y al pasar a red la tensión es controlada por el inversor y es llevada por este a la tensión indicada por la referencia.

La Figura 7-9 muestra un detalle de las formas de onda de la tensión y de la corriente de salida en el instante de la reconexión del inversor.

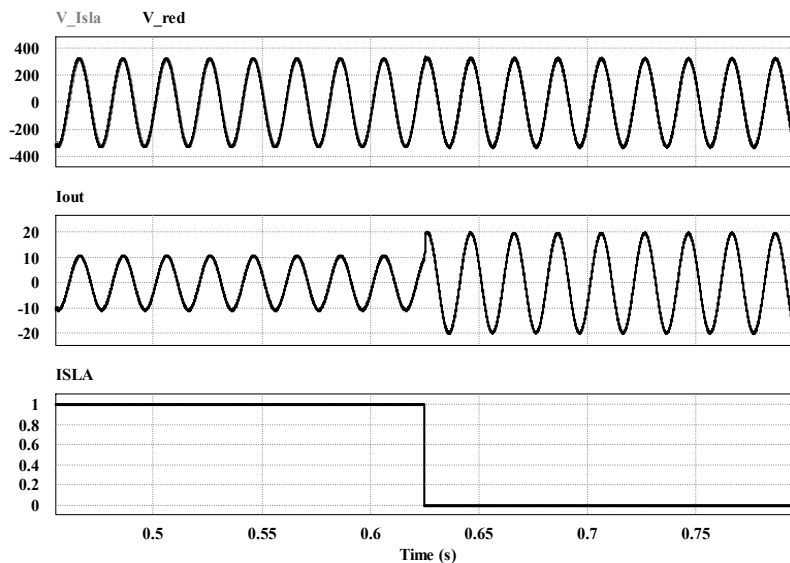


Figura 7-9 Reconexión a red del inversor (detalle).

Las formas de onda mostradas son la tensión de salida arriba, la corriente de salida en el centro y el instante donde se produce la reconexión abajo. Se puede ver la suave transición que se produce en la tensión.

7.2.2.2 Sistema completo

Una vez visto el comportamiento del inversor se pasa a ver el comportamiento del sistema completo frente a las transiciones de isla a red.

En el modo aislado el equipo se encuentra energizando la carga local y al mismo tiempo el DC/DC está cargando las baterías con la energía sobrante de los paneles. Se pasa a conexión a red donde el inversor inyecta toda la energía disponible a la red. Esta simulación es mostrada en la Figura 7-10.

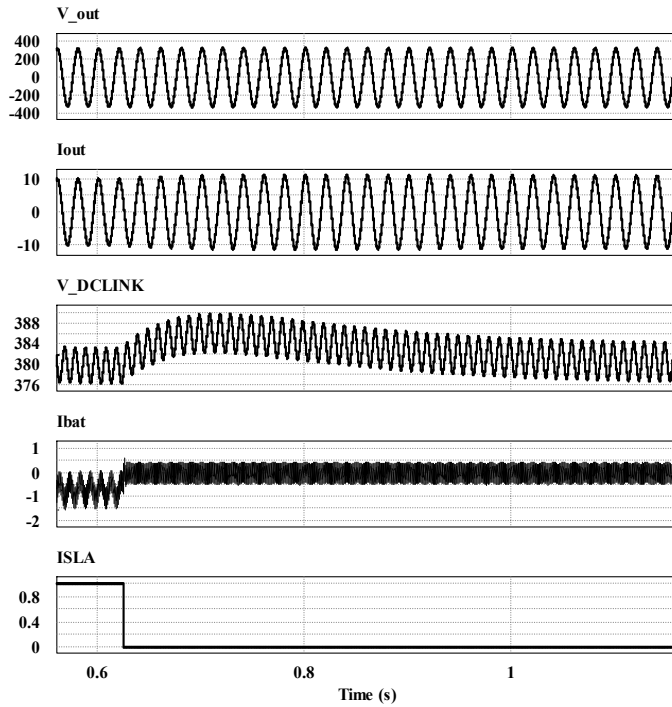


Figura 7-10 Reconexión del sistema completo.

Las formas de onda mostradas en la figura son, de arriba hacia abajo, tensión de salida, corriente de salida del inversor, tensión de la DCLink, corriente de salida de las baterías y por último señal de isla. Se ve como la tensión de la DCLink es controlada en ambos estados.

7.3 Resultados experimentales

Verificados los resultados de las simulaciones se procede a mostrar los resultados experimentales obtenidos con el equipo desarrollado. Primero se procede a mostrar los resultados de la transición de red a isla tanto del inversor como del sistema completo y posteriormente, de igual manera, para la transición de isla a red.

7.3.1 De red a isla

Los resultados expuestos en este punto muestran la transición que se produce cuando se pasa de la situación de conectado a red a la de aislado.

7.3.1.1 Inversor

Los resultados mostrados en la Figura 7-11 corresponden con la transición del inversor inyectando 1900 W conectado a red a isla con una carga local de 1680 W .

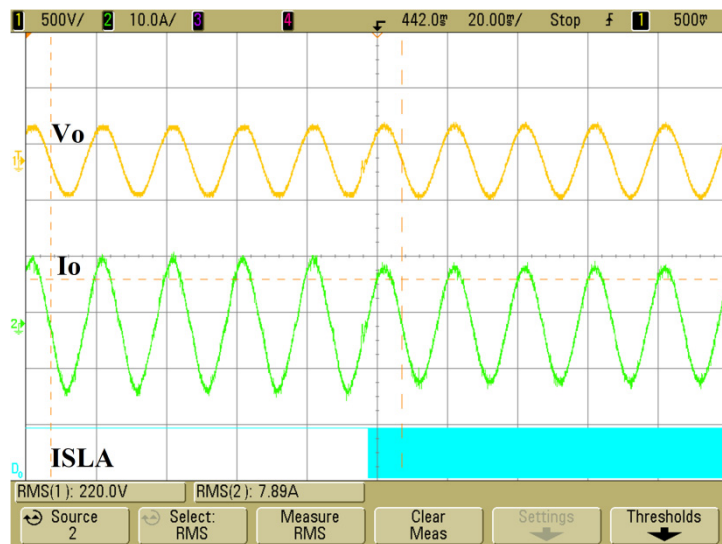


Figura 7-11 Transición de red a isla del inversor. (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Corriente de salida 10 A/div, D₀- Señal de isla)

La grafica superior muestra la tensión suministrada por el inversor a las cargas. La señal central muestra la corriente de salida del inversor. La señal inferior indica el instante cuando se produce el islanding.

7.3.1.2 Sistema completo

En este apartado los resultados presentados se obtuvieron empleando el sistema completo de inversor más DC/DC. Se realizan dos pruebas diferentes, la primera con una carga local en isla inferior a la disponible en paneles y la segunda con una carga superior.

La Figura 7-12 muestra el resultado del paso de red inyectando 1380 W a isla con una carga de 1202 W.

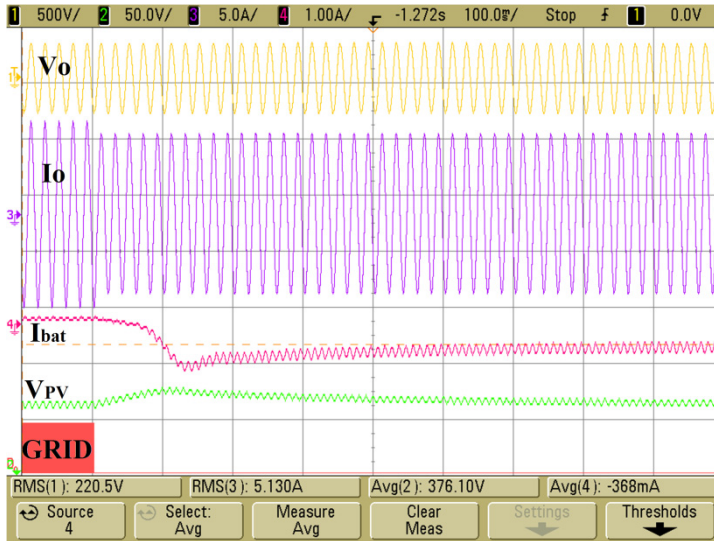


Figura 7-12 Transición de red a isla del inversor 1. (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div, D₀- Señal de isla)

Las formas de onda representadas de arriba hacia abajo son la tensión de salida, la corriente de salida del inversor, la corriente de salida de las baterías, la tensión del bus de continua y la señal de isla. La potencia de la carga local en isla es inferior a la disponible en paneles por lo que el DC/DC debe tomar energía de la DLink para cargar las baterías y controlar la tensión del bus de continua.

Es mostrado un detalle de la transición en la Figura 7-13. En esta se observa cómo no se produce un salto ni en la fase ni en la magnitud de la tensión cuando se realiza el cambio de estado.

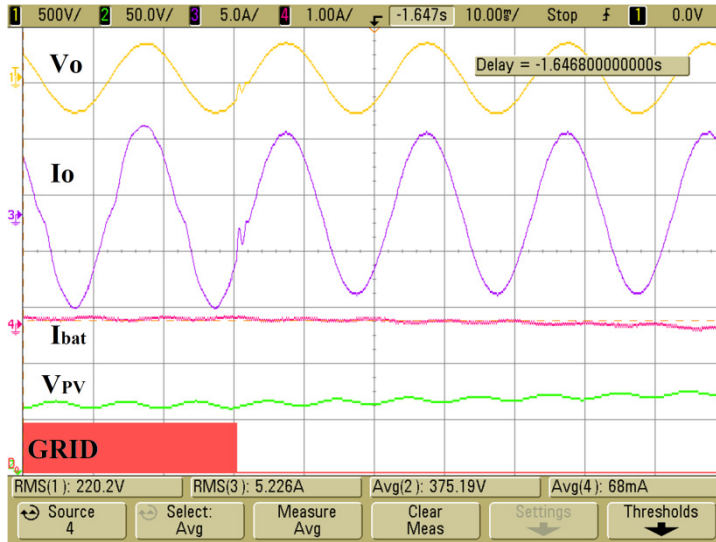


Figura 7-13 Transición de red a isla del inversor 1 (detalle). (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DCLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div, D_0 - Señal de isla)

Los resultados mostrados en la Figura 7-14 pertenecen al paso de red inyectando 1140 W a isla con una carga de 1202 W .

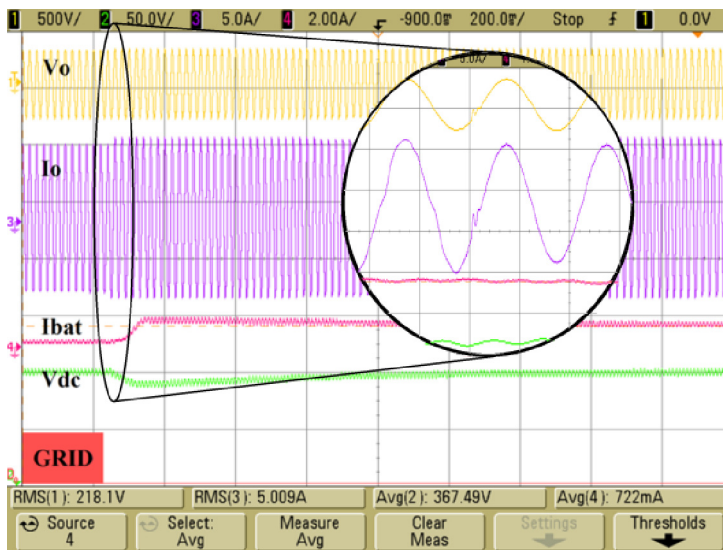


Figura 7-14 Transición de red a isla del inversor 2. (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DCLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 5 A/div, 4- Corriente de salida de baterías 2 A/div, D_0 - Señal de isla)

La primera gráfica muestra la tensión de salida. La segunda gráfica muestra la corriente de salida del inversor. En la tercera se aprecia la forma de onda de la corriente de carga de las baterías. La cuarta muestra la tensión del bus de continua. La última señal indica el momento en el que se produce el islanding.

7.3.2 De isla a red

Una vez que la red vuelve, la microrred debe reconectarse a la misma para pasar al estado de conectado a red. Para ello es necesario que exista un interruptor adicional gestionado por la microrred que la conecte una vez que las tensiones de la microrred y de la red se encuentran sincronizadas.

Se ha programado un algoritmo que permite esta sincronización entre ambas señales. Los resultados son mostrados en la Figura 7-15 y Figura 7-16.

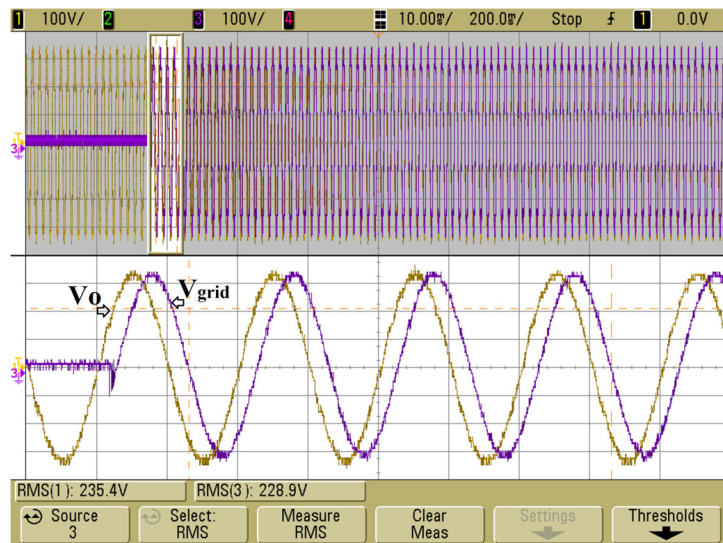


Figura 7-15 Sincronización de reconexión (1). (1- Tensión de salida del inversor 100 V/div, 3- Tensión de Red 100 V/div)

Se pueden ver tanto la señal de la tensión de salida del inversor en amarillo como la tensión de la red en violeta, en el momento que vuelve. En el primer instante se encuentran desfasadas. La siguiente figura muestra cómo se realiza la sincronización.

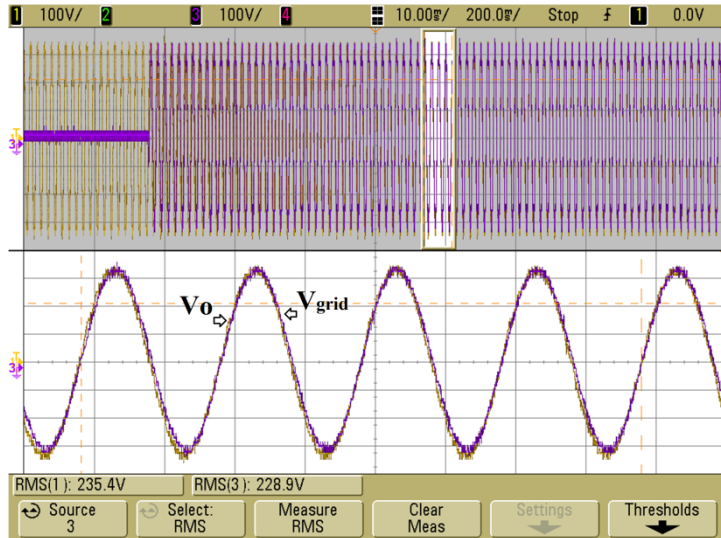


Figura 7-16 Sincronización de reconexión (2). (1- Tensión de salida del inversor 100 V/div, 3- Tensión de Red 100 V/div)

Esta figura muestra como un $0.8 s$ después de la llegada de la red, la tensión de salida del inversor se encuentra en fase con la tensión de red. Esto permite realizar la reconexión de manera segura.

7.3.2.1 Inversor

Una vez sincronizadas las tensiones de la microrred y de la red se procede a cerrar el interruptor e interconectar la microrred.

Los resultados de la transición de isla a red del inversor son mostrados en la Figura 7-17 presentando en la Figura 7-18 el detalle del cambio. En esta prueba se pasa de trabajar en isla con una carga local de $1200 W$ a inyectar en red con una potencia disponible en los paneles de $1520 W$.

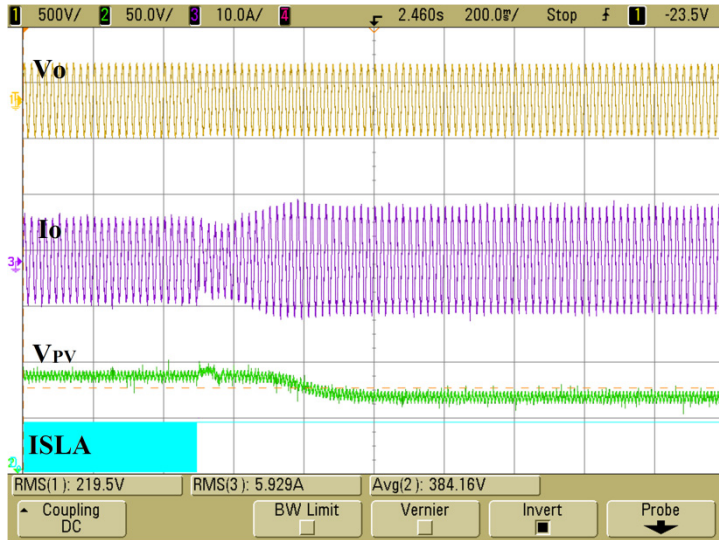


Figura 7-17 Inversor reconectando (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DCLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 10 A/div, D₀- Señal de isla)

Las señales mostradas son la tensión de salida arriba, en segundo lugar la corriente de salida, a continuación la tensión del bus de continua y por último la señal de isla. La siguiente figura muestra el detalle de la transición.

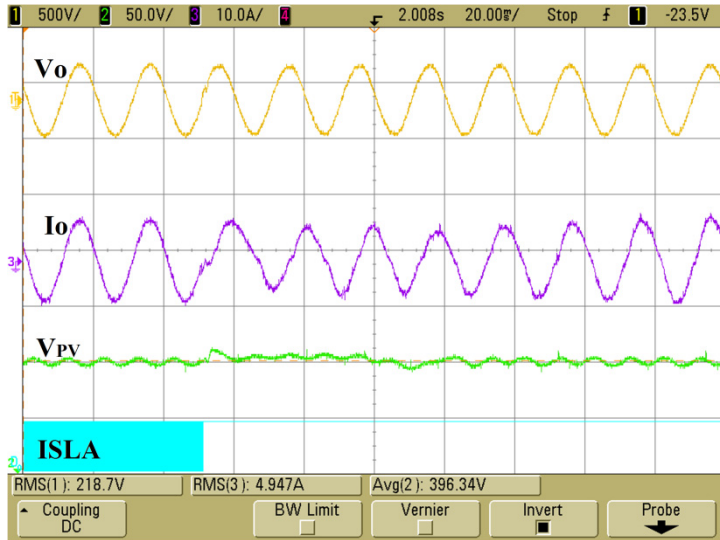


Figura 7-18 Inversor reconectando, detalle (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DClink 50 V/div, 3- Corriente de salida 10 A/div, D₀- Señal de isla)

Se puede observar como el transitorio en la tensión de salida es apenas perceptible. La tensión del bus de continua que no es controlada en isla es controlada cuando se pasa a red.

7.3.2.2 Sistema completo

Empleando el sistema completo compuesto por el inversor y el DC/DC se realizan las pruebas de reconexión a red del sistema.

La prueba presentada en la Figura 7-19 muestra la transición de isla con una potencia en paneles de 1000 W y una carga local de 1200 W (donde la diferencia de potencia es suministrada por las baterías y el DC/DC) a inyectar 1000 W a la red.

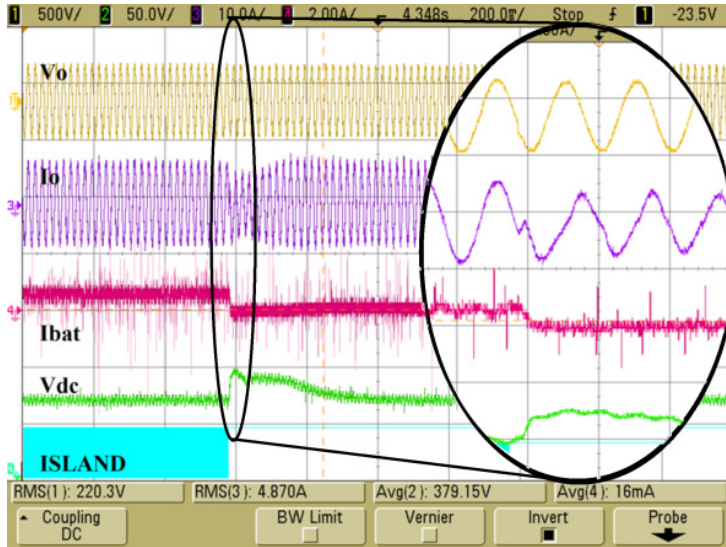


Figura 7-19 Sistema reconectando (1- Tensión de salida 500 V/div, 2- Tensión de la DCLink 50 V/div, 3- Corriente de salida 10 A/div, 4- Corriente de salida de las baterías 2 A/div, D₀- Señal de isla)

Las formas de onda representadas de arriba hacia abajo son la tensión de salida, la corriente de salida del inversor, la corriente de salida de las baterías, la tensión del bus de continua y la señal de isla. La potencia de la carga local en isla es superior a la disponible en paneles por lo que el DC/DC debe tomar energía de las baterías hacia la DCLink. En red el inversor inyecta la potencia disponible en paneles.

Es mostrado un detalle de la transición en la misma figura. En esta se observa cómo no se produce un salto ni en la fase ni en la magnitud de la tensión cuando se realiza el cambio de estado.

7.4 Conclusiones del capítulo

En este capítulo se plantea el problema de los cambios entre estados del sistema.

Se han realizado simulaciones de las posibles transiciones entre los estados verificando su correcto funcionamiento y se han corroborado los resultados de simulación con resultados experimentales realizados en laboratorio.

Se ha logrado realizar cambios tanto de red a isla como de isla a red de manera segura consiguiendo continuidad en las tensiones de salida y transiciones suaves.

CAPÍTULO VIII

Paralelización de equipos

CAPÍTULO VIII. PARALELIZACIÓN DE EQUIPOS

El sistema descrito en el transcurso de este trabajo ha sido diseñado para su funcionamiento dentro del entorno de una microrred. Partiendo de la descripción realizada de microrred en el capítulo de introducción se ve la necesidad de que los sistemas de generación presenten la capacidad de ser paralelizados.

En este capítulo se muestra mediante resultados de simulación el funcionamiento del sistema ante diferentes casuísticas que se puedan presentar en una microrred.

El método empleado para posibilitar le paralelización entre equipos son los esquemas *droop* presentados en el siguiente apartado. Estos consisten en la emulación del comportamiento de las máquinas eléctricas en los inversores. Esto se realiza mediante el control de los mismos. La ventaja que presenta la aplicación de estos métodos es que la comunicación entre equipos para realizar el reparto de potencias no es necesaria.

8.1 Esquemas *droop*

Los esquemas *droop* se basan en el concepto de disminuir la frecuencia de los generadores AC cuando su potencia de salida se incrementa [74].

A continuación se estudia el flujo de potencia entre dos puntos de un sistema AC. En la Figura 8-1 se muestra un esquema que representa el flujo de potencia a través de una línea de transmisión.

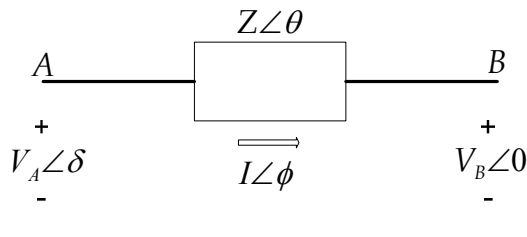


Figura 8-1 Flujo de potencia a través de una línea de transmisión

El análisis de potencia se realizó para la condición de estado estable, un modelo de longitud reducida, y fasores para representar las diferentes cantidades del sistema. Dicho análisis es válido tanto para sistemas monofásicos como trifásicos. Teniendo en cuenta la Figura 8-1, la potencia compleja en la línea se puede expresar como:

$$\vec{S} = P + j \cdot Q = \vec{V}_A \cdot \vec{I}^* = \vec{V}_B \left(\frac{\vec{V}_A - \vec{V}_B}{\vec{Z}} \right)^* \quad (8.1)$$

$$\vec{S} = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} e^{j(\theta - \delta)} - \frac{V_B^2}{Z} e^{j\theta} \quad (8.2)$$

Donde las cantidades con * representan cantidades complejas conjugadas, Z y θ son la magnitud y la fase de la impedancia de salida respectivamente, y δ es el ángulo de fase entre la tensión en el punto A y la tensión en el punto B. Finalmente las funciones que determinan la potencia activa y la potencia reactiva se presentan en (8.3) y (8.4).

$$P = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} \cos(\theta - \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \cos \theta \quad (8.3)$$

$$Q = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} \sin(\theta - \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \sin \theta \quad (8.4)$$

Dependiendo de la característica de la línea se pueden presentar dos casos que determinan relaciones diferentes entre la potencia activa y la potencia reactiva, en función de la tensión y/o la frecuencia.

El primer caso que se analizará, es cuando Z es puramente inductiva ($Z=jX$), con lo cual se tiene $\theta=90^\circ$, y las ecuaciones (8.3) y (8.4) se reducen a:

$$P = \frac{V_A \cdot V_B}{X} \sin \delta \quad (8.5)$$

$$Q = \frac{V_A \cdot V_B \cdot \cos \delta - V_B^2}{X} \quad (8.6)$$

De las anteriores ecuaciones, y considerando pequeñas diferencias de fase entre V_A y V_B , se puede apreciar la fuerte dependencia de P con respecto al ángulo δ , mientras que Q depende de la diferencia de amplitud entre las tensiones V_A y V_B .

Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente, la idea fundamental es emular a través del inversor el comportamiento de la dinámica de los generadores AC. La frecuencia (ω) y la amplitud de la tensión (E) de la referencia de la tensión del inversor, pueden ser expresadas a través de las ecuaciones(8.7) y (8.8), [75].

$$\omega = \omega^* - m \cdot P \quad (8.7)$$

$$E = E^* - n \cdot Q \quad (8.8)$$

Donde ω^* y E^* son la frecuencia y la amplitud de la tensión de referencia del inversor sin carga, y m y n , los coeficientes *droop* de la frecuencia y la amplitud, respectivamente.

En el segundo caso de análisis se tiene que la impedancia de línea es puramente resistiva ($Z=R$), por lo tanto $\theta=\theta^0$, con lo que las ecuaciones que representan la potencia activa y la potencia reactiva toman la siguiente forma [76]

$$P = \frac{V_A \cdot V_B \cdot \cos \delta - V_B^2}{R} \quad (8.9)$$

$$Q = -\frac{V_A \cdot V_B}{R} \sin \delta \quad (8.10)$$

Cuando la impedancia de línea es altamente resistiva, el esquema *droop* para P y Q se invierte

$$\omega = \omega^* + m \cdot Q \quad (8.11)$$

$$E = E^* - n \cdot P \quad (8.12)$$

Como se puede apreciar para este caso, la P es dependiente de la tensión y la Q de la frecuencia.

En sistemas de potencia es común suponer que la impedancia de línea es inductiva, por otra parte el inversor debido a la presencia del inductor de salida usado como filtro, también presenta el mismo comportamiento, lo que conllevaría a suponer que el esquema *droop* adecuado para la implementación es el descrito por las ecuaciones (8.7) y (8.8). Sin embargo esto no es del todo cierto ya que la impedancia de salida del inversor depende igualmente de la estrategia de control a utilizar [77]. Existen dos formas de solucionar este

$$G_{V_o - V_{ref}}(s) = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T_V(s)}{1 + T_V(s)} \quad (8.14)$$

Por otra parte se puede dar el caso de que no se tenga una resistencia en serie con el condensador de salida o que su valor sea muy pequeño (algunos Ω), con lo que el comportamiento a alta frecuencia no sería resistivo, por lo tanto se tendría un THD de tensión considerablemente alto al manejar cargas no lineales, debido a que el valor de la reactancia de salida es dependiente de la frecuencia [81]. De ser éste el caso y con el fin de solventar este inconveniente, se debe incluir en el lazo de la impedancia virtual, una impedancia inductiva junto a un filtro paso alto (8.15) de la corriente del inductor [82].

$$Z_D(s) = s \cdot L_D \frac{\omega_c^2}{s + \omega_c} \quad (8.15)$$

De donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro en radianes/s, la cual debe estar ubicada por encima de la fundamental.

Redibujando el esquema *droop*, incluyendo el lazo de impedancia virtual, en la Figura 8-3, se tiene:

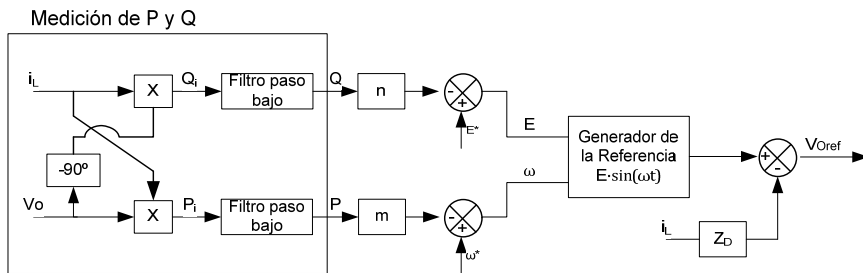


Figura 8-3 Diagrama de bloques del esquema *droop* con lazo de impedancia.

Debido a las características de control utilizadas en el inversor y al comportamiento de la impedancia de salida del inversor en lazo cerrado, así como al uso de la resistencia de *damping* R_d , finalmente se ha optado por utilizar el lazo de impedancia virtual incluyendo el filtro paso alto, empleado por diferentes autores [77], [81].

Como la impedancia de salida del inversor a bajas frecuencias presenta un comportamiento inductivo se hará uso de las relaciones establecidas en (8.7) y

(8.8), en donde se tiene que la potencia activa depende de la frecuencia, y la potencia reactiva de la tensión. La Figura 8-4 muestra las características de tensión y frecuencia del esquema *droop*.

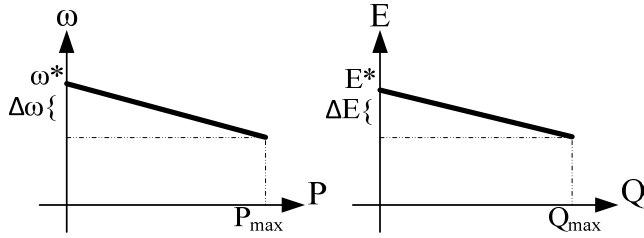


Figura 8-4 Características de tensión y frecuencia del esquema *droop*.

Los coeficientes m y n pueden ser escogidos siguiendo el método convencional *droop*, con el fin de garantizar los objetivos del control en estado estable [83] como sigue:

$$m = \frac{\Delta\omega}{P_{\max}} \quad (8.16)$$

$$n = \frac{\Delta E}{Q_{\max}} \quad (8.17)$$

donde P_{\max} y Q_{\max} son la máxima potencia activa y la máxima potencia reactiva que pueden ser entregadas por el inversor. $\Delta\omega$ and ΔE son las máximas desviaciones permitidas de frecuencia y amplitud de la tensión de salida, respectivamente. Por lo tanto, estos dos parámetros pueden ser fijados por el diseñador teniendo en cuenta que se debe mantener el equilibrio entre el intercambio adecuado de potencia y la desviación de la frecuencia y la amplitud. Para este caso las constantes fueron fijadas en $m=0.0001$ y $n=0.001$.

La potencia activa (P) se puede obtener por medio de un filtro paso bajo aplicado a la medida de potencia instantánea a la salida del inversor [80].

La potencia reactiva (Q) se calcula de manera similar. Sin embargo, en este caso la medición de la tensión de salida se encuentra desfasada 90° . Dicho desfase se consigue utilizando un filtro paso bajo, de la misma forma en que se empleó para obtener la componente en cuadratura en el diseño del PLL. Las expresiones de los filtros paso bajo para P y Q se presentan en las ecuaciones (8.18) y (8.19), respectivamente:

$$P_{LPF}(s) = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (8.18)$$

$$Q_{LPF}(s) = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (8.19)$$

Por otra parte se debe tener en cuenta que las desviaciones en frecuencia y tensión son inherentes a la operación de los esquemas *droop*, dichas desviaciones pueden ser un problema ya que pueden llegar a limitar el intercambio de potencia y la estabilidad del sistema [85]. Con el fin de evitar dichas desviaciones en frecuencia en estado estable, se ha propuesto en [77] el siguiente esquema.

$$\omega = \omega^* - m \cdot \tilde{P} \quad (8.20)$$

De donde \tilde{P} es la señal de potencia activa sin la componente DC, la cual se puede extraer a través de un filtro paso alto, como el que se presenta en la siguiente ecuación:

$$\tilde{P} = \frac{s}{s + \tau^{-1}} \cdot P_{LPF}(s) \quad (8.21)$$

τ es la constante de tiempo de la acción transitoria del método *droop*.

Finalmente el bloque del filtro paso bajo de la Figura 8-3 debe ser rediseñado para un filtro paso banda, el cual se presenta en (8.22).

$$\tilde{P} = \frac{s}{0.3183 \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (8.22)$$

8.2 Resultados de simulación

El modelo empleado para realizar la simulaciones es el mismo que el utilizado en los capítulos anteriores, incorporando los esquemas *droop* para generar la referencia de tensión y permitir la paralelización de estos.

El esquema del montaje que se simulará se muestra en la siguiente figura. El equipo representado como “1” es el principal y el representado como “2” es el equipo de apoyo que entra en paralelo con el anterior.

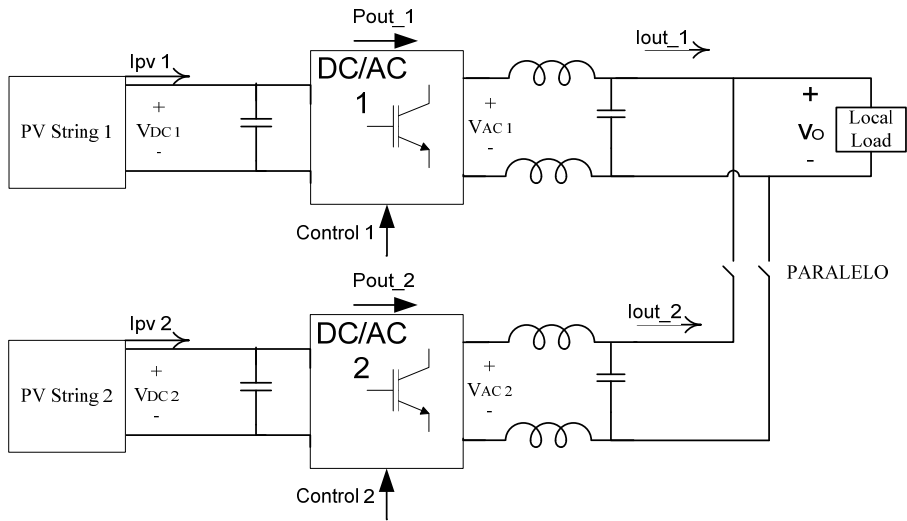


Figura 8-5 Paralelización de dos equipos

La primera simulación presentada en la Figura 8-6 muestra el comportamiento del sistema en el cual el inversor (a) se encuentra funcionando aislado cuando el inversor (b) se conecta en paralelo. En este caso las pendientes de ambos inversores son iguales ($m=0.0007$, $n=0.000525$), por lo que la potencia total debería repartirse por igual entre ambos equipos. En este caso la potencia de salida total es de 2700 W resistiva.

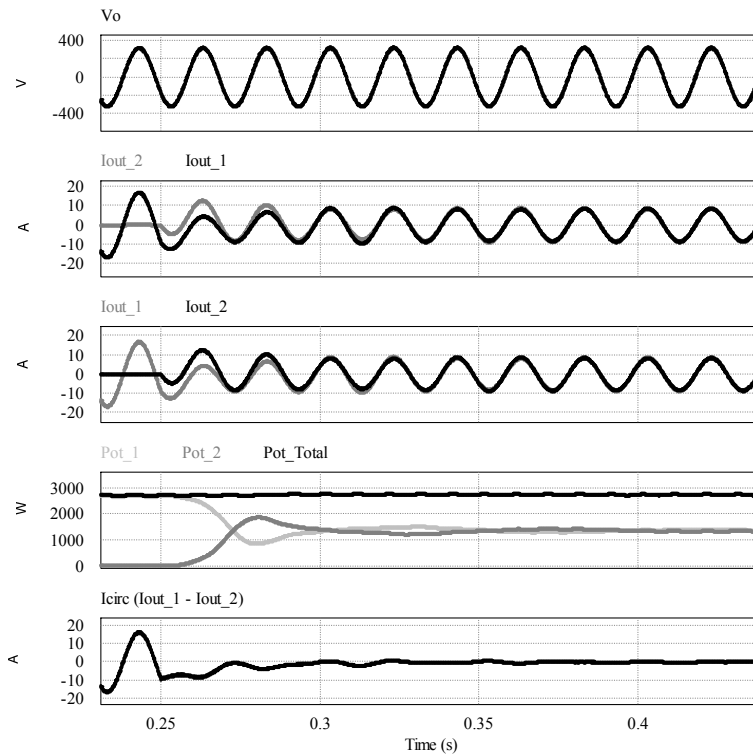


Figura 8-6 Paralelización de dos equipos

En la primera grafica se muestra la señal de la tensión de salida, en la segunda gráfica se muestran la corrientes de salida de ambos inversores. La tercera gráfica muestra la potencia inyectada por ambos equipos. En la tercera gráfica se muestra el instante donde se realiza la conexión de ambos equipos. Por último se muestra la corriente de circulación que se obtiene de la resta de la corriente I_{out_2} de I_{out_1} . Se observa cómo se realiza el reparto de potencias entre ambos inversores sin producirse perturbación significativa en la tensión de salida.

La Figura 8-7 muestra el caso de dos inversores iguales trabajando en paralelo, con los mismos coeficientes. A estos inversores se les aplica un escalón de carga, pasando de 2700 W a 4050 W .

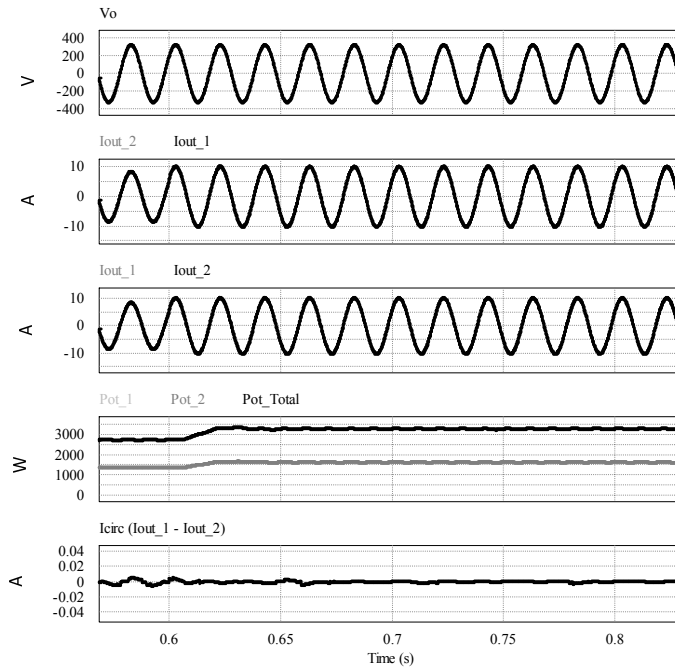


Figura 8-7 Escalón de carga

En esta simulación se muestra de arriba hacia abajo, la tensión de salida, la corriente del primer equipo, corriente del segundo equipo las potencias y por último la corriente de circulación. La carga es repartida entre los dos equipos de manera equivalente en todo momento.

La siguiente simulación muestra el caso en el que dos inversores están inyectando a red (3000 W cada inductor) y pasan a estar aislados en paralelo con una carga total de 2700 W . Posteriormente se produce un escalón de carga 4050 W . En este caso las pendientes programadas son iguales, $m=0.0007$, $n=0.000525$.

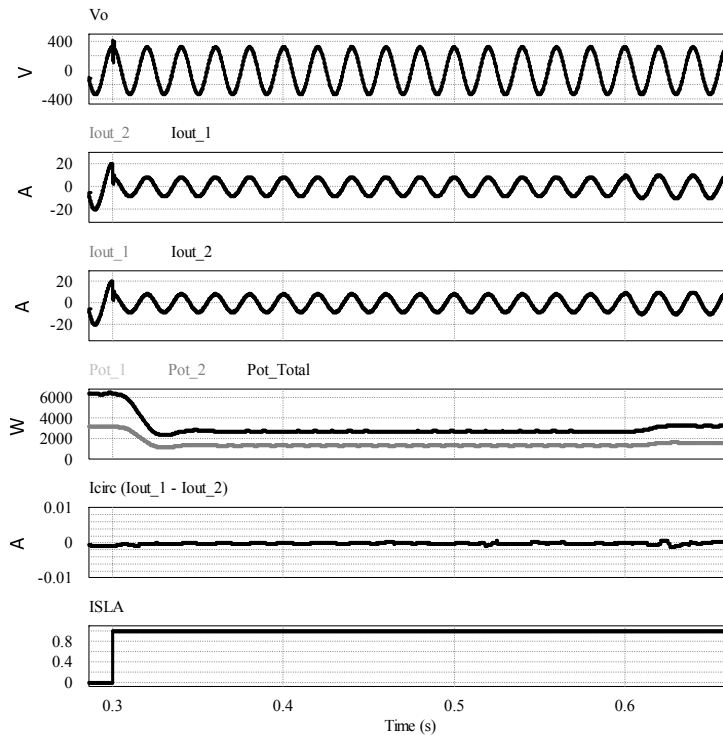


Figura 8-8 Transición de red a paralelo de dos equipos

Las ondas mostradas son la tensión de salida de los equipos, la corriente de ambos inversores, las potencias de los inversores y potencia total, corriente de circulación y por último la señal de islanding.

El siguiente caso que se va a estudiar es cómo se comporta el sistema si la potencia disponible en cada uno de los equipos no coincide y ver cómo evolucionan las tensiones de la DCLink V_{PV} en cada caso.

En este caso expuesto en la Figura 8-9 la potencia disponible en cada uno de ellos será diferente. En la siguiente simulación el primer equipo dispone de una potencia en paneles de 3 kW mientras que el segundo solo dispone de 1.5 kW. Primero se encuentran inyectando a red, se produce la situación de islanding y posteriormente se aplica un escalón de carga pasando de 3 kW a 5.3 kW.

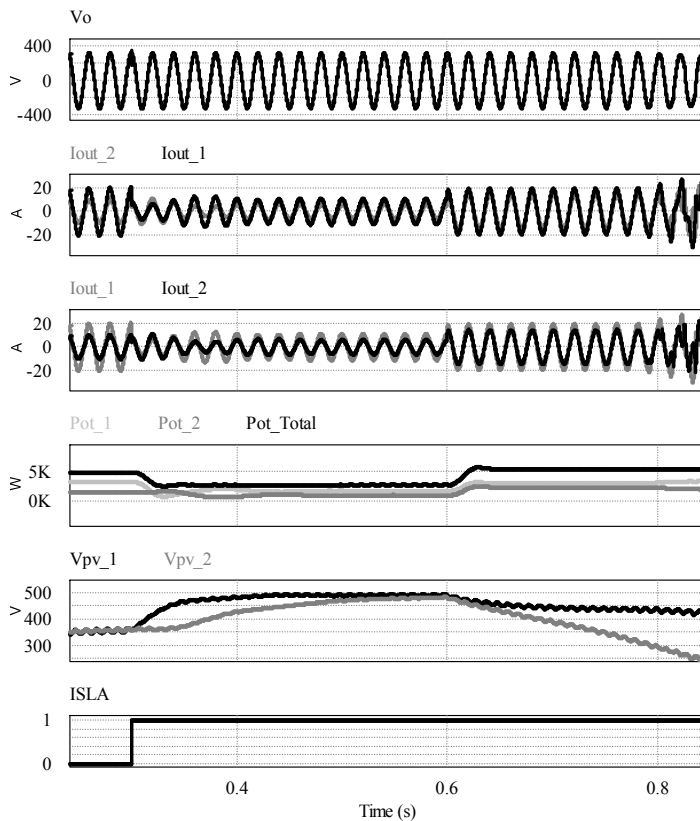


Figura 8-9 Inversores en paralelo con diferentes potencias en la fuente.

Las gráficas mostradas representan la tensión de salida de ambos equipos en paralelo, las corrientes de cada equipo, las potencias, las tensiones V_{Pv} y el momento donde se produce la situación de islanding. Se puede observar que a pesar de tener las mismas pendientes programadas, el reparto de potencias cuando trabajan en paralelo ambos inversores no se realiza de manera equitativa, entregando más potencia el inversor con la tensión de la DCLink más elevada. Se puede observar como la evolución de las tensiones de la DCLink es diferente en cada uno de los equipos debido a las diferentes curvas de panel programadas. La potencia de la carga local después del escalón es mayor que la suma de potencias disponibles en ambos equipos, por ese motivo se ve como la tensión del bus de continua del equipo 2 empieza a caer hasta que no es capaz de

mantener la tensión de salida V_o y también cae la tensión de continua del equipo 1 y la tensión de salida de los inversores se deforma.

La siguiente simulación muestra el mismo escenario que en la Figura 8-9 pero con igual potencia en la fuente de ambos equipos 3 kW en los paneles de cada equipo.

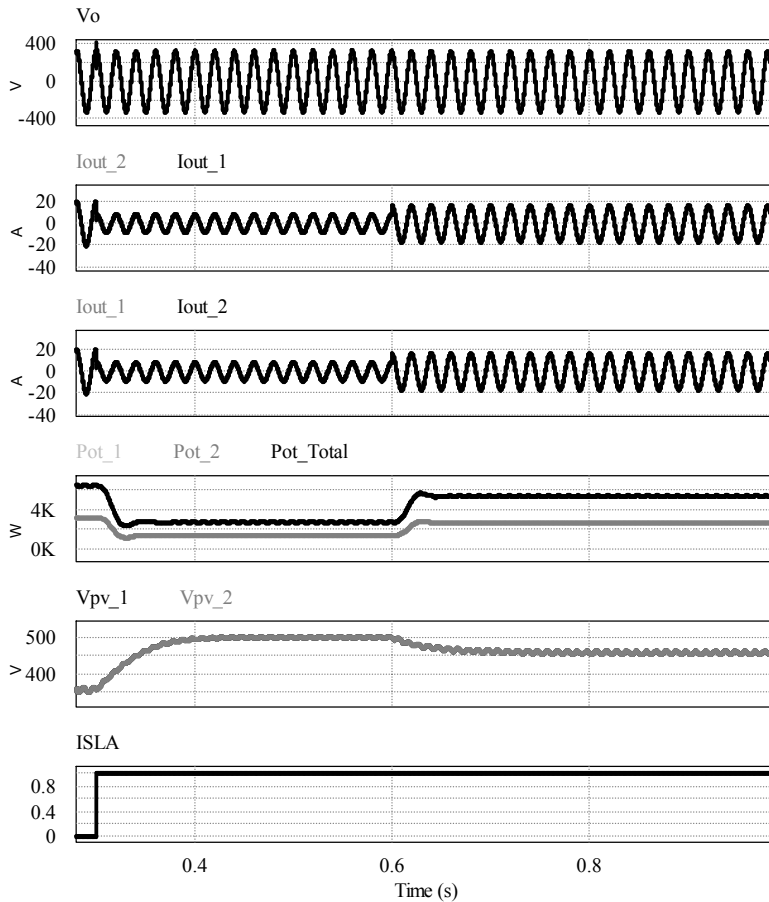


Figura 8-10 Inversores en paralelo con igual potencia en la fuente

Las señales mostradas coinciden con las de la Figura 8-9. En este caso ve como las potencias inyectadas por cada equipo coinciden así como las tensiones en la DCLink.

El siguiente resultado experimental que se muestra es el paralelo de inversores trabajando con cargas no lineales. La simulación siguiente muestra el paso de conectado a red a aislado de dos inversores que pasan a alimentar una carga no lineal.

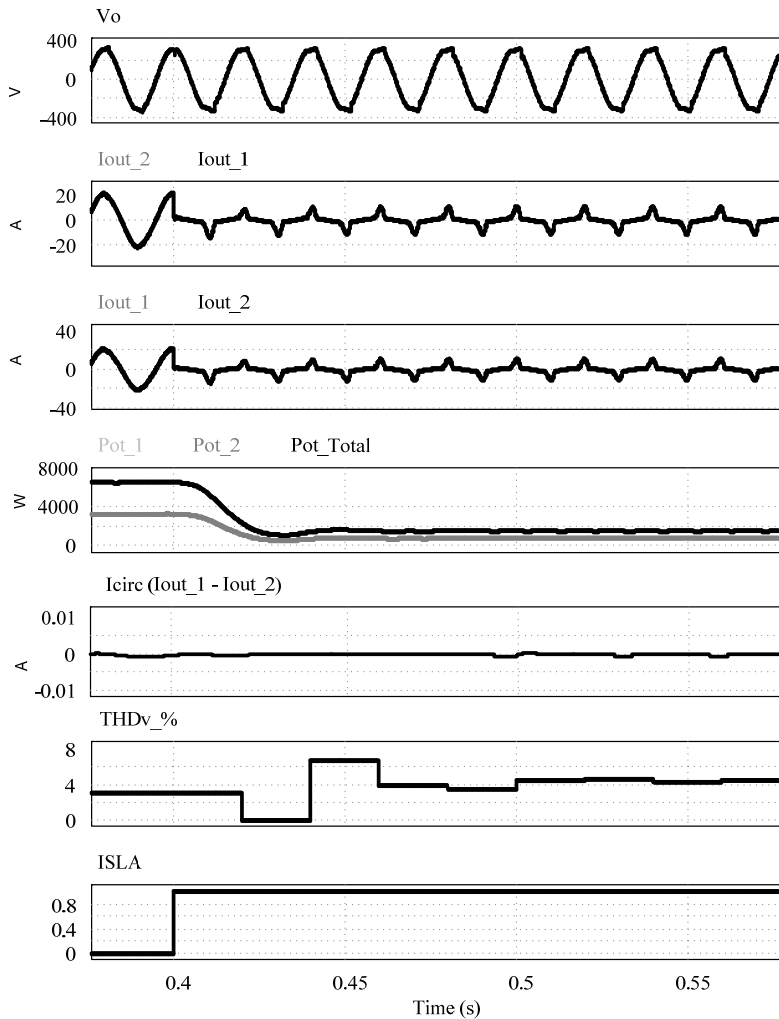


Figura 8-11 Transición de red a isla de inversores en paralelo con carga no lineal

Las gráficas mostradas representan la tensión de salida de ambos equipos en paralelo, las corrientes de cada equipo, las potencias, la corriente de circulación, la distorsión armónica en tensión a la salida de los inversores THD_V y el momento donde se produce la situación de islanding. Puede verse como el THD_V a la salida de los inversores se mantiene en valores cercanos al 5%.

La carga no lineal empleada en las simulaciones está compuesta por un puente rectificador de diodos con un condensador de filtrado de $C_F=0.94\text{ mF}$ con una carga resistiva $R=100\Omega$. El factor de cresta de este rectificador es $CF=4.5$ con una potencia aparente de $S_{out}=2450\text{ VA}$ (Factor de potencia, $PF=0.62\%$) cuando está conectada a una fuente de 230 V_{RMS} , 50 Hz .

La siguiente figura muestra el caso en el que se encuentra un inversor alimentando una carga no lineal y entra un segundo inversor a trabajar en paralelo.

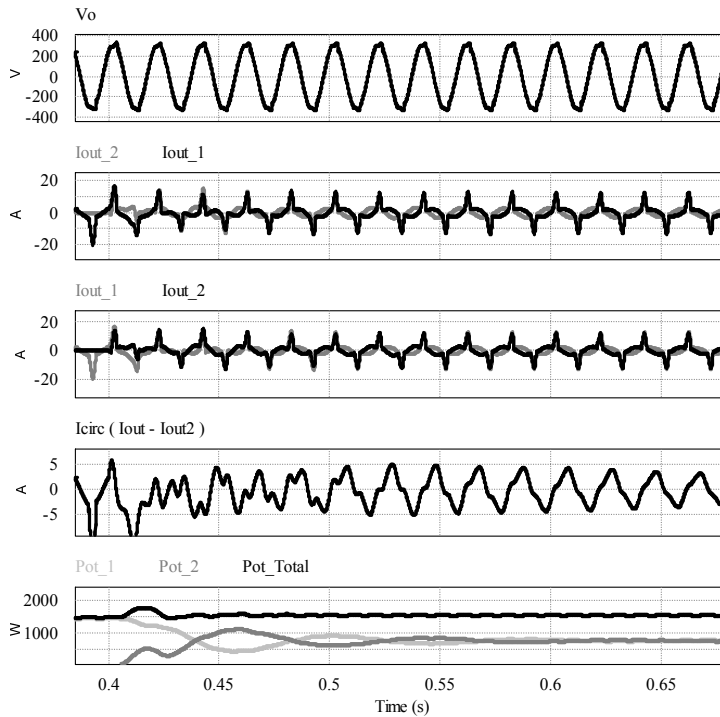


Figura 8-12 Conexión de inversores en paralelo con carga no lineal

Podemos ver que del mismo modo que sucedía con las cargas lineales, al conectar un segundo inversor en paralelo al primero y con una carga no lineal, se realiza el reparto de potencias de manera equitativa entre ambos. Aparece una corriente de circulación entre los inversores que se va reduciendo al transcurrir el tiempo tras la conexión, al equilibrarse la potencias.

Para las próximas simulaciones se han programado pendientes diferentes en ambos inversores, lo que permite realizar un reparto diferente de potencias entre los equipos. Como ejemplo, en la siguiente figura muestra el hipotético reparto de potencia activa entre dos equipos con pendientes distintas. Se observa cómo, para una misma frecuencia de funcionamiento, cada equipo entrega una potencia activa diferente. De igual modo sucede con la potencia reactiva y con la tensión:

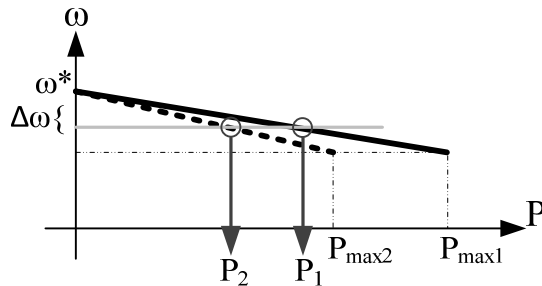


Figura 8-13 Esquema de reparto de potencia activa entre equipos

En este caso las pendientes programadas son de $m_1=0.0007$, $n_1=0.000525$ y $m_2=0.00105$, $n_2=0.0007875$. La primera simulación muestra el caso de la paralelización de dos inversores con diferentes pendientes. El primer equipo se encuentra trabajando con una carga local cuando se conecta un segundo equipo en paralelo.

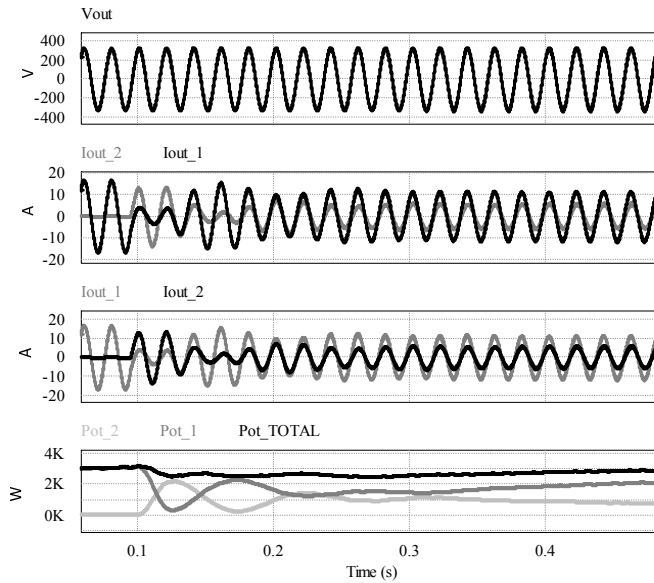


Figura 8-14 Paralelización de dos equipos

Las curvas mostradas corresponden a la tensión de salida, las corrientes de salida de ambos equipos, y las potencias de los equipos y total. La carga local en este caso es de 2.7 kW y el reparto de carga se realiza del siguiente modo, el primer equipo 1.7 kW y el segundo equipo 1 kW .

La Figura 8-15 muestra el caso de dos inversores iguales trabajando en paralelo, con diferentes coeficientes. A estos inversores se les aplica un escalón de carga, pasando de 2700 W a 4400 W .

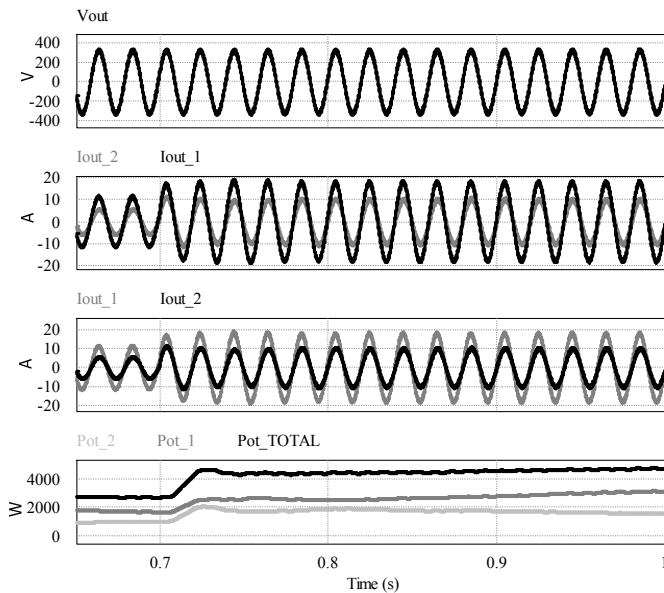


Figura 8-15 Escalón de carga a dos equipos en paralelo

La primera grafica muestra la tensión de salida de los equipos, la segunda y tercera grafica las corrientes de salida de los inversores y en la grafica inferior son mostradas las potencias. Antes del escalón la potencia de la carga local es de 2.7 kW y después del escalón de 4.4 kW . El reparto de potencias es antes del escalón de 1.7 kW el primero y 1 kW el segundo y después 2.8 kW el primer equipo y de 1.6 kW el segundo. Se puede ver como se mantiene la relación de potencias entre ambos equipos.

La siguiente simulación muestra el caso de dos inversores inyectando a red que pasan a estar aislados trabajando en paralelo.

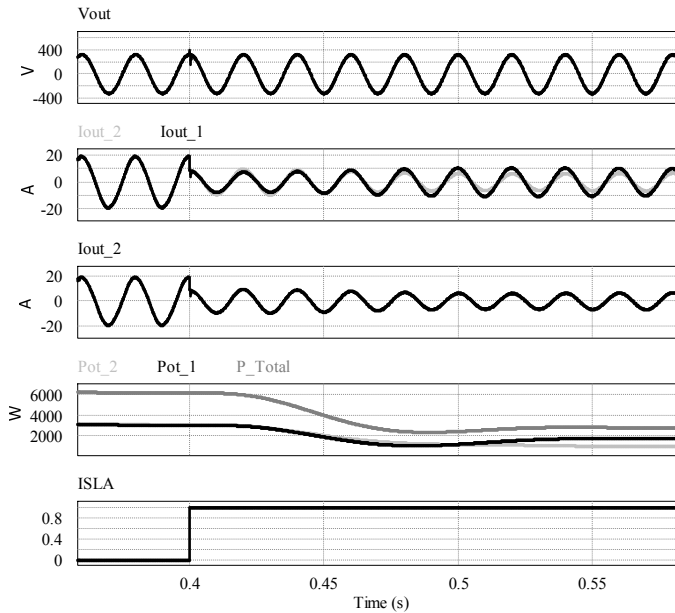


Figura 8-16 Transición de red a isla con pendientes distintas

En la simulación se muestra la tensión de salida, las corrientes de ambos equipos, las potencias y el cambio de red ha aislado. Tras la transición de red a aislado, se realiza el reparto de potencias de manera suave, el equipo 1 entrega 1700 W mientras que el equipo 2 entrega 1000 W para completar los 2700 W de la carga local.

8.3 Conclusiones del capítulo

En este capítulo es estudiada la posibilidad de la paralelización de dispositivos. Esta funcionalidad es aplicable al caso de trabajo en isla de los equipos, cuando está operando como fuente de tensión.

Se demuestra mediante simulaciones como mediante los esquemas *droop* es posible realizar la paralelización de dos equipos sin necesidad de comunicación entre ellos. Del mismo modo se muestra la posibilidad de variar los repartos de carga mediante la programación de las pendientes del método.

CAPÍTULO IX

Conclusiones finales

CAPÍTULO IX. CONCLUSIONES FINALES

Esta tesis presenta una metodología de diseño e implementación de sistemas de control para equipos fotovoltaicos que operan tanto conectados a red como aislados de ésta, realizando una reconfiguración de sus controladores. En este apartado son presentadas las conclusiones más relevantes obtenidas.

Se ha presentado una síntesis del estado de la técnica donde se explican los aspectos más relevantes de la microrredes, técnicas de control de inversores y sistemas de almacenamiento.

Ha sido descrita la topología adoptada para el diseño del equipo desarrollado. El sistema cuenta con un inversor monofásico de puente completo alimentado por un conjunto de paneles fotovoltaicos capaz de trabajar conectado a una microrred. También ha sido incorporado un sistema de almacenamiento de energía en la parte de corriente continua formado por un banco de baterías y un convertidor DC/DC. Este convertidor está conectado al bus de continua del inversor.

Se diseñaron los lazos de control del inversor y del DC/DC para su funcionamiento en conexión a red. Cabe mencionar que el funcionamiento del inversor en este caso es como fuente de corriente en fase con la tensión de la red, mientras que el convertidor DC/DC actúa como cargador de baterías. Fue analizado el comportamiento dinámico del sistema mediante simulaciones y con resultados experimentales frente a cambios de irradiancia, obteniéndose respuestas estables de las variables de interés.

Para realizar la transición del modo de operación de conexión a red al modo aislado es necesario detectar el instante en el que la red deja de estar presente. Con este fin han sido estudiados los métodos de detección de islanding. Se ha realizado una revisión de los principales métodos de detección y se ha propuesto un nuevo método basado en la inyección de un armónico de segundo orden en la corriente de salida y el análisis mediante el algoritmo de Goertzel. Diferentes métodos incluyendo el propuesto, han sido analizados mediante simulación y comparados en términos del tiempo de respuesta. La eficacia del método propuesto fue validada experimentalmente.

Han sido diseñados los lazos de control del inversor y del DC/DC para su funcionamiento aislado de la red. Con la microrred aislada el inversor actúa como fuente de tensión controlando su tensión de salida. La referencia de

tensión de salida del inversor es fijada por los esquemas *droop*. El DC/DC regula la tensión del bus de continua del inversor gestionando las diferencias de potencia entre la generación y la carga, permitiendo al mismo tiempo realizar el algoritmo MPPT a los paneles. La idea del control implementado es la siguiente: cuando la potencia generada por los paneles es superior a la demandada por la carga, el DC/DC emplea el exceso de potencia para cargar las baterías. Cuando la potencia demandada es mayor que la disponible, se toma energía de las baterías de manera que no se interrumpe el servicio. El comportamiento del sistema ha sido validado mediante simulaciones y resultados experimentales, obteniéndose una respuesta estable ante diferentes perturbaciones.

El sistema desarrollado realiza un cambio de controladores en las transiciones entre los estados de conexión e isla. Por esta razón es necesario estudiar las transiciones entre modos de operación. Las transiciones han sido analizadas mediante simulaciones y pruebas experimentales que muestran la respuesta dinámica del sistema en estas situaciones. Los resultados obtenidos confirman que las transiciones se realizan de manera suave sin transitorios que puedan resultar perjudiciales para el equipo o para las cargas conectadas.

Posteriormente, se ha estudiado el caso de la paralelización de equipos trabajando de modo aislado. Los esquemas *droop* ofrecen la particularidad de permitir la paralelización de inversores sin necesidad de comunicaciones entre ellos, reduciendo de este modo los costes de la instalación. Mediante simulaciones han sido analizadas diferentes casuísticas de paralelización, mostrando la validez de los esquemas *droop* para este fin.

En resumen, se ha obtenido un sistema de conversión de potencia capaz de trabajar conectado a una microrred, ofreciendo un respaldo de energía para su funcionamiento en isla, y con posibilidad de paralelización con otros equipos. Una característica deseable del sistema estudiado es la capacidad del inversor de trabajar en isla empleando esquemas *droop*, pero manteniendo los algoritmos habituales para el funcionamiento en conexión a red, que han sido depurados por fabricantes de inversores de conexión a red a lo largo del tiempo, siendo muy robustos.

CAPÍTULO X

Futuras líneas de Investigación

CAPÍTULO X. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Para dar continuidad a esta tesis doctoral, el equipo desarrollado se integrará en una microrred experimental del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales. Teniendo en consideración los resultados y conclusiones obtenidos a lo largo del documento, se plantean algunas propuestas para futuros trabajos de investigación desde el punto de vista del convertidor de potencia.

- Estudio de mejoras en los diferentes lazos de control del inversor orientadas a la reducción del THD, tanto en conexión a red como aislado, mediante la utilización de controladores resonantes tipo SOGI [84] o técnicas de control repetitivo [86].
- El sistema generador desarrollado emplea un banco de baterías de 220 Vdc. Desde el punto de vista de seguridad puede resultar interesante trabajar a menores tensiones de continua. En la ITC-BT-36 del actual Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión se consideran tres tipos de instalaciones a muy baja tensión: Muy Baja Tensión de Seguridad (MBTS), Muy Baja Tensión de Protección (MBTP) y Muy Baja Tensión Funcional (MBTF). En los tres casos, la tensión nominal no excede de 50 voltios en corriente alterna y 75 voltios en continua. Para conseguir trabajar a dichas tensiones de continua en el sistema de almacenamiento, se hace necesario el desarrollo de un nuevo convertidor DC/DC bidireccional aislado que sustituya al utilizado en esta tesis.

Desde el punto de vista de la implementación de la microrred:

- Las microrredes son un campo en desarrollo y que se prevé que adquieran gran importancia en los sistemas de distribución de los diferentes países. Por esta razón una de las líneas de trabajo a continuar es la implementación de una microrred en laboratorio que permita simular una mayor casuística para las pruebas experimentales.
- El trabajo realizado se centra en la microrred desde el punto de vista de los generadores pero también resultará interesante realizar el

estudio desde el punto de vista de la gestión inteligente de las cargas para lograr optimizar el servicio. Esto podría llevarse a cabo mediante estrategias de control jerárquico [87] que permitan coordinar la generación y el consumo.

- Estudios orientados al análisis del impacto económico y ambiental de la implantación generalizada de las microrredes así como el impacto de esta implementación en la calidad de la red general.

ANEXOS

Anexos

Anexo I. Montaje experimental

Este apartado presenta el equipo de pruebas empleado para obtener los resultados experimentales de la tesis. La Figura 11-1 muestra el banco de trabajo empleado para la obtención de los resultados experimentales.

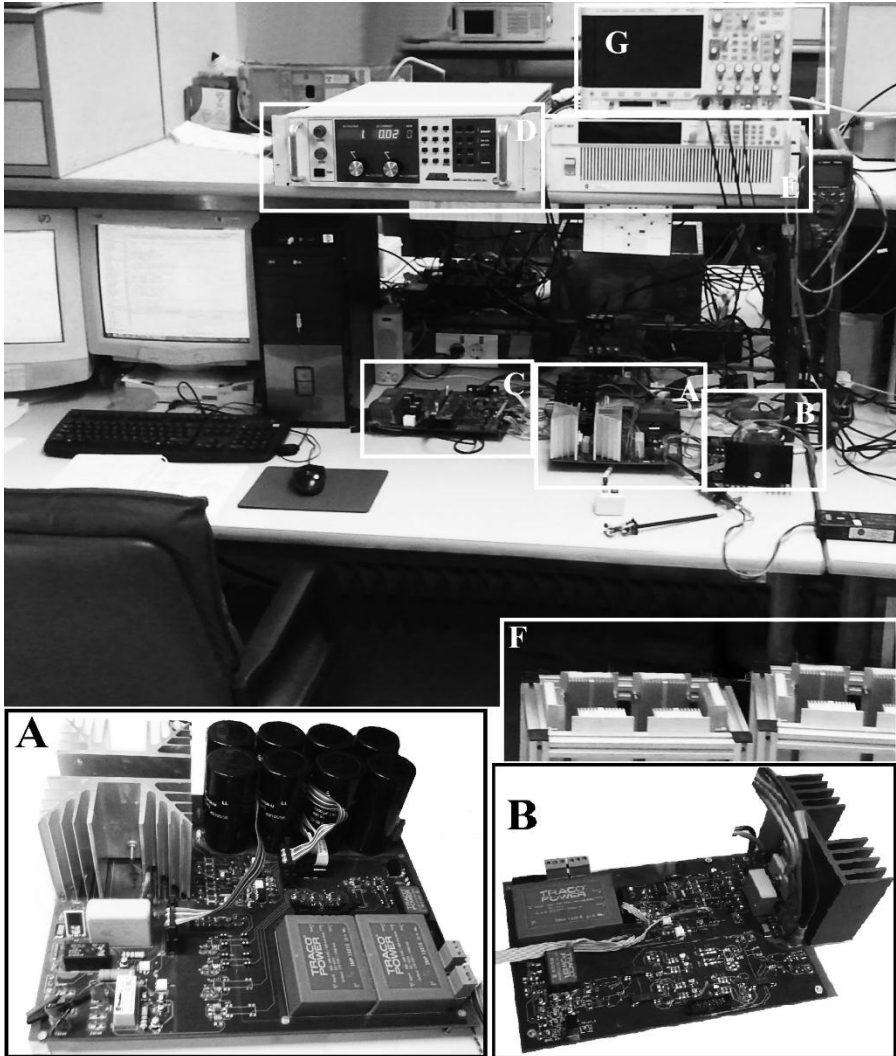


Figura 11-1 Banco de trabajo

Los elementos que aparecen en la figura son:

A: Inversor monofásico desarrollado según los parámetros descritos en el Capítulo III.

B: Convertidor DC/DC descrito en el Capítulo III.

C: Tarjeta de control dotada con un DSP de la marca Texas Instruments, modelo 28335.

D: Fuente de alimentación programable AMREL SPS800-12-D013 para emulación de las baterías.

E: Fuente de alimentación XANTREX XDC 600-10 para la emulación de los paneles fotovoltaicos.

F: Cargas resistivas.

G: Osciloscopio Agilent DSO6014A, ancho de banda de 100 MHz, 4 canales analógicos, tasa de muestreo 2 GSa/s

Otros equipos de laboratorio empleados son los siguientes:

-Sondas de tensión diferencial Tektronix P5200, ancho de banda de *25MHz*, 1300V de pico.

- Sondas de corriente Fluke i400s, ancho de banda entre *5 Hz* y *10 kHz*, escalas entre *40 AAC* y *400 AAC*.

-Sonda de corriente LEM-HEME PR-30 DC-100kHz (-1dB), *20A/μs*, *30A* de pico.

-Analizador de potencia eléctrica Fluke 43B para las medidas de potencia y distorsión de corriente y tensión en el inversor.

El sistema de control es mostrado en Figura 11-2. Esta es una tarjeta de propósito general diseñada en el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) de la Universidad Politécnica de Valencia, con el objeto de adaptar las señales del inversor con el DSP Texas Instruments TMS320F28335. Dicha placa permite configurar de manera rápida las entradas y salidas a utilizar por el DSP.

Para la presente aplicación se han utilizado 7 entradas analógicas, que incluyen el sensado de la tensión de red, la tensión de salida del inversor, la tensión de la DCLink, la tensión de baterías, la corriente de salida del inversor, la corriente de panel y la corriente en las baterías. En relación a las entradas y

salida digitales, se utilizan 10 salidas incluyendo las señales de PWM, los relés de conexión y precarga y el control de fallo de los drivers y 4 entradas, con la señal de error en los drivers, la señal de Stop y señales auxiliares.

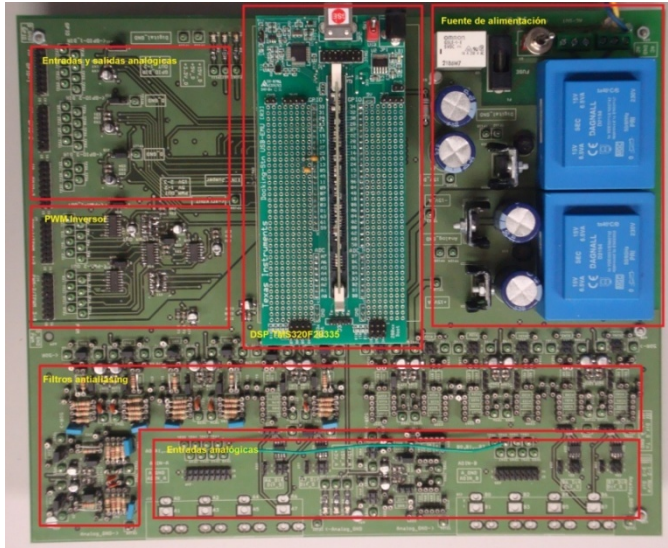


Figura 11-2 Tarjeta de control con DSP TMS320F28335.

*Referencias y publicaciones
derivadas de la tesis*

REFERENCIAS

- [1] REN21 Steering Committee. "Renewable 2009, Global Status Report," Worldwatch Institute Washington, DC, 2009.
- [2] Puttgen, H.B.; MacGregor, P.R.; Lambert, F.C., "Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era?," Power and Energy Magazine, IEEE, vol.1, no.1, pp. 22-29, Jan-Feb 2003.
- [3] Lasseter, R.H., et al. "White paper on integration of distributed energy resources. The CERTS microgrid concept," Consortium for Electric Reliability Technology Solutions, pp. 1-27, 2002.
- [4] Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C.; Matas, J.; Castilla, M.; de Vicuna, L.G., "Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.56, no.3, pp.726-736, March 2009.
- [5] Robert Lasseter, Abbas Akhil, Chris Marnay, John Stevens, Jeff Dagle, Ross Guttromson, A. SakisMeliopoulos, Robert Yinger, and Joe Eto, "White paper on Integration of Distributed Energy Resources. The CERTS Microgrid concept", Consortium for Electric Reliability Technology Solutions, prepared for the U.S. Department of Energy.
- [6] M. Barnes, J. Kondoh, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, N. Hatziargyriou, T. Green, "Real-World Micro Grids– An Overview", IEEE International Conference on System of Systems Engineering, Conference Proceedings, San Antonio, Texas, 2007.
- [7] Shenai, K.; Shah, K.; , "Smart DC micro-grid for efficient utilization of distributed renewable energy," Energytech, 2011 IEEE , vol., no., pp.1-6, 25-26 May 2011
- [8] Wei Jiang; Yu Zhang; , "Load Sharing Techniques in Hybrid Power Systems for DC Micro-Grids," Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011 Asia-Pacific , vol., no., pp.1-4, 25-28 March 2011
- [9] Kwasinski, A.; Krein, P.T.; , "A Microgrid-based Telecom Power System using Modular Multiple-Input DC-DC Converters," Telecommunications Conference, 2005. INTELEC '05. Twenty-Seventh International , vol., no., pp.515-520, Sept. 2005

- [10] Wei-Tzer Huang; Wen-Chih Yang; , "Power flow analysis of a grid-connected high-voltage microgrid with various distributed resources," *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE)*, 2011 Second International Conference on , vol., no., pp.1471-1474, 15-17 July 2011
- [11] Yaow-Ming Chen, Hsu-Chin Wu, Yung-Chu Chen, Kung-Yen Lee, Shian-Shing Shyu, "The AC Line Current Regulation Strategy for the Grid-Connected PV System," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.25, no.1, pp.209-218, Jan. 2010.
- [12] K. Jaehong, J.M. Guerrero, P. Rodriguez, R. Teodorescu, N. Kwanghee, "Mode Adaptive Droop Control With Virtual Output Impedances for an Inverter-Based Flexible AC Microgrid," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.26, no.3, pp.689-701, March 2011.
- [13] I.J. Balaguer, L. Qin, Y. Shuitao, U. Supatti, Fang Zheng Peng, "Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.58, no.1, pp.147-157, Jan. 2011.
- [14] C. Chien-Liang, W. Yubin, L. Jih-Sheng, Yuang-Shung Lee; D. Martin, "Design of Parallel Inverters for Smooth Mode Transfer Microgrid Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.25, no.1, pp.6-15, Jan. 2010.
- [15] K. Hyosung, Y. Taesik, C. Sewan, "Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.23, no.3, pp.1342-1347, May 2008.
- [16] M.A. Hassan, M.A. Abido, "Optimal Design of Microgrids in Autonomous and Grid-Connected Modes Using Particle Swarm Optimization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.26, no.3, pp.755-769, March 2011.
- [17] Tecnalía "Almacenamiento de energía para la mejora de la disponibilidad de las energías renovables", ITC Canarias, Diciembre 2008.
- [18] H. Ibrahim, A. Ilinca, J. Perron, "Energy storage systems—Characteristics and comparisons", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 12, Issue 5, pp. 1221-1250, June 2008
- [19] Serban, I.; Marinescu, C.; , "A look at the role and main topologies of battery energy storage systems for integration in autonomous microgrids,"

Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on , vol., no., pp.1186-1191, 20-22 May 2010

[20] Belvedere, B.; Bianchi, M.; Borghetti, A.; Paolone, M.; , "A microcontroller-based automatic scheduling system for residential microgrids," PowerTech, 2009 IEEE Bucharest , vol., no., pp.1-6, June 28 2009-July 2 2009

[21] BateriasMG2 Serban, I.; Marinescu, C.; , "Active power decoupling circuit for a single-phase battery energy storage system dedicated to autonomous microgrids," Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.2717-2722, 4-7 July 2010

[22] Hong Wang; Donglai Zhang; , "The Stand-alone PV Generation System with Parallel Battery Charger," Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on , vol., no., pp.4450-4453, 25-27 June 2010

[23] Bo Dong; Yongdong Li; Zhixue Zheng; , "Control strategies of DC-bus voltage in islanded operation of microgrid," Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011 4th International Conference on , vol., no., pp.1671-1674, 6-9 July 2011

[24] Sofla, M.A.; Lingfeng Wang; , "Control of DC-DC bidirectional converters for interfacing batteries in microgrids," Power Systems Conference and Exposition (PSCE), 2011 IEEE/PES , vol., no., pp.1-6, 20-23 March 2011

[25] In-beom Song; Doo-yong Jung; Young-hyok Ji; Seong-chon Choi; Su-won Lee; Chung-yuen Won; , "A residential 10kWh lithium-polymer battery energy storage system," Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on , vol., no., pp.2625-2630, May 30 2011-June 3 2011

[26] Gyu-Yeong Choe; Jong-Soo Kim; Byoung-Kuk Lee; Chung-Yuen Won; Tea-Won Lee; , "A Bi-directional battery charger for electric vehicles using photovoltaic PCS systems," Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE , vol., no., pp.1-6, 1-3 Sept. 2010

[27] Gules, R.; De Pellegrin Pacheco, J.; Hey, H.L.; Imhoff, J.; , "A Maximum Power Point Tracking System With Parallel Connection for PV Stand-Along Applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.7, pp.2674-2683, July 2008.

- [28] Zhenhua Jiang; , "Agent-Based Control Framework for Distributed Energy Resources Microgrids," Intelligent Agent Technology, 2006. IAT '06. IEEE/WIC/ACM International Conference on , vol., no., pp.646-652, 18-22 Dec. 2006
- [29] Young-Seok Jung; Jun-Young Lee; Myung-JoongYoun, "A new small signal modeling of average current mode control," Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol.2, pp.1118-1124, 17-22 May 1998
- [30] De Brabandere, K.; Bolsens, B.; Van den Keybus, J.; Woyte, A.; Driesen, J.; Belmans, R., "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.22, no.4, pp.1107-1115, July 2007.
- [31] Guerrero, J.M.; Berbel, N.; Matas, J.; de Vicuna, L.G.; Miret, J., "Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters in Microgrids Using Resistive Output Impedance," IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on, pp.5149-5154, 6-10 Nov. 2006
- [32] Yang Hu; Liuchen Chang; Bo Cao, "Novel predictive voltage controlled UPS inverter for an improved stand-alone wind turbine system," Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE '09. Canadian Conference on, pp.398-402, 3-6 May 2009.
- [33] Mekhilef, S.; Rahim, N.A.; Omar, A.M., "A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter," TENCON 2000. Proceedings, vol.3, pp.524-527, 2000.
- [34] Hart, D.W. "Introduction to Power Electronics," Prentice Hall, 1997.
- [35] Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W., "Power electronics: converters, applications, and design," John Wiley & Sons, 1995.
- [36] Crebier, J.C.; Ferrieux, J.P., "PFC full bridge rectifiers EMI modelling and analysis-common mode disturbance reduction," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.19, no.2, pp. 378-387, March 2004.
- [37] Holmes, D.G; Lipo, T.A., "Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice," IEEE Press, 2003.

- [38] Dahono, P.A.; Purwadi, A.; Qamaruzzaman, "An LC filter design method for single-phase PWM inverters," Power Electronics and Drive Systems, 1995. Proceedings of 1995 International Conference on , vol.2, pp.571-576, 21-24 Feb 1995.
- [39] Kim, J.; Choi, J.; Hong, H., "Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller," Power System Technology, 2000. Proceedings.PowerCon 2000. International Conference on, vol.3, pp.1659-1664, 2000
- [40] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S., "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.41, no.5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005.
- [41] Ahmed, K.H.; Finney, S.J.; Williams, B.W., "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07, pp.1-9, May 29 2007-June 1 2007.
- [42] Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K.; Blaabjerg, F., "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.41, no.5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005.
- [43] Renken, F., "The DC-link capacitor current in pulsed single-phase H-bridge inverters," Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, pp.10, 2005.
- [44] IEC 60896- 22:2004, Stationary lead acid batteries – Part 22: Valve regulated types –Requirement.
- [45] Felix A. Farret, M. Godoy Simões "Integration of Alternative Sources of Energy" February 2006, ISBN: 978-0-471-71232-9
- [46] Haihua Zhou; Bhattacharya, T.; Duong Tran; Siew, T.S.T.; Khambadkone, A.M.; , "Composite Energy Storage System Involving Battery and Ultracapacitor With Dynamic Energy Management in Microgrid Applications," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.26, no.3, pp.923-930, March 2011
- [47] Sum, K.; "Switch mode power conversion – basic theory and design," Marcel Dekker, 1984.

- [48] Vorperian, V., "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol.26, no.3, pp.490-496, May 1990.
- [49] Sable, D.M.; Ridley, R.B.; Cho, B.H., "Comparison of performance of single-loop and current-injection-control for PWM converters which operate in both continuous and discontinuous modes of operation," Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE , pp.74-79, 11-14 Jun 1990.
- [50] Ciobotaru, M.; Teodorescu, R.; Blaabjerg, F., "Control of single-stage single-phase PV inverter," Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, pp.-P.10, 2005.
- [51] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "A new singlephase PLL structure based on second order generalized integrator", Record of IEEE PESC 2006, Jeju, Korea, p. 1511-1516.
- [52] M. Liserre, A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems. An overview and evaluation", PESC 2005, Recife, Brasile.
- [53] Kuo, B.C.; Golnaraghi, F., "Automatic control systems," John Wiley & Sons, 2002.
- [54] Femia, N.; Granozio, D.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M., "Optimized one-cycle control in photovoltaic grid connected applications," Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol.42, no.3, pp.954-972, July 2006.
- [55] Wenkai Wu; Pongratananukul, N.; WeihongQiu; Rustom, K.; Kasparis, T.; Batarseh, I., "DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, vol.1, pp. 525-530, 9-13 Feb. 2003.
- [56] Hohm, D.P.; Ropp, M.E., "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed," Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE, pp.1699-1702, 2000.
- [57] Kobayashi, K.; Takano, I.; Sawada, Y., "A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded

insolation conditions,” Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE , vol.4, pp.-2617, 13-17 July 2003.

[58] Zhang, L.; Yunfei Bai; Al-Amoudi, A., “GA-RBF neural network based maximum power point tracking for grid-connected photovoltaic systems,” Power Electronics, Machines and Drives, 2002. International Conference on (Conf. Publ. No. 487) , pp. 18-23, 4-7 June 2002.

[59] Khaehintung, N.; Pramotung, K.; Tuvirat, B.; Sirisuk, P., “RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications,” Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE , vol.3, pp. 2673-2678, 2-6 Nov. 2004.

[60] Esram, T.; Chapman, P.L., “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol.22, no.2, pp.439-449, June 2007

[61] Zmood, D.N.; Holmes, D.G., “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.3, pp. 814-822, May 2003.

[62] Kaura, V.; Blasko, V., “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions,” Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.33, no.1, pp.58-63, Jan/Feb 1997

[63] Silva, S.M.; Lopes, B.M.; Filho, B.J.C.; Campana, R.P.; Bosventura, W.C., “Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems,” Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, vol.4, pp. 2259-2263 vol.4, 3-7 Oct. 2004.

[64] Pietzsch, M.; “Convertidores CC/CA para la conexión directa a red de sistemas fotovoltaicos: comparación entre topologías de 2 y 3 niveles”, Bachelorthesis, U.P.C, December 2004.

[65] V. Task, “Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility-interactive power systems”, Tech. Rep. IEAPVPS T5-09:2002, March 2002.

- [66] Beck, R.; Dempster, A.G.; Kale, I.; "Finite-precision Goertzel filters used for signal tone detection", Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, vol.48, no.7, pp.691-700, Jul 2001.
- [67] Tong Zhao, Zinger, D.S., "Induction motor speed detection by applying Goertzel's algorithm to current harmonics," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol.1, pp.140-143 vol.1, 2000.
- [68] Jae-Hyung Kim; Su-Won Lee; Seong-Ryong Lee; Tae-Won Lee; Chung-Yuen Won;, "Power quality control using the Goertzel algorithm for grid-connected system," Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009.31st International, pp.1-3, 18-22 Oct. 2009.
- [69] Chassaing, R., "Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK", 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, pp. 557-560, 2008.
- [70] Kawabata, T.; Higashino, S., "Parallel operation of voltage source inverters," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.24, no.2, pp.281-287, Mar/Apr 1988
- [71] Liang, J.; Green, T.C.; Weiss, G.; Zhong, Q.-C., "Hybrid control of multiple inverters in an island-mode distribution system," Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, vol.1, pp. 61-66, 15-19 June 2003
- [72] Macken, K.J.P.; Vanthournout, K.; Van den Keybus, J.; Deconinck, G.; Belmans, R.J.M., "Distributed control of renewable generation units with integrated active filter," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.19, no.5, pp. 1353-1360, Sept. 2004
- [73] Xing, Y.; Huang, L.P.; Yan, Y.G., "A decoupling control method for inverters in parallel operation," Power System Technology, 2002. Proceedings.PowerCon 2002. International Conference on, vol.2, pp. 1025-1028, 2002
- [74] Grainger, J.; Stevenson W. Jr., "Power System Analysis," McGraw-Hill, 1994.

- [75] Chandorkar, M.C.; Divan, D.M.; Adapa, R., "Control of parallel connected inverters in standalone AC supply systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.29, no.1, pp.136-143, Jan/Feb 1993
- [76] Guerrero, J.M.; Matas, J.; Luis Garcia de Vicuna; Castilla, M.; Miret, J., "Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.2, pp.994-1004, April 2007
- [77] Guerrero, J.M.; Garcia de Vicuna, L.; Matas, J.; Castilla, M.; Miret, J., "Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.52, no.4, pp. 1126-1135, Aug. 2005
- [78] Chen, J.F.; Chu, C.L.; Huang, C.L., "The parallel operation of two UPS by the coupled-inductor method," *Industrial Electronics, 1992., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, pp.733-736 vol.2, 25-29 May 1992.
- [79] Chih-Chiang Hua; Kuo-An Liao; Jong-Rong Lin, "Parallel operation of inverters for distributed photovoltaic power supply system," *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol.4, pp. 1979-1983, 2002.
- [80] Guerrero, J.M.; de Vicuna, L.G.; Matas, J.; Miret, J.; Castilla, M., "A wireless controller for parallel inverters in distributed online UPS systems," *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, vol.2, pp. 1637-1642, 2-6 Nov. 2003.
- [81] Chiang, S.J.; Yen, C.Y.; Chang, K.T., "A multimodule parallelable series-connected PWM voltage regulator," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.48, no.3, pp.506-516, Jun 2001.
- [82] Guerrero, J.M.; de Vicuna, L.G.; Matas, J.; Castilla, M.; Miret, J., "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.19, no.5, pp. 1205-1213, Sept. 2004.
- [83] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections," in *Proc.IEEE-APEC'97 Conf.*, pp. 94-100, 1997.

- [84] C. A. Busada, S. Gomez Jorge, A. E. Leon, J. A. Solsona, "Current Controller Based on Reduced Order Generalized Integrators for Distributed Generation Systems" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.59, no.7, pp. 2898 - 2909, Feb 2012.
- [85] E.A.A. Coelho, P.C. Cortizo, P.F.D. Garcia, "Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.38, no.2, pp.533-542, Mar-Apr 2002.
- [86] R. Ortega, G. Garcera, E. Figueres, O. Carranza, C.L. Trujillo, "Design and application of a two degrees of freedom control with a repetitive controller in a single phase inverter," *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*, pp.1441-1446, 27-30 June 2011.
- [87] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, L.G. de Vicuna, M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.1, pp.158-172, Jan. 2011.

PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS

Artículos en revistas internacionales

- **D. Velasco**, C.L. Trujillo, G. Garcerá, E. Figueres, R. Ortega, “Photovoltaic Power System with Battery Backup with Grid Connection and Islanded Operation Capabilities,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, In press. DOI: 10.1109/TIE.2012.2196011.
- **D. Velasco**, C. L. Trujillo, G. Garcerá, E. Figueres; “An active Anti-islanding method based on phase-PLL perturbation,” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.26, no.4, pp.1056-1066, April 2011.
- **Velasco, D.**; Trujillo, C.L.; Garcerá, G.; Figueres, E.; “Review of anti-islanding techniques in distributed generators,” Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.14, no.6, pp. 1608-1614, Agosto, 2010.
- C.L. Trujillo, **D. Velasco**, G. Garcerá, E. Figueres, J. Guacaneme, “Reconfigurable control scheme for a PV microinverter working in both grid connected and island modes,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, In press. DOI: 10.1109/TIE.2011.2177615.
- Trujillo, C.L.; **Velasco, D.**; Figueres, E.; Garcerá, G.; “Analysis of active islanding detection methods for grid-connected microinverters for renewable energy processing,” Applied Energy, vol.87, no.11, pp. 3591-3605, Noviembre, 2010.
- C.L. Trujillo, **D. Velasco**, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, “Modeling and control of a push–pull converter for photovoltaic microinverters operating in island mode,” Applied Energy, vol.88, no.8, pp. 2824-2834, Agosto, 2011.

Artículos en revistas nacionales de Colombia

- C.L. Trujillo, **D. Velasco**, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, “Análisis de la impedancia de salida en lazo cerrado de inversores funcionando en modo isla, utilizando esquemas droop,” Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, vol.14, no.2, pp. 4-12, Julio, 2009.

Capítulos de libro

- Trujillo, C.L.; **Velasco, D.**; Figueres, E.; Garcerá, G.; “Local and Remote Techniques for Islanding Detection in Distributed Generators,” ISBN: 978-953-307-064-9. EditorialI-Tech Education and Publishing KG, 2010.

Ponencias Internacionales

- **Velasco, D.**; Trujillo, C.L.; Garcerá, G.; Figueres, E.;Carranza, O.;“An active Anti-islanding method based on phase-PLL perturbation” Industrial Electronics, 2010. ISIE 2010. IEEE International Symposium on, Julio 2010.
- **Velasco, D.**; Trujillo, C.L.;Garcerá, G.; Figueres, E.;Carranza, O.;“Review of Local and Remote Techniques for Islanding Detection in Distributed Generators”International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’10),Marzo, 2010.
- **D. Velasco**, C.L. Trujillo, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza. “Photovoltaic power management system with grid connected and islanded operation”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011, Gdansk, Polonia, Junio, 2011.
- Trujillo, C.L.; **Velasco, D.**; Garcerá, G.; Figueres, E.; Carranza, O.; “Analysis of Active Islanding Methods for Single phase Inverters.” International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’10),Marzo, 2010.
- C.L. Trujillo, **D. Velasco**, G. Garcerá, E. Figueres, R. Ortega. “Reconfigurable control scheme for a microinverter working in both grid connected and island mode”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011, Gdansk, Polonia, Junio, 2011.