

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

Departamento de Ingeniería Electrónica

**Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos
Industriales**



**Concepción de controladores reconfigurables para
microinversores fotovoltaicos operando como unidades
autónomas de generación de energía en microrredes.**

TESIS DOCTORAL

PRESENTADA POR:

D. César Leonardo Trujillo Rodríguez

DIRIGIDA POR:

Dr. Emilio Figueres Amorós

Dr. Gabriel Garcerá Sanfeliú

Valencia, 2011

A la amada memoria de mi madre

Agradecimientos

Deseo iniciar estas líneas agradeciendo a dos mujeres excepcionales, a las cuales les debo todo lo que soy y lo que seré. Una de ellas es mi abuela, la cual me enseñó a soñar a través de sus historias colmadas de realismo mágico. La otra es mi madre, quien me enseñó la importancia de cumplir los sueños y de cómo éstos, con trabajo y dedicación se van haciendo realidad uno a uno. Estoy seguro que sin sus enseñanzas, no hubiese podido llevar a feliz término tan ardua empresa, como lo es la realización del doctorado, más aún, estando lejos de casa. Lo único que empaña este momento es el hecho de no poderlo compartir junto a ellas, sin embargo, tengo la certeza que desde el cielo o el lugar en el que se encuentren, sabrán que este logro es tan suyo como mío.

Quiero agradecer a los profesores Emilio Figueres y Gabriel Garcerá, por el apoyo y dedicación en la dirección de la presente Tesis Doctoral.

De igual forma, doy gracias a David, Oscar, Rubén, Luís y demás compañeros del GSEI, así como al Grupo de Bioingeniería y de Fenómenos Ondulatorios, por compartir conmigo sus experiencias y hacer más agradable mi estancia en Valencia.

También quiero agradecer a mis grandes amigos Waldo, Guille, Jaime, Javier P. y Javier G., y a sus familias por disfrutar de tantos momentos agradables en España. No olvidaré las paellas, los asados, las visitas a la montaña y al mar, así como el hecho de sacar un breve espacio de su tiempo para escucharme.

Como olvidarme de mi hermanita Zule, de mi padre, mis tías y primos que siempre estuvieron pendientes de mí, al igual que mis amigos Andrés, Migue, Elive y el profe Rafita. A todos ellos muchas gracias.

Finalmente, quiero terminar estas cortas líneas agradeciendo a Gise, por estar siempre ahí, alegrándome los días con su habitual “hola niño”.

Resumen

Actualmente las energías renovables se perfilan como una opción de generación de energía limpia. Como resultado, un nuevo esquema de generación ha tomado un gran auge en los últimos años: la generación distribuida. Es claro que debido a la ausencia de una red eléctrica en sitios apartados, así como el fomento de la cogeneración energética empleando energías renovables, se hace necesario considerar sistemas de generación distribuida pequeños, con capacidad de almacenamiento de energía (si la aplicación así lo requiere), manejo de cargas críticas y no críticas, e interacción con distintos tipos de fuentes de energía. Esto ha llevado a la formación de un tipo especial de sistema de generación distribuida llamado microrred.

Un elemento esencial en las microrredes son los equipos electrónicos de conversión de energía. Dichos equipos deben tener la capacidad de operar en modo interconectado a red y en modo isla.

En la presente tesis se propone el diseño e implementación de un esquema de control reconfigurable para la operación de un microinversor fotovoltaico con capacidad para funcionar en modo interconectado a red y en modo isla. La principal ventaja que se plantea con la reconfiguración de los controladores, es que en modo interconectado a red el inversor trabaja como una fuente de corriente en fase con la tensión de la red eléctrica, inyectando potencia a la red. Este es el modo típico de operación de los microinversores fotovoltaicos que se encuentran comercialmente para uso en sistemas interconectados a la red eléctrica. La idea es dotar a estos microinversores con la función adicional de poder trabajar en modo isla o aislado de la red eléctrica, sin cambiar los algoritmos de control desarrollados y refinados a lo largo del tiempo para el modo interconectado a red. En el modo de operación en isla se propone que el microinversor reconfigure sus controladores con el propósito de que trabaje como una fuente de tensión a través del uso de los esquemas droop. Estos esquemas se basan en la implementación de estrategias P/Q implementadas en los microinversores, con el fin de manejar adecuadamente la entrega de potencia a la carga.

Por otra parte, es necesario identificar cuando el microinversor se encuentra desconectado de la red eléctrica (situación de islanding), por lo tanto para identificar dicha situación se han analizado diferentes esquemas de detección de islanding. Una solución utilizada en la literatura es la adición de un segundo armónico de pequeña amplitud en la corriente de salida del inversor. Cuando la red es desconectada, la tensión en el PCC sigue la forma de onda de la corriente inyectada por el inversor, así que un pequeño armónico de segundo orden en esta tensión puede ser detectado. Se propone un esquema de detección basado en la medición del segundo armónico de la tensión en el PCC mediante el algoritmo Goertzel.

El objetivo global de esta tesis es mostrar que la propuesta de reconfiguración de los controladores es posible sin transitorios peligrosos para el microinversor o la carga. Finalmente, se presentan resultados a nivel de simulación y experimentales para un microinversor fotovoltaico 180 W, con el fin de validar la estrategia de control propuesta.

Abstract

Nowadays, renewable energies are considered a suitable option to generate clean energy. As a result, a new generation scheme has gained interest in the recent years: the distributed generation. Due to the lack of a public electric power grid in remote areas, as well as the need of fostering energy cogeneration using renewable energy, it is necessary to consider small distributed generation (DG) systems with energy storage capacity. These DGs have to feed both critical and non-critical loads starting from various kinds of energy sources. This has led to the concept of a new DG system called microgrid.

An essential subsystem in every microgrid is the power electronics conversion equipment, which must be able to work in two different operation modes: the grid connected and the island modes.

In this Ph.D. Thesis a photovoltaic (PV) microinverter capable of operating in both island mode and grid connected mode by means of a reconfigurable control scheme is proposed. The main advantage of control reconfiguration is that in grid connected mode the microinverter works as a current source in phase with the grid voltage, injecting power to the grid. This is the operation mode of most commercial grid connected PV inverters. The idea is to provide those inverters with the additional functionality of working in island mode without changing their control algorithms, which have been developed and refined over the time for grid connected mode operation. It is proposed that in island mode the microinverter control is reconfigured to work as a voltage source using droop schemes. These schemes consist in implementing P/Q strategies in the microinverters, in order to properly share the power delivered to the loads.

Moreover, it is necessary to identify when the microinverter is disconnected from the main grid (islanding situation). Different islanding detection schemes have been analyzed in order to identify this situation. One solution reported in previous literature is based on the addition of a small-amplitude second order harmonic to the inverter output current. When the grid is disconnected (islanding situation), the PCC voltage follows the waveform of the current injected by the inverter, so that a small second harmonic can be detected. The proposed islanding detection method is based on measuring this second harmonic of the PCC voltage waveform by means of the Goertzel algorithm.

The general aim of the thesis is to show that the proposed control reconfiguration is possible without dangerous transients for the inverter or the loads. Simulation and experimental results on a 180 W, PV microinverter are provided to show the feasibility of the proposed control strategy.

Resum

Ara com ara, les energies renovables es perfilen com una opció de generació d'energia neta. Com resultat, un nou esquema de generació ha pres un gran auge en els últims anys: la generació distribuïda. És clar que degut a l'absència de xarxa elèctrica pública en llocs apartats, així com la incentivació de la cogeneració energètica emprant energies renovables, es fa necessari considerar sistemes de generació distribuïda xicotets, amb capacitat d'emmagatzemament d'energia (si l'aplicació així el requiere), maneig de càrregues crítiques i no crítiques, i interacció amb distints tipus de fonts d'energia. Açò ha portat a la formació d'un tipus especial de sistema de generació distribuïda cridat microxarxa.

Un element essencial en les microxarxes són els equips electrònics de conversió d'energia, els dits equips han de tindre la capacitat d'operar en mode interconnectat a xarxa i en mode illa.

En la present tesi es proposa el disseny i implementació d'un esquema de control reconfigurable per a l'operació d'un microinversor fotovoltaic amb capacitat per a funcionar en mode interconnectat a xarxa i en mode illa. El principal avantatge que es planteja amb la reconfiguració dels controladors, és que en mode interconnectat a xarxa l'inversor treballa com una font de corrent en fase amb la tensió de la xarxa elèctrica, injectant potència a la xarxa. Este és el mode típic d'operació dels microinversors fotovoltaics que es troben comercialment per a ús en sistemes interconnectats a la xarxa elèctrica. La idea és dotar a estos microinversors amb la funció addicional de poder treballar en mode illa o aïllat de la xarxa elèctrica, sense canviar els algorismes de control desenrotllats i refinats al llarg del temps per al mode interconnectat a xarxa. En el mode d'operació en illa es proposa que el microinversor reconfigure els seus controladors amb el propòsit que treballa com una font de tensió a través de l'ús dels esquemes droop. Estos esquemes es basen en la implementació d'estratègies P/Q implementades en els microinversors, a fi de manejar adequadament l'entrega de potència a la càrrega.

D'altra banda, és necessari identificar quan el microinversor es troba desconnectat de la xarxa elèctrica (situación d'islanding), per tant per a identificar la dita situació s'han analitzat diferents esquemes de detecció d'islanding. Una solució utilitzada en la literatura és l'addició d'un segon harmònic de xicoteta amplitud en el corrent d'eixida de l'inversor. Quan la xarxa és desconnectada, la tensió en el PCC segueix la forma d'ona del corrent injectat per l'inversor, així que un xicotet harmònic de segon orde en esta tensió pot ser detectat. Es proposa un esquema de detecció basat en el mesurament del segon harmònic de la tensió en el PCC per mitjà del algoritme Goertzel.

L'objectiu global d'esta tesi és mostrar que la proposta de reconfiguració dels controladors és possible sense transitoris perillosos per al microinversor o la

càrrega. Finalment es presenten resultats a nivell la simulació i experimentals per a un microinversor fotovoltaic de 180 W, a fi de validar l'estratègia de control.

Listado de abreviaturas y símbolos

ACC	Control de corriente media
Ay_k	Salida promediada del filtro Goertzel
β	Ganancia del sensor de tensión
C	Condensador del filtro de salida del inversor
CCM	Modo de conducción continua
C_{DC_LINK}	Condensador de la DC_LINK
CIC	Control de corriente pico
C_{IN}	Condensador de entrada al push-pull
C_L	Capacitancia equivalente de la carga del inversor
D	Ciclo de trabajo
DG	Generación distribuida
$\Delta\varphi$	Diferencia de fase en rad
ΔQ	Variación de carga en el condensador
E^*	Tensión de referencia del microinversor
ESR	Resistencia equivalente en serie del condensador
F_M	Ganancia del modulador PWM
f_{MPPT}	Frecuencia de operación del MPPT
f_n	Frecuencia nominal de salida
f_{os}	Medida de la frecuencia de resonancia del circuito RLC
$H_e(s)$	Ganancia de muestreo
I_{Lx}	Corriente en el inductor de salida del push-pull
I_{MPP}	Corriente en el punto de máxima potencia
I_{pv}	Corriente del panel solar
I_{SC}	Corriente de corto circuito del panel
k	Relación de espiras del transformador del push-pull
K_f	Constante que permite acelerar la detección de islanding por frecuencia
K_i	Constante integral regulador PI
K_p	Constante proporcional regulador PI

k_{per}	Ganancia usada para escoger la cantidad de señal inyectada necesaria para la detección de islanding.
K_v	Constante que permite acelerar la detección de islanding por tensión
k_ϕ	Constante proporcional de ajuste en frecuencia
L	Inductancia del filtro de salida del inversor
L_g	Inductancia de red
L_L	Inductancia equivalente de la carga del inversor
L_X	Inductancia de salida del push-pull
m	Coefficiente droop para la frecuencia
m_a	Índice de modulación en amplitud
m_c	Factor que evalúa el grado de estabilización por rampa externa
m_f	Índice de modulación en frecuencia
$MPPT$	Seguimiento del punto de máxima potencia
m_t	Conductancia del panel solar fotovoltaico en el punto de operación
N	Inverso de la relación de espiras del transformador del push-pull
n	Coefficiente droop para la tensión
NDZ	Zona de no detección
N_p	Número de espiras en el secundario del transformador del push-pull
n_p	Número de ramas en paralelo de paneles
N_s	Número de espiras en el secundario del transformador del push-pull
n_s	Número de paneles conectados en serie por rama
P	Potencia activa
PCC	Punto de conexión común
P_{DG}	Potencia del generador distribuido
PF	Factor de potencia
PI	Controlador proporcional integral
P_L	Potencia sobre la carga a la salida del inversor
PLL	Phase-Locked Loop
P_{LPF}	Filtro paso-bajo para la medición de la potencia activa
P_O	Potencia de salida del inversor

P_{O_PP}	Potencia de salida del push-pull
P_{PV}	Potencia entregada por los paneles
P_{PV_MPP}	Potencia del panel en el punto de máxima potencia
\tilde{P}	Medición de la potencia activa sin la componente DC
Q	Potencia reactiva
Q_f	Factor de calidad
Q_{LPF}	Filtro paso-bajo para la medición de la potencia reactiva
R_d	Resistencia de damping filtro LCL
$RD(s)$	Retardo digital
R_i	Ganancia del sensor de corriente
R_L	Resistencia equivalente de la carga del inversor
R_p	Resistencia paralelo modelo del panel
R_s	Resistencia serie modelo del panel
S_b	Potencia base del sistema
S_e	Rampa externa de compensación para el CIC
S_n	Rampa de sensado para el CIC
SRF_PLL	Synchronous Reference Frame-Phase Locked Loop.
T	Periodo de conmutación
T_l	Tiempo de encendido del interruptor
θ	Angulo aportado por el PLL
THD_i	Distorsión armónica total de la corriente
THD_v	Distorsión armónica total de la tensión
T_i	Ganancia de lazo del control de la corriente
T_v	Ganancia de lazo del control de tensión
V_{DC}	Tensión de la DC_LINK
V_g	Tensión de salida de los paneles fotovoltaicos
v_{kg}	Vector discretizado de la tensión medida en el PCC
V_n	Amplitud de la tensión nominal
v_O	Tensión de salida del inversor

V_{OC}	Tensión de circuito abierto del panel
V_{p1}	Tensión devanado 1 del primario del push-pull
V_{p2}	Tensión devanado 2 del primario del push-pull
V_{MPP}	Tensión en el punto de máxima potencia
V_{red}	Tensión de red
V_s	Valor umbral de tensión para detección de islanding
V_{s1}	Tensión devanado del secundario del push-pull
V_{OS}	Medición de la amplitud de la tensión de salida del inversor.
ω	Frecuencia de la red eléctrica en rad/s
ω^*	Frecuencia de referencia del microinversor
ω_C	Frecuencia de corte del filtro en rad/s
ω_O	Frecuencia de resonancia del circuito equivalente RLC paralelo en rad/s
ω_{res}	Frecuencia de resonancia del filtro LCL en rad/s
ω_S	Frecuencia de conmutación en rad/s
Z_b	Impedancia base del sistema
Z_D	Impedancia virtual
Z_{O_LA}	Impedancia de salida del inversor en lazo abierto
Z_{O_LC}	Impedancia de salida del inversor en lazo cerrado

Súper-índices

\wedge Variables en pequeña señal

Tabla de contenido

1	CAPÍTULO I. ESTADO DE LA TÉCNICA.....	3
1.1	Microrredes eléctricas.....	4
1.1.1	Esquemas de control para paralelización de inversores	5
1.2	Sistemas fotovoltaicos	9
1.2.1	Sistemas fotovoltaicos conectados a red	9
1.2.2	Sistemas fotovoltaicos aislados.....	14
1.3	Sistemas de almacenamiento de energía para aplicaciones en microrredes	14
1.4	Esquemas de control reconfigurable para operación de inversores en modo red y en modo isla	16
1.5	Situación de islanding	17
1.6	Control de microinversores	19
1.6.1	Control del convertidor DC/DC	20
1.6.2	Control del convertidor DC/AC	20
1.7	Sincronización con la red eléctrica	22
2	CAPÍTULO II. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	27
2.1	Objetivos generales	27
2.2	Objetivos particulares.....	27
2.3	Estructura de la Tesis	28
3	CAPÍTULO III. MODELADO DEL MICROINVERSOR	33
3.1	Modelado dinámico en pequeña señal del microinversor	33
3.1.1	Modelo del conmutador PWM en Modo de Conducción Continua (CCM).	33
3.1.2	Modelos de convertidores en el modo de funcionamiento con conexión a red.....	35
3.1.3	Modelo de convertidores en el modo de funcionamiento en isla. 39	
3.2	Conclusiones del capítulo.....	42
4	CAPÍTULO IV. ESTRUCTURAS DE CONTROL PARA OPERACIÓN DEL MICROINVERSOR EN MODO RED	45
4.1	Modo de funcionamiento con conexión a red.....	46
4.1.1	Control del convertidor Push-pull.....	46
4.1.2	Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT) del panel .	51
4.1.3	Control del inversor	53
4.1.4	Phase-Locked Loop (PLL).....	61

4.1.5	Resultados de simulación.....	62
4.1.6	Resultados experimentales.....	66
4.2	Conclusiones del capítulo.....	75
5	. CAPÍTULO V. ESQUEMAS DE DETECCIÓN DE ISLANDING	79
5.1	Métodos Activos de Detección de Islanding	79
5.1.1	Métodos Activos Basados en Realimentación Positiva	79
5.1.2	Métodos Activos Basados en Inyección de Armónicos.....	84
5.1.3	Propuesta de un nuevo método basado en el algoritmo Goertzel	86
5.1.4	Resultados de simulación.....	93
5.1.5	Resultados experimentales.....	104
5.2	Conclusiones del capítulo.....	108
6	CAPÍTULO VI. ESTRUCTURAS DE CONTROL PARA OPERACIÓN DEL MICROINVERSOR EN MODO ISLA	113
6.1	Control del push-pull	115
6.1.1	Efecto Anti-windup.....	122
6.1.2	Resultados de simulación del push-pull operando en modo isla.	124
6.2	Control del inversor	126
6.2.1	Esquemas droop.....	131
6.2.2	Reconexión a la red eléctrica.	141
6.2.3	Resultados de simulación del inversor operando en modo isla.	141
6.3	Simulaciones del microinversor	144
6.4	Resultados experimentales	149
6.4.1	Resultados experimentales del microinversor operando en modo isla.	149
6.4.2	Resultados experimentales del microinversor reconfigurando (modo red a modo isla y viceversa).....	157
6.5	Conclusiones del capítulo.....	164
7	CAPÍTULO VII. CONCLUSIONES	167
8	CAPÍTULO VIII. FUTURAS LÍDEAS DE INVESTIGACIÓN.....	173
9	ANEXOS	177
10	REFERENCIAS	199
11	PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS.....	214

Tabla de Figuras

Figura 1-1. Topología de una microrred.	4
Figura 1-2. Esquema de control concentrado.	6
Figura 1-3. Esquema de control maestro - esclavo.	7
Figura 1-4. Esquema de control de cadena circular.	7
Figura 1-5. Esquema de reparto de carga promedio.	8
Figura 1-6. Esquemas droop.	8
Figura 1-7. Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica.	9
Figura 1-8. Contribución de las diferentes tecnologías al mercado total mundial de módulos fotovoltaicos.	10
Figura 1-9. Esquema de inversor centralizado.	12
Figura 1-10. Esquemas de inversores en <i>string</i> . (a) Múltiples inversores, (b) Inversor centralizado.	13
Figura 1-11. Esquema de microinversores.	13
Figura 1-12. Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico aislado.	14
Figura 1-13. Esquemas de reconfiguración de un inversor.	16
Figura 1-14. Clasificación de Técnicas Anti-islanding.	18
Figura 3-1. Célula de conmutación básica.	34
Figura 3-2. Modelo equivalente del punto de operación del Conmutador PWM en CCM.	34
Figura 3-3. Circuito equivalente en pequeña señal del Conmutador PWM en CCM.	34
Figura 3-4. Esquema circuital del push-pull (Operación con conexión a red).	35
Figura 3-5. Modelo equivalente del punto de operación del push-pull.	36
Figura 3-6. Modelo de pequeña señal del push-pull.	36
Figura 3-7. Esquema circuital del Inversor (Operación con conexión a red).	37
Figura 3-8. Modelo equivalente del punto de operación del inversor.	38
Figura 3-9. Modelo de pequeña señal del inversor.	39
Figura 3-10. Esquema circuital del push-pull (Operación en isla).	39
Figura 3-11. Modelo equivalente del punto de operación del push-pull (Operación en isla).	39

Figura 3-12. Modelo de pequeña señal del push-pull (Operación en isla)	40
Figura 3-13. Esquema circuital del Inversor (Operación en isla).....	40
Figura 3-14. Modelo equivalente del punto de operación del inversor (modo de funcionamiento en isla).....	41
Figura 3-15. Modelo de pequeña señal del inversor (modo de funcionamiento en isla).....	41
Figura 4-1. Diagrama de bloques del microinversor en el modo interconectado a red.	45
Figura 4-2. Lazos de control de tensión y corriente del CIC para el push-pull.....	46
Figura 4-3. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{Vg-d}(s)$	48
Figura 4-4. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{iLx-d}(s)$	48
Figura 4-5. Diagrama de bode (a) lazo de corriente $T_i(s)$, y (b) corriente del inductor a la tensión de referencia, para diferentes valores de m_c	50
Figura 4-6. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$	51
Figura 4-7. Curva característica de potencia del panel.....	52
Figura 4-8. Diagrama de flujo del algoritmo P&O	53
Figura 4-9. Lazos de control de tensión y corriente del ACC para el inversor.	54
Figura 4-10. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{VDC-d}(s)$ con variación de R_d	55
Figura 4-11. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{iL-d} con variación de R_d	56
Figura 4-12. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para $R_d=0\Omega$ y 50Ω	57
Figura 4-13. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$	58
Figura 4-14. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para variaciones de L_g	59
Figura 4-15. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para variaciones de L_g	59
Figura 4-16. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para variaciones V_{DC} y P	60
Figura 4-17. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para variaciones V_{DC} y P	60

Figura 4-18. Algoritmo del PLL monofásico basado en el uso de un retardo para generar la señal en cuadratura.	61
Figura 4-19. Diagrama de bode de la respuesta del PLL.	62
Figura 4-20. Esquema del circuito push-pull con control CIC implementado en PSIM 7.05	63
Figura 4-21. Principales formas de onda en el push-pull.	63
Figura 4-22. Esquema del circuito Inversor con control ACC implementado en PSIM 7.05	64
Figura 4-23. Principales formas de onda en el inversor interconectado a red.	65
Figura 4-24. Principales formas de onda en el push-pull interactuando con el inversor.	65
Figura 4-25. Principales formas de onda en el inversor interactuando con el push-pull.	66
Figura 4-26. Escalones de corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$	67
Figura 4-27. Detalle de: Escalón de subida de la corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $200 ms/div$	68
Figura 4-28. Detalle de: Escalón de bajada de la corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del arreglo del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $200 ms/div$	68
Figura 4-29. Escalones de corriente en I_{DC} , (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$	69
Figura 4-30. Detalle de la Figura 4-29: Escalón de subida de la corriente en I_{DC} , (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$	69
Figura 4-31. Detalle de la Figura 4-29: Escalón de bajada de la corriente en I_{DC} , (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$	70
Figura 4-32. Escalones de corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$	71
Figura 4-33. Detalle de: Escalón de subida de la corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, $100 ms/div$	71

Figura 4-34. Detalle de: Escalón de bajada de la corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, $100 ms/div$.	72
Figura 4-35. Respuesta experimental para el arranque del microinversor con el algoritmo MPPT P&O para, tensión en bornes del panel (superior, $5V/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión de la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $100 ms/div$.	73
Figura 4-36. Detalle de la respuesta en estado estacionario del microinversor con el algoritmo MPPT P&O para, tensión en bornes del panel, (superior, $2V/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión de la DC_LINK, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $50 ms/div$.	73
Figura 4-37. Diagrama de barras de los armónicos medidos para la corriente normalizada inyectada a la red para 300W (negro) y 150W (gris).	74
Figura 4-38. Respuesta experimental en el MPP: $V_{MPP} \approx 29.5V$, $P_{PV_MPP} \approx 300W$ de, corriente inyectada a la red, (superior, $1A/div$). Tensión de red, (inferior, $100V/div$). Escala de tiempo, $5 ms/div$.	75
Figura 5-1. Diagrama de bloques del método de inyección de P y Q .	82
Figura 5-2. Diagrama de bloques del método GEFS.	83
Figura 5-3. Diagrama de bloques del método de detección de islanding basado en la inyección de armónicos.	84
Figura 5-4. Perturbación en el PLL propuesta en [111].	86
Figura 5-5. θ , θ_{INV} y referencia de corriente del inversor deformada	87
Figura 5-6. (a) Tensión de salida ideal y distorsionada, (b) Señal de tensión discretizada	89
Figura 5-7. Circuito equivalente del sistema a 100Hz cuando la red está conectada.	91
Figura 5-8. Algoritmo del método de detección de islanding propuesto.	93
Figura 5-9. Tensión en el PCC (superior), Tensión RMS (central) y tiempo de detección de islanding (inferior) con el método de Inyección de Potencia Activa.	94
Figura 5-10. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método de Inyección de Potencia Activa está operando.	95
Figura 5-11. Tensión en el PCC (superior), Frecuencia (central) y tiempo de detección de islanding (inferior) con el método de Inyección de Potencia Reactiva.	96

Figura 5-12. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método de Inyección de Potencia Reactiva está operando.....	97
Figura 5-13. Tensión en el PCC (superior), Frecuencia (central) y tiempo de detección de islanding (inferior) con el método GEFS.	98
Figura 5-14. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método GEFS está operando.....	99
Figura 5-15. Tensión en el PCC (superior), variables involucradas en la detección de islanding (central) y tiempo de detección de islanding (inferior), con el método de detección de impedancia.	100
Figura 5-16. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del Push-pull y del inversor, cuando el método de detección de impedancia está operando.....	101
Figura 5-17. Tensión en el PCC (superior), tiempo de detección de islanding (central) y medición del segundo armónico (inferior), con el método propuesto...	102
Figura 5-18. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método propuesto está operando.....	103
Figura 5-19. Propiedades de la red eléctrica.	105
Figura 5-20. (a) Comportamiento del sistema en situación de <i>islanding</i> sin desconexión del inversor, con carga RLC. Superior: corriente de salida del inversor, $2 A/div$. Central: Tensión sobre la carga local, $200 V/div$. Inferior: Señal de desconexión de red, $5 V/div$. Escala de Tiempo: $200 ms/div$. (b) Comportamiento de la salida del filtro Goertzel, Ay_k , escalada ($\times 3$), la cual es una variable interna del DSP.	106
Figura 5-21. Resultados experimentales. (a) Carga RLC. Superior: corriente de salida del inversor, $2 A/div$. Central: tensión sobre la carga local, $500 V/div$. Inferior: señal de desconexión de red, $5 V/div$. Escala de tiempo: $50 ms/div$. (b) Carga R_L . Superior: corriente de salida del inversor, $2 A/div$. Central: tensión sobre la carga local, $500 V/div$. Inferior: señal de desconexión de red, $5 V/div$. Escala de tiempo: $20 ms/div$	107
Figura 6-1. Esquema propuesto para operación del microinversor en el modo isla.	115
Figura 6-2. Lazos de control de tensión de entrada, corriente y tensión de salida para el push-pull en modo isla.	115
Figura 6-3. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{VDC-d}	117
Figura 6-4. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{ILX-d}	117
Figura 6-5. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$	118

Figura 6-6. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$	119
Figura 6-7. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión de la DC_LINK $T_{VDC}(s)$	120
Figura 6-8. Tensión de panel vs. potencia.....	121
Figura 6-9. Barrido paramétrico de $G_{VDC-Vref_VDC}(s)$, en función de la potencia consumida por la carga y la tensión de entrada al push-pull asociada.	121
Figura 6-10. Diagrama de bloques del esquema anti-windup con back calculation.....	123
Figura 6-11. Esquema circuital del push-pull para el caso del control de la tensión de entrada con referencia impuesta por el lazo externo de la tensión de la DC_LINK.	124
Figura 6-12. Principales formas de onda de tensión, corriente y potencia del push-pull para variación de carga con demanda de potencia inferior a la potencia generada.	125
Figura 6-13. Principales formas de onda de tensión, corriente y potencia del push-pull para variación de carga con demanda de potencia superior a la potencia generada.	126
Figura 6-14. Lazos de control y corriente del ACC para el inversor en modo isla.	127
Figura 6-15. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{VO-d}(s)$	128
Figura 6-16. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{IL-d}(s)$	129
Figura 6-17. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$	129
Figura 6-18. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$	131
Figura 6-19. Flujo de potencia a través de una línea de transmisión.....	132
Figura 6-20. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para r_l y R_d variable.....	135
Figura 6-21. Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual.....	136
Figura 6-22. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=R$	137
Figura 6-23. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=sL_D$	137
Figura 6-24. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=sL_D\omega_c^2/(s+\omega_c^2)$	138
Figura 6-25. Diagrama de bloques del esquema droop con lazo de impedancia....	139

Figura 6-26. Características de tensión y frecuencia del esquema droop.....	139
Figura 6-27. Diagrama de bloques del esquema Droop implementado incluyendo lazo de sincronización.....	141
Figura 6-28. Diagrama de bloques del microinversor funcionando en el modo interconectado a red (azul) y en el modo isla (Rojo).....	142
Figura 6-29. Principales formas de onda en el microinversor para la transición de modo interconectado a red a modo isla.....	143
Figura 6-30. Sincronización de la tensión de salida del inversor con la red eléctrica.....	144
Figura 6-31. Diagrama de bloques del microinversor funcionando en el modo interconectado a red (azul) y en el modo isla (Rojo).....	145
Figura 6-32. Principales formas de onda del inversor para la transición de modo interconectado a red a modo isla.....	146
Figura 6-33. Principales formas de onda del push-pull para la transición de modo interconectado a red a modo isla.....	146
Figura 6-34. Sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.....	147
Figura 6-35. Ampliación de las formas de onda de la tensión y la corriente del inversor para el caso de sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.....	148
Figura 6-36. Principales formas de onda del push-pull para la acción de sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.....	148
Figura 6-37. Respuesta transitoria del push-pull para variaciones de carga en modo isla. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $100 ms/div$	150
Figura 6-38. Detalle del cambio de carga de 128W a 170W. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $50 ms/div$	151
Figura 6-39. Detalle del cambio de carga de 170W a 128W. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $50 ms/div$	151
Figura 6-40. Respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $2A/div$), para cambios de carga resistiva de 226Ω a 170Ω y nuevamente a 226Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$	152

Figura 6-41. Detalle de la respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla: Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $2A/div$), para cambios de carga resistiva de 226Ω a 170Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$.	152
Figura 6-42. Detalle de la respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla: Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $1A/div$), para cambios de carga resistiva de 170Ω a 226Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$.	153
Figura 6-43. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, $100V/div$). Tensión de salida del inversor (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, $10A/div$). Escala de tiempo, $200ms/div$.	154
Figura 6-44. Detalle del cambio de carga de $118W$ a $180W$. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, $100V/div$). Tensión de salida del inversor (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, $10A/div$). Escala de tiempo, $20ms/div$.	154
Figura 6-45. Detalle del cambio de carga de $180W$ a $118W$. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, $100V/div$). Tensión de salida del inversor (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, $10A/div$). Escala de tiempo, $20ms/div$.	155
Figura 6-46. Diagrama de barras de los armónicos medidos para la tensión de salida normalizada del inversor en modo isla, para $325W$ (negro) y $155W$ (gris).	156
Figura 6-47. Respuesta experimental para: $v_O \approx 230 V_{RMS}$, $P_O \approx 325W$ de, Tensión de red, (superior, $200V/div$). Corriente inyectada a la red, (inferior, $2A/div$). Escala de tiempo, $10 ms/div$.	156
Figura 6-48. Respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del push-pull (primera, $50V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $5A/div$). Señal de islanding (cuarta). Escala de tiempo, $200ms/div$.	157
Figura 6-49. Detalle de la respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del push-pull (primera, $50V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $5A/div$). Señal de islanding (cuarta). Escala de tiempo, $50ms/div$.	158
Figura 6-50. Respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del push-pull (primera, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $10A/div$). Señal que indica el cambio de modo isla a modo red (cuarta). Escala de tiempo, $200 ms/div$.	158

Figura 6-51. Detalle de la respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del push-pull (primera, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $10A/div$). Señal que indica el cambio de modo isla a modo red (cuarta). Escala de tiempo, $50ms/div$	159
Figura 6-52. Respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (central, $1A/div$). Señal de islanding (inferior). Escala de tiempo, $200ms/div$	160
Figura 6-53. Detalle de la respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (central, $1A/div$). Señal de islanding (inferior). Escala de tiempo, $10ms/div$	160
Figura 6-54. Sincronización de la señal de salida en tensión del inversor con la señal de la red eléctrica (superior, $100V/div$). Detalle de las señales de tensión del inversor y la red durante la sincronización. (a) Inicio de sincronización y (b) Señales sincronizadas. Escala de tiempo, $200ms/div$	161
Figura 6-55. Respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Tensión de salida de la red eléctrica (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (cuarta). Escala de tiempo, $200ms/div$	161
Figura 6-56. Detalle de la respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Tensión de salida de la red eléctrica (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (cuarta). Escala de tiempo, $10ms/div$	162
Figura 6-57. Respuesta transitoria del microinversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (segunda, $2A/div$). Tensión de salida del push-pull (tercera, $20V/div$). Tensión de entrada al push-pull (cuarta, $10V/div$). Señal de islanding (quinta). Escala de tiempo, $200ms/div$	163
Figura 6-58. Respuesta transitoria del microinversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (segunda, $2A/div$). Tensión de salida del push-pull (tercera, $20V/div$). Tensión de entrada al push-pull (cuarta, $10V/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (quinta). Escala de tiempo, $200ms/div$	163

CAPÍTULO I

Estado de la Técnica

CAPÍTULO I. ESTADO DE LA TÉCNICA

En la actualidad y como consecuencia de la evolución tecnológica y de la explosión demográfica, las necesidades energéticas se han incrementado hasta el punto de hacer necesario el uso y la investigación de nuevas y más eficientes fuentes de energía. Debido a su gran versatilidad en la satisfacción de necesidades, la energía eléctrica es, hoy en día, la columna vertebral de un gran número de aplicaciones que de una u otra manera contribuyen al desarrollo social y tecnológico. La energía eléctrica en particular, presenta muchas ventajas entre las que se cuentan: fácil conversión a otros tipos de energía, fácil distribución y eficiencias más altas en comparación a otros tipos de energía, entre otras. También es un hecho que los recursos energéticos más utilizados son los combustibles fósiles, tales como el petróleo, el carbón y el gas, los cuales son considerados no renovables y generan en contraposición efectos colaterales como la contaminación ambiental.

Es por estas razones que en los últimos años, una de las grandes prioridades a escala mundial, ha sido el desarrollo de fuentes alternativas de generación de energía eléctrica, y en especial de fuentes renovables las cuales producen una baja contaminación ambiental. Si bien los combustibles fósiles continuarán supliendo una fracción apreciable del consumo energético, la oferta energética tenderá a ser más diversificada. Opciones como la energía eólica, solar, biomasa renovable e hidrógeno van a jugar un papel importante en el largo plazo y producirán cambios substanciales en el perfil tecnológico ambiental y organizacional del sistema energético global [1].

El cambio en la concepción de los Estados y de las economías a gran escala, ha posibilitado la instalación de plantas de generación eléctrica de menor tamaño. Esto ha dado pie a que la producción cercana a los centros de consumo vuelva a cobrar importancia, pero ahora incorporando los nuevos desarrollos tecnológicos, gracias a las preocupaciones ambientales, y contando con el respaldo eléctrico de la red. La implementación de sistemas más flexibles, llegando a aquellos totalmente distribuidos, se perfila como una alternativa de alta penetración.

Adicionalmente, las posibilidades de producción de energía cercana a los centros de consumo y las deficiencias de suministro energético en las zonas aisladas y rurales, convierten a la generación distribuida (DG) [2], en una opción tecnológica interesante y prometedora.

Es claro que desde el punto de vista de la ausencia de energía en sitios apartados, así como el hecho de entrar en la dinámica de cogeneración energética empleando energías renovables, hace factible el implementar sistemas capaces de conectarse a la red eléctrica con el fin de transferir energía

proveniente de las fuentes renovables, así como alimentar cargas en ausencia de la misma. A dichos sistemas se les conoce como microrredes [3].

1.1 Microrredes eléctricas

Con base en lo expuesto anteriormente, el desarrollo de tecnologías de nueva generación en lo relacionado con dispositivos semiconductores, gestión energética, nuevas estrategias de control de convertidores electrónicos de potencia, así como el creciente interés por las “redes inteligentes” [4], [5], han abierto la posibilidad y han abonado el terreno para la transformación de las redes de distribución pasivas en redes activas, donde la toma de decisiones y el control se ha distribuido entre las diferentes partes del sistema que lo integran. En consecuencia, una alternativa atractiva es la creación de pequeñas redes eléctricas o microrredes, las cuales abarcan una parte de un sistema de distribución de energía eléctrica en media y/o baja tensión, monofásico o trifásico [6].

Una microrred tiene la capacidad de importar y exportar de forma flexible energía desde y hacia la red, a partir de diferentes tipos de recursos energéticos distribuidos (DER), controlar el flujo de potencia activa y potencia reactiva cumpliendo con los requisitos de calidad exigidos por los usuarios que soporta, y manejar el almacenamiento de energía [7], [8]. Adicionalmente, en las microrredes se incluyen las cargas locales y los equipos de comunicación necesarios para la operación y el manejo de energía en tiempo real del sistema. La Figura 1-1 muestra el esquema de una microrred.

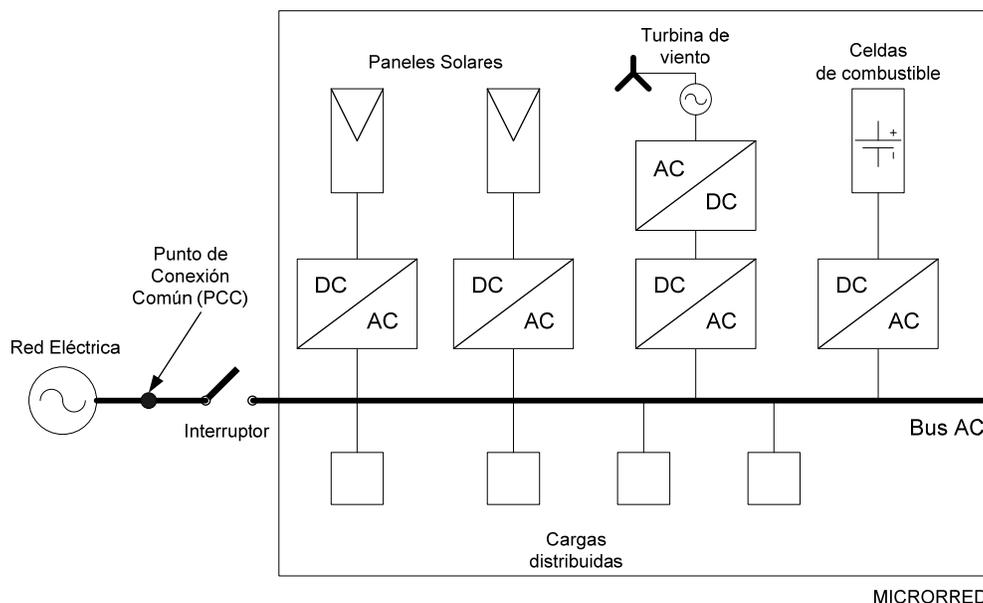


Figura 1-1. Topología de una microrred.

Una microrred puede ser DC [9], AC [10] o incluso una red AC de alta frecuencia [11] y puede trabajar interconectada a la red eléctrica o en modo aislado. Para cada modo de funcionamiento las necesidades y los esquemas de control son diferentes. Cuando la microrred está conectada a la red eléctrica de distribución, esta sirve como respaldo, y se puede alimentar a las cargas locales y entregar energía a la red. Sin embargo, la característica innovadora de una microrred es su capacidad para operar de forma autónoma cuando hay un corte de energía en la red de distribución eléctrica. Este modo de operación se denomina operación aislada y se considera una isla con generadores y cargas locales. De esta manera, los usuarios pueden recibir un servicio continuo, incluso cuando se producen cortes de energía en la red debido a una avería o mantenimiento. Por otra parte, si hay huecos de tensión, variaciones en frecuencia, o fallas en la red principal, la microrred se puede desconectar fácilmente, es decir, aislarse del resto de la red haciendo que las cargas locales no se vean afectadas por estos problemas. Todo esto se puede lograr siempre y cuando se cuente con la disponibilidad de los recursos energéticos locales, es decir, se cuente con autonomía energética. De esta manera, las microrredes no solo ayudan a la continuidad del servicio sino que contribuyen a mantener la calidad del mismo [12].

Es importante en modo aislado contar con estrategias inteligentes de manejo de carga que permitan mantener las cargas críticas alimentadas en todo momento y poder conectar y desconectar cargas dependiendo del balance energético que se esté presentando en un determinado momento.

Es común observar trabajos de investigación relacionados con esta temática, sin embargo, la implementación de microrredes aún no se encuentra claramente legislada, y esto ha ocasionado que no se aproveche de mejor forma todas las ventajas de estos sistemas: transporte, eficiencia, integración de fuentes de energía renovables, calidad de potencia, conservación del medio ambiente y desarrollo de la comunidad [13].

1.1.1 Esquemas de control para paralelización de inversores

Un elemento fundamental al momento de implementar las microrredes son los equipos convertidores electrónicos de potencia, los cuales permiten adaptar la energía de la fuente primaria con el fin de alimentar las cargas locales o inyectarla a la red eléctrica.

Al operar los convertidores de potencia en una microrred se hace necesario garantizar un reparto de carga adecuado dependiendo de la capacidad nominal de cada convertidor. La conexión en paralelo de convertidores en AC o inversores suele ser más compleja que la de convertidores en DC. Sin embargo, desde el punto de vista de la operación en paralelo de los inversores, utilizados en sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS), se han estudiado diversas

técnicas de control y estrategias que permiten operar en paralelo a dichas unidades, asegurando las condiciones eléctricas a la carga y manteniendo un reparto de carga adecuado sin provocar efectos perjudiciales para el sistema, como puede ser la aparición de corrientes circulantes entre los módulos.

Los esquemas de control para el funcionamiento en paralelo de inversores se pueden clasificar en dos grandes grupos en relación con el uso de los enlaces de comunicaciones para ajustar las consignas impuestas por los controladores a los distintos módulos [14].

El primer esquema de control se basa en las técnicas activas de reparto de carga, las cuales pueden ser clasificadas en cuatro diferentes tipos [15], [16], [17]:

- **Control concentrado o centralizado:** Esta técnica consiste en dividir el total de la corriente de carga en el número de módulos N , siendo éste el valor de la referencia de cada módulo. En la Figura 1-2 se muestra el esquema de esta técnica.

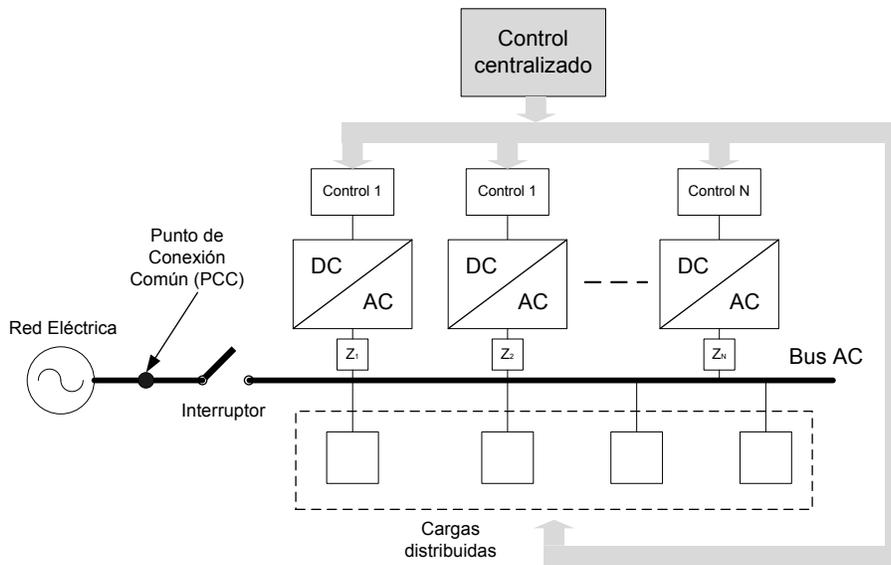


Figura 1-2. Esquema de control concentrado.

- **Maestro – esclavo:** En esta técnica el maestro regula la tensión a la carga comportándose como una fuente de tensión, mientras que los módulos esclavos trabajan como fuentes de corriente. En el caso de fallo del módulo maestro, un módulo esclavo asume esta función. En la Figura 1-3 se muestra el esquema maestro – esclavo.

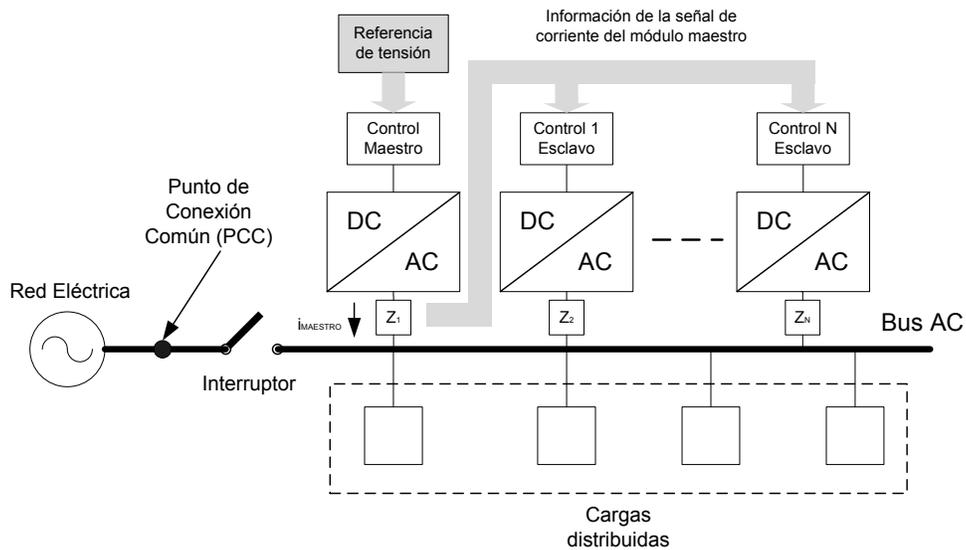


Figura 1-3. Esquema de control maestro - esclavo.

- **Control de cadena circular:** En este tipo de control la referencia de cada módulo es tomada del módulo anterior, formando un control de anillo. La Figura 1-4 muestra el control de cadena circular.

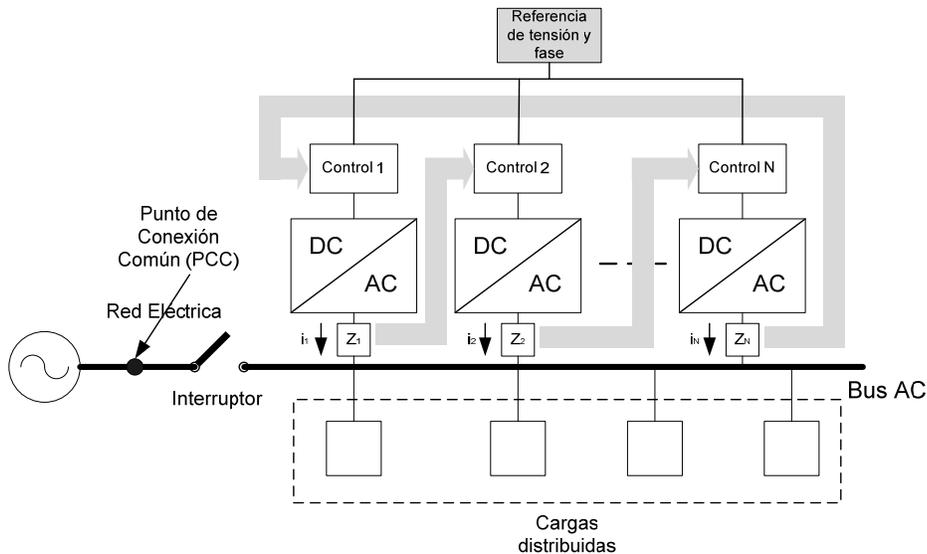


Figura 1-4. Esquema de control de cadena circular.

- **Reparto de carga promedio:** Para este control la corriente de todos los módulos es promediada a través de la corriente medida en el bus. El promedio de corriente de todos los módulos es la referencia de cada módulo individual. La Figura 1-5 presenta esta técnica.

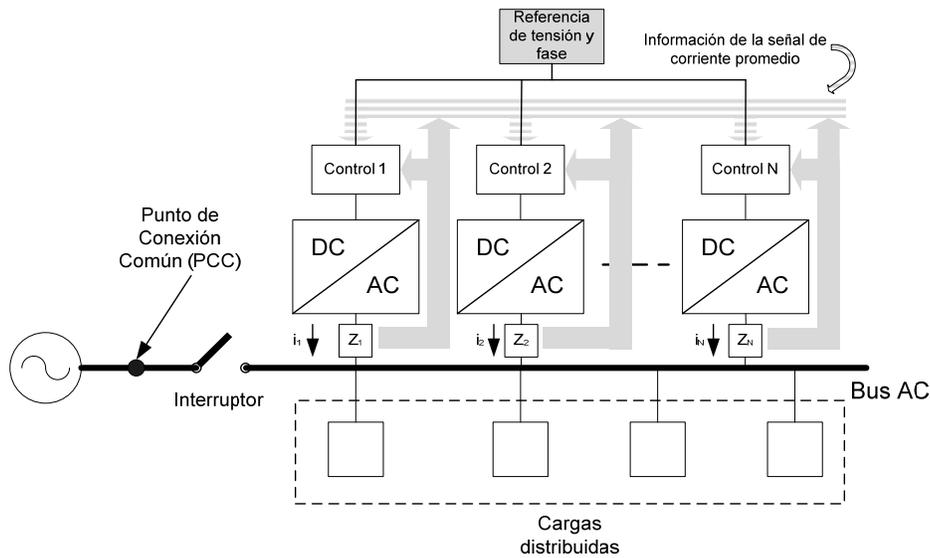


Figura 1-5. Esquema de reparto de carga promedio.

El segundo esquema de control para la operación de los inversores en paralelo se deriva de los métodos de control empleados en los grandes sistemas de potencia y se denominan los esquemas “droop” [18], [19]. Dichos esquemas buscan emular 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. Adicionalmente, no necesitan de sistemas de comunicación (al menos no comunicaciones críticas) entre los módulos conectados en paralelo, ya que cada módulo, en función de la carga (potencia activa y potencia reactiva consumida), fija su referencia de fase y tensión. En la Figura 1-6 se muestra un diagrama de bloque del esquema droop.

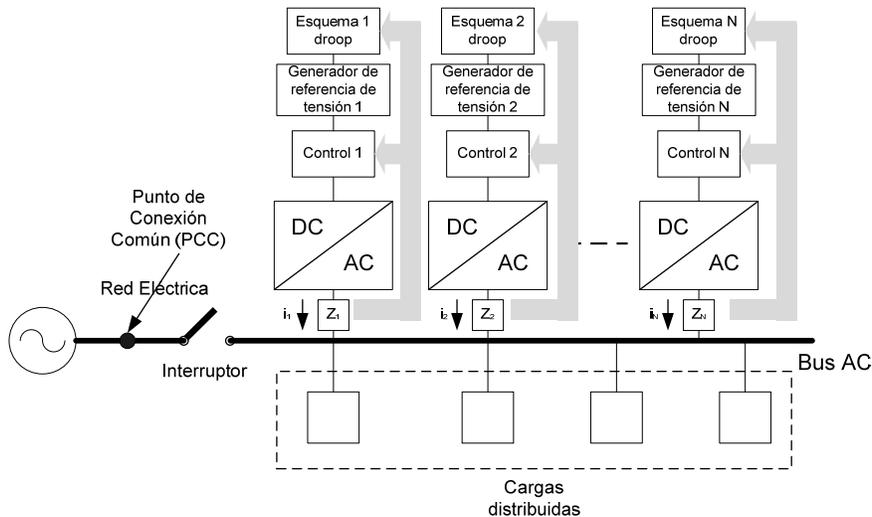


Figura 1-6. Esquemas droop.

En el capítulo 6 del presente documento se abordará de forma más detallada el análisis de los esquemas droop.

1.2 Sistemas fotovoltaicos

La energía suministrada por los sistemas fotovoltaicos está tomando cada día más fuerza en la medida en que la demanda energética mundial aumenta. Los avances tecnológicos de los últimos años han permitido una reducción en los costos de fabricación de los módulos fotovoltaicos, así como la implementación de convertidores electrónicos de mayor potencia y más eficientes, y la utilización de dispositivos digitales con mayor capacidad de proceso.

Existen dos tendencias en el uso de sistemas fotovoltaicos dependiendo de su aplicación, el primero orientado a la utilización de sistemas fotovoltaicos para conexión a red [20] y el segundo orientado a aplicaciones aisladas [21].

1.2.1 Sistemas fotovoltaicos conectados a red

Los sistemas fotovoltaicos interconectados a red, en comparación con otras tecnologías basadas en energías renovables han tenido un crecimiento mucho rápido, con un promedio anual del 60% para un periodo de 5 años [22].

En la actualidad los sistemas fotovoltaicos conectados a red están siendo usados como complemento a la generación convencional en numerosos países [23], [24]. Las aplicaciones van desde generación de pequeña potencia en áreas remotas, hasta instalación de estaciones centralizadas con capacidad de generación fotovoltaica a gran escala. La Figura 1-7 muestra un sistema fotovoltaico conectado a red.

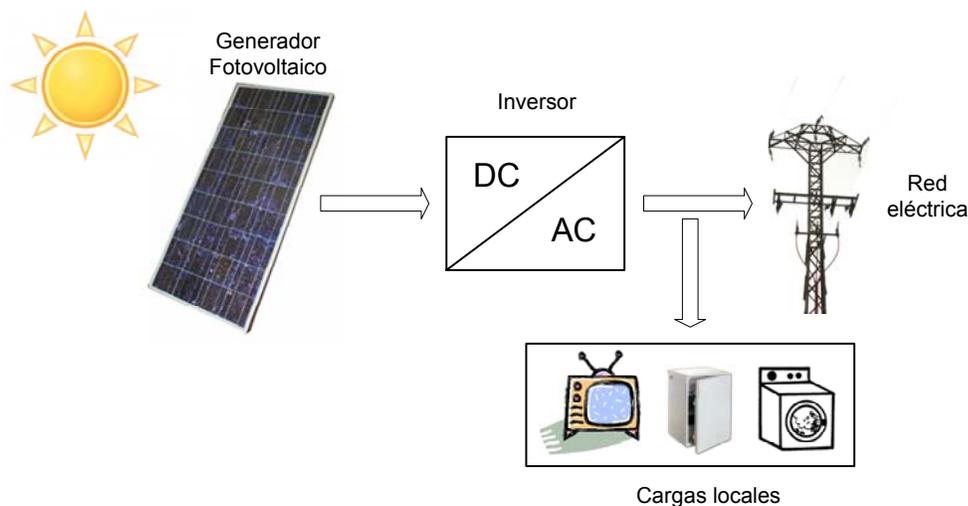


Figura 1-7. Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico interconectado a la red eléctrica

Las principales componentes de un sistema fotovoltaico conectado a la red son:

- **El arreglo fotovoltaico:** Es el elemento encargado de transformar la energía solar en energía eléctrica. Un arreglo fotovoltaico está constituido por un determinado número de módulos o unidades fotovoltaicas individuales. El número de unidades depende de la potencia nominal requerida en el arreglo y de la potencia pico de los módulos seleccionados. La tensión de salida de cada uno de los módulos oscila entre 18V y 46V para potencias comprendidas entre los 50W y los 400W. Mas del 80% de la producción mundial actual de módulos fotovoltaicos corresponde a la tecnología de silicio mono y policristalino con eficiencias cercanas al 16%, mientras que la tecnología de capa delgada contribuye con un 12%, con eficiencias cercanas al 7% (ver Figura 1-8) [25]. Dentro de la tecnología de capa delgada, se destacan tres materiales fotovoltaicos los cuales en la actualidad han permitido fabricar celdas solares a nivel industrial: silicio amorfo (a-Si), CdTe y CuInSe₂ (CIS). Actualmente se logran eficiencias cercanas al 25% con paneles del tipo triple unión para condiciones estándar de irradiancia y temperatura (1000W/m² a 25°C) [26].

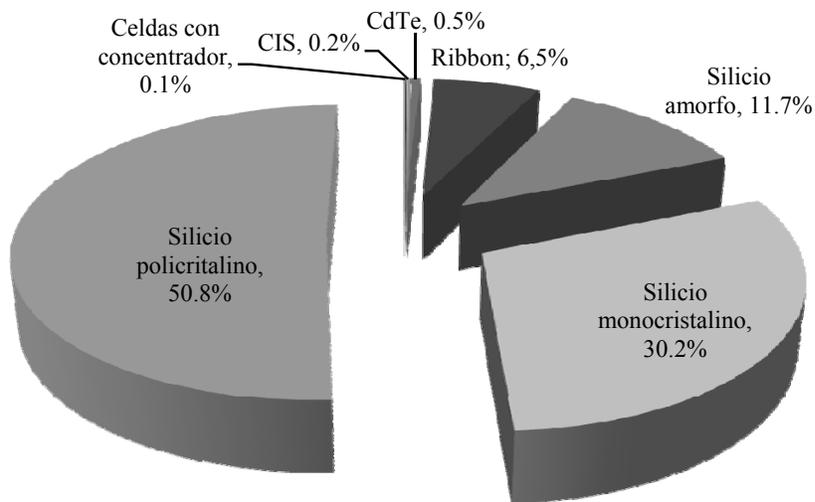


Figura 1-8. Contribución de las diferentes tecnologías al mercado total mundial de módulos fotovoltaicos.

- **Inversor:** Es el encargado de transformar la corriente continua producida por el generador fotovoltaico a corriente alterna, en fase y a la frecuencia de la red con el fin de asegurar una conexión segura y

confiable del sistema a ésta. La eficiencia de los inversores es generalmente mayor a 90% cuando éstos operan arriba del 10% de su potencia nominal. Para extraer siempre la máxima potencia disponible en el arreglo fotovoltaico, el inversor incorpora entre sus funciones un elemento de control que sigue permanentemente el punto de máxima potencia del arreglo (MPPT) mediante un ajuste continuo de la tensión aplicada a los paneles.

Otros elementos que hacen parte del sistema conectado a red son: el panel general de servicios o punto de acople común, donde se encuentran las protecciones para garantizar la seguridad del propio sistema y de la red eléctrica, el contador bidireccional de energía AC y la carga local.

Como se mencionó anteriormente, es posible interconectar el sistema fotovoltaico a la red a través de convertidores electrónicos. A continuación se describen los arreglos de convertidores electrónicos de potencia más comunes empleados para inyección de energía a la red eléctrica [27], [28], [29].

- **Inversor centralizado:** Esta topología, muy utilizada hace algunos años, se empleaba para instalaciones en donde la demanda de potencia era superior a los 10kW. Se basa en la disposición serie-paralelo de paneles fotovoltaicos dependiendo de las características de tensión y potencia que se requieran. Dicha asociación se realiza en DC y se utiliza un único inversor para inyectar la energía a la red. Al ser sólo un inversor tiene la ventaja de su alta eficiencia y menor costo por kW producido, sin embargo, el rendimiento energético de la instalación fotovoltaica disminuye debido al desajuste que se pueda presentar en los módulos y a las condiciones de sombra parcial sobre los mismos. Un problema adicional radica en la confiabilidad del sistema, ya que se apoya en un único inversor y en caso de fallo de éste el sistema completo queda fuera de servicio. Un esquema de una instalación fotovoltaica con inversor centralizado se muestra en la Figura 1-9.

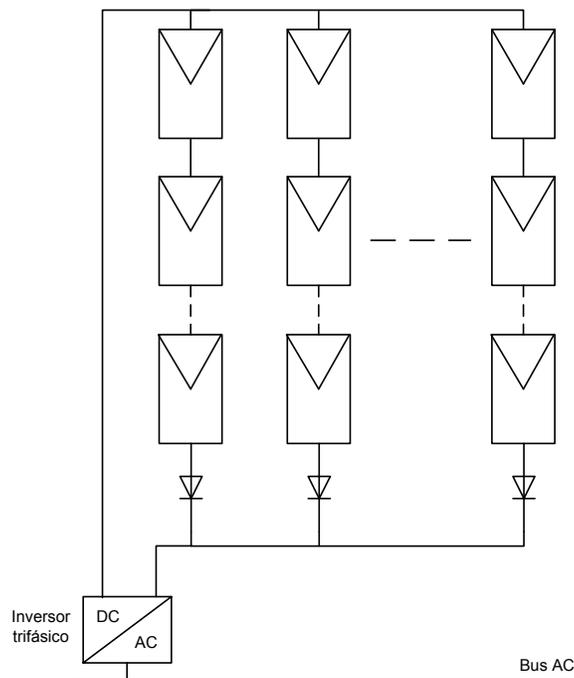


Figura 1-9. Esquema de inversor centralizado.

- **Agrupación de inversores o inversores en *string*:** A diferencia del esquema basado en inversor centralizado, el esquema de inversores en *string*, se basa en el concepto de dividir la instalación fotovoltaica en arreglos de paneles entre 3kW y 5kW con un inversor por arreglo. De esta manera se mejora el seguimiento del punto de máxima potencia bajo diferentes condiciones de radiación solar, diferente orientación de los módulos o en caso de sombreados parciales sobre el conjunto de paneles. Este tipo de inversores suele utilizarse en instalaciones de áreas urbanas o residenciales, donde es posible que varios módulos conectados en serie se encuentren sometidos a diferentes niveles de radiación solar producidas por la orientación o sombras por elemento circundantes. Este es el motivo por el que la mayoría de los inversores en *string* incorporan en su entrada un convertidor tipo *boost* para cada uno de los *strings* (habitualmente 2 ó 3), resolviendo el problema a costa de un menor rendimiento. En la Figura 1-10 se observan dos posibles esquemas de inversores en *string*.

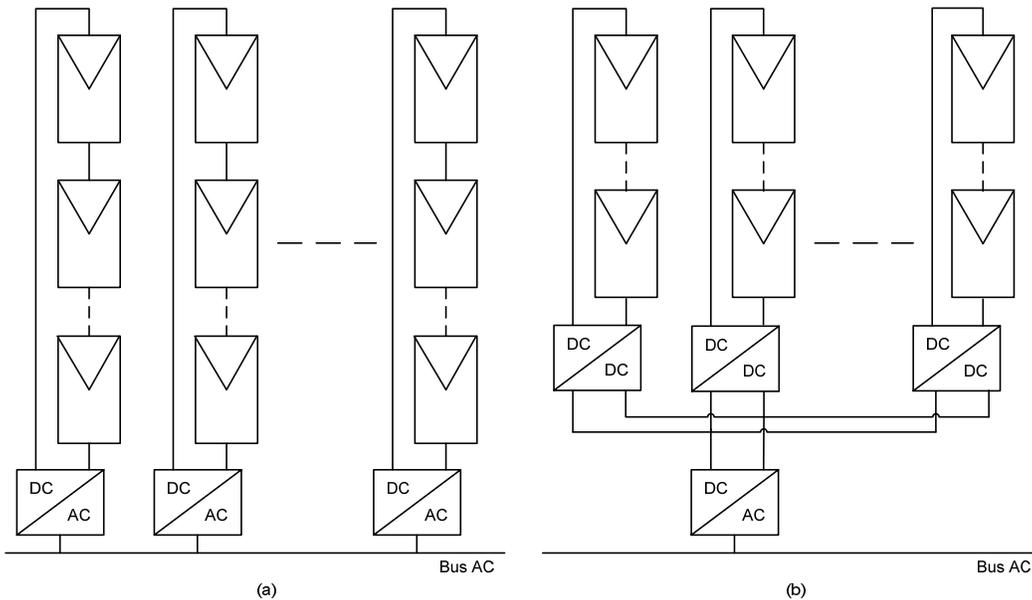


Figura 1-10. Esquemas de inversores en *string*. (a) Múltiples inversores, (b) Inversor centralizado.

- **Panel integrado al inversor o microinversor:** Este esquema se basa en la utilización de un panel fotovoltaico por equipo inversor, con lo que cada unidad está en capacidad de manejar entre 50W pico y 400W pico. Esta topología tiene la gran ventaja de optimizar la capacidad de extracción de potencia, ya que cada módulo tiene su propio MPPT. Sin embargo, la eficiencia disminuye en relación con los inversores en *string*, debido al número de inversores actuantes y el cableado que hay que realizar por cada módulo microinversor. Este tipo de esquemas se prevé como una alternativa de alta penetración en un futuro cercano debido a su fácil integración en edificios. En la Figura 1-11 se muestra un esquema de microinversores.

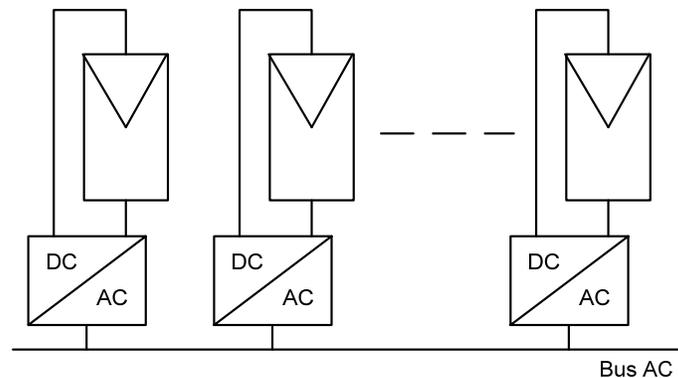


Figura 1-11. Esquema de microinversores.

1.2.2 Sistemas fotovoltaicos aislados

Los sistemas fotovoltaicos aislados son ampliamente utilizados en lugares de difícil acceso o en zonas, generalmente rurales, en donde los altos costos de generación originados principalmente en el precio de los combustibles, y los costos de operación y mantenimiento, hacen que la generación solar resulte más económica en el largo plazo y confiable. La energía fotovoltaica generalmente se almacena durante las horas de sol en baterías con el fin de utilizarla cuando sea necesario. Los sistemas fotovoltaicos aislados pueden cubrir el 100% de las necesidades eléctricas, aunque es habitual que se encuentren acompañados de sistemas de apoyo convencionales como son los grupos electrógenos. Bajo esta dinámica de generación surge el concepto ampliamente difundido de ahorro energético con el fin de aprovechar al máximo de la energía que se dispone.

Un sistema fotovoltaico aislado está compuesto por un arreglo de paneles fotovoltaicos, el inversor, la carga, las baterías o acumuladores encargados de almacenar energía durante las horas de radiación y un regulador de carga, el cual protege a las baterías de descargas y sobrecargas. En la Figura 1-12 se puede observar un diagrama de un sistema fotovoltaico aislado.

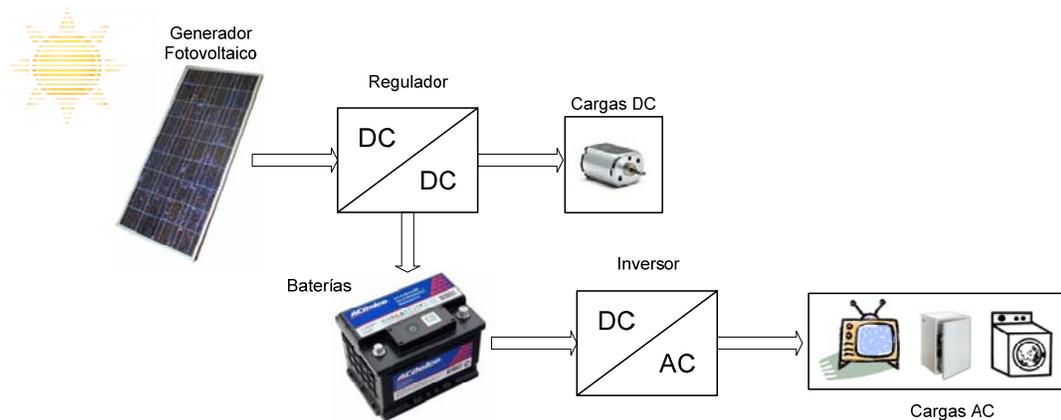


Figura 1-12. Diagrama de bloques de un sistema fotovoltaico aislado

1.3 Sistemas de almacenamiento de energía para aplicaciones en microrredes

Las microrredes ofrecen grandes oportunidades de integrar, a pequeña escala, las fuentes de energía renovables (RES) a los sistemas de potencia local [30]. Esta integración permitirá aumentar el porcentaje de energía proveniente de las fuentes renovables a la generación total de electricidad, por lo tanto se incrementará la sostenibilidad de la electricidad y en teoría aumentará la fiabilidad del sistema, la seguridad, la flexibilidad y la accesibilidad a la energía

eléctrica [31]. Sin embargo, las energías renovables presentan la particularidad de verse afectadas por parámetros externos como el medio ambiente, los cuales hacen que este tipo de recurso sea inherentemente variable e intermitente en algunos casos [32]. Un caso claro de este fenómeno se presenta cuando hay días nublados o sin brisa, lo que disminuye la producción de energía eléctrica proveniente de paneles fotovoltaicos y granjas eólicas, respectivamente. Además, la conexión de un gran número de fuentes de energía renovables puede ocasionar problemas de estabilidad al sistema de potencia local [33].

Con el fin de utilizar la energía renovable de manera óptima, sin tener problemas relacionados con la variabilidad y la intermitencia de la energía y la inestabilidad de la de la red eléctrica, debe ser diseñado e implementado un sistema de almacenamiento robusto el cual permita al sistema de potencia local interactuar con un gran número de fuentes de energía renovables. Esta utilización óptima puede llegar a ser competitiva a nivel técnico y económico en comparación con tecnologías basadas en combustibles fósiles o nucleares [34].

Debido a las diferencias propias de cada fuente de energía renovable actuante en una microrred, se hace necesario el diseño de sistemas versátiles de almacenamiento de energía con capacidad de operar en amplios rangos de densidad de potencia y de densidad de energía. Dado que ninguna tecnología de almacenamiento de energía por si sola tiene esta capacidad, el sistema debe incorporar una combinación de diferentes tecnologías, tales como supercondensadores, baterías, superconductores magnéticos de almacenamiento de energía y almacenamiento de energía cinética en volantes de inercia [35].

La capacidad de un sistema de almacenamiento de energía depende de las características de compensación que se ofrecen. El tipo y la capacidad del sistema de almacenamiento de energía empleado, son parámetros que deben ser seleccionados adecuadamente. En caso de una caída de tensión de corta duración, en la cual se pueden extraer corrientes muy altas en unos pocos ciclos, se debe usar un elemento con menor capacidad de almacenamiento de energía pero con una velocidad de respuesta alta. Sin embargo, si la caída de tensión continúa por un intervalo de tiempo mayor, tanto así que pueda ocasionar la interrupción del suministro eléctrico, se hace necesario el uso de fuentes adicionales de respaldo que permitan alimentar las cargas críticas. En caso de eliminación de armónicos y compensación de energía reactiva, un filtro pasivo adecuado puede ser utilizado, lo que influye en la disminución de la contribución del sistema de almacenamiento de energía [36].

Los sistemas expuestos anteriormente son concebidos para operar en microrredes eléctricas que manejan niveles de potencia media y alta. Sin embargo, cuando se piensa en unidades de baja potencia, tales como los microinversores, el uso de sistemas de almacenamiento de energía puede ser muy costoso en comparación con el beneficio que estos prestan. Es por esta razón que uno de los objetivos de la presente Tesis se centra en el hecho de

poder operar el microinversor sin necesidad de elementos almacenadores de energía.

1.4 Esquemas de control reconfigurable para operación de inversores en modo red y en modo isla

Los inversores descritos anteriormente y empleados para inyección a red, en una microrred deben adaptarse al modo de operación aislado, en el cual se debe suministrar energía a las cargas locales bajo ciertas condiciones de calidad de potencia. El objetivo no es solo lograr que los equipos operen adecuadamente en ambos modos de operación, sino que la transiciones de un modo a otro sean lo más suave posible con el fin de no producir transitorios que lleven consigo la destrucción de los equipos convertidores, de la carga o el cese de entrega de energía a la misma. Un diagrama de bloques básico que muestra el esquema de reconfiguración de un inversor se presenta en la Figura 1-13.

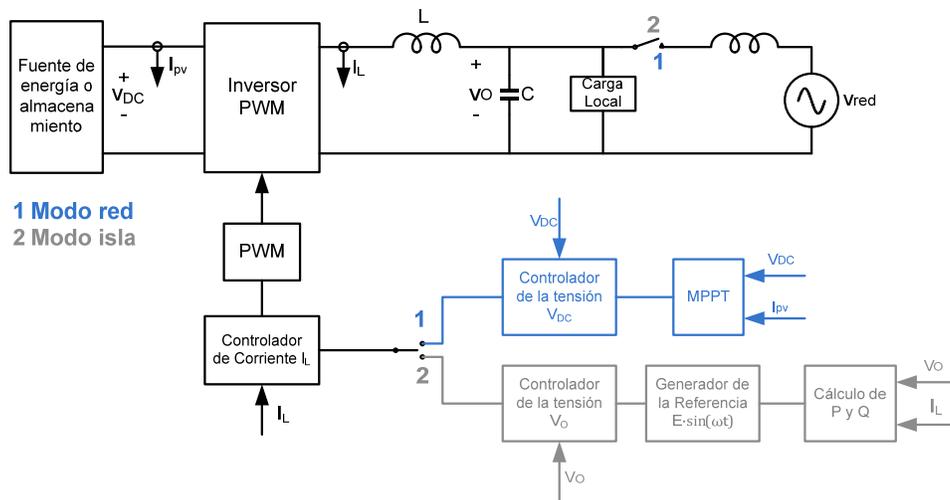


Figura 1-13. Esquemas de reconfiguración de un inversor.

Es posible encontrar varios estudios diseñados para demostrar el correcto funcionamiento del inversor trabajando en modo conectado a red y en modo isla, así como diferentes esquemas de reconfiguración. A continuación se exponen las ideas principales de algunos de estos trabajos.

Una posible solución se basa en los esquemas droop. Como se mencionó anteriormente, estos esquemas consisten en la aplicación de las estrategias P/Q en los inversores, con el fin de realizar un reparto adecuado de potencia a las cargas evitando comunicaciones críticas entre los módulos. En [7] y [37] los inversores están controlados a través de los esquemas droop para ambos modos de funcionamiento del inversor, en comparación con los métodos convencionales, estos inversores actúan como fuentes de tensión, incluso cuando

están conectados a la red. Sin embargo, el inversor al funcionar como una fuente de tensión en el modo de red no puede hacer uso de los algoritmos de control desarrollados para los inversores comerciales.

En [38] se describe que bajo condiciones de operación normal, el inversor suele funcionar como una fuente de corriente constante con el fin de inyectar una potencia preestablecida a la red. Cuando el inversor está aislado de la red, el inversor debe detectar dicha situación y debe cambiar su modo de funcionamiento a fuente de tensión. En este modo, el inversor proporciona una tensión constante a la carga o cargas locales. Además, el documento propone un algoritmo inteligente para administrar las cargas en modo isla y un algoritmo de sincronización para reconexión a red. Sin embargo, el documento no menciona la forma de paralelización de los inversores, además, la referencia impuesta al regulador de tensión es fija.

En [39] se presenta una microrred basada en inversores monofásicos para los cuales se asegura una transferencia suave entre los modos isla y red, mientras se mantiene un adecuado intercambio de corrientes y se establecen formas de onda de salida de alta calidad. El sistema completo incluye un control de nivel superior que asigna a cada inversor una consigna para ejecutar en lazo de control de tensión o de corriente, un control de distribución de corriente, y un algoritmo que permite la transferencia de un modo a otro el cual es implementado a través de un robusto sistema de comunicaciones CAN. El sistema en general ofrece muchas ventajas, sin embargo requiere de un bus de comunicaciones para funcionar adecuadamente, esto se traduce en un incremento en los costos.

En otros estudios [40] y [41] se proponen esquemas de control reconfigurable basados en un tipo muy simple y eficaz de control. Este control se basa en múltiples lazos en los cuales se incluyen controladores PI. Este método utiliza un lazo interno y un lazo externo de control, para regular las variables de estado del sistema. Sin embargo, estos trabajos no mencionan de forma explícita cómo se reparte la potencia entre los inversores.

Un aspecto a resaltar, es que en la literatura consultada dichos esquemas de configuración han sido propuestos para inversores de media y alta potencia con sistemas de almacenamiento, sin embargo en inversores de baja potencia, microinversores, dicha práctica no es común y más aún si el sistema de gestión de energía se asume sin baterías.

1.5 Situación de islanding

La condición de “Islanding” en sistemas de Potencia Distribuidos es un fenómeno eléctrico que ocurre cuando la energía suministrada por la red eléctrica es interrumpida debido a diferentes factores y los Generadores Distribuidos (DGs) continúan energizando una parte o la totalidad de la carga.

Entonces, la red eléctrica deja de controlar esa parte aislada del sistema de distribución, que contiene tanto carga como generación, de manera que se puede comprometer la seguridad, el restablecimiento del servicio y la fiabilidad del equipo [42], [43].

La idea principal para detectar la condición de Islanding es supervisar los parámetros de salida de los DGs y/o los parámetros del sistema, con el fin de determinar si se han presentado cambios que permitan indicar si existe o no dicha condición. Las técnicas de detección de islanding pueden ser divididas en técnicas remotas y técnicas locales, y estas a su vez pueden ser divididas en pasivas y activas, como se muestra en la Figura 1-14, [44].

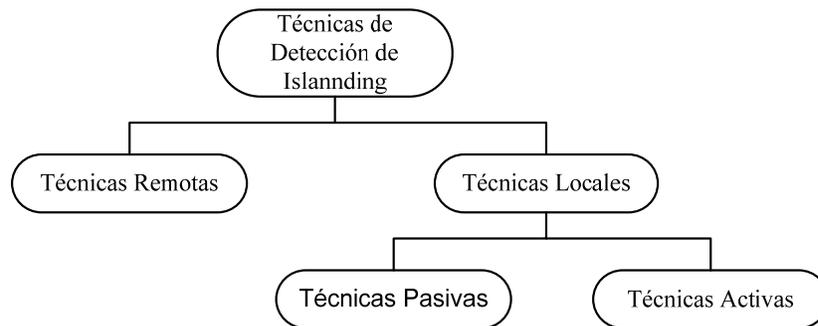


Figura 1-14 Clasificación de Técnicas Anti-islanding

Antes de definir los diferentes métodos de detección de islanding, es importante resaltar dos características fundamentales a la hora de entender el fenómeno de islanding. La primera asociada a la denominada “zona de no-detección” (NDZ). La NDZ se puede definir como el rango (en términos de la diferencia de potencia entre el inversor del DG y la carga o los parámetros de carga) en el cual el esquema de detección de islanding bajo prueba, falla para detectar dicha condición [45]. La segunda asociada con el tipo de cargas (cargas potenciales dentro de la isla), las cuales pueden ser modeladas como un circuito RLC paralelo; la razón de utilizar dicho modelo de carga se debe fundamentalmente a que son las que presentan más dificultad para la mayoría de técnicas de detección a la hora de identificar si existe o no una condición de islanding. En general, las cargas no lineales, tales como las cargas que producen corrientes armónicas o cargas a potencia constante no presentan tanta dificultad en la detección de islanding [43].

Las técnicas pasivas son aquellas que se basan en la detección de islanding a través de la monitorización de parámetros como tensión, corriente y frecuencia y/o sus características. Estas técnicas interrumpen la operación del inversor cuando se produce una transición fuera de los límites establecidos para dichos parámetros. Presentan como ventaja el no afectar la calidad de potencia, sin embargo exhiben una NDZ considerable. Las principales técnicas pasivas son:

- Sobre/sub-tensión y Sobre/sub-frecuencia [43], [44].

- Detección de saltos de fase [43], [46].
- Detección de armónicos de tensión y armónicos de corriente [43], [45], [47].
- Detección basada en observadores de estado [48].

Las técnicas activas son aquellas que introducen intencionalmente perturbaciones a la salida del inversor con el fin de determinar si se afectan los parámetros de tensión, frecuencia e impedancia, de ser éste el caso se asume que la red se ha desconectado y se aísla el inversor de la carga. Las técnicas activas tienen la ventaja de reducir notablemente e incluso algunas llegan a eliminar la NDZ, pero para lograr su propósito deterioran en mayor o menor grado la calidad de potencia. Algunas técnicas activas que se pueden encontrar son:

- Medición de Impedancia [43], [49], [50].
- Inyección de armónicos/detección de impedancia [51].
- Sliding Mode Frequency Shift (SMS) [52], [53].
- Active Frequency Drift (AFD) [43], [52], [53].
- Frequency jump (FJ) [43], [54].
- Sandia Frequency Shift (SFS) y Sandia Voltage Shift (SVS) [43], [52], [55], [56]
- Unidades de vigilancia de red con localización de polos sobre los dispositivos de conmutación conectados en serie (MSD) [43].
- Método de variación de la Potencia Activa y la Potencia Reactiva [45], [57], [58].
- Esquemas de frecuencia de General Electric (GEFS) [53], [58].

Otro tipo de técnicas, denominadas técnicas remotas de detección, se basan en la comunicación entre la red y los DGs. Dichas técnicas son más fiables que las técnicas locales, sin embargo son más costosas de implementar y por consiguiente poco rentables. Algunas de estas técnicas son:

- Inserción de impedancias [43], [59].
- Comunicaciones utilizando la línea eléctrica como portadora [43], [60], [61].
- Señal producida por desconexión [43].
- Control, Supervisión y Adquisición de Datos (SCADA) [43], [62].

1.6 Control de microinversores

Como se mencionó anteriormente un microinversor se caracteriza por estar conformado por un único panel, lo que hace necesario, debido a las bajas tensiones a las que trabaja el panel, el utilizar esquemas topológicos de doble

conversión (DC/DC+DC/AC), esto con el fin de poder inyectar potencia a la red o alimentar cargas locales en AC de forma aislada. A continuación se explican los controles empleados en los convertidores DC/DC y DC/AC para este tipo de aplicaciones.

1.6.1 Control del convertidor DC/DC

La función esencial de los convertidores DC/DC en este tipo de aplicaciones es entregar la energía proveniente del panel (o paneles) a la carga. Teniendo en cuenta esa premisa se conciben tres tipos de control: el control directo del ciclo de trabajo [63], el control en modo tensión [64] y el control en modo corriente [65]. A continuación se exponen dichos tipos de control.

- **Control del ciclo de trabajo:** En este modo de control la señal impuesta por el MPPT se compara con una señal triangular de alta frecuencia y el tren de pulsos generado dispara el transistor (o transistores) del convertidor electrónico.
- **Control modo tensión:** La señal impuesta por el MPPT se resta a la señal sensada de la tensión de entrada, producto de esta diferencia se establece la señal de error la cual es usada como entrada al regulador quien determina el ancho de pulso del modulador PWM.
- **Control modo corriente:** La señal del MPPT, en este tipo de control, produce la referencia de la tensión del panel fotovoltaico. El error entre la tensión actual del panel fotovoltaico y su referencia, es la entrada al regulador de la tensión del panel, el cual proporciona el valor de referencia pico (o tensión de control) de la corriente sensada en el transistor de potencia o en la bobina, para la implementación del control de corriente.

1.6.2 Control del convertidor DC/AC

Para los inversores fotovoltaicos conectados a red con potencia inferior a 5kW, la estructura de control más común para la conversión DC/AC, es el control en modo corriente de un puente H con modulación por ancho de pulso y filtro paso-bajo de salida. A continuación se exponen los controladores utilizados para tal fin.

- **Control predictivo y adaptativo:** Los controladores predictivos y adaptativos trabajan muy bien para condiciones de carga lineal y no lineal, pero se requiere que el sistema de control tenga información detallada del sistema y las cargas a ser modeladas [66]. Estos tipos de controladores funcionan bien en sistemas aislados, donde las condiciones de carga están bien definidos y son generalmente

predecibles, pero en sistemas conectados a red, donde las cargas pueden variar su condición, es decir, pasar de una carga lineal a una carga no lineal de forma aleatoria, el modelado de este tipo de sistemas no es una tarea fácil de lograr [67], [68]. Debido a que la información sobre las condiciones de carga debe ser conocida previamente, es casi imposible para un sistema determinar con precisión el tipo de carga que va a manejar y más cuando otras fuentes están involucradas. Otro factor importante que debe ser tenido en cuenta es que los controladores pueden ser tan rápidos como sus observadores de carga, ya que estos son los encargados de predecir los valores de carga a tener en cuenta en el modelo.

- **Control en modos deslizantes:** Es una estrategia de control de estructura variable en donde se selecciona una superficie para que una trayectoria del sistema de control experimente un comportamiento deseado cuando se confina en dicha superficie. La ganancia de realimentación se determina de modo que la trayectoria del sistema se corta y queda en la superficie [69], [70]. Un fenómeno común que se presenta en la implementación de controladores deslizantes es el “chattering”, el cual se describe como un fenómeno que produce señales oscilantes de frecuencia y amplitud finita debido a la rápida conmutación del controlador, excitando de esta forma las características dinámicas sin modelar del lazo de control [71]. Otra desventaja de este tipo de control radica en que un sistema con múltiples modos de operación requiere de múltiples superficies de deslizamiento, y el cambio de una superficie a otra, dependiendo del modo de operación, es complejo y puede ocasionar problemas de estabilidad durante las transiciones. Para evitar esto, se pueden implementar una gran cantidad de capas de frontera con el fin de suavizar la transición entre las superficies, pero a costa de la precisión en el control [69].

- **Control basado en múltiples lazos:** El control basado en múltiples lazos con controladores lineales PI, es un tipo de control simple y eficaz, ampliamente empleado [72], [73]. Este método se basa en la implementación de un lazo de control interno y un lazo de control externo, a través de controladores PI, para regular las variables de estado del sistema. Comúnmente, el lazo interno regula la corriente a inyectar por el inversor a la red y presenta un ancho de banda superior a la frecuencia del polo resonante del filtro del sistema, mientras que el lazo externo es mucho más lento y usualmente depende de la función del controlador implementado. Al ser implementado con controladores PI, este tipo de control tiene la desventaja de seguir una referencia sinusoidal sin eliminar el error en estado estacionario y presenta una baja capacidad para el rechazo de perturbaciones. Sin embargo, una

forma de solventar esta situación es mediante el empleo de un tipo de controladores situados en un marco estacionario, conocidos como P + resonante (PR) y usados inicialmente para el control de convertidores trifásicos a PWM [74]. En este enfoque, se busca que el controlador PI en DC se transforme en un controlador equivalente en AC, con el fin de que tenga las mismas características de respuesta en frecuencia en el ancho de banda de interés.

1.7 Sincronización con la red eléctrica

Un aspecto esencial en el diseño de microinversores cuando estos se conectan a la red, con el fin de inyectar potencia a partir del panel fotovoltaico, es el sincronizar la corriente a inyectar con la tensión que impone la red eléctrica, para esto se hace necesario conocer la fase y la frecuencia de la red con el fin de lograr un factor de potencia unitario.

Un método clásico de sincronización con la red, usado por excelencia en convertidores electrónicos con tecnología a tiristor, es el método de sincronización a través de la detección del cruce por cero [75]. Sin embargo, los cruces por cero sólo pueden ser detectados cada medio ciclo de la frecuencia de red, por lo que el rendimiento desde el punto de vista dinámico de esta técnica es bastante bajo.

En la actualidad, otros algoritmos para inversores monofásicos con mejores prestaciones dinámicas se han impuesto, estos son: los algoritmos basados en técnicas de filtrado, como son el filtro paso-bajo, filtros extendidos de Kalman y estimación recursiva por mínimos cuadrados [76], [77]. Estas técnicas, en comparación con la técnica de detección del cruce por cero, ofrecen un mejor rendimiento. Sin embargo, ante variaciones inesperadas en la tensión de red debido a fallas y disturbios en el sistema, pueden afectar el proceso de detección del ángulo de fase de la red.

Otro grupo de técnicas se basan en los algoritmos de Phase-Locked Loop (PLL) [78]. Dichos algoritmos han sido ampliamente difundidos y aceptados para esta aplicación, permitiendo el desarrollo de técnicas más avanzadas como el algoritmo mejorado PLL (EPLL) [79] y el cuadratura PLL (QPLL) [80], los cuales presentan una mejora en el mecanismo de detección de fase. El PLL basado en el marco de referencia síncrono (SRF-PLL) [81], a pesar de los diferentes enfoques que se le puedan dar [82], [83], busca establecer un equilibrio entre la velocidad de respuesta y la capacidad de rechazo de armónicos. Dicho algoritmo será expuesto en el capítulo IV de la presente Tesis.

Finalmente se encuentran los algoritmos de sincronización basados en filtros adaptativos Notch (ANF) [84]. Dicho algoritmo tiene la ventaja que ante redes bastante distorsionadas la acción adaptativa de dicha técnica permite un

seguimiento adecuado de las variaciones en la frecuencia y la amplitud de la red y sus componentes armónicas, lo que produce una velocidad de repuesta más rápida en comparación con otros métodos.

CAPÍTULO II

Objetivos y estructura de la Tesis

CAPÍTULO II. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

2.1 Objetivos generales

El primer objetivo de la tesis es la concepción de estructuras de control para microinversores fotovoltaicos con capacidad autónoma de reconfiguración, pasando del modo de conexión a la red pública al modo de funcionamiento en isla (microrred aislada), y viceversa, de la manera más eficiente posible.

El segundo objetivo se centra en la propuesta de soluciones novedosas para la búsqueda del punto de máxima potencia de los paneles fotovoltaicos en microinversores operando en isla sin necesidad de unidades adicionales de almacenamiento de energía (baterías, pilas de hidrogeno, etc.), esto en razón a que al ser microinversores (equipos de baja potencia) el costo de incluir baterías o elementos similares, puede aumentar el costo total del sistema haciéndolo no viable. Por otra parte se espera que dichos microinversores puedan interactuar con otros equipos inversores de mayor potencia, los cuales pueden disponer de sistemas de almacenamiento de energía, con lo que desde el punto de vista de integrarlos en microrredes eléctricas queda justificado. Cabe destacar que, en ausencia de elementos con capacidad de almacenamiento de energía que fijen la tensión de la DC_LINK, las técnicas convencionales de control de microinversores implican el paro y desconexión del mismo en caso de ausencia de la red.

2.2 Objetivos particulares

Para alcanzar los objetivos generales de la tesis doctoral se plantean los siguientes objetivos particulares, expresados en forma de tareas concretas a desarrollar, cuyo grado de cumplimiento permitirá valorar en qué medida se han alcanzado los objetivos propuestos.

1. Estudio comparativo de técnicas de detección del funcionamiento en isla. Propuesta de soluciones novedosas para la detección de la condición de isla.
2. Concepción de estructuras de control de microinversores fotovoltaicos con conexión a red de distribución.

3. Concepción de estructuras de control de microinversores fotovoltaicos para funcionamiento de la microrred en isla (Esquemas droop).
4. Estudio de la reconfiguración autónoma de los controladores para pasar de forma suave del modo de operación con conexión a red al modo de operación en isla y viceversa.
5. Concepción de los lazos de control del microinversor operando en isla para establecer el punto de operación de los paneles fotovoltaicos de acuerdo con la potencia demandada por la carga sin necesidad de unidades adicionales de almacenamiento de energía que se encargue de regular la tensión en la DC_LINK.
6. Validación experimental de los resultados analíticos y de simulación obtenidos, mediante un prototipo microinversor (push-pull+inversor).

2.3 Estructura de la Tesis

La mayoría de los inversores fotovoltaicos comerciales, operan como una fuente de corriente en fase con la tensión de red, inyectando potencia a la red de distribución [85]. Los algoritmos de control para estos inversores se han desarrollado y perfeccionado a lo largo del tiempo, siendo altamente eficientes para la operación con conexión a red. Por lo tanto, muchas compañías manufactureras de inversores son propensas a mantener estos confiables algoritmos de control mientras se incorporan nuevas funciones. Una de las principales contribuciones de esta tesis radica en proporcionar a los inversores la función adicional de trabajar en el modo de isla sin tener que cambiar los algoritmos de control utilizados el modo de conexión a red, por lo tanto se propone reconfigurar el control, dependiendo del modo de operación, sin ocasionar transitorios peligrosos para el inversor o la carga.

Para lograr lo anterior se concibe diseñar e implementar unidades autónomas de conversión de energía de baja potencia, microinversores, capaces de funcionar en modo interconectado a red, inyectando energía proveniente de un panel fotovoltaico a la red de distribución; así como en modo isla, ofreciendo condiciones adecuadas de tensión de salida y frecuencia a las cargas locales [86], y con la posibilidad de interconectarse con unidades electrónicas de similares características a fin de manejar un mayor número de cargas. Adicionalmente, tienen la ventaja de poder operar sin elementos almacenadores de energía, lo que implica una disminución de costos.

La topología seleccionada para desarrollar el microinversor se basa en un esquema de doble conversión, en el sentido de que se toma energía de un panel fotovoltaico que provee poca potencia (180W) a baja tensión (24V - 37.6V), y

se eleva a través de un convertidor DC/DC para este caso un push-pull, hasta conseguir 380V. Esta topología es una buena opción para baja tensión de entrada y potencia media. Su ventaja, en comparación con convertidores DC/DC tipo puente completo, es que sólo se necesitan dos transistores de potencia. Cuando se compara con un convertidor DC/DC tipo medio puente, el push-pull no necesita un divisor de tensión capacitivo con altas corrientes RMS. El principal inconveniente de la topología push-pull es que los transistores de potencia deben soportar el doble de la tensión de entrada, sin embargo, esto no es un problema para aplicaciones de baja tensión de entrada. Se debe tener en cuenta, que el uso de la topología push-pull proporciona aislamiento galvánico sin necesidad de los voluminosos y pesados transformadores de baja frecuencia. Una vez alcanzados los niveles de tensión adecuados, a través del push-pull, se transforma la señal DC a una señal AC a través de un inversor, y dependiendo del modo de operación, se inyecta energía a la red eléctrica o se alimentan cargas locales. Es de resaltar que el prototipo fue probado de forma experimental emulando un único panel de 180W, sin embargo, el diseño del microinversor se concibió para poder operar a 430W, esto con el fin de utilizar el prototipo en futuros trabajos a niveles superiores de potencia.

En el modo de operación interconectado a red eléctrica, el convertidor DC/DC controla la corriente de salida (con el fin de inyectar potencia al inversor) y la tensión de entrada, la cual debe seguir la referencia que impone el MPPT. En principio cualquier tipo de control de corriente realizaría la función antes mencionada, sin embargo se utilizó el control de corriente pico (CIC) [87], esto en razón a que en el push-pull se presenta una pequeña diferencia inevitable entre los tiempos de conmutación de los interruptores, que provoca desequilibrio entre las corrientes de pico de ambos transistores y puede ocasionar la saturación del transformador, sin embargo dicha diferencia se puede eliminar con la implementación del CIC. Aunque el hecho de que se utilice el DC/DC para regular la tensión de entrada puede parecer trivial, no lo es tanto. De hecho los trabajos en los que se propone este modo de control son muy recientes [88], [89]. Con anterioridad, la tensión aplicada a los paneles se ajustaba variando directamente el ciclo de trabajo.

Por otra parte, en este modo el inversor se encarga de controlar la corriente inyectada a la red eléctrica, teniendo en cuenta la cantidad de energía captada y la referencia impuesta por el controlador de la tensión de entrada DC al inversor; para realizar dichas acciones de control se implementará un control modo corriente media (ACC) [90], el cual presenta la gran ventaja de poseer una respuesta más plana de la función de transferencia de corriente en el inductor respecto de la tensión de referencia, y exhibe menos distorsión que el 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, pese a que tiene el mismo esquema de control que el inversor conectado a red, es decir ACC, las variables que controla son la corriente y la tensión de salida. El hecho de controlar la tensión de salida y no la de entrada como en el caso anterior se centra en el hecho de que, al no estar conectada la red eléctrica, el microinversor debe asegurar la forma de onda, la amplitud y la frecuencia a la carga. En este modo el objetivo cambia, en el sentido que la energía captada de la renovable no debe ser inyectada en su totalidad a la red eléctrica, sino que su inyección depende de la cantidad de energía demandada por la carga, por lo que se hace necesario implementar un esquema de control que permita, en términos de la carga, controlar la potencia activa y reactiva entregada. Dichos esquemas, como se mencionó en apartados anteriores, se denominan esquemas droop y permiten, adicionalmente, el funcionamiento en paralelo de varias unidades convertidoras, con el fin de manejar cargas que demanden mayor potencia.

Adicionalmente, el microinversor en el modo isla tiene la capacidad de operar sin sistemas adicionales de almacenamiento de energía, tales como baterías y supercondensadores. En este modo el microinversor entrega la energía o parte de ella a la carga, dependiendo de la cantidad generada por el panel fotovoltaico. Para alcanzar este fin, se propone una novedosa estructura de control que permite al convertidor push-pull regular simultáneamente su tensión de salida (DC_LINK) y entrada (panel), modulando la potencia extraída del panel. Esto permite el funcionamiento del microinversor a pesar de que no exista un elemento de almacenamiento de energía que se encargue de estabilizar la tensión en la DC_LINK.

El presente documento se encuentra organizado de la siguiente manera: En el capítulo 3 se presenta el modelado y diseño del microinversor. En el capítulo 4 se describen las estructuras de control para operación del microinversor en modo red. En el capítulo 5 se plantean los esquemas de detección de “islanding”, los cuales permiten determinar cuando el microinversor se encuentra o no conectado a la red eléctrica, con el fin de conmutar de un modo de control a otro. En el capítulo 6 se muestran las estructuras de control para operación del microinversor en modo isla, así como las pruebas necesarias para validar su funcionamiento. Finalmente se extraen las conclusiones generales de la tesis doctoral y las líneas de investigación futuras.

CAPÍTULO III

Modelado del microinversor

CAPÍTULO III. MODELADO DEL MICROINVERSOR

3.1 Modelado dinámico en pequeña señal del microinversor

Debido a que los diferentes convertidores (DC/DC o DC/AC) son circuitos no lineales, estos deben ser linealizados en torno a un punto de operación con el fin de poder aplicar técnicas de control lineal. Las dos técnicas más empleadas para linealizar una etapa de potencia son:

Promediado en el espacio de estado

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 [91], [92]. 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.

Modelo del conmutador PWM

Este modelo 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 [93], [94].

3.1.1 Modelo del conmutador PWM en Modo de Conducción Continua (CCM).

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.

En la mayoría de convertidores se puede encontrar una topología común: 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 3-1.

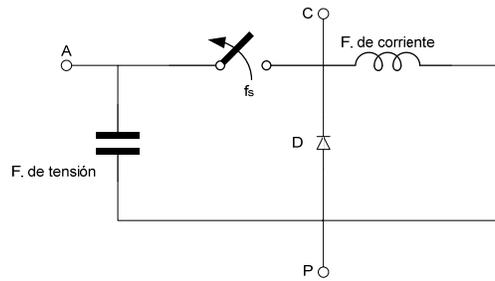


Figura 3-1. Célula de conmutación básica

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 en CCM se muestra en la Figura 3-2.

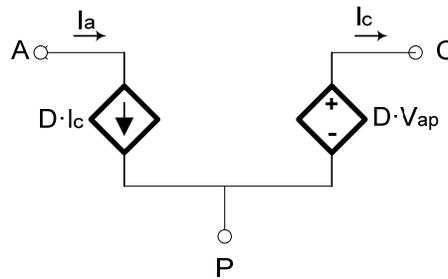


Figura 3-2. Modelo equivalente del punto de operación del Conmutador PWM en CCM

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 3-3.

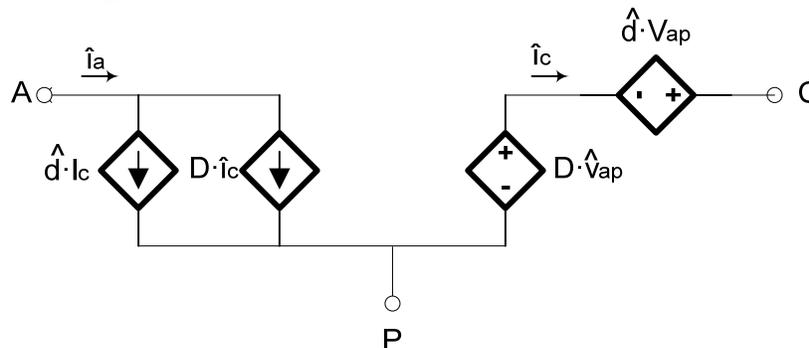


Figura 3-3. Circuito equivalente en pequeña señal del Conmutador PWM en CCM

En la figura anterior se han presentado magnitudes escritas en minúsculas y llevan encima el símbolo “^”, lo que significa que son términos de pequeña señal.

A continuación se presentan los modelos en pequeña señal, así como las relaciones establecidas en el punto de operación, del convertidor push-pull y del inversor con conexión a red y funcionando en isla.

3.1.2 Modelos de convertidores en el modo de funcionamiento con conexión a red.

Los convertidores que se analizarán en este apartado corresponden al push-pull y al inversor con conexión a red. El modelo en pequeña señal y las relaciones establecidas en el punto de operación de dichos convertidores se analizarán teniendo en cuenta que, lo que diferencia los modelos de red de los modelos de isla son las características de entrada (fuente primaria) y salida (carga).

Modelado del Push-pull

En la Figura 3-4 se presenta el esquema circuital del push-pull, sobre el cual se obtendrá el modelo.

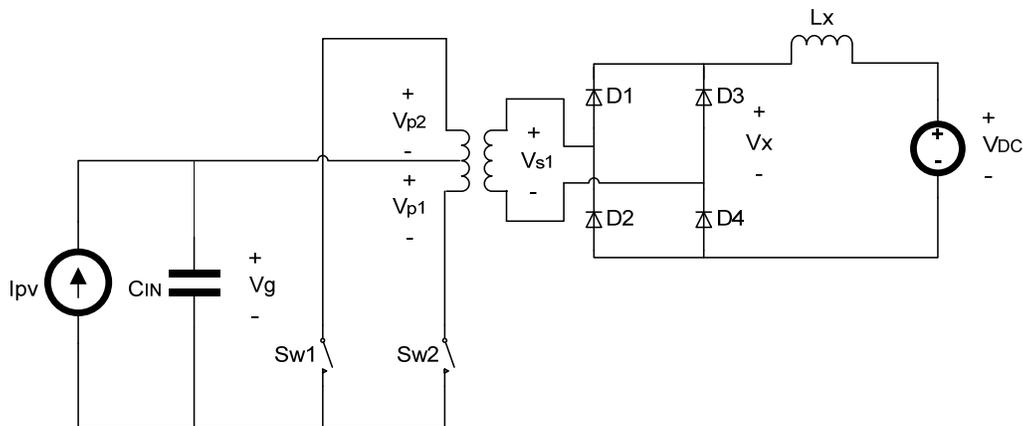


Figura 3-4. Esquema circuital del push-pull (Operación con conexión a red)

El modelo en torno al punto de operación se muestra en la Figura 3-5.

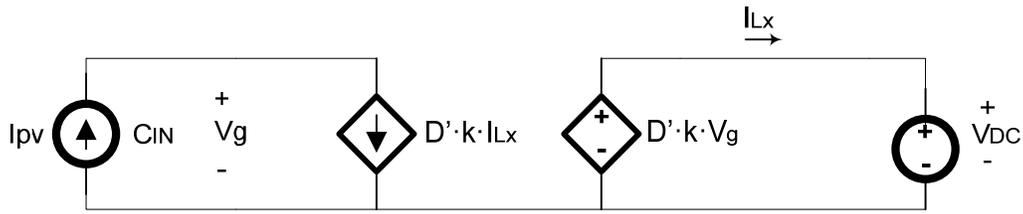


Figura 3-5. Modelo equivalente del punto de operación del push-pull

A partir de la figura anterior se pueden establecer las siguientes relaciones:

$$I_{Lx} = \frac{P_{O_PP}}{V_{DC}} \tag{3-1}$$

$$V_{DC} = D' \cdot k \cdot V_g$$

De donde la relación de espiras se define como $k=1/N=(N_S/N_P)$, y el ciclo de trabajo como $D'=2 \cdot D$.

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 3-6.

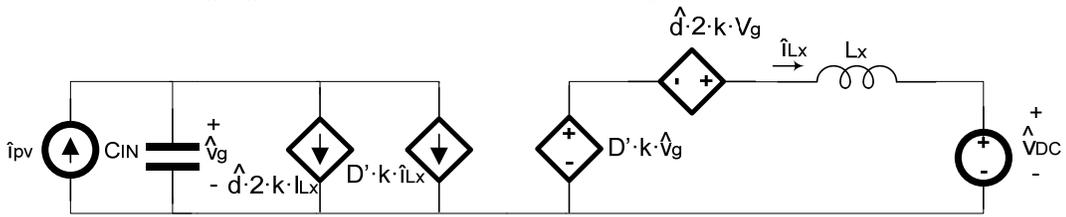


Figura 3-6. Modelo de pequeña señal del push-pull

Los paneles han sido modelados por la linealización de las curvas $i_{pv}=i_{pv}(v_g)$ alrededor de un punto de operación cerca al punto de máxima potencia. La expresión que determina la potencia promediada en el panel (definida como la suma de la potencia en el punto de operación más la variación en pequeña señal) se presenta a continuación:

$$\bar{P}_{pv} = P_{pv} + \hat{p}_{pv} = P_{pv} + V_g \cdot \hat{i}_{pv} + \hat{v}_g \cdot I_{pv} + \hat{i}_{pv} \cdot \hat{v}_g \tag{3-2}$$

Dejando de lado el término no lineal $\hat{i}_{pv} \cdot \hat{v}_{pv}$ y teniendo en cuenta que $\hat{P}_{pv} = 0$ en el punto de operación cercano al punto de máxima potencia, se tiene:

$$\hat{i}_{pv} = -\frac{I_{pv}}{V_g} \hat{v}_g = m_t \cdot \hat{v}_g \tag{3-3}$$

Generalmente, los generados fotovoltaicos se encuentran compuestos por un arreglo de paneles, en consecuencia la ecuación (3-3) se puede reescribir como:

$$\hat{i}_{pv} = -\frac{n_p}{n_s} \frac{I_{pv}}{V_g} \hat{v}_g = m_i \cdot \hat{v}_g \quad (3-4)$$

De donde n_p es el número de ramas en paralelo y n_s es el número de paneles conectados en serie por rama. En el caso particular de un microinversor $n_p=n_s=1$.

Modelado del Inversor

En la Figura 3-7 se presenta el esquema circuital del inversor, sobre el cual se obtendrá el modelo.

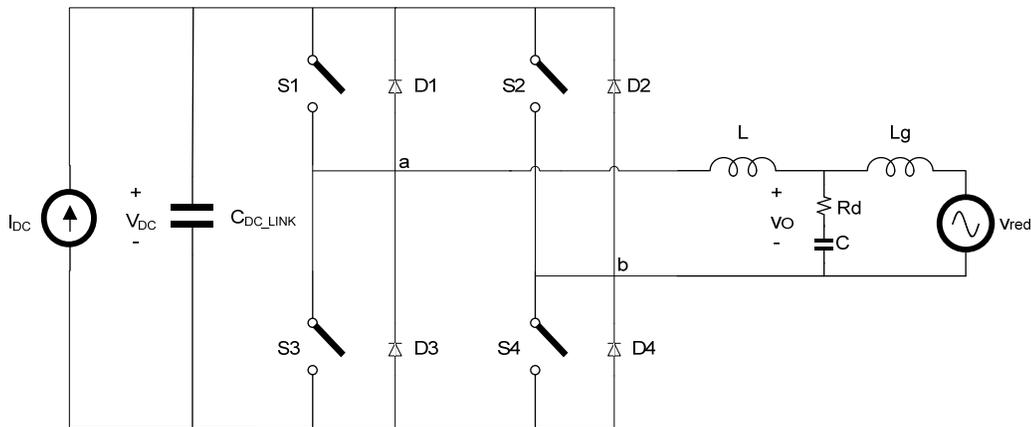


Figura 3-7. Esquema circuital del Inversor (Operación con conexión a red)

El inversor puede ser aproximado a un circuito Buck [91], teniendo en cuenta que en el punto de operación se manejan señales periódicas variantes en el tiempo. La ecuación que relaciona la tensión de salida con la tensión de entrada en términos del ciclo de trabajo para conmutación bipolar se muestra en (3-5)

$$V_o = V_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3-5)$$

Si se considera que cada una de las variables promediadas se puede descomponer en un término constante correspondiente al punto de trabajo (en mayúsculas) y en un término variante de pequeña señal (con “^”) que representa la perturbación en torno al punto de trabajo, la ecuación anterior toma el siguiente aspecto

$$V_o + \hat{v}_o = \left(V_{DC} + \hat{v}_{DC} \right) \cdot \left(2 \cdot \left(D + \hat{d} \right) - 1 \right) \quad (3-6)$$

Separando las componentes constantes y variables se tiene:

$$V_O = V_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) \tag{3-7}$$

$$\hat{v}_O = \hat{v}_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d}$$

De la misma forma se pueden obtener las componentes constantes y variables para la relación entre la corriente de entrada y la corriente de salida

$$I_i = I_L \cdot (2 \cdot D - 1) \tag{3-8}$$

$$\hat{i}_i = \hat{i}_L \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot I_L \cdot \hat{d}$$

Con base en las ecuaciones (3-7) y (3-8) es posible obtener el modelo al punto de operación (Figura 3-8) y el modelo de pequeña señal (Figura 3-9) del inversor.

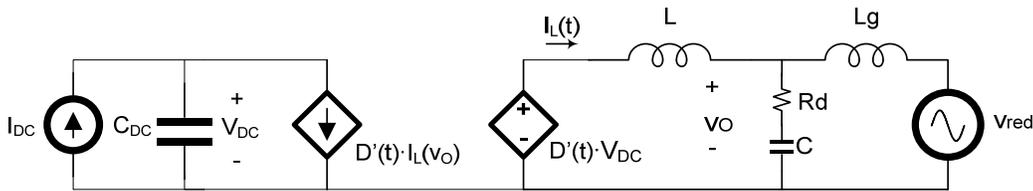


Figura 3-8. Modelo equivalente del punto de operación del inversor

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

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

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

$$D(t) = \left[\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{V_{red_RMS}^2 + \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_O}{V_{red_RMS}} \right)^2}}{\sqrt{2} V_{DC}} \cdot \cos \left(\omega t + \tan^{-1} \left(\frac{\omega \cdot L \cdot P_O}{V_{red_RMS}^2} \right) \right) \right] \tag{3-9}$$

Donde ωt 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 ωt será igual a cero.

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 3-9.

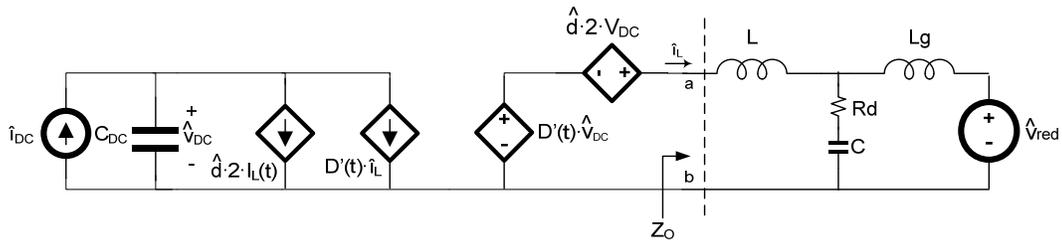


Figura 3-9. Modelo de pequeña señal del inversor

3.1.3 Modelo de convertidores en el modo de funcionamiento en isla.

Modelado del Push-pull en modo isla

El modelo del push-pull en modo isla se puede obtener del esquema circuital presentado en la Figura 3-10.

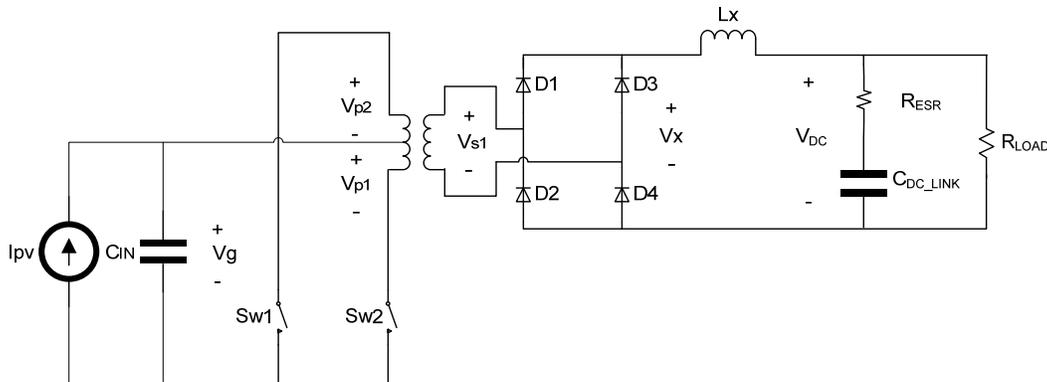


Figura 3-10. Esquema circuital del push-pull (Operación en isla)

El modelo en el punto de operación para el push-pull es similar al encontrado en la Figura 3-5, la diferencia radica en la carga, la cual se analizará para el caso resistivo (R_{LOAD}).

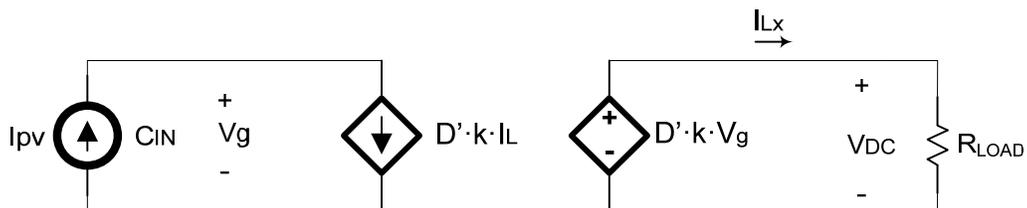


Figura 3-11. Modelo equivalente del punto de operación del push-pull (Operación en isla)

A partir de la figura anterior se pueden establecer las siguientes relaciones:

$$I_{Lx} = \frac{V_{DC}}{R_{LOAD}} \tag{3-10}$$

$$V_{DC} = D' \cdot k \cdot V_g$$

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 3-12.

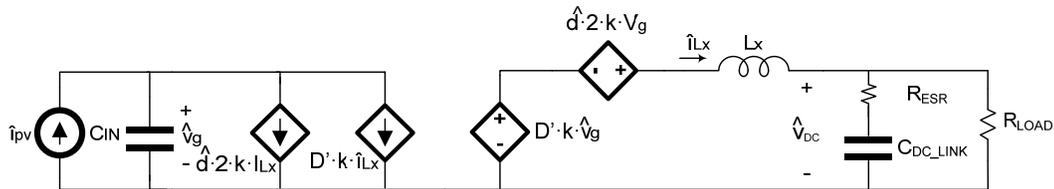


Figura 3-12. Modelo de pequeña señal del push-pull (Operación en isla)

Modelado del Inversor en modo isla

Una vez que se ha realizado la transición del microinversor del modo de operación interconectado a red al modo de operación en isla, el modelo del inversor en pequeña y en gran señal desarrollado anteriormente cambia sus características en torno al punto de operación en razón a que no se tiene una carga activa (red eléctrica) sino pasiva (carga conectada al Punto de Acople Común - PCC), como se muestra en la siguiente figura, lo que lleva a obtener un nuevo modelo.

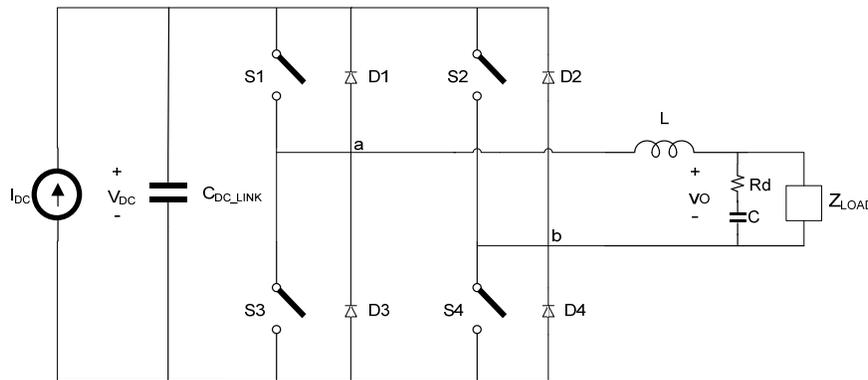


Figura 3-13. Esquema circuital del Inversor (Operación en isla)

El modelo en el punto de operación para el presente inversor es similar al encontrado en la Figura 3-8, la diferencia como se dijo anteriormente radica en la carga, la cual se analizará para el caso resistivo $Z_{LOAD}=R_L$.

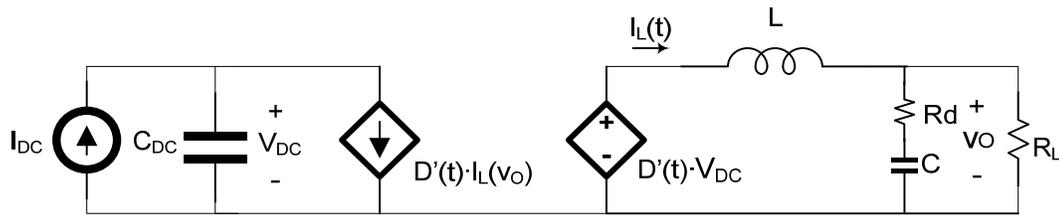


Figura 3-14. Modelo equivalente del punto de operación del inversor (modo de funcionamiento en isla)

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

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{R_L} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{O_RMS}}{|Z_C|} \cdot \cos(\omega t - \phi_C) \tag{3-11}$$

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

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

El modelo en pequeña señal se muestra en la Figura 3-15.

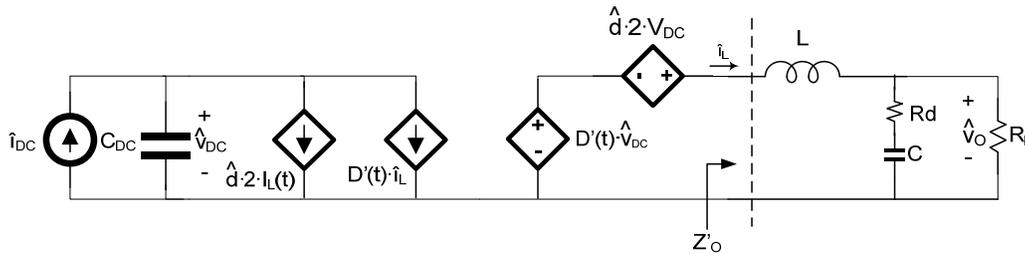


Figura 3-15. Modelo de pequeña señal del inversor (modo de funcionamiento en isla)

Con los modelos en pequeña señal obtenidos para los diferentes modos de operación es posible determinar las diferentes funciones de transferencia con el fin de implementar los controladores a aplicar sobre las variables de interés. Dichas funciones de transferencia y los controladores se abordarán en el capítulo 4, para el modo interconectado a red, y en el capítulo 6, para el modo isla.

Antes de proceder con el diseño de controladores para el modo isla, se hace necesario detectar cuando la red eléctrica se ha desconectado con el fin de determinar en qué modo de operación se está trabajando, esto implica que se

debe encontrar un mecanismo o algoritmo que permita identificar dicho fenómeno. Dichos mecanismos serán tratados en el capítulo 5 y se conocen como algoritmos de detección de “islanding”.

3.2 Conclusiones del capítulo

1. Se diseñó el microinversor (push-pull e inversor) teniendo en cuenta los componentes eléctricos que lo conforman y el esquema de modulación empleado.
2. Se desarrollaron modelos de pequeña señal para la operación del microinversor en modo interconectado a red y en modo isla, con el fin de obtener las características dinámicas, y de esta forma ajustar los lazos de control para cada modo de funcionamiento.

CAPÍTULO IV

Estructuras de control para operación del microinversor en modo red

CAPÍTULO IV. ESTRUCTURAS DE CONTROL PARA OPERACIÓN DEL MICROINVERSOR EN MODO RED

En el capítulo anterior se mencionó los dos modos de operación en los que trabaja el microinversor. Dichos modos son el modo de funcionamiento con conexión a red, para el cual el microinversor tiene la función de entregar la energía captada proveniente de una fuente renovable (para este caso, paneles solares) a la red eléctrica. La forma de inyectar energía a la red es usando el microinversor como una fuente de corriente sincronizada con la red eléctrica, normalmente mediante un Phase-Locked Loop (PLL). La cantidad de energía entregada se determina en función de la máxima potencia que pueda ser extraída del panel, esto se consigue implementado un algoritmo de búsqueda del máximo punto de potencia (MPPT). En la Figura 4-1 se muestra un esquema de operación del microinversor en dicho modo.

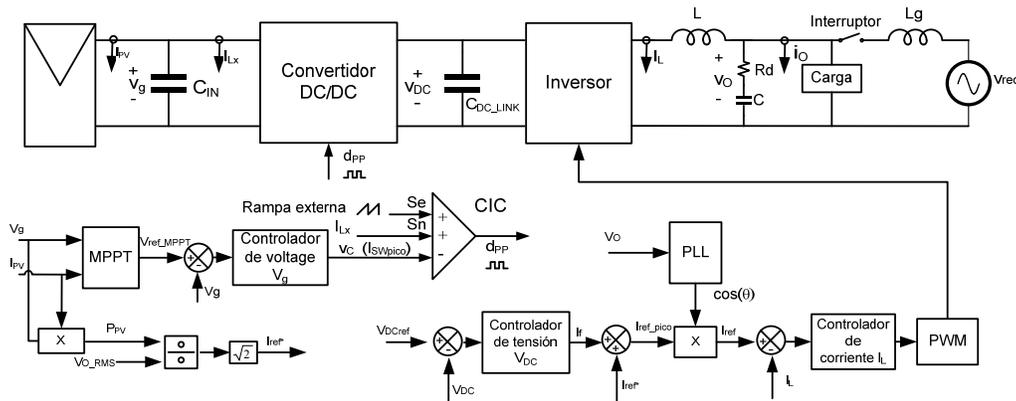


Figura 4-1. Diagrama de bloques del microinversor en el modo interconectado a red.

Adicionalmente se tiene que, debido a que la respuesta del MPPT suele ser bastante lenta, es útil la implementación de una prealimentación de potencia con el fin de mejorar la respuesta dinámica del sistema ante cambios repentinos de la energía disponible en los paneles [95].

Los lazos de control del inversor, el PLL, el lazo de tensión del push-pull y el MPPT fueron implementados de forma digital, mientras que el CIC fue implementado de forma analógica, la frecuencia de conmutación del inversor y del push-pull se fijó en 20kHz.

El otro modo de operación del microinversor es trabajando en modo isla, y será abordado en el Capítulo 6.

4.1 Modo de funcionamiento con conexión a red

4.1.1 Control del convertidor Push-pull

El esquema de control seleccionado es el control de corriente pico (CIC) [87]. Mediante dicho control se controla la corriente pico en el inductor de potencia o en el conmutador activo (transistor de potencia), de manera que existe una protección frente a sobrecorriente inherente al control. Adicionalmente con el convertidor DC-DC se prevé controlar la tensión de entrada a partir de la referencia impuesta por el MPPT, lo cual es una práctica reciente, ya que anteriormente se ajustaba dicha tensión variando directamente el ciclo de trabajo. En la Figura 4-2 se muestran los lazos de corriente y tensión del CIC para el push-pull.

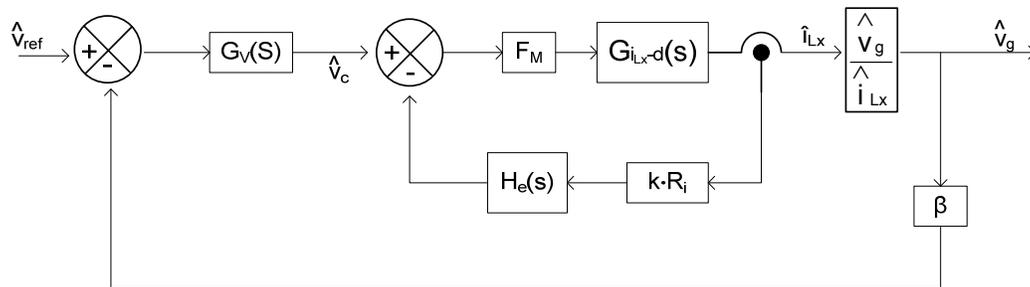


Figura 4-2. Lazos de control de tensión y corriente del CIC para el push-pull.

Donde $H_e(s)$ es la ganancia de muestreo, $k \cdot R_i$ es la ganancia del sensor de corriente multiplicado por el inverso de la relación de espiras, F_M es la ganancia del modulador PWM, β es la ganancia del sensor de tensión y $G_v(s)$ es la función de transferencia del controlador.

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia que relacionan la tensión de entrada y el ciclo de trabajo ($G_{Vg-d}(s)$), y la corriente en el inductor referida al primario y el ciclo de trabajo ($G_{iLx-d}(s)$), se pueden extraer de los modelos dinámicos planteados en la Figura 3-5 y la Figura 3-6 del capítulo 3. Dichas funciones de transferencia se presentan a continuación.

Para obtener la función de transferencia $G_{Vg-d}(s)$ se tiene que:

$$G_{Vg-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} \quad (4-1)$$

Teniendo en cuenta (4-1), y aplicando análisis de nodos y análisis de mallas al circuito de la Figura 3-6 se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$s \cdot C_{IN} \cdot \hat{v}_g + 2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot \hat{d} + D' \cdot k \cdot \hat{i}_{Lx} = m_t \cdot \hat{v}_g \quad (4-2)$$

$$k \cdot D' \cdot \hat{v}_g + 2 \cdot k \cdot V_g \cdot \hat{d} = s \cdot L_x \cdot \hat{i}_{Lx} \quad (4-3)$$

Despejando \hat{i}_{Lx} de (4-2)

$$\hat{i}_{Lx} = \frac{m_t \cdot \hat{v}_g - \left(s \cdot C_{IN} \cdot \hat{v}_g + 2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot \hat{d} \right)}{k \cdot D'} \quad (4-4)$$

Reemplazando (4-4) en (4-3) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{Vg-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = - \frac{(2 \cdot V_g \cdot k \cdot D' + s \cdot 2 \cdot I_{Lx} \cdot L_x) \cdot k}{k^2 \cdot D'^2 - s \cdot L_x \cdot m_t + s^2 \cdot L_x \cdot C_{IN}} \quad (4-5)$$

La segunda función de transferencia es:

$$G_{iLx-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} \quad (4-6)$$

Dicha función de transferencia se puede determinar a partir de las ecuaciones (4-2) y (4-3) halladas anteriormente.

Despejando \hat{v}_g de (4-2)

$$\hat{v}_g = \frac{k \cdot \hat{i}_{Lx} \cdot D' + 2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot \hat{d}}{m_t - s \cdot C_{IN}} \quad (4-7)$$

Reemplazando (4-7) en (4-3) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{iLx-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{(2 \cdot V_g \cdot (m_t - s \cdot C_{IN}) + 2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot D') \cdot k}{-k^2 \cdot D'^2 + s \cdot L_x \cdot (m_t - s \cdot C_{IN})} \quad (4-8)$$

Usando los valores obtenidos en el capítulo 3 para el push-pull, se obtienen los diagramas de bode de $G_{Vg-d}(s)$ y $G_{iLx-d}(s)$, mostrados en la Figura 4-3 y la Figura 4-4.

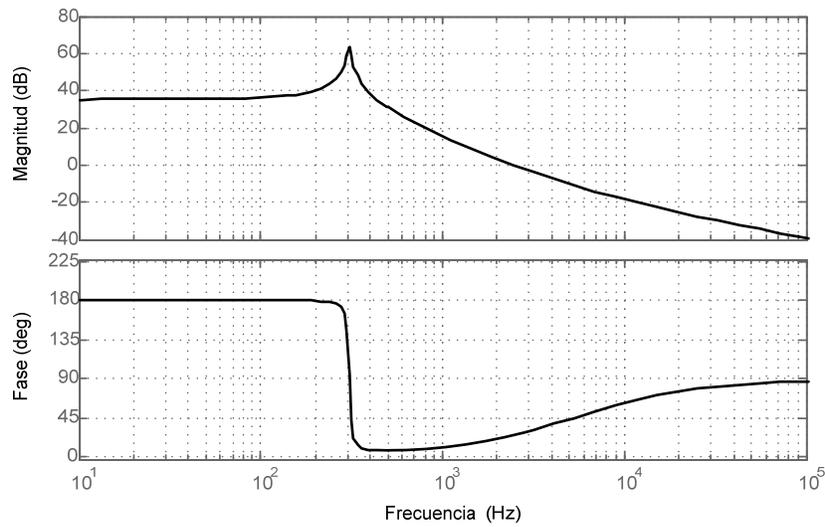


Figura 4-3. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{Vg-d}(s)$.

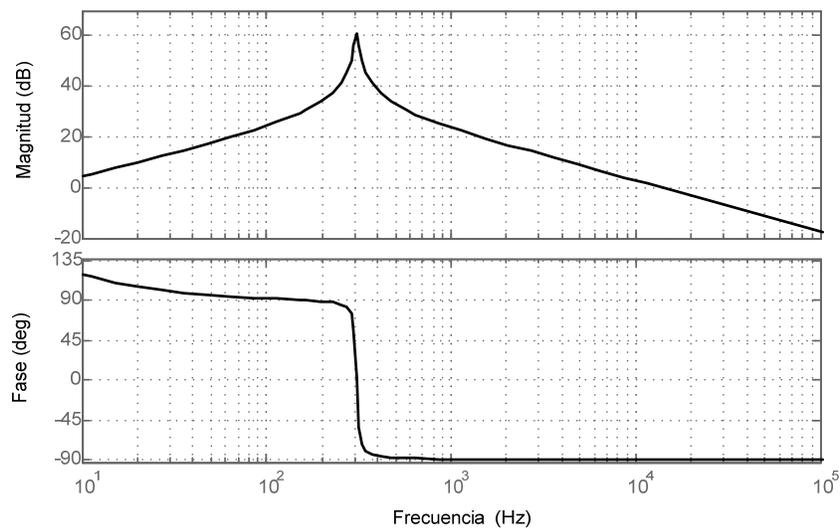


Figura 4-4. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{ILx-d}(s)$.

Una vez obtenidas las funciones de transferencia, se procederá a determinar en primer lugar la ganancia de muestreo $H_e(s)$, la cual se puede calcular a partir de la siguiente expresión:

$$H_e(s) = \frac{s * T_s}{e^{s * T_s} - 1} \approx 1 + \frac{s}{\omega_z * Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2} \quad (4-9)$$

Donde:

$$\omega_z = \frac{\pi}{T_s} = 62831.853 \quad (4-10)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} = -0.6366$$

Por lo tanto se tiene:

$$H_e(s) = 0.253 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 - 25 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1 \quad (4-11)$$

La ganancia hallada anteriormente es de suma importancia en el análisis del lazo interno de corriente, por motivos de estabilidad. Ésta añade al lazo de corriente dos ceros complejos conjugados de fase no mínima a la mitad de la frecuencia de conmutación [87]. Dicha expresión se aproxima con éxito a un polinomio de segundo orden desde frecuencia cero a la mitad de la frecuencia de conmutación, que es el límite de validez de los modelos en pequeña señal.

El segundo paso es definir la ganancia del sensor de corriente R_i que para este caso es de 0.015V/A.

El tercer paso es determinar la ganancia del modulador PWM (F_M) que para el CIC depende de la rampa de sensado (S_n), así como de la pendiente de la rampa externa de compensación (S_e), la cual posee una amplitud y una frecuencia constante. Dicha rampa tiene como función estabilizar el lazo interno de corriente. F_M está determinada por (4-12).

$$F_M = \frac{1}{(S_n + S_e) \cdot T_s} = \frac{1}{m_c \cdot S_n \cdot T_s} \quad (4-12)$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}$$

Siendo m_c un factor que evalúa el grado de estabilización por rampa externa que se utiliza.

El valor de S_n se obtiene a través de la siguiente ecuación:

$$S_n(s) = \frac{k^2 \cdot (1-D) \cdot V_g \cdot R_i}{L_x} = 2181 \text{ v/seg} \quad (4-13)$$

El siguiente paso en el diseño del CIC es determinar el valor de m_c para el cual el lazo de corriente es estable. El lazo de corriente se puede deducir de la Figura 4-2 y se define como $T_i(s) = G_{iL-d} \cdot F_M \cdot k \cdot R_i \cdot H_e(s)$. Con el propósito de determinar el valor de m_c que hace el lazo de corriente estable y físicamente implementable, se realiza un barrido de $T_i(s)$ en función de este parámetro como se muestra en la Figura 4-5.

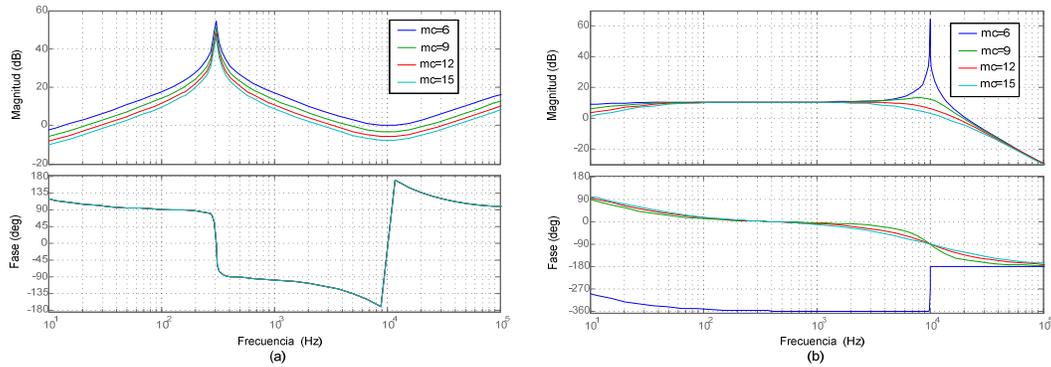


Figura 4-5. Diagrama de bode (a) lazo de corriente $T_i(s)$, y (b) corriente del inductor a la tensión de referencia, para diferentes valores de m_c .

En la figura anterior se puede observar que para valores de m_c superiores a 7 el sistema es estable, sin embargo al aumentar el valor de m_c , el ancho de banda disminuye. Para un valor de $m_c=15$, se tiene un margen de fase cercano a los 66.4° y un ancho de banda de 2.63kHz.

El siguiente paso es determinar el controlador de tensión $G_v(s)$, para lo cual hay que tener en cuenta que la ganancia del sensor de tensión $\beta=0.05$, y la función de transferencia que relaciona la tensión de entrada al push-pull a la tensión que impone como referencia el controlador de tensión, $G_{V_g-V_c}(s)$. Dicha función de transferencia puede ser determinada teniendo en cuenta las funciones halladas en (4-5) y (4-6), y la función auxiliar que relaciona la corriente en el inductor a la tensión de salida del controlador de tensión. Esta función de transferencia se presenta en (4-14).

$$G_{i_{Lx}-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (4-14)$$

La función de transferencia $G_{V_g-V_c}(s)$ se define como:

$$G_{v_g-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_g}{\hat{i}_{Lx}} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{v}_c} \quad (4-15)$$

El controlador de tensión que fija la referencia a seguir por el controlador de corriente y que permite regular la tensión de entrada al push-pull, se implementó a través de un controlador PI analógico [96]. El controlador implementado se muestra en (4-16).

$$G_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 3.75 + \frac{750}{s} \quad (4-16)$$

En la Figura 4-6 se presenta el diagrama de bode para el lazo de tensión de la Figura 4-2 el cual se define como $T_v(s) = G_{V_g-V_c} \cdot \beta \cdot G_v(s)$. En el diagrama se

muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 89.3° y un ancho de banda de 244Hz, seleccionado éste para ser mucho menor que la frecuencia de cruce del lazo de corriente, pero sin hacerlo tan pequeño que haga que la acción de control sea demasiado lenta, es decir, el lazo de tensión debe ser mucho más rápido que la frecuencia de operación del MPPT a fin de evitar interacciones entre ambos.

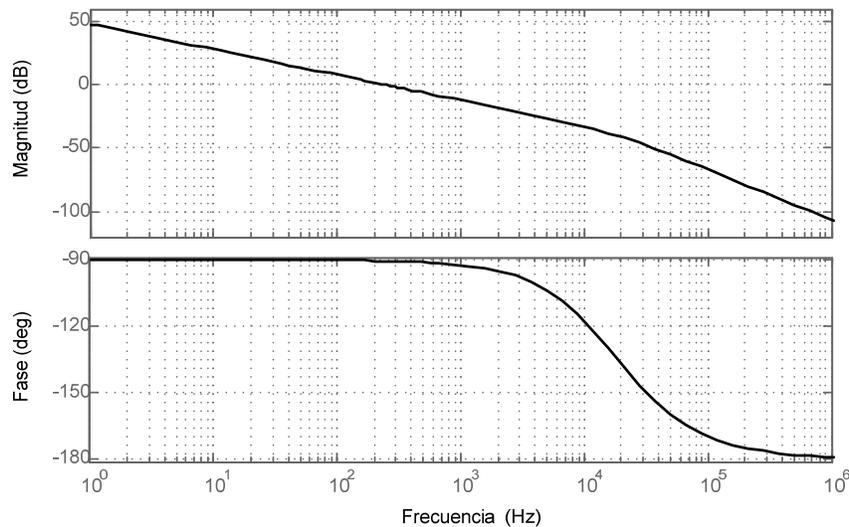


Figura 4-6. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

Finalmente un algoritmo para seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) varía la referencia de la tensión DC de entrada al push-pull en el rango de [24V, 36.7V]. Dicho algoritmo se explica en el siguiente apartado.

4.1.2 Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT) del panel

En la Figura 4-7 se muestra la característica de potencia del panel fotovoltaico. Las diferentes técnicas para el MPPT, se basan en encontrar la tensión y la corriente para la cual el panel o arreglo de paneles presenta la máxima potencia, con el fin de obtener la máxima potencia de salida bajo una temperatura o irradiancia dada.

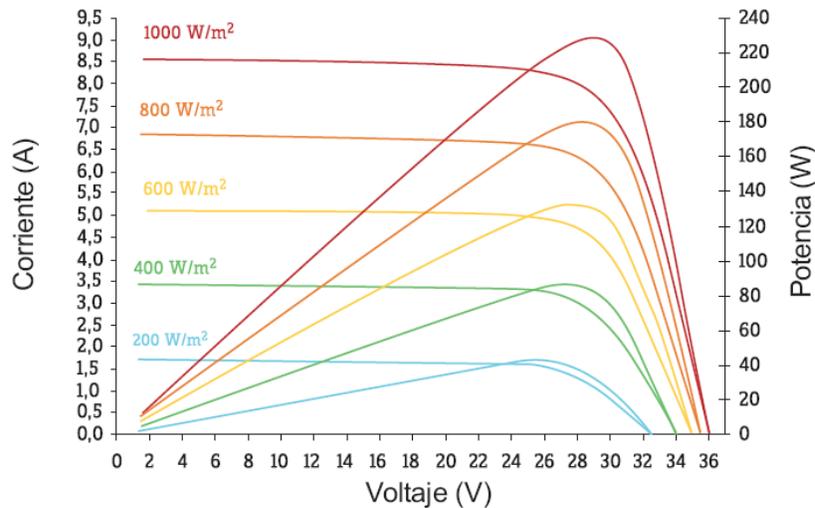


Figura 4-7. Curva característica de potencia del panel.

En la literatura es posible encontrar una gran cantidad de algoritmos para la localización del punto de máxima potencia (MPPT), algunos ejemplos de éstos son: Perturbar y Observar (P&O) [97], [98], [99], Conductancia Incremental (IC), [97], [98], [99], [100], Redes Neuronales [101], Lógica Difusa [102], entre otros; siendo el P&O, el IC y sus variantes los más usados [103].

El algoritmo seleccionado para la implementación del MPPT fue “Perturbar y Observar (P&O)”. Dicho algoritmo se basa en la perturbación periódica (aumentar o disminuir) la tensión en bornes del arreglo de paneles y la posterior comparación de la potencia de salida del arreglo con la perturbación del ciclo anterior. Si la tensión en bornes del arreglo de paneles cambia y la potencia se incrementa, el sistema de control mueve el punto de operación del arreglo en esa dirección; de lo contrario el punto de operación se mueve en la dirección opuesta. En el siguiente ciclo, el algoritmo de perturbación continúa actuando de la misma forma. La frecuencia de operación del algoritmo MPPT que se ha elegido es de 50Hz, suficientemente inferior a la frecuencia del lazo de tensión, que para este caso 244Hz. En la Figura 4-8 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo P&O.

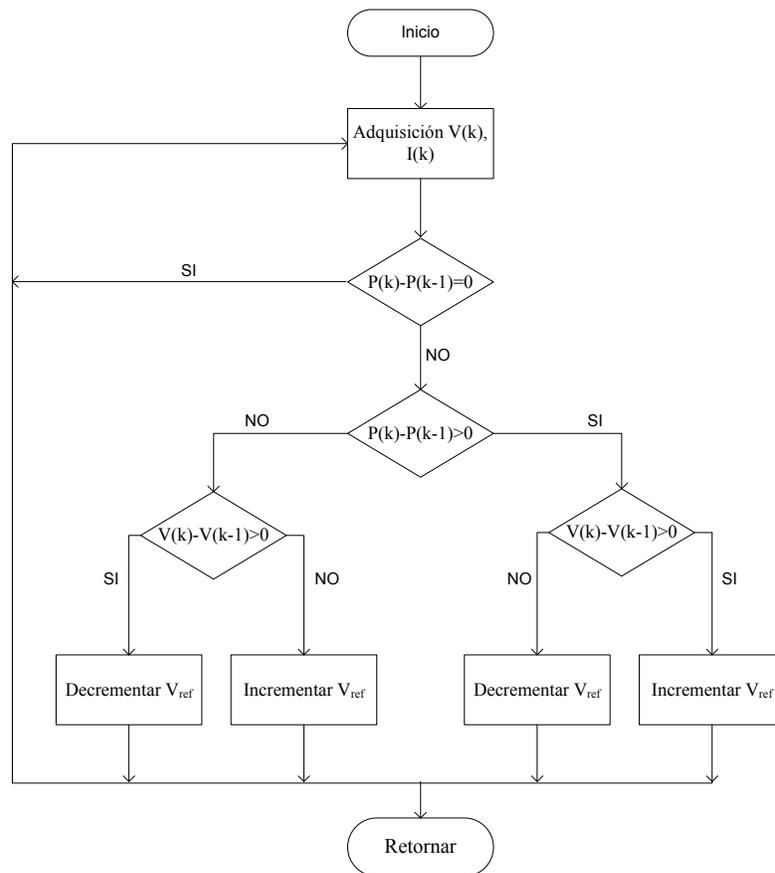


Figura 4-8. Diagrama de flujo del algoritmo P&O

4.1.3 Control del inversor

El esquema de control utilizado para el inversor es el control de corriente media (ACC) [90]. Mediante dicho esquema se controla la corriente media en el inductor de salida, la cual será inyectada en la red eléctrica en el modo de operación en conexión a red. La segunda variable de control corresponde a la tensión de entrada del inversor (DC_LINK). En la Figura 4-9 se muestran los lazos de corriente y tensión del ACC para el inversor en este modo de operación. Por simplicidad de la figura se ha omitido el PLL.

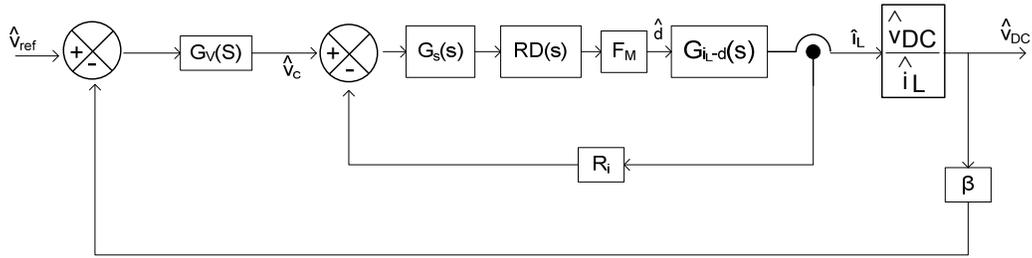


Figura 4-9. Lazos de control de tensión y corriente del ACC para el inversor.

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia que relacionan la tensión de entrada (DC_LINK) y el ciclo de trabajo ($G_{VDC-d}(s)$), y la corriente en el inductor de salida y el ciclo de trabajo ($G_{iL-d}(s)$), se pueden extraer de los modelos dinámicos planteados en la Figura 3-8 y la Figura 3-9 del capítulo 3. Dichas funciones de transferencia se presentan a continuación.

Para obtener la función de transferencia $G_{VDC-d}(s)$ se tiene que:

$$G_{VDC-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} \quad (4-17)$$

Teniendo en cuenta (4-17), y aplicando análisis de nodos y análisis de mallas al circuito de la Figura 3-9 se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$s \cdot C_{DC} \cdot \hat{v}_{DC} + 2 \cdot I_L(t) \cdot \hat{d} + D'(t) \cdot \hat{i}_L = 0 \quad (4-18)$$

$$D'(t) \cdot \hat{v}_{DC} + 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} = \hat{i}_L \cdot Z_O \quad (4-19)$$

De donde Z_O es la impedancia vista en los puntos a-b y se define como:

$$Z_O = \frac{s^3 \cdot L \cdot L_g \cdot C + s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_d + L_g \cdot C \cdot R_d) + s \cdot (L + L_g)}{s^2 \cdot L_g \cdot C + s \cdot C \cdot R_d + 1} \quad (4-20)$$

Despejando \hat{i}_L de (4-19):

$$\hat{i}_L = \frac{D'(t) \cdot \hat{v}_{DC} + 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d}}{Z_O} \quad (4-21)$$

Reemplazando (4-21) en (4-18) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{VDC-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} = - \frac{(Z_O \cdot 2 \cdot I_L(t) + D'(t) \cdot 2 \cdot V_{DC})}{s \cdot C_{DC} \cdot Z_O + D'(t)^2} \quad (4-22)$$

La segunda función de transferencia es:

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} \quad (4-23)$$

Dicha función de transferencia se puede determinar a partir de las ecuaciones (4-18) y (4-19) halladas anteriormente.

Por lo tanto despejando \hat{v}_{DC} de (4-19)

$$\hat{v}_{DC} = -\frac{\hat{i}_L \cdot Z_O - 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d}}{D'(t)} \quad (4-24)$$

Reemplazando (4-24) en (4-18) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{v}_O=0} = \frac{s \cdot C_{DC} \cdot 2 \cdot V_{DC} - 2 \cdot I_L(t) \cdot D'(t)}{s \cdot C_{DC} \cdot Z_O + D'(t)^2} \quad (4-25)$$

Usando los valores obtenidos en el capítulo 3 para el inversor, y variando la resistencia R_d entre 1Ω y 50Ω , se obtienen los diagramas de bode de $G_{VDC-d}(s)$ y $G_{iL-d}(s)$, mostrados en la Figura 4-10 y Figura 4-11.

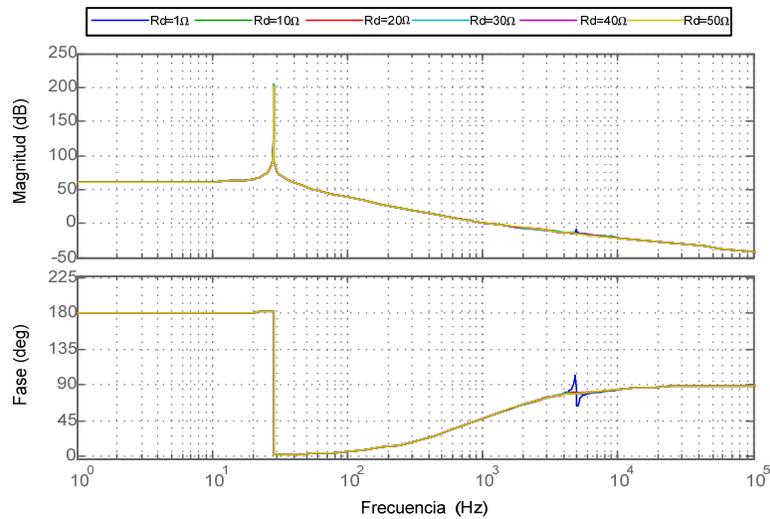


Figura 4-10. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{VDC-d}(s)$ con variación de R_d .

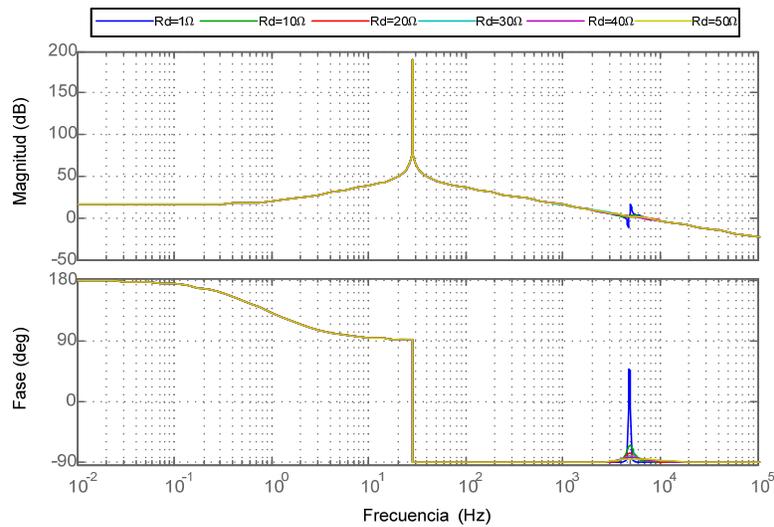


Figura 4-11. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{iL-d} con variación de R_d .

Se puede observar que cuanto mayor sea el valor de R_d se tendrá un mayor amortiguamiento producto de la resonancia en el filtro de salida, sin embargo un valor muy grande puede reducir la eficiencia. El valor final de R_d será determinado cuando se desarrollen los lazos de control.

Una vez obtenidas las funciones de transferencia, se procederá a determinar el retardo digital ($RD(s)$) de un periodo de conmutación, que para este caso se ha expresado como una aproximación de Tustin de segundo orden.

$$RD(s) = \frac{1 - \left(\frac{s \cdot T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_s)^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{s \cdot T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_s)^2}{12}\right)} \quad (4-26)$$

De donde $T_s=50\mu s$ es el periodo de conmutación.

La ganancia del sensor de corriente $R_i=0.2\Omega$.

La ganancia del modulador PWM bipolar (F_M) se define como:

$$F_M = \frac{1}{V_{pp_Triangular}} = 1 \quad (4-27)$$

De donde $V_{pp_Triangular}$ es la tensión pico a pico de la señal triangular que representa la moduladora.

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) [104]. 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 $P+Resonante$.

$$G_S(s) = K_p + \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + \omega_h^2} \quad (4-28)$$

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 $h=1$, $K_h=100$, $B_h=2 \cdot \pi$ y $\omega_O=2 \cdot \pi \cdot 50$. EL valor de K_p puede ser calculado a través de la siguiente ecuación.

$$K_p = \frac{L \cdot \omega_{c_Deseada}}{R_i \cdot F_M \cdot 2 \cdot V_{DC}} = 1.0446 \quad (4-29)$$

En la Figura 4-12 se muestra el diagrama de bode para el lazo de corriente de la Figura 4-9 el cual se define como $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_M \cdot R_i \cdot G_S(s)$ para una R_d igual 0Ω y 50Ω . 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 $0dB$ se ha tomado una resistencia de 50Ω . Adicionalmente se muestra como con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 58.6° y un ancho de banda de $1.28kHz$.

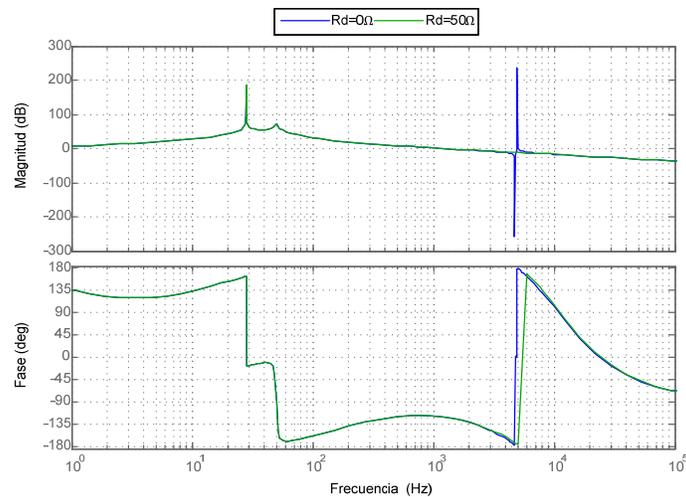


Figura 4-12. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para $R_d=0\Omega$ y 50Ω .

El siguiente paso es determinar el controlador de tensión $G_v(s)$, para lo cual hay que tener en cuenta que la ganancia del sensor de tensión $\beta=6 \cdot 10^{-3}$, y la función de transferencia que relaciona la tensión de la DC_LINK a la tensión que impone como referencia el controlador de tensión $G_{V_{DC}-V_c}(s)$. Dicha función de transferencia puede ser determinada teniendo en cuenta las funciones halladas

en (4-22) y (4-25), y la función auxiliar que relaciona la corriente en el inductor a la tensión de salida del controlador de tensión. Esta función de transferencia se presenta en (4-30).

$$G_{i_L-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (4-30)$$

Finalmente la función de transferencia $G_{V_{DC}-v_c}(s)$ se define como:

$$G_{v_{DC}-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{v}_c} \quad (4-31)$$

El controlador de tensión que fija la referencia a seguir por el controlador de corriente y que permite regular la tensión en la DC_LINK, se implementó a través de un controlador PI [96], esto en razón a que dicho controlador permite que el sistema logre error de estado estacionario cero. Por lo tanto, las salidas reguladas del sistema, tensión o corriente, permiten seguir la dinámica de la red eléctrica. El controlador implementado se muestra en (4-32).

$$G_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = 2.5 + \frac{4.5}{s} \quad (4-32)$$

En la Figura 4-13 se muestra el diagrama de bode para el lazo de tensión de la Figura 4-9 el cual se define como $T_v(s) = G_{V_{DC}-v_c}(s) \cdot \beta \cdot G_v(s)$. En el diagrama se muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 85.8° y un ancho de banda de 10Hz. Dicho valor de frecuencia de corte se ha seleccionado por debajo de la frecuencia de rizado de tensión de la DC_LINK (100Hz), con el fin de que la referencia impuesta al controlador contenga poco rizado que produzca distorsión.

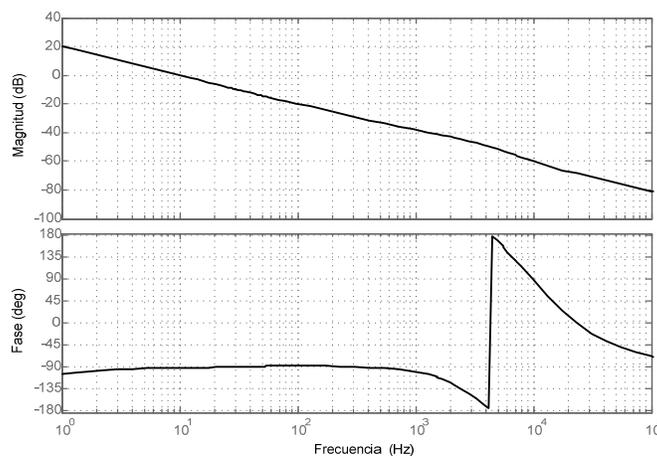


Figura 4-13. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

En la Figura 4-14 y la Figura 4-15 se muestra un barrido paramétrico de $T_i(s)$ y $T_v(s)$ en términos de la inductancia de red L_g . La variación de L_g se llevó a cabo entre el 0.3% y el 3% de la impedancia nominal del sistema (1mH a 12mH 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 .

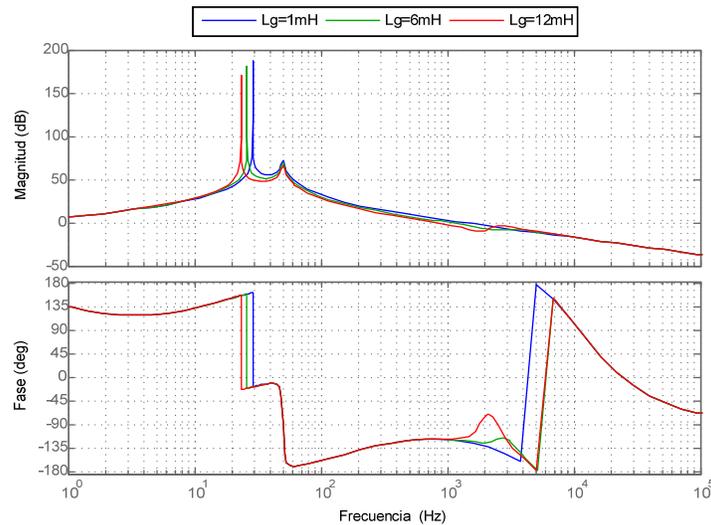


Figura 4-14. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para variaciones de L_g

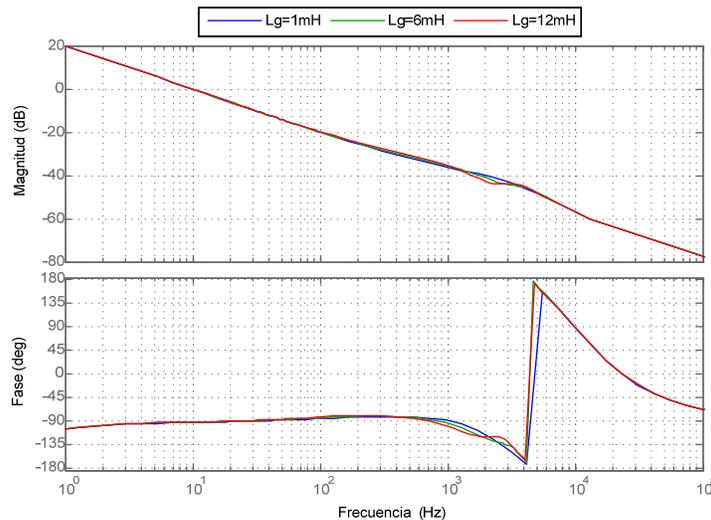


Figura 4-15. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para variaciones de L_g

En la Figura 4-16 y la Figura 4-17 se muestra un barrido paramétrico de $T_i(s)$ y $T_v(s)$ en términos de la tensión de entrada y la potencia, para una $L_g=1.93mH$.

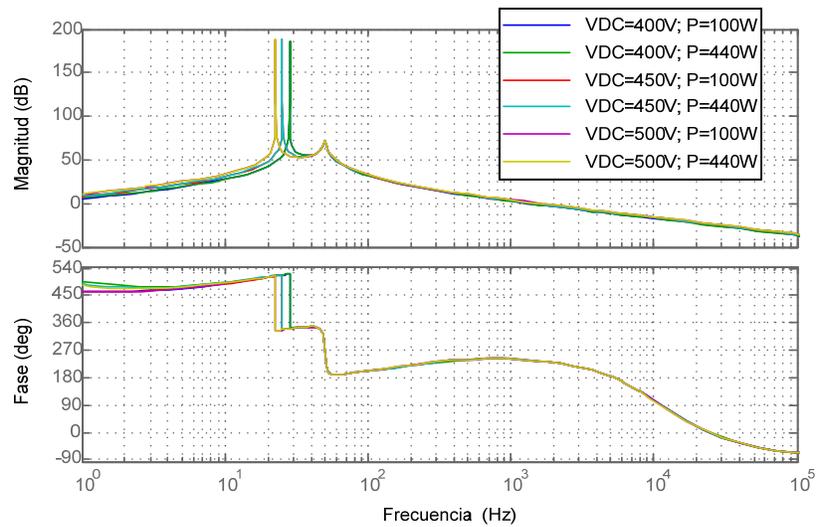


Figura 4-16. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para variaciones V_{DC} y P .

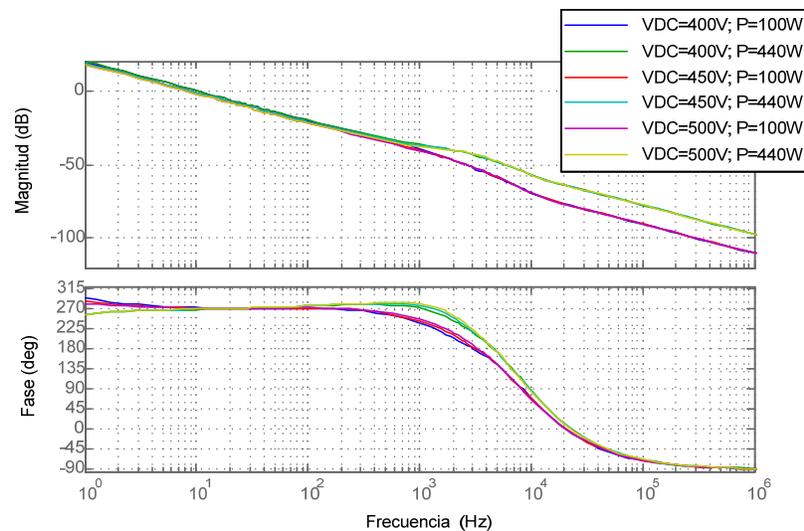


Figura 4-17. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para variaciones V_{DC} y P .

En la Figura 4-16, la resonancia de baja frecuencia se presenta en el rango de 20Hz a 40Hz. 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 4-17 al incrementar el valor de V_{DC} , la frecuencia de cruce por cero del lazo de tensión disminuye, mientras que para incrementos de P la frecuencia de cruce por cero ligeramente aumenta.

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

4.1.4 Phase-Locked Loop (PLL)

Para una correcta operación del control del microinversor se hace necesario que el inversor esté adecuadamente sincronizado con la red eléctrica. Esto se puede lograr mediante la utilización de un PLL. Un esquema de PLL generalmente empleado en sistemas trifásicos se basa en el uso de un marco de referencia síncrono (SRF) [105]. Para sistemas monofásicos, la aplicación directa de un SRF, no es posible, pero se puede generar una componente en cuadratura con la señal de tensión a fin de poder aplicar la Transformada Inversa de Park [106]. Una forma de generar dicha componente en cuadratura es implementando un retardo, el cual es el responsable de introducir un desplazamiento de la fase de 90° con respecto a la frecuencia fundamental de la señal de entrada. En la Figura 4-18 se presenta el algoritmo del PLL monofásico basado en el uso de un retardo para generar la señal en cuadratura.

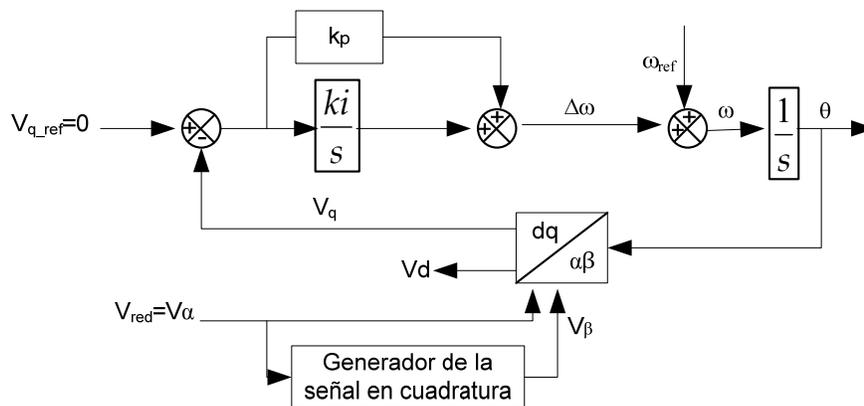


Figura 4-18. Algoritmo del PLL monofásico basado en el uso de un retardo para generar la señal en cuadratura.

El retardo empleado con el fin de generar el desfase de 90° puede ser implementado con un filtro pasa bajo a una frecuencia de corte mucho menor que la frecuencia de la red (50Hz). Esta frecuencia de corte se fijó a 5Hz. La ganancia de este filtro se escogió en función a la atenuación dada por éste, es decir se busca 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 y K_i , que definirán la frecuencia de corte en el diagrama de bode del lazo cerrado de control. 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 25.3Hz, dicha

frecuencia de corte conviene que sea inferior a la frecuencia de red para evitar introducir distorsión en la corriente. Los parámetros del regulador PI que proporcionan la respuesta dinámica mostrada en la Figura 4-19, son: $K_p=149.96$ y $K_i=1630$.

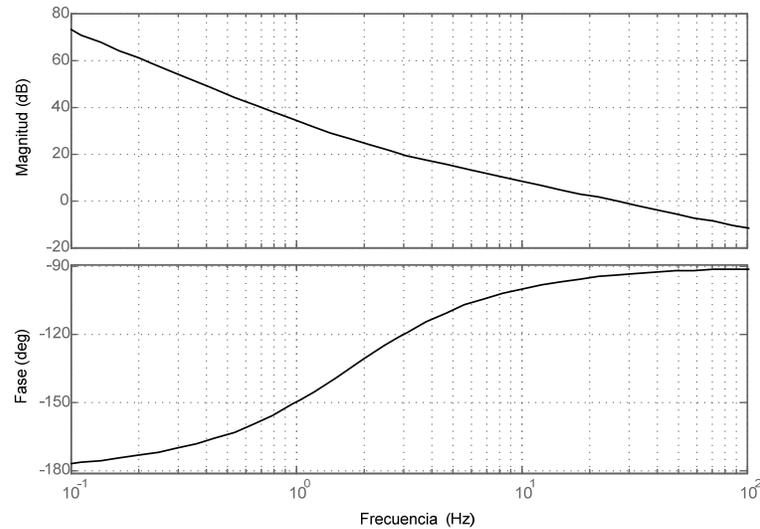


Figura 4-19. Diagrama de bode de la respuesta del PLL.

4.1.5 Resultados de simulación

En la Figura 4-20 se muestra el esquema circuital del push-pull con el lazo de control CIC implementado en PSIM 7.05. El bloque del panel solar se realizó a través de una tabla bidimensional con interpolación; dos entradas (tensión del panel e irradiancia, aunque dicho análisis puede hacerse también para la temperatura) y una salida (corriente del panel). La tensión V_{DC} , se encuentra regulada por el inversor a 400V y, en consecuencia, se ha despreciado su dinámica.

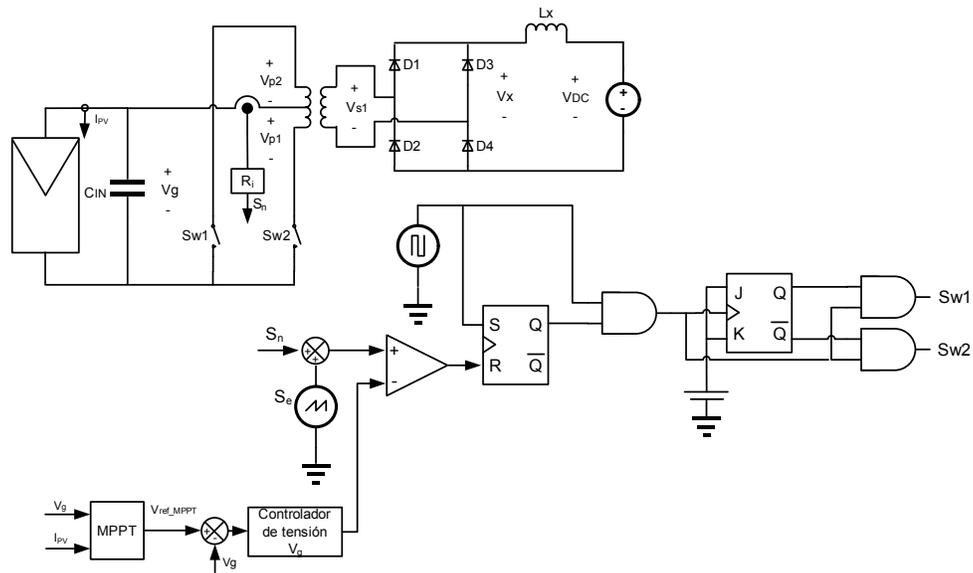


Figura 4-20. Esquema del circuito push-pull con control CIC implementado en PSIM 7.05

En la Figura 4-21 se presentan las principales formas de onda en el push-pull para variaciones de irradiancia y tensión en el panel.

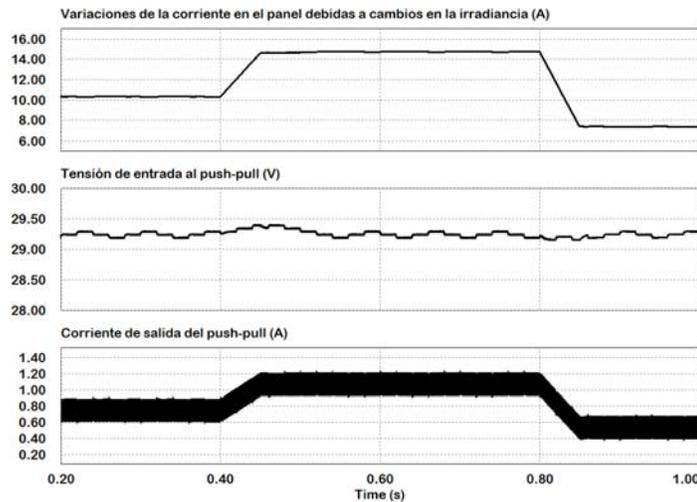


Figura 4-21. Principales formas de onda en el push-pull.

En la figura anterior se puede observar cómo ante variaciones de irradiancia ($700\text{W}/\text{m}^2$, $1000\text{W}/\text{m}^2$ y $500\text{W}/\text{m}^2$), las cuales se reflejan en variaciones de corriente de entrada al panel, la corriente de salida del push-pull, se ajusta con el fin de entregar la potencia fijada por el algoritmo MPPT. Otro aspecto a tener en cuenta es que la tensión de entrada al panel permanece constante y cercana a 29V, ante variaciones de irradiancia.

En la Figura 4-22 se muestra el esquema circuital del inversor con lazo de control ACC implementado en PSIM 7.05. Para efectos de simplicidad y validación del diseño del inversor, la acción del push-pull sobre el inversor se presenta modelada como una fuente de corriente.

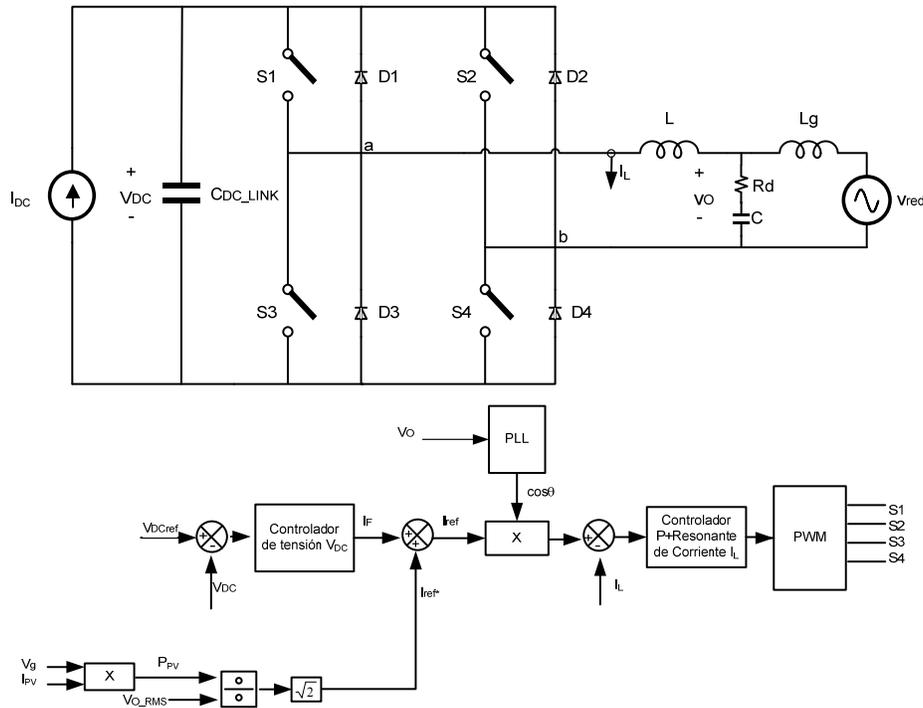


Figura 4-22. Esquema del circuito Inversor con control ACC implementado en PSIM 7.05

En la Figura 4-23 se presentan las principales formas de onda en el inversor interconectado a red, para variaciones de la fuente de corriente que alimenta al inversor.

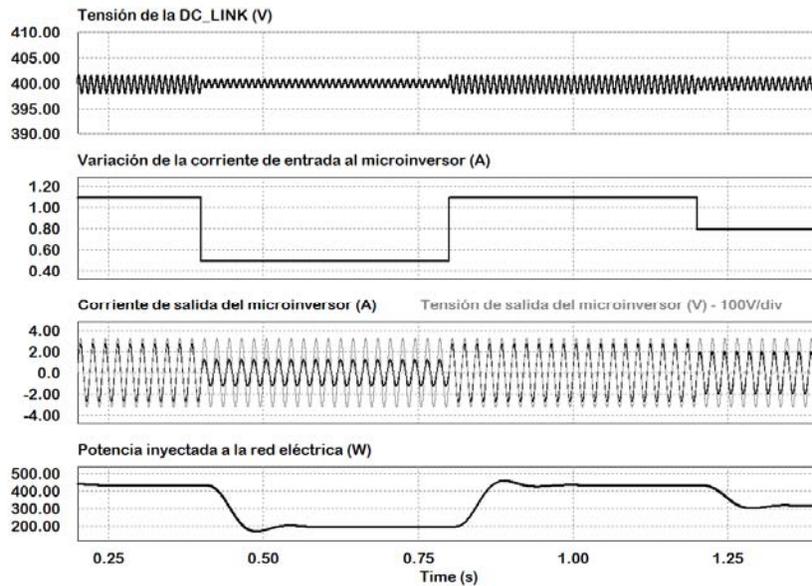


Figura 4-23. Principales formas de onda en el inversor interconectado a red.

En la figura anterior se observa que ante variaciones de la corriente de entrada, asumiendo que la entrada al inversor es una fuente de corriente, la corriente de salida se ajusta, permitiendo que se inyecte potencia a la red eléctrica de acuerdo a lo establecido por la referencia impuesta a la fuente de corriente de entrada (430W, 200W, 430W y 310W). Para este rango de variación, la tensión en la DC_LINK permanece constante (400V).

En la Figura 4-24 y en la Figura 4-25 se muestran las principales formas de onda resultado de la simulación del circuito completo del microinversor (push-pull+inversor), presentado en la Figura 4-1.

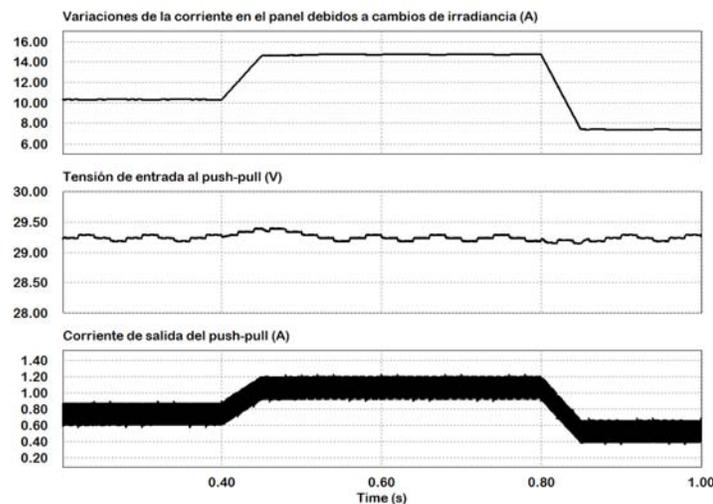


Figura 4-24. Principales formas de onda en el push-pull interactuando con el inversor.

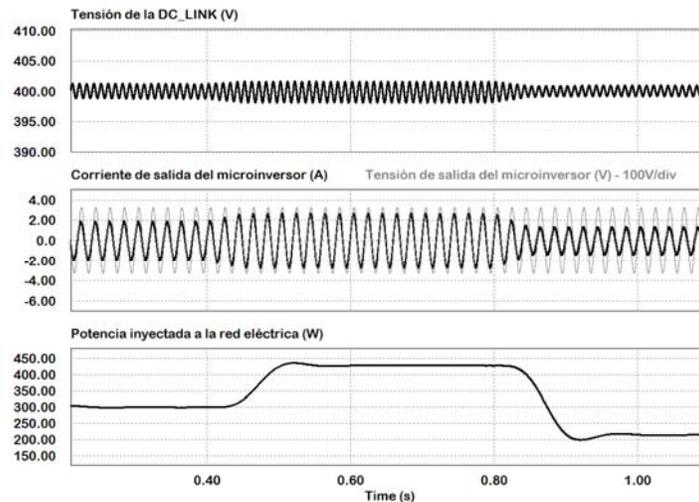


Figura 4-25. Principales formas de onda en el inversor interactuando con el push-pull.

En la Figura 4-24 y la Figura 4-25, se puede observar que el sistema microinversor funciona de forma adecuada cuando el push-pull y el inversor lo integran. El inversor regula la tensión de la DC_LINK a 400V y la corriente que inyecta a la red eléctrica de acuerdo a la energía proveniente de los paneles, mientras que el push-pull controla la tensión de entrada y la corriente inyectada al inversor, según lo establece el MPPT. Para variaciones de irradiancia de 700W/m^2 , 1000W/m^2 y 500W/m^2 , se tiene que se inyecta a la red eléctrica, 300W, 430W y 215W, respectivamente. El valor del THDi de la corriente de salida del inversor, para la potencia nominal (430W) es del 3%.

4.1.6 Resultados experimentales

Los resultados experimentales desarrollados en este capítulo, se han llevado a cabo con ambas etapas (push-pull e inversor) funcionando, con el fin de validar, en su totalidad, el comportamiento dinámico del microinversor. Las características del prototipo se han presentado en el capítulo 3, el ajuste de los reguladores se ha descrito en la primera parte del capítulo 4 y las características del prototipo experimental implementado se relacionan en el Anexo II. En el Anexo III, se presenta la descripción de la PCB de propósito general diseñada por el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) con el objeto de adaptar las señales del prototipo con el DSP Texas Instruments TMS320F28335, el cual se ocupa del control del inversor, el regulador de tensión del push-pull y el MPPT. En el Anexo IV, se dan las especificaciones de los equipos de medida usados en las pruebas experimentales.

Se han realizado tres juegos de pruebas sobre el prototipo, con el objetivo de valorar la respuesta transitoria de éste. Para las medidas de la respuesta transitoria se ha utilizado una fuente de alimentación programada como fuente

de corriente o una fuente de alimentación programada con la curva I-V del panel fotovoltaico, según el tipo de prueba desarrollado. A continuación se exponen los tipos de pruebas realizados.

1. Pruebas de la respuesta transitoria del microinversor ante cambios de la corriente de entrada.

Para estudiar la respuesta transitoria del microinversor se han realizado pruebas sobre el push-pull, el inversor y finalmente sobre el microinversor.

Push-pull

Para evaluar la respuesta transitoria del push-pull se ha configurado la fuente de alimentación DC como una fuente de corriente a la cual se le ha programado escalones de corriente en I_{pv} de 4A a 6A y de 6A a 4A. Cabe resaltar que los escalones de corriente presentan un comportamiento más rápido que los que podrían obtenerse del panel fotovoltaico, por lo que las condiciones de prueba son especialmente duras. Para este caso se ha deshabilitado la acción del MPPT y se ha fijado $V_{g_ref} = 29V$.

En la Figura 4-26 se puede observar la respuesta dinámica de la tensión en los bornes del panel fotovoltaico emulado, cuando se generan escalones de corriente en I_{pv} . En la Figura 4-27 y la Figura 4-28 se aprecia una ampliación de las variables presentadas en la Figura 4-26 cuando se origina un escalón de subida y un escalón de bajada, respectivamente.

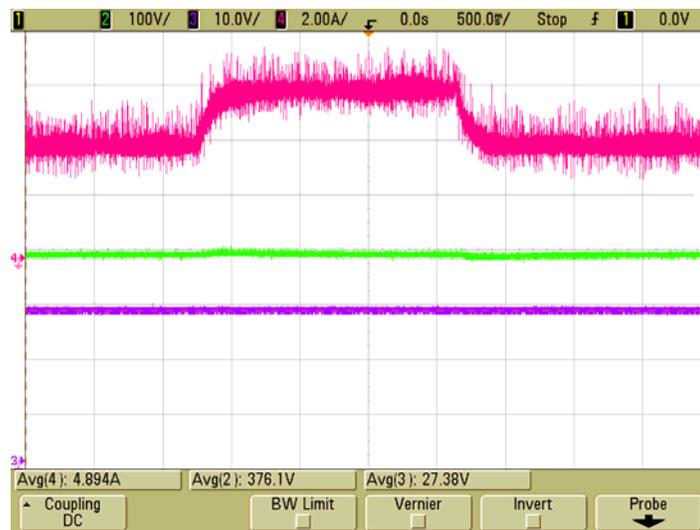


Figura 4-26. Escalones de corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $500\ ms/div$.

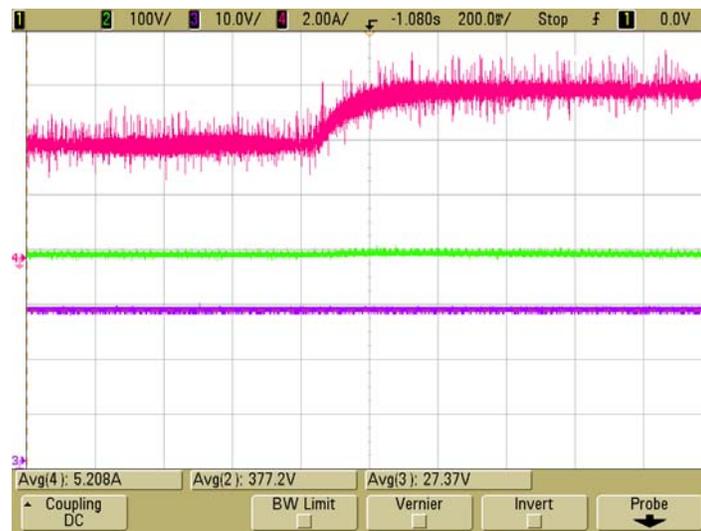


Figura 4-27. Detalle de: Escalón de subida de la corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $200\text{ ms}/div$.

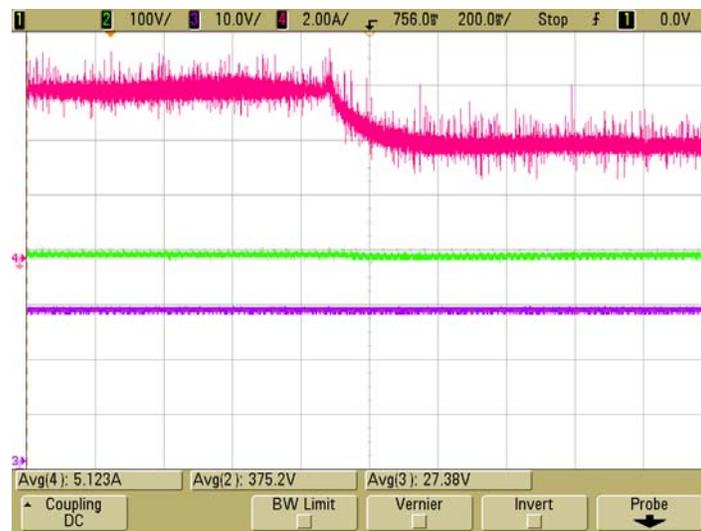


Figura 4-28. Detalle de: Escalón de bajada de la corriente en I_{pv} , (superior, $2A/div$). Tensión en la DC_LINK, (central, $100V/div$). Tensión en los bornes del arreglo del panel fotovoltaico, (inferior, $10V/div$). Escala de tiempo, $200\text{ ms}/div$.

Como se puede apreciar en las figuras anteriores la respuesta dinámica de la tensión en los bornes de panel fotovoltaico es estable y amortiguada.

Inversor

Para estudiar la estabilidad de la respuesta transitoria del inversor se ha configurado la fuente de alimentación DC como una fuente de corriente a la cual se le ha programado escalones de corriente en I_{DC} de $0.4A$ a $0.75A$ y de $0.75A$ a $0.4A$. Para este caso se ha fijado $V_{DC_ref} = 380V$.

En la Figura 4-29 se puede observar la respuesta dinámica de la corriente inyectada a la red así como de la tensión en la DC_LINK, cuando se generan escalones de corriente en I_{DC} . En la Figura 4-30 y la Figura 4-31 se aprecia una ampliación de las dos variables presentadas en la Figura 4-29 cuando se origina un escalón de subida y un escalón de bajada, respectivamente.

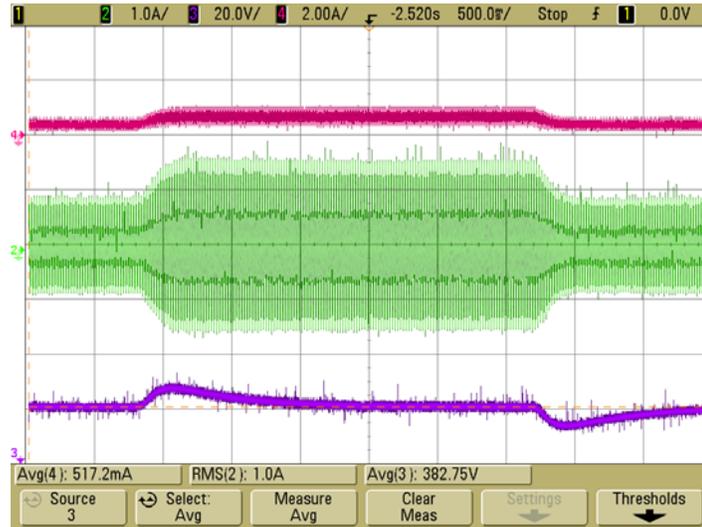


Figura 4-29. Escalones de corriente en I_{DC} , (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$.

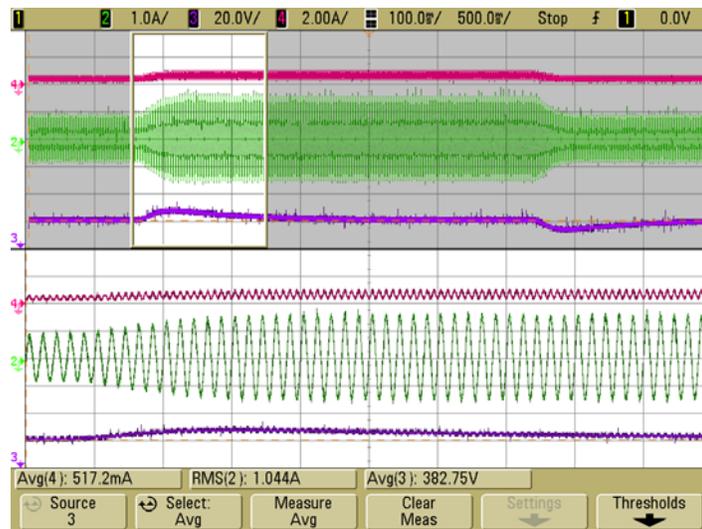


Figura 4-30. Detalle de la Figura 4-29: Escalón de subida de la corriente en I_{DC} , (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, $500 ms/div$.

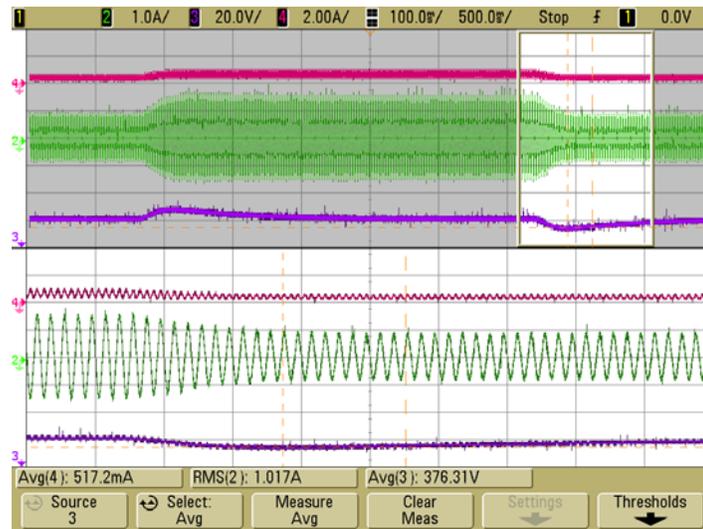


Figura 4-31. Detalle de la Figura 4-29: Escalón de bajada de la corriente en I_{DC} (superior, $2A/div$). Corriente inyectada a la red, (central, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (inferior, $20V/div$). Escala de tiempo, 500 ms/div .

Como se puede apreciar en las figuras anteriores la respuesta dinámica tanto de la corriente inyectada a la red así como de la tensión en la DC_LINK es estable y ligeramente subamortiguada.

Microinversor

Para evaluar la respuesta transitoria del microinversor se ha configurado la fuente de alimentación DC como una fuente de corriente al igual que se hizo para las pruebas del push-pull, de igual forma se ha deshabilitado la acción del MPPT y se ha fijado $V_{g_ref} = 29\text{V}$.

En la Figura 4-32 se puede observar la respuesta dinámica de la corriente inyectada a la red así como de la tensión en los bornes del panel fotovoltaico, cuando se generan escalones de corriente en I_{pv} . En la Figura 4-33 y la Figura 4-34 se aprecia una ampliación de las dos variables presentadas en la Figura 4-32 cuando se origina un escalón de subida y un escalón de bajada, respectivamente.

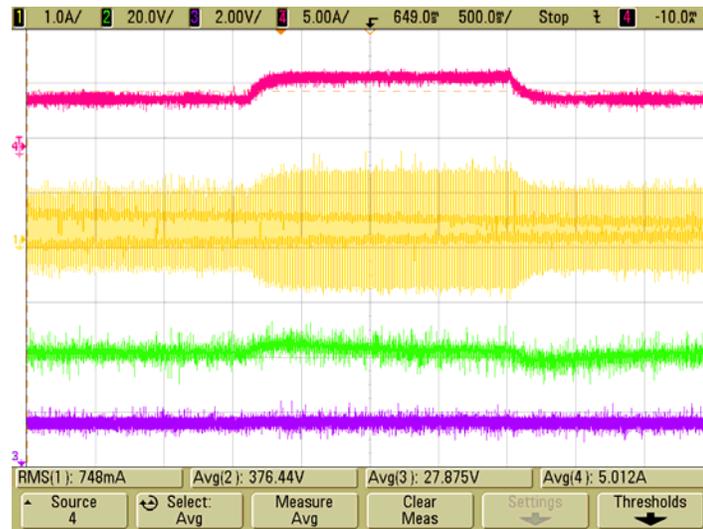


Figura 4-32. Escalones de corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, 500 ms/div .

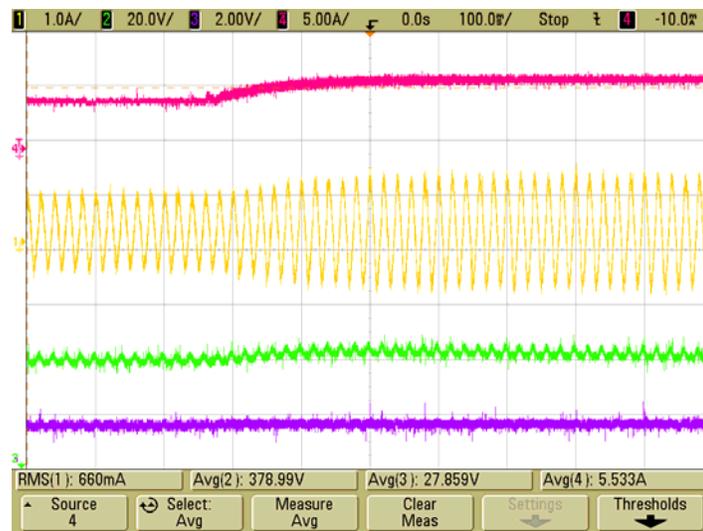


Figura 4-33. Detalle de: Escalón de subida de la corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en la DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, 100 ms/div .

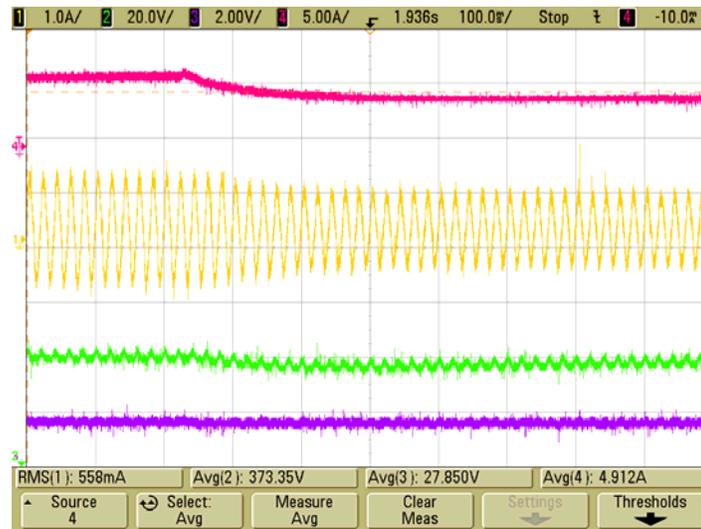


Figura 4-34. Detalle de: Escalón de bajada de la corriente en I_{pv} , (primera, $5A/div$). Corriente inyectada a la red, (segunda, $1A/div$). Tensión en DC_LINK, (tercera, $20V/div$). Tensión en los bornes del panel fotovoltaico, (cuarta, $2V/div$). Escala de tiempo, 100 ms/div .

Como se puede apreciar en las figuras anteriores la respuesta dinámica del microinversor (push-pull + inversor) en relación a la corriente inyectada a la red, la de DC_LINK y la tensión en los bornes del panel fotovoltaico es estable y amortiguada, permaneciendo siempre dentro de los límites de diseño establecidos.

2. Respuesta del microinversor a la referencia producida por el algoritmo MPPT.

El segundo conjunto de pruebas está orientado a estudiar de forma experimental la respuesta del microinversor cuando el algoritmo MPPT se encuentra operando. El algoritmo MPPT implementado fue el convencional perturbar y observar (P&O), expuesto en la sección 4.1.2. El valor del escalón en la referencia de tensión se fijó en $\Delta V_g = 500mV$ y la frecuencia del MPPT se estableció para un valor de $f_{MPPT} = 50Hz$. Adicionalmente se empleó una fuente de alimentación programable con el fin de emular la curva I-V del panel fotovoltaico.

En la Figura 4-35 se muestra la respuesta experimental para la tensión en bornes del panel, la corriente inyectada a la red y la tensión de la DC_LINK en el momento de arranque del microinversor con el algoritmo MPPT P&O implementado. Se debe tener en cuenta que el condensador de entrada al push-pull se encuentra inicialmente descargado, por lo tanto el valor inicial de V_g es cero.

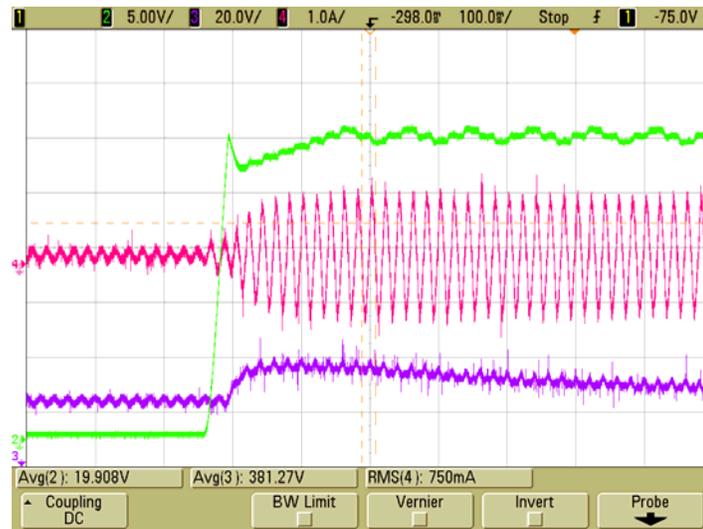


Figura 4-35. Respuesta experimental para el arranque del microinversor con el algoritmo MPPT P&O para, tensión en bornes del panel (superior, 5V/div). Corriente inyectada a la red, (central, 1A/div). Tensión de la DC_LINK, (inferior, 20V/div). Escala de tiempo, 100 ms/div.

La Figura 4-36 muestra un detalle de la respuesta en estado estacionario del microinversor una vez que el MPP de la Figura 4-35 se ha alcanzado, para este caso $V_{MPP} \approx 29$, $P_{PV\ MPP} \approx 180W$. Se puede observar que el lazo de tensión es lo suficientemente rápido para seguir la referencia impuesta por el algoritmo MPPT.

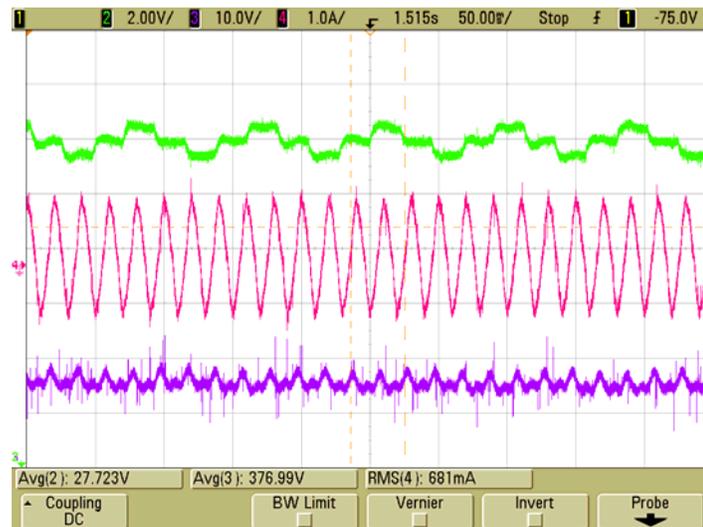


Figura 4-36. Detalle de la respuesta en estado estacionario del microinversor con el algoritmo MPPT P&O para, tensión en bornes del panel, (superior, 2V/div). Corriente inyectada a la red, (central, 1A/div). Tensión de la DC_LINK, (inferior, 10V/div). Escala de tiempo, 50 ms/div.

Por otra parte es posible observar que al ser ΔV_g una perturbación, esta se refleja en la corriente de inyección a red y entre más grande sea el valor de ΔV_g mayor será el efecto de la perturbación sobre la corriente inyectada a la red.

3. Distorsión de la corriente de línea del inversor.

El inversor monofásico del microinversor, funciona como rectificador VSI con PWM bipolar, regulando la tensión de la DC_LINK a 380V. El control de corriente del inversor, inyecta a la red la corriente de salida en fase con la tensión de red. La Figura 4-37 muestra las medidas experimentales de los armónicos de la corriente inyectada, representados en un diagrama de barras, para una potencia de 300W y 150W. Dichos datos fueron tomados con el Fluke 43B Power Quality Analyzer.

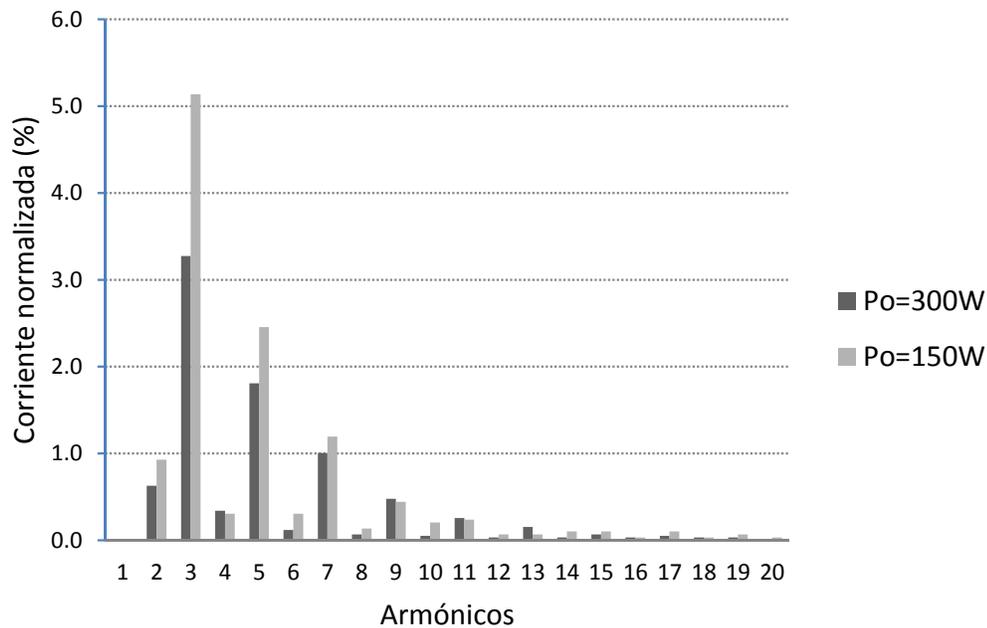


Figura 4-37. Diagrama de barras de los armónicos medidos para la corriente normalizada inyectada a la red para 300W (negro) y 150W (gris).

En la Figura 4-37 se puede observar que a medida que aumenta la potencia inyectada el valor de los armónicos en corriente disminuye, lo que se traduce en una disminución del THD en corriente cuando se inyecta más potencia.

La Figura 4-38 muestra la corriente inyectada a red y la tensión de red para una $P_O \approx 300W$. Para esta potencia inyectada se tiene una distorsión de la tensión de red ideal, $THD_V = 0.2\%$ (dicho valor corresponde a la tensión impuesta por la fuente de alimentación AC programable Agilent 6813B) y una distorsión de la corriente inyectada a la red de $THD_i = 4.5\%$. En estas condiciones el factor de potencia del inversor es $PF = 0.98$. Según las medidas

obtenidas anteriormente es posible inferir que el inversor cumple con la norma IEC 61000-3-2, válida para dicho nivel de potencia.

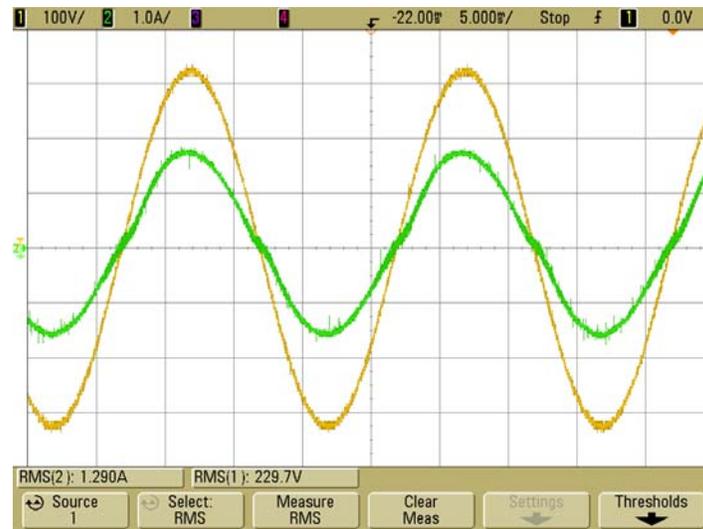


Figura 4-38. Respuesta experimental en el MPP: $V_{MPP} \approx 29.5V$, $P_{PV_MPP} \approx 300W$ de corriente inyectada a la red, (superior, $1A/div$). Tensión de red, (inferior, $100V/div$). Escala de tiempo, 5 ms/div .

4.2 Conclusiones del capítulo

1. Se diseñaron e implementaron los controladores para un microinversor interconectado a red, con una topología de doble conversión, aislamiento galvánico a partir de un transformador de alta frecuencia y alimentación a partir de un panel fotovoltaico.
2. Para la primera etapa de conversión del microinversor se implementó un convertidor DC/DC con topología push-pull, operando en modo de conducción continua, con un control CIC y un control de tensión de entrada al convertidor, el cual impone la referencia al lazo de control de corriente. A su vez la referencia del lazo de tensión es impuesta por el algoritmo MPPT P&O, el cual se diseñó para operar a un $f_{MPPT} = 50Hz$. La razón de seleccionar dicho control se debe a que ofrece protección de sobrecorriente ciclo a ciclo, por lo tanto en el caso de que se presente un corto circuito o se llegue a la saturación por parte de los componentes magnéticos, el control provee una rápida respuesta que permite proteger los dispositivos semiconductores empleados. Cabe aclarar que a pesar de que el panel se comporta como una fuente de corriente y en consecuencia podría parecer innecesaria la protección contra sobrecorriente, los condensadores de entrada al push-pull almacenan

cierta cantidad de energía ($1/2 \cdot CV^2$) que puede dar lugar a cortocircuitos peligrosos para el propio convertidor.

3. Para la segunda etapa de conversión DC/AC se diseñó e implementó un inversor con topología puente completo y control ACC. Dicho esquema de control presenta un lazo interno de control de corriente que permite inyectar la corriente de salida del inversor a la red y un lazo de tensión que fija la referencia del lazo de control de corriente y regula la tensión de la DC_LINK. Adicionalmente se realizaron análisis paramétricos con el fin de validar los controladores implementados, dichos análisis estaban orientados a observar el comportamiento del sistema frente a variaciones de la resistencia de damping R_d , la inductancia de red L_g , la tensión de la DC_LINK V_{DC} , y la potencia entregada a la red, P . Para todos los casos analizados se obtuvieron en los lazos de control de corriente y tensión márgenes de fase superiores a 50° y márgenes de ganancia superiores a 10dB.
4. Finalmente se validó a través de simulación y de forma experimental la respuesta transitoria y en estado estable del microinversor implementado para operar en el modo interconectado a red, obteniéndose buenos resultados, es decir respuestas estables y amortiguadas de las señales de tensión y corriente de interés, ante cambios de corriente de entrada al microinversor.

CAPÍTULO V

Esquemas de detección de islanding

CAPÍTULO V. ESQUEMAS DE DETECCIÓN DE ISLANDING

A continuación se presentará una descripción de los métodos activos residentes en el inversor, más representativos, así como la propuesta de un nuevo método. Se simularán dichos métodos y se mostraran resultados de simulaciones con carga RLC paralelo como lo establecen las diferentes recomendaciones [107], esto con el fin de identificar qué método se ajusta de mejor forma a los requerimientos del microinversor operando en la microrred eléctrica.

5.1 Métodos Activos de Detección de Islanding

Adicional a la clasificación anterior, los métodos activos pueden ser clasificados a su vez en: métodos basados en realimentación positiva y métodos basados en inyección de armónicos.

5.1.1 Métodos Activos Basados en Realimentación Positiva

Los métodos activos basados en realimentación positiva presentan la particularidad de afectar de forma controlada, la tensión, la frecuencia y demás parámetros asociados al inversor de forma individual o combinada, cuando se presenta un cambio que produzca que dichas variables salgan de un umbral preasignado, entonces a través de la realimentación positiva de la variable, si la red no se encuentra conectada, se logra alcanzar los niveles de sobre/sub-tensión y sobre/sub-frecuencia, con lo que se detecta la situación de islanding.

Existen diferentes métodos activos basados en realimentación positiva reportados en la literatura como se vio anteriormente. Algunos de estos métodos son: el método de variación de la potencia activa y de la potencia reactiva, los esquemas de frecuencia de General Electric (GEFS), entre otros.

5.1.1.1 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). La variación de la tensión frente a la variación de la potencia activa inyectada por el inversor a la carga, durante la condición de islanding se define en (5-1). R_L expresa la resistencia equivalente de la carga,

P_{DG} es la potencia del generador distribuido, P_L es la potencia de la carga y V_O es la tensión en el PCC.

$$P_{DG} = P_L = \frac{V_O^2}{R_L} \quad (5-1)$$

Derivando P_{DG} con respecto a la tensión y expresando ésta en términos de la potencia se tiene:

$$\frac{\partial P_{DG}}{\partial V_O} = 2 \cdot \frac{V_O}{R_L} = 2 \cdot \sqrt{\frac{P_{DG}}{R_L}} \quad (5-2)$$

De donde la variación de tensión en términos de la potencia se puede expresar como:

$$\Delta V = \frac{\Delta P_{DG}}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_L}{P_{DG}}} \quad (5-3)$$

Como R_L y P_{DG} son constantes en el punto de operación en régimen permanente, la variación de la tensión es directamente proporcional a la variación de la potencia activa. 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, puede 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 el término 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. Un valor inicial de la constante se puede conseguir a partir de (5-3) de la siguiente manera $K_v = 2\sqrt{(P_{DG}/R_L)}$. La referencia de corriente en el control del inversor puede ser calculada de la siguiente manera:

$$I_{ref} = \frac{dP + P_{DG}}{V_{OS}} \quad (5-4)$$

De donde $dP = K_v(V_{OS} - V_n)$, siendo V_n la amplitud de la tensión nominal y V_{OS} 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. Durante el comienzo de la situación de islanding la ecuación (5-5), sigue siendo válida, por lo que la desviación de la frecuencia dependerá de los valores de las componentes inductivas y capacitivas de la carga. Entonces la variación de Q con respecto a ω sigue (5-6), donde ω_o es la frecuencia de resonancia del circuito equivalente paralelo RLC, (5-7):

$$Q_{DG} = Q_L = 0 = V_o^2 \left(\frac{1}{\omega L_L} - \omega C_L \right) \quad (5-5)$$

$$\frac{Q-0}{\omega-\omega_o} = \frac{dQ}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_o} \quad (5-6)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (5-7)$$

Resolviendo (5-6), con el fin de determinar la variación de la frecuencia como una función de Q y fijando la frecuencia de la carga igual a la frecuencia de resonancia, se obtiene:

$$\Delta\omega = -\frac{1}{V_o^2} \cdot \left[\frac{\omega_o^2 L_L}{\omega_o^2 L_L C_L + 1} \right] \cdot \Delta Q \quad (5-8)$$

Como se observa en (5-8), la variación de la frecuencia es directamente proporcional a los cambios en la potencia reactiva y puede ser obtenida de la expresión de Δf como una función del factor de calidad $Q_f = R_L \cdot C_L \cdot \omega_o$, la frecuencia de resonancia, f_o , y la potencia activa P_{DG} , como sigue:

$$\Delta f = -\frac{f_o}{2P_{DG} \cdot Q_f} \Delta Q \quad (5-9)$$

En consecuencia, la variación de la potencia reactiva en términos de la frecuencia se puede expresar como:

$$dQ = K_f \cdot (f_n - f_{os}) \quad (5-10)$$

Donde f_{os} , es la medida de la frecuencia de resonancia del circuito RLC, f_n es la frecuencia nominal de salida y K_f , la constante que permite acelerar la detección de islanding y puede ser calculada teniendo en cuenta los parámetros de (5-9).

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

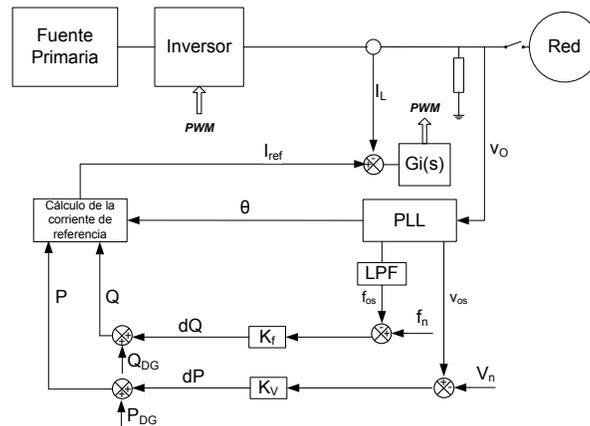


Figura 5-1. Diagrama de bloques del método de inyección de P y Q .

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.

5.1.1.2 Esquemas 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 microinversor 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.

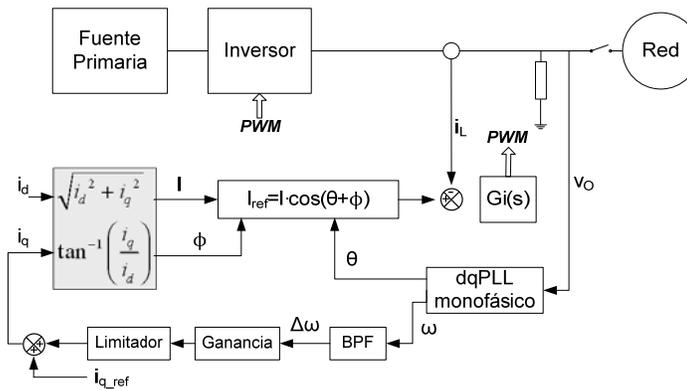


Figura 5-2. Diagrama de bloques del método GEFS.

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 1Hz-10Hz. 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:

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad y \quad \phi = \tan^{-1}\left(\frac{i_q}{i_d}\right) \quad (5-11)$$

$$I_{ref} = I \cdot \cos(\theta + \phi) \quad (5-12)$$

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.

5.1.2 Métodos Activos Basados en Inyección de Armónicos

Los métodos basados en inyección de armónicos tienen la particularidad de monitorear los cambios de la impedancia en la red, debido a la inyección de un armónico o un sub-armónico en particular [108], [109], [110]. Se basan en la idea de que cuando la red está conectada, la impedancia de red es menor que la de la carga a la frecuencia armónica y la corriente armónica fluye hacia la red, pero cuando está se desconecta dicha corriente armónica fluye por la carga, lo que produce una tensión armónica que puede ser detectada. A continuación se explica el método basado en el PLL implementado en [51].

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.

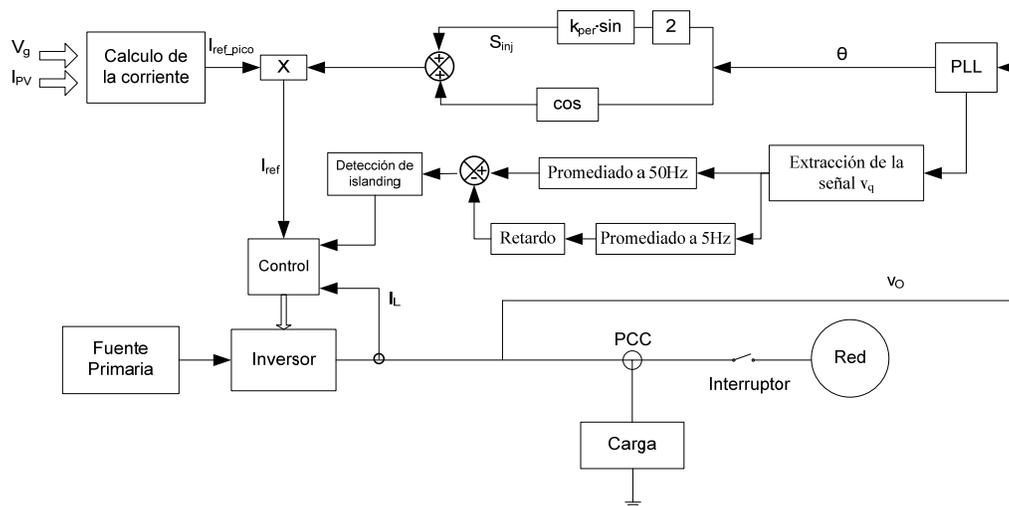


Figura 5-3. Diagrama de bloques del método de detección de islanding basado en la inyección de armónicos.

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

$$S_{inj} = k_{per} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \tag{5-13}$$

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 (5-13) 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.

$$I_{ref} = I_{ref_pico} \cdot (\cos(\theta) + k_{per} \cdot \sin(2 \cdot \theta)) \quad (5-14)$$

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 (5-14) 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:

$$v_q = -\sin(\theta) \cdot v_\alpha + \cos(\theta) \cdot v_\beta \quad (5-15)$$

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:

$$v_\alpha = \cos(2 \cdot \theta) \quad y \quad v_\beta = \cos\left(2 \cdot \theta - \frac{\pi}{2}\right) = \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-16)$$

se tiene:

$$v_q = -\sin(\theta) \cdot \cos(2 \cdot \theta) + \cos(\theta) \cdot \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-17)$$

$$v_q = \sin(\theta) \quad (5-18)$$

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 5Hz y a 50Hz; 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.

5.1.3 Propuesta de un nuevo método basado en el algoritmo Goertzel

5.1.3.1 Generación de la perturbación.

El método propuesto se basa en la adición de una corriente armónica a la referencia de corriente del inversor expuesta en 5.1.2. 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 (5-19). El esquema de la perturbación en el PLL se muestra en la Figura 5-4.

$$\theta_{INV} = \theta + k_{per} \cdot \cos(\theta) \tag{5-19}$$

siendo k_{per} , el porcentaje de perturbación introducido en el sistema.

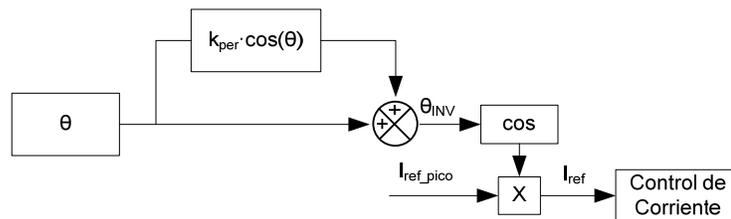


Figura 5-4. Perturbación en el PLL propuesta en [111].

La Figura 5-5, superior, muestra la formas de onda ideal, θ , y distorsionada, θ_{INV} , de la fase de salida del PPL. La figura inferior, muestra la forma de onda, ideal y distorsionada de la corriente de referencia I_{ref} para $k_{per}=0.1$. El efecto de (5-19) es modificar la forma de onda de la corriente de salida del inversor, introduciendo un segundo armónico [111], como se muestra a continuación.

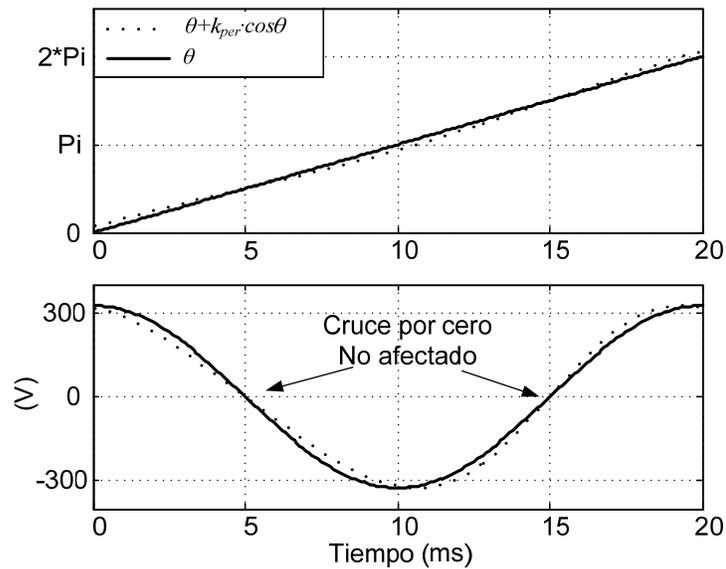


Figura 5-5. θ , θ_{INV} y referencia de corriente del inversor deformada

La forma de onda de la señal inyectada está definida por (5-20)

$$\sigma_{inj} = k_{per} \cdot \cos(\theta) \quad (5-20)$$

La referencia de fase de la corriente del inversor está dada por (5-21)

$$\cos(\theta_{INV}) = \cos(\theta + \sigma_{inj}) = \cos(\theta + k_{per} \cdot \cos(\theta)) \quad (5-21)$$

Aplicando la relación trigonométrica (5-22) a (5-21), resulta (5-23):

$$\cos(A + B) = \cos(A) \cdot \cos(B) - \sin(A) \cdot \sin(B) \quad (5-22)$$

$$\begin{aligned} \cos(\theta + k_{per} \cdot \cos(\theta)) = \\ \cos(\theta) \cdot \cos(k_{per} \cdot \cos(\theta)) - \sin(\theta) \cdot \sin(k_{per} \cdot \cos(\theta)) \end{aligned} \quad (5-23)$$

Asumiendo que $k_{per} \ll 1$, resulta la aproximación dada en (5-24), y aplicándola a (5-23) se tiene (5-25),

$$\sin(k_{per} \cdot \cos(\theta)) \cong k_{per} \cdot \cos(\theta), \text{ para } k_{per} \ll 1 \quad (5-24)$$

$$\cos(k_{per} \cdot \cos(\theta)) \cong 1, \text{ para } k_{per} \ll 1$$

$$\cos(\theta_{INV}) \cong \cos(\theta) - k_{per} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\theta) \quad (5-25)$$

Teniendo en cuenta (5-26), se puede reescribir (5-25) como (5-27):

$$\sin(2 \cdot \varphi) = 2 \cdot \sin(\varphi) \cdot \cos(\varphi) \quad (5-26)$$

$$\cos(\theta_{INV}) \cong \cos(\theta) - \frac{k_{per}}{2} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \quad (5-27)$$

Como se muestra en (5-27), la adición del término $k_{per} \cdot \cos(\theta)$ a θ como en (5-21) para pequeños valores de k_{per} ($k_{per} \ll 1$), 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.

5.1.3.2 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 [112]. 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 [113], y el control de la calidad de potencia en sistemas interconectados a red [114].

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 [115].

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 (5-28)

$$H(z) = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi \cdot k_g}{N}} z^{-1}}{1 - 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (5-28)$$

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 (5-29) y (5-30), respectivamente. Donde v_{k_g} es el vector discretizado de la tensión medida en el PCC.

$$|y_{k_g}(N)| = v_{k_g}^2(N-1) + v_{k_g}^2(N-2) - v_{k_g}(N-1) \cdot v_{k_g}(N-2) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \quad (5-29)$$

$$\theta_{y_{k_g}} = \arg\{y_{k_g}(N)\} = \arctan \frac{\sin\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot v_{k_g}(N-2)}{v_{k_g}(N-1) - \cos\left(\frac{2\pi \cdot k_g}{N}\right) \cdot v_{k_g}(N-2)} \quad (5-30)$$

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.

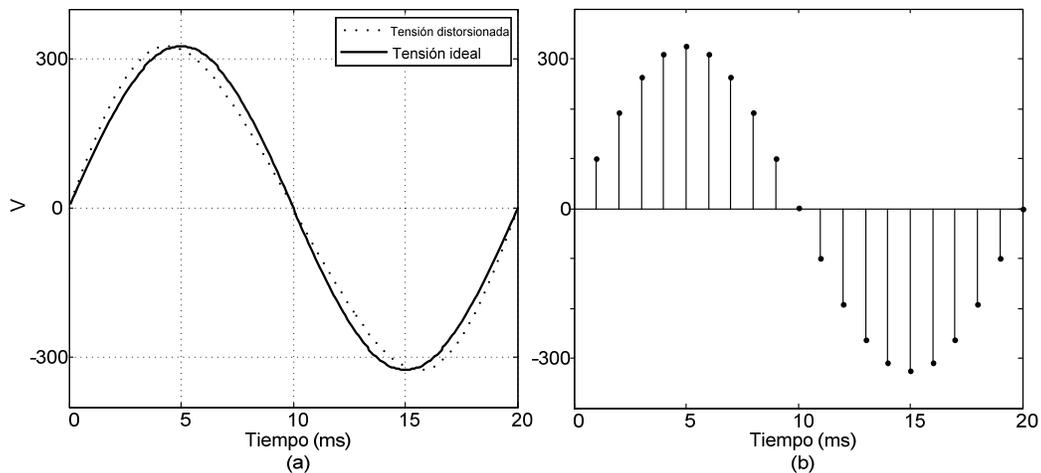


Figura 5-6. (a) Tensión de salida ideal y distorsionada, (b) Señal de tensión discretizada

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.

5.1.3.3 Cálculo del valor umbral.

Algunos parámetros que deben ser tenidos en cuenta para calcular el umbral de detección son: la impedancia de red, la impedancia de carga y la potencia inyectada por el inversor. A continuación se presenta un análisis matemático con el fin de determinar el efecto de la perturbación basada en la inserción de un segundo armónico en corriente.

Adicionalmente, el umbral de detección del segundo armónico de la tensión en el PCC debe ser mayor que el segundo armónico de la tensión producida por el inversor en el PCC cuando la red está conectada, esto con el fin de evitar falsas detecciones de islanding. Por otra parte se considera un límite superior para el umbral de detección el cual será explicado más adelante.

Con el fin de encontrar el límite inferior para el umbral de detección, se considera que la red es débil (alta impedancia de la red), lo cual constituye el peor caso de análisis, esto en razón a que para una red fuerte, una perturbación de segundo armónico o una carga con alto contenido de segundo armónico afecta en menor grado la forma de onda de tensión en el PCC antes de que se presente la situación de islanding.

La impedancia de red se calcula a partir de la impedancia base del sistema bajo estudio: $Z_b=5.29 \Omega$, teniendo en cuenta que la potencia base del sistema es: $S_b=10 \text{ kVA}$. Para una red débil la impedancia de red, Z_g , puede ser considerada como una décima parte de la impedancia base [116]. Para este caso se tiene: $Z_g=529 \text{ m}\Omega$. Tres casos diferentes se han tenido en cuenta: 1) red puramente resistiva ($Z_g=R_g=529 \text{ m}\Omega$), 2) red puramente inductiva ($L_g=1.8 \text{ mH}$), y 3) una combinación de ambos ($R_g=374 \text{ m}\Omega$ y $L_g=1.2 \text{ mH}$).

De la Figura 5-4 y de (5-27) se comprueba que la salida de corriente del inversor se define por (5-31), suponiendo un buen seguimiento del lazo de corriente.

$$I_{ref} = I_{ref_pico} \cdot \cos\theta_{INV} \approx I_{ref_pico} \left(\cos(\theta) - \frac{k_{per}}{2} \cdot \sin(2\cdot\theta) \right) \quad (5-31)$$

Por lo tanto, la amplitud del segundo armónico de la corriente de salida del inversor se expresa por (5-32).

$$i_{100\text{Hz}} \approx I_{ref_pico} \cdot \frac{k_{per}}{2} \cdot \sin(2\cdot\theta) \quad (5-32)$$

En la Figura 5-7 se presenta el circuito equivalente que representa el comportamiento del sistema a 100Hz cuando la red está conectada, siendo $\vec{V}_{g_100\text{Hz}}$ el armónico a 100Hz de la tensión de red. El término $\vec{I}_{100\text{Hz}}$ representa el armónico a 100Hz inyectado por el inversor de acuerdo con el método de detección de islanding propuesto.

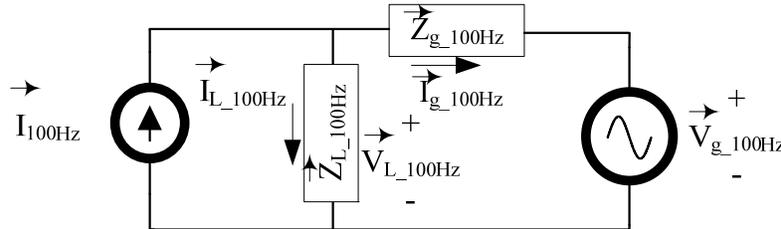


Figura 5-7. Circuito equivalente del sistema a 100Hz cuando la red está conectada.

Las corrientes en el circuito de la Figura 5-7 siguen (5-33)

$$\vec{I}_{100\text{Hz}} = \vec{I}_{L_100\text{Hz}} + \vec{I}_{g_100\text{Hz}} = \frac{\vec{V}_{L_100\text{Hz}}}{\vec{Z}_{L_100\text{Hz}}} + \frac{(\vec{V}_{L_100\text{Hz}} - \vec{V}_{g_100\text{Hz}})}{\vec{Z}_{g_100\text{Hz}}} \quad (5-33)$$

Incluso para el peor caso (red débil) se tiene que $|\vec{Z}_{g_100\text{Hz}}| \ll |\vec{Z}_{L_100\text{Hz}}|$. Teniendo en cuenta este hecho y también que es habitual que en las redes eléctricas el segundo armónico de la tensión de red sea insignificante ($\vec{V}_{g_100\text{Hz}} \ll \vec{V}_{L_100\text{Hz}}$), el resultado es (5-34). Por lo tanto, (5-35) es una aproximación válida para el segundo armónico de la tensión PCC producido por el método propuesto cuando la red está conectada. En consecuencia, el umbral para la detección de islanding debe fijarse por encima del valor definido en (5-35), el cual constituye el límite inferior del umbral de detección.

$$\vec{I}_{100\text{Hz}} = \left[\frac{\vec{Z}_{L_100\text{Hz}} + \vec{Z}_{g_100\text{Hz}}}{\vec{Z}_{L_100\text{Hz}} \cdot \vec{Z}_{g_100\text{Hz}}} \right] \cdot \vec{V}_{L_100\text{Hz}} \approx \frac{\vec{V}_{L_100\text{Hz}}}{\vec{Z}_{g_100\text{Hz}}} \quad (5-34)$$

$$\vec{V}_{L_100\text{Hz}} \approx \vec{Z}_{g_100\text{Hz}} \cdot \vec{I}_{100\text{Hz}} \quad (5-35)$$

Además, existe un límite superior para el umbral de detección. Este límite se calcula para asegurar que cuando la red se desconecta (situación de islanding) el segundo armónico de la tensión en el PCC llega a ser más alto que el umbral establecido, permitiendo la detección de islanding. Obviamente, el umbral en alto no se puede fijar arbitrariamente, o la detección de islanding podría fallar para algunos casos. En una situación de islanding la expresión del segundo armónico de la tensión en el PCC está dada por (5-36). Este valor es una función de la carga en el PCC a 100Hz , $\vec{Z}_{L_100\text{Hz}}$.

$$\vec{V}_{L_100Hz} \approx \vec{Z}_{L_100Hz} \cdot \vec{I}_{100Hz} \quad (5-36)$$

De acuerdo con el estándar IEEE 929-2000 para la detección de islanding, el peor caso para detectar el islanding se presenta para una carga RLC paralelo con un factor de calidad $Q_f = 2.5$. El valor absoluto del fasor de la impedancia para este tipo de carga a 100Hz se calcula de acuerdo con (5-37). Por lo tanto, el umbral para la detección de islanding debe ser inferior al valor definido por (5-36) con una impedancia de carga dada por (5-37).

$$|Z_{L_100Hz}| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_L}\right)^2 + \left(2\pi \cdot 100 \cdot C_L - \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot L_L}\right)^2}} \quad (5-37)$$

Adicionalmente, se introduce una mejora para proporcionar mayor robustez al sistema de detección: un retraso está programado con el fin de verificar la situación de islanding y así evitar falsas detecciones debido a la presencia de transitorios o ruido en las mediciones. Cuando la salida promediada del filtro Goertzel, Ay_k , supera el umbral, dicha condición debe mantenerse por un período de tiempo de $100ms$ (correspondiente a 5 ciclos de la red) antes de la desconexión del PCC, a fin de garantizar que se ha producido realmente la condición de islanding. Se ha establecido el valor de $100ms$ con el fin de no exceder lo señalado por el estándar IEEE 929-2000. El algoritmo del método de detección de islanding propuesto se muestra en la Figura 5-8.

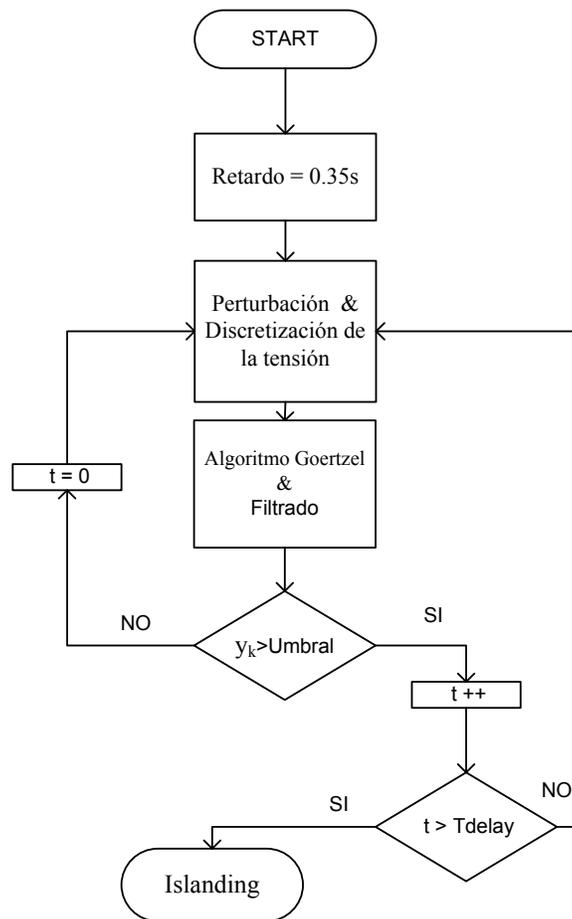


Figura 5-8. Algoritmo del método de detección de islanding propuesto

5.1.4 Resultados de simulación

En esta sección se presentan los principales resultados de las simulaciones de los diferentes métodos expuestos anteriormente. Dichas simulaciones se realizaron en PSIMTM y se probaron sobre el microinversor presentado en el capítulo II, 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.

El sistema microinversor ha sido simulado en el punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico, $V_g = 29V$, $I_{pv} = 14.7A$ ($P_{pv} = 430W$). La frecuencia de operación del algoritmo MPPT es mucho menor que los lazos de tensión y corriente (50Hz). Todos los lazos del convertidor push-pull y del inversor se encuentran operando cuando la situación de islanding ocurre $t = 0.5s$. Los resultados de simulación muestran la respuesta de las más importantes magnitudes del microinversor durante la detección de islanding.

En la Figura 5-9, se muestran los resultados del método de detección de islanding basado en la variación de la potencia activa, mediante el uso de la realimentación de tensión. El valor de $K_v=15$ determina el tiempo de detección. En la gráfica se puede observar cómo se produce la desconexión del microinversor en 245ms, cumpliendo con los tiempos establecidos por los estándares (Máximo tiempo de detección=120 ciclos) [107].

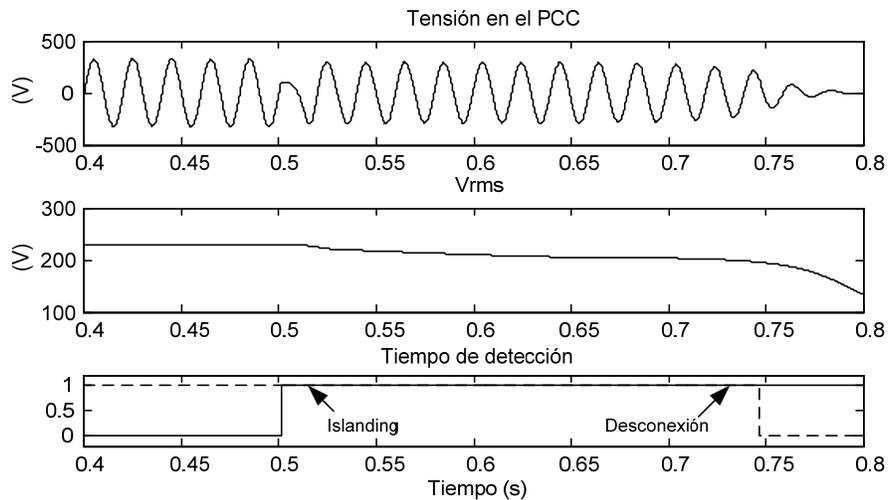


Figura 5-9. Tensión en el PCC (superior), Tensión RMS (central) y tiempo de detección de islanding (inferior) con el método de Inyección de Potencia Activa.

La Figura 5-10 muestra la respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor:

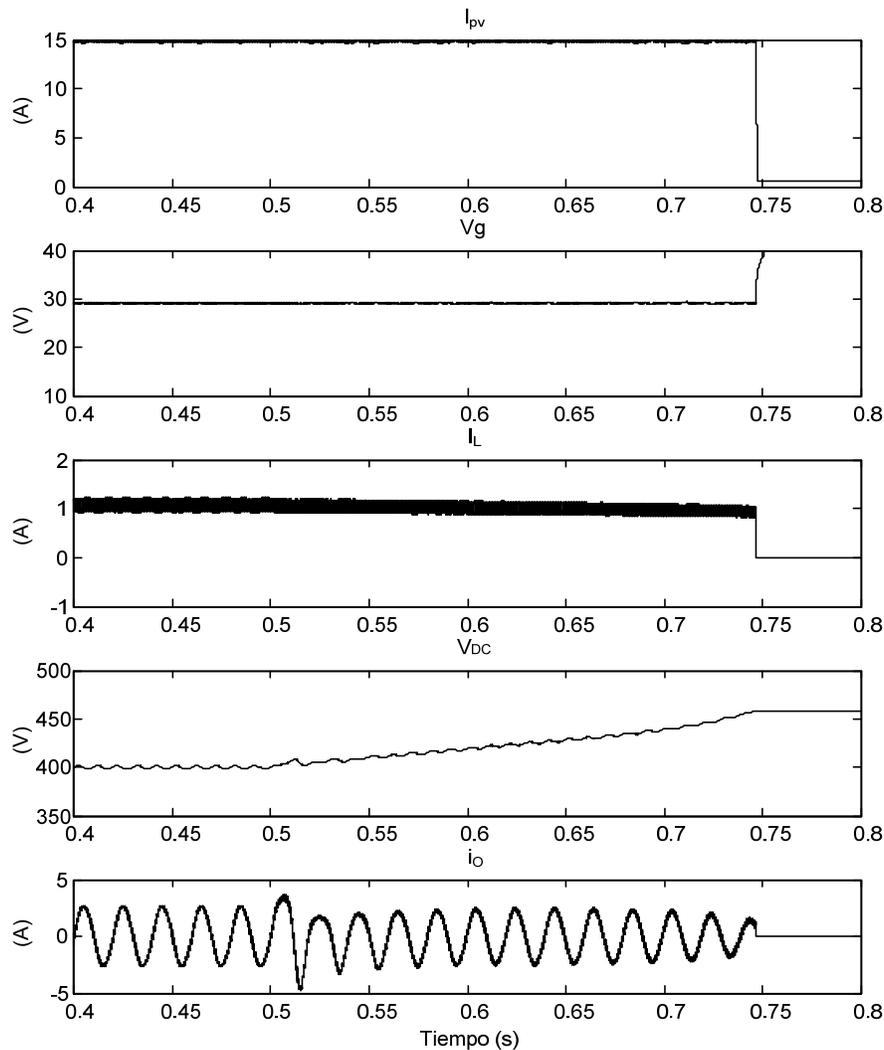


Figura 5-10. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método de Inyección de Potencia Activa está operando.

En la Figura 5-10 se observa que el método de detección de islanding basado en la variación de la potencia activa produce tensiones y corrientes en los convertidores de potencia que no son peligrosas para los semiconductores de potencia y los componentes de filtrado. La distorsión de la corriente inyectada por el inversor al PCC, THD_i , es menor al 3.33% a plena carga.

El método de inyección de la potencia activa tiene el problema que el nivel de tensión de la DC link puede alcanzar valores altos y peligrosos para los componentes del microinversor. Dichos niveles dependen del tamaño de la perturbación inyectada.

La Figura 5-11 y la Figura 5-12, se presentan los resultados correspondientes al método de detección de islanding basado en la variación de la potencia reactiva a través de la frecuencia de realimentación, y es análoga a la Figura 5-9 y a la Figura 5-10. El valor de $K_f=4$ determina el tiempo de detección. En la Figura 5-11 se observa que el tiempo de detección es de 230ms, el cual se encuentra dentro del tiempo establecido por los estándares.

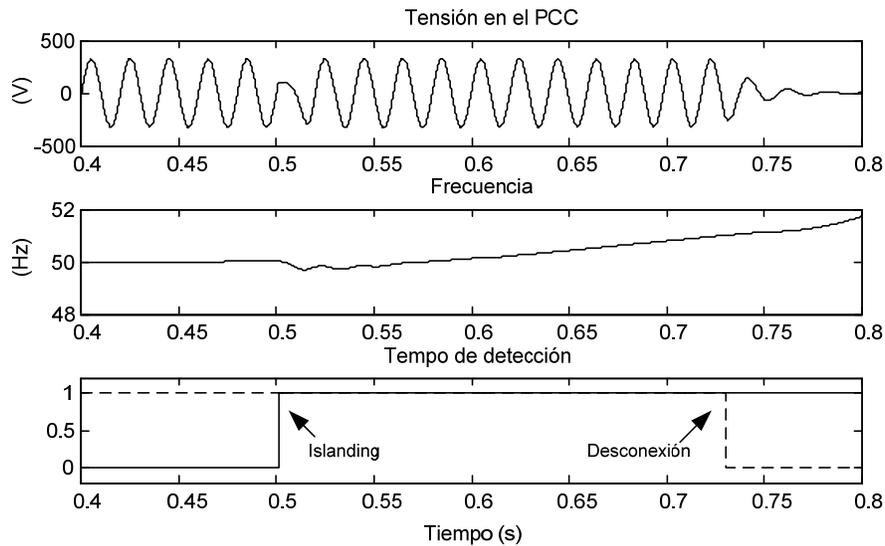


Figura 5-11. Tensión en el PCC (superior), Frecuencia (central) y tiempo de detección de islanding (inferior) con el método de Inyección de Potencia Reactiva.

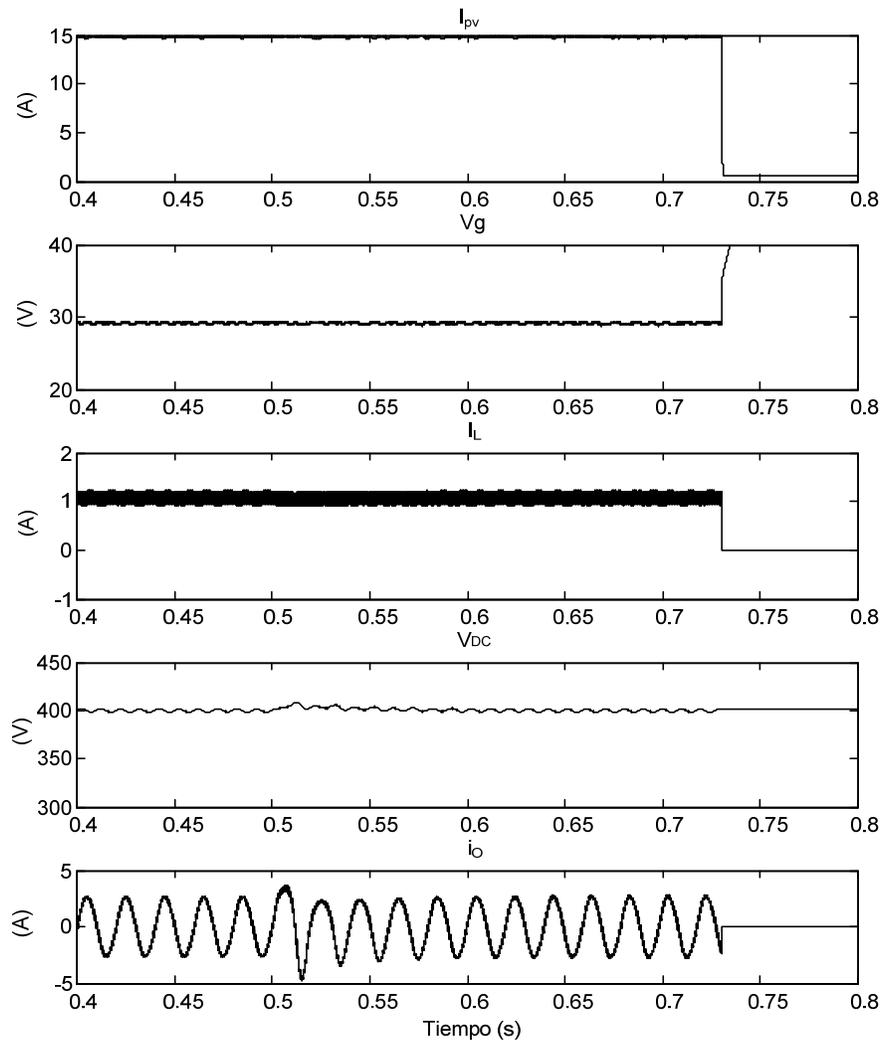


Figura 5-12. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método de Inyección de Potencia Reactiva está operando.

En la Figura 5-12 se observa que el transitorio durante la detección de islanding es aceptable para la etapa de potencia. La distorsión de la corriente inyectada por el inversor al PCC, THD_i , es menor al 3.33% a plena carga, y la potencia reactiva es menor al 3.34% de la potencia activa nominal.

La Figura 5-13 y la Figura 5-14, muestran los resultados del método GEFS. Se puede apreciar que cuando aparece la condición de islanding se presenta una variación en la componente I_q que hace que la referencia de corriente varíe en magnitud y fase, y que suceda el efecto de realimentación. Este efecto empuja a la tensión o la frecuencia del microinversor fuera de los límites establecidos.

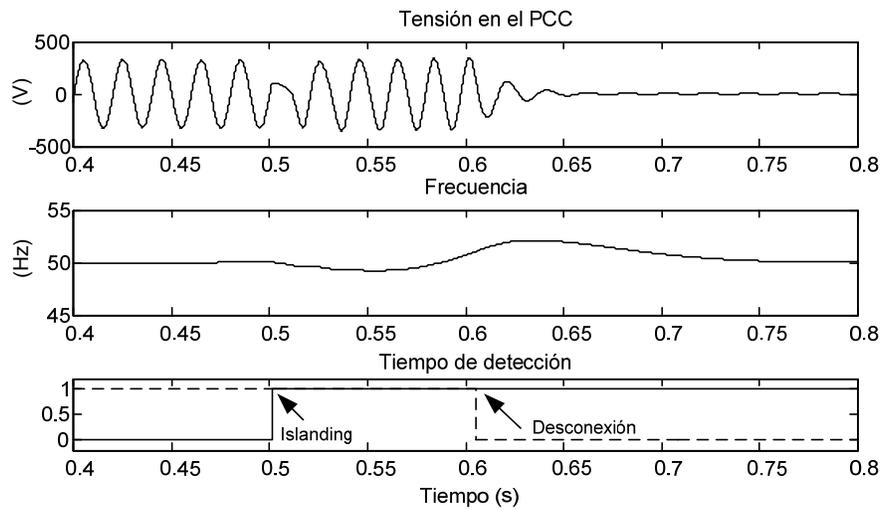


Figura 5-13. Tensión en el PCC (superior), Frecuencia (central) y tiempo detección de islanding (inferior) con el método GEFS.

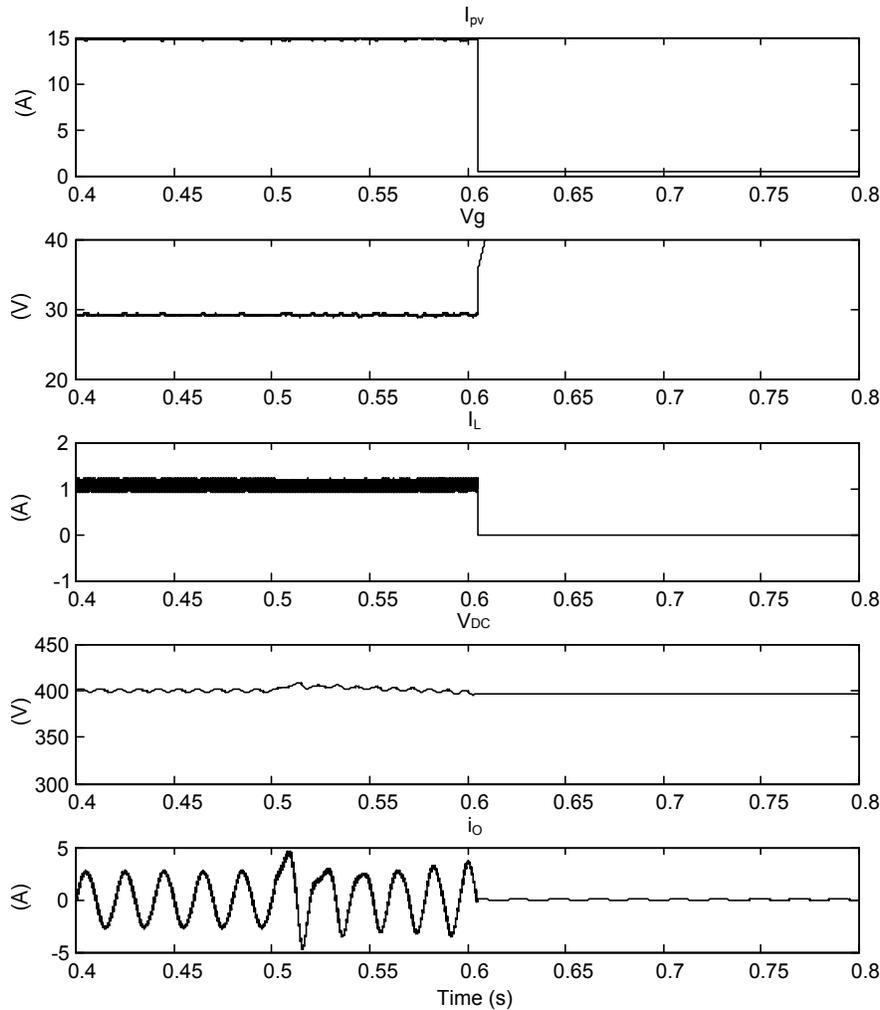


Figura 5-14. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método GEFS está operando.

En la Figura 5-14 se observa que el transitorio durante la detección de islanding es aceptable para la etapa de potencia. La distorsión de la corriente inyectada por el inversor al PCC, THD_i , es menor al 3.30% a plena carga, y la potencia reactiva es menor al 3.33% de la potencia activa nominal.

La Figura 5-15 y la Figura 5-16, muestran 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.

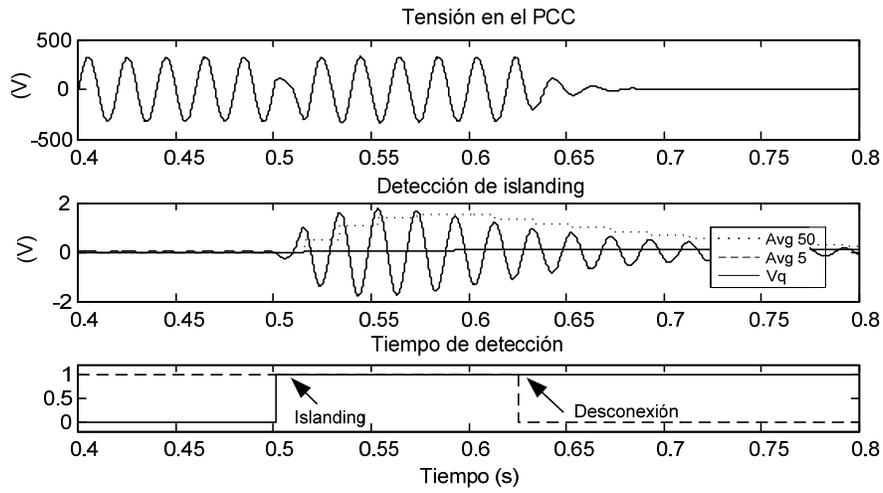


Figura 5-15. Tensión en el PCC (superior), variables involucradas en la detección de islanding (central) y tiempo de detección de islanding (inferior), con el método de detección de impedancia.

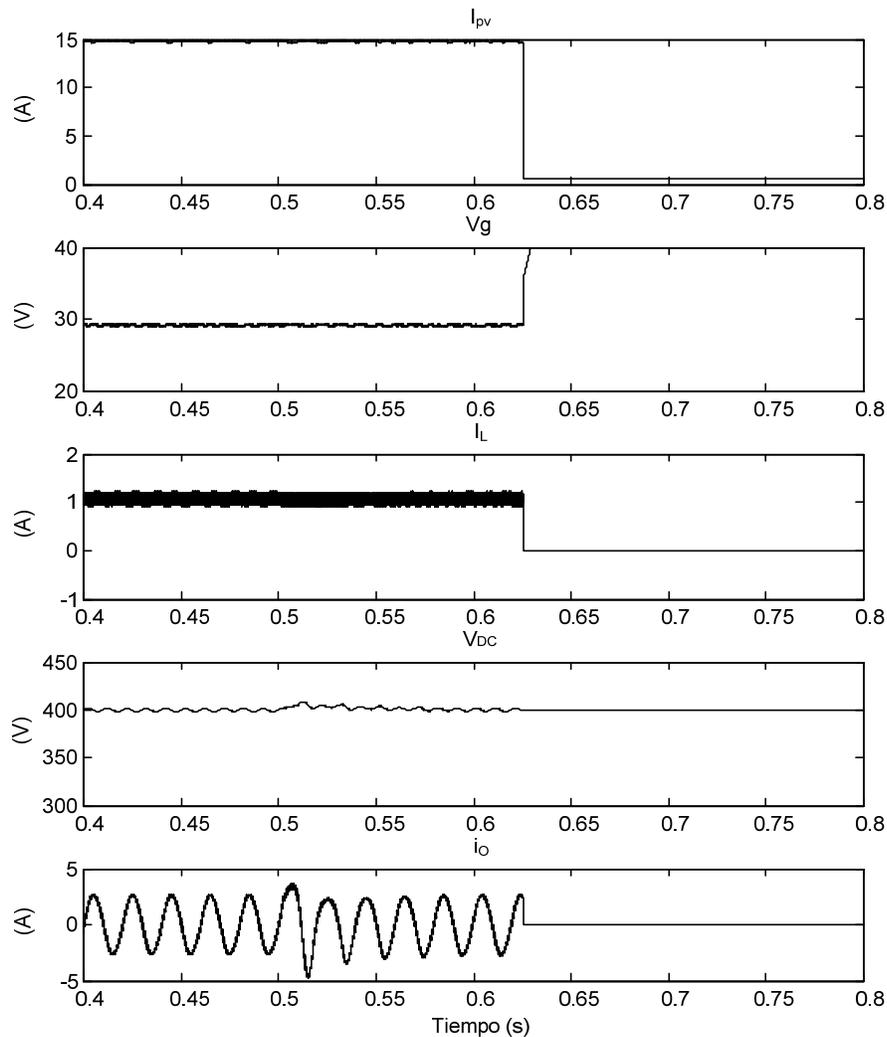


Figura 5-16. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del Push-pull y del inversor, cuando el método de detección de impedancia está operando.

En la Figura 5-16 se observa que el transitorio durante la detección de islanding es aceptable para la etapa de potencia. La distorsión de la corriente inyectada por el inversor al PCC, THD_i , es menor al 3.37% a plena carga, y la potencia reactiva es menor al 3.35% de la potencia activa nominal.

En la Figura 5-17 se muestran los resultados de la simulación para el método propuesto, basado en inyección de un segundo armónico a través del PLL y la posterior detección de dicho armónico en la tensión de salida a través del algoritmo Goertzel. En la gráfica superior se presenta la evolución de la tensión en el PCC. La gráfica central muestra el tiempo en el cual ocurre el islanding y el tiempo para el cual el método lo detecta. La gráfica de abajo representa la evolución de la medición del segundo armónico. En la figura se puede apreciar

que el tiempo de desconexión del inversor cumple con los valores establecidos por los estándares.

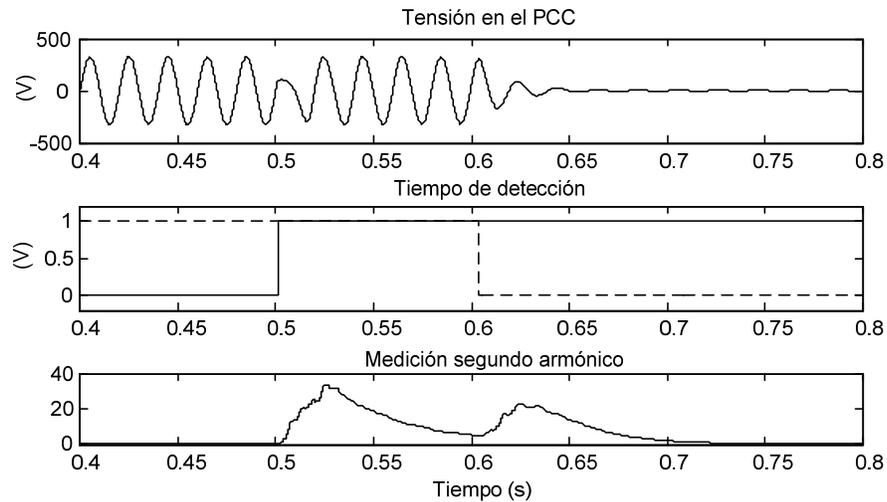


Figura 5-17. Tensión en el PCC (superior), tiempo de detección de islanding (central) y medición del segundo armónico (inferior), con el método propuesto.

En la Figura 5-18 se observa que el transitorio durante la detección de islanding es aceptable para la etapa de potencia. La distorsión de la corriente inyectada por el inversor al PCC, THD_i , es menor al 3.65% a plena carga, y la potencia reactiva es menor al 3.17% de la potencia activa nominal.

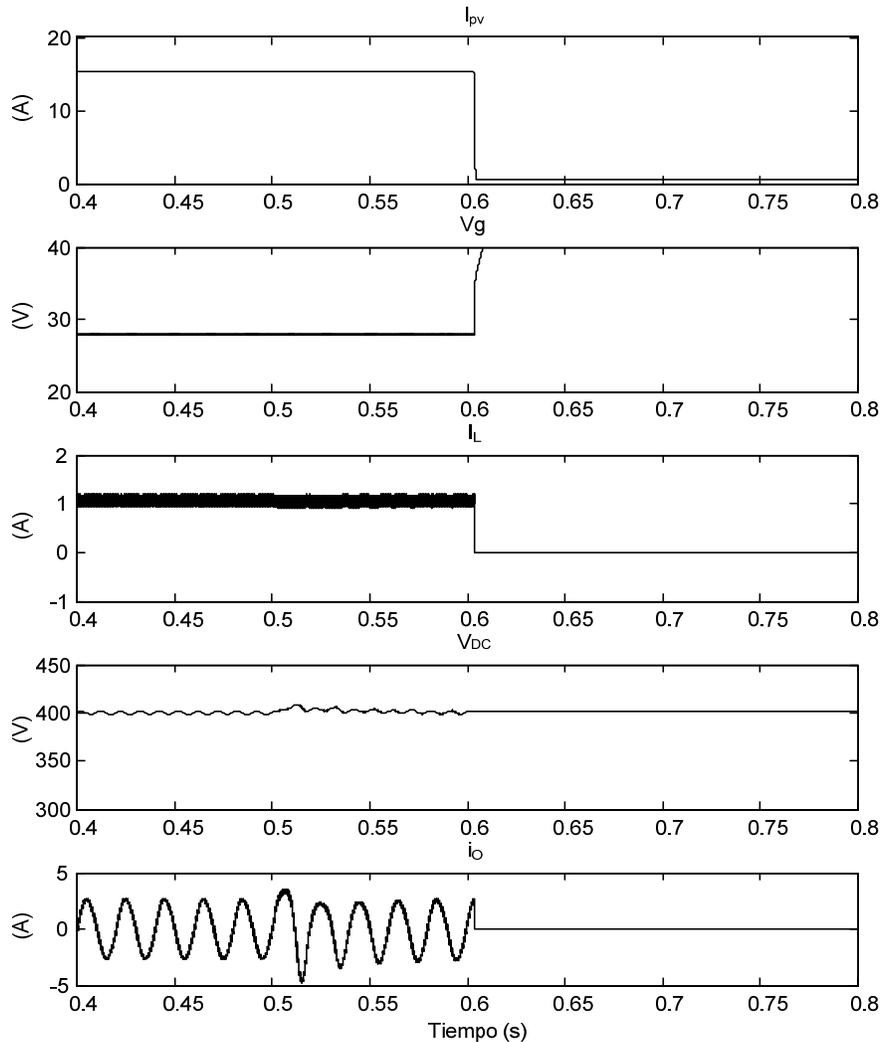


Figura 5-18. Respuesta transitoria de las más importantes variables eléctricas del push-pull y del inversor, cuando el método propuesto está operando.

Para todos los métodos simulados anteriormente 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 5-1 se presenta un cuadro que permite comparar los tiempos de detección, el THD_i y la potencia reactiva de los diferentes métodos.

Método	Tiempo de detección	THD _i (%)	Potencia Reactiva (% de P. Activa)
Variación de potencia activa	0.245s con $K_v = 15$	3.33	3.34
Variación de potencia reactiva	0.230s con $K_f = 4$	3.30	3.34
GEFS	0.1 a 0.2s como una función del tamaño de la perturbación.	3.30	3.33
Detección de impedancia	0.1 a 0.2s como una función del tamaño de la perturbación.	3.37	3.35
Propuesto	0.1 a 0.12s como una función del tamaño de la perturbación.	3.65	3.17

Tabla 5-1. Comparación de los diferentes métodos activos para detección de islanding

5.1.5 Resultados experimentales

La técnica de detección propuesta ha sido probada mediante el uso de una fuente DC programable AMREL SPS 800-12 DO13, a la cual se le ha programado una curva I-V de un panel comercial con modelo SLK60P6L de la empresa Siliken S.A. Los parámetros del inversor utilizado se muestran en el Anexo II, mientras que las funciones de transferencia de los controladores se encuentran en el capítulo IV. Dichos controladores han sido discretizados a través de la técnica Tustin para una frecuencia de muestreo de 40 kHz, y se implementó en una tarjeta de propósito general para el DSP de Texas Instruments TMS320F28335, Anexo III.

Las pruebas experimentales fueron llevadas a cabo sobre la red eléctrica ubicada en el GSEI. El THD_v medido a través de un Fluke 43B Power Quality Analyzer fue de 3.4 %. Los valores de los armónicos y demás características de la red se muestran en la Figura 5-19.



FRECUENCIA	Armónicos %
100 Hz	0,0197
150 Hz	2,8194
250 Hz	1,8338
THD _V	3.4 %
V _{rms}	225.3 V

Figura 5-19. Propiedades de la red eléctrica.

La Figura 5-20 (a) muestra el comportamiento del sistema, sin desconectar el inversor cuando se produce la situación de *islanding*, y tiene conectado una carga RLC paralelo con $Q_f=3.289$ ($R_L=226.67 \Omega$, $L_L=220 \text{ mH}$, $C_L=45 \mu\text{F}$) siguiendo los requerimientos del estándar IEEE 929-2000. En este caso, la perturbación de tensión y frecuencia del sistema, después de la situación de *islanding*, no es detectada por los métodos pasivos (Sobre/sub-tensión y Sobre/sub-frecuencia). Las dos formas de onda superiores muestran la evolución de la corriente inyectada por el inversor y la tensión sobre la carga local RLC. La forma de onda inferior representa el instante en que la situación de *islanding* se produce. Esta señal baja en el momento en que la red se desconecta de la carga local RLC. En este caso el inversor alimenta la carga local después de la situación de *islanding*. La Figura 5-20 (b) muestra el comportamiento de la salida del filtro Goertzel, Ay_k , la cual es una variable interna del DSP. Se observa que el cambio de esta magnitud es fácilmente detectable. A pesar de la disminución de la tensión eficaz del PCC y el aumento de la corriente eficaz de salida cuando la red se desconecta del sistema, los valores de la tensión y la frecuencia en el PCC se mantienen dentro de los límites fijados por la norma EN 50160, por lo que las técnicas pasivas no detectan la situación de *islanding*. En esta situación, el inversor puede continuar alimentando las cargas locales como se muestra en la Figura 5-20 (a). Por lo tanto, una técnica de detección activa de *islanding* es necesaria para desconectar el inversor.



Figura 5-20. (a) Comportamiento del sistema en situación de *islanding* sin desconexión del inversor, con carga RLC. Superior: corriente de salida del inversor, 2 A/div. Central: Tensión sobre la carga local, 200 V/div. Inferior: Señal de desconexión de red, 5 V/div. Escala de Tiempo: 200 ms/div. (b) Comportamiento de la salida del filtro Goertzel, Ay_k , escalada ($\times 3$), la cual es una variable interna del DSP.

En la Figura 5-21 se muestran los resultados experimentales con desconexión del inversor después de la detección de *islanding*. La Figura 5-21 (a) describe la operación del método propuesto con la carga RLC descrita anteriormente. Las dos primeras formas de onda muestran la evolución de la corriente inyectada por el inversor y la tensión sobre la carga local RLC, respectivamente. La forma de onda inferior representa el instante en que se produce el *islanding* (transición de la onda de alto a bajo). En este caso el método es capaz de detectar la situación de *islanding* y detener la inyección de potencia en 110ms. En la Figura 5-21 (b) se muestran los resultados experimentales para una carga resistiva ($R_L = 226.67 \Omega$), obteniéndose resultados similares a los presentados en la Figura 5-21 (a). Se puede observar que el tiempo de detección apenas depende del tipo de carga. Este tiempo de detección cumple ampliamente con los márgenes de seguridad establecidos por el estándar IEEE 929-2000.

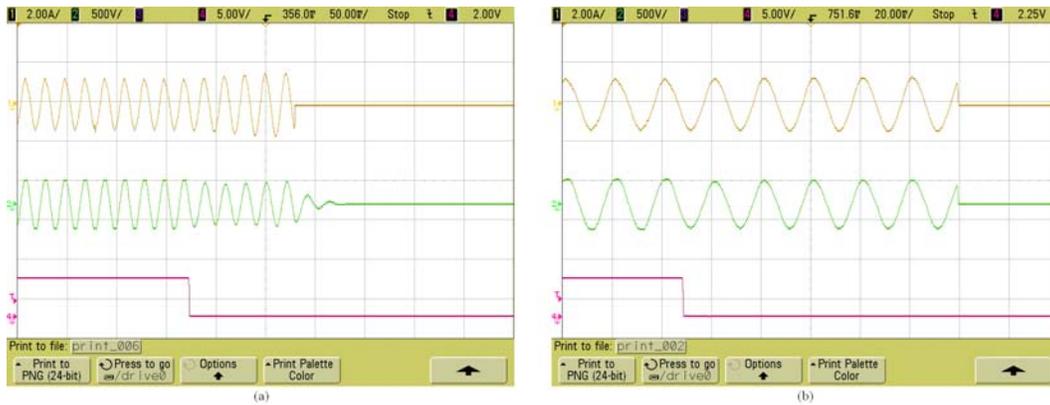


Figura 5-21. Resultados experimentales. (a) Carga RLC. Superior: corriente de salida del inversor, 2 A/div. Central: tensión sobre la carga local, 500 V/div. Inferior: señal de desconexión de red, 5 V/div. Escala de tiempo: 50 ms/div. (b) Carga RL. Superior: corriente de salida del inversor, 2 A/div. Central: tensión sobre la carga local, 500 V/div. Inferior: señal de desconexión de red, 5 V/div. Escala de tiempo: 20 ms/div.

El tiempo de ejecución del algoritmo de detección propuesto en el DSP es de 11.2 μ s, mientras que el tiempo de cálculo disponible es de 25 μ s (frecuencia de conmutación de 20 kHz, frecuencia de muestreo de 40 kHz y doble actualización del PWM), trabajando con un ciclo de la máquina 150MHz. El tiempo de ejecución del lazo de control sin el algoritmo de detección implementado en el DSP es de 13.8 μ s.

La distorsión de la corriente inyectada por el inversor, THD_i , se incrementa únicamente 0.6 % a máxima potencia, cuando la perturbación del algoritmo propuesto es aplicada. El factor de potencia casi no se ve afectado por este método.

La Tabla 5-2 muestra la comparación de los tiempos de detección en el inversor bajo estudio con diferentes métodos de detección de *islanding* presentados en la literatura [58], [117].

Método	Tiempo de detección
Variación de potencia activa.	0.3 s con $K_v = 10$
Variación de potencia reactiva.	0.65 s con $K_f = 60$
Inyección de corriente armónica.	0.1-0.2 s en función del umbral establecido
GEFs.	0.2 s
Método propuesto.	0.105 a 0.115 s

Tabla 5-2. Tiempos de detección en el inversor bajo estudio para diferentes métodos de detección de *islanding*.

5.2 Conclusiones del capítulo

1. Se desarrolló un completo estudio de varios métodos activos de detección de islanding residentes en el inversor para microinversores monofásicos fotovoltaicos, desde el punto de vista de la simulación. Una novedad importante de este estudio es que no se hicieron simplificaciones de las etapas de potencia (convertidor DC-DC + inversor) y se implementaron las pruebas teniendo en cuenta la operación del MPPT, así como los lazos de control del convertidor y del inversor. Por lo tanto pudieron ser evaluados, el efecto de los métodos de detección de islanding sobre la respuesta transitoria de las magnitudes eléctricas de las etapas de potencia.
2. Se comprobó que para las mismas condiciones de ensayo según lo establecido por el estándar IEEE 929, todos los métodos cumplieron con los tiempos de detección. Sin embargo, los métodos basados en realimentación positiva presentaron tiempos de desconexión más largos, que los métodos basados en inyección de armónicos. La razón de esto, se debe a que los métodos de realimentación positiva necesitan una cantidad considerable de tiempo para llegar a la UOV o UOF, mientras que los métodos basados en la inyección de armónicos detectan variaciones en la impedancia de la red, las cuales permiten trabajar con umbrales de detección más pequeños.
3. Se observó que ningún método de detección produce sobretensiones peligrosas o sobrecargas en los convertidores de potencia y en sus componentes de filtrado. Por otra parte, pese a que los métodos se basan en perturbar la red eléctrica, si los parámetros de diseño son escogidos cuidadosamente, sus efectos sobre la calidad de potencia no son significativos.
4. Se propuso un nuevo método de detección de islanding basado en la adición de la perturbación de un armónico de segundo orden a la corriente inyectada por el inversor (solución utilizada en la literatura) a la red eléctrica. Cuando se desconecta la red (situación de islanding), la tensión en el PCC sigue la forma de onda de la corriente inyectada por el inversor, así que una pequeña tensión armónica de segundo orden puede ser detectada. El método de detección de islanding propuesto se basa en la medición del segundo armónico de la tensión en el PCC a través del algoritmo Goertzel. El método fue validado a través de simulación y pruebas experimentales sobre un microinversor de 430W (probado a 230W). Una red eléctrica distorsionada ha sido considerada. El método

propuesto trabaja adecuadamente con cargas locales con alto factor de calidad.

Las ventajas de este método son:

- Una perturbación insignificante es inyectada en estado estable, la cual no afecta a la estabilidad de la red. El inversor no inyecta corrientes armónicas significativas ni potencia reactiva cuando se emplea este método.
- Se obtienen resultados similares con diferentes tipos de carga (R y RLC).
- Pequeños tiempo de detección (menores a 120ms).
- El método trabaja en forma adecuada, incluso con valores altos de corriente armónica de segundo orden, cercanos al 55%.

Se pueden señalar dos desventajas del método propuesto: 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) podrían causar falsas detecciones.

CAPÍTULO VI

*Estructuras de control para
operación del microinversor
en modo isla*

CAPÍTULO VI. ESTRUCTURAS DE CONTROL PARA OPERACIÓN DEL MICROINVERSOR EN MODO ISLA

El control de inversores fotovoltaicos de pequeña potencia, o microinversores, difiere significativamente según el modo de operación en el que opere, es decir, en conexión a red o en isla (microrred aislada). Pese a que en muchos países, incluido España, la legislación al respecto establece que los sistemas de generación distribuida con conexión a red deben desconectarse en caso de que esta no se encuentre presente, el interés creciente que despierta el desarrollo de microrredes motiva la necesidad de concebir técnicas de control capaces de reconfigurarse de manera autónoma cuando la microrred se desconecta de la red principal y pasa al denominado funcionamiento en isla.

Teniendo en cuenta lo anterior, en el presente capítulo, se analizará y se concebirán los esquemas de control necesarios para la operación del microinversor en modo isla. En este modo el microinversor tiene como objetivo alimentar las cargas locales, ofreciendo las mismas características de forma de onda, tensión y frecuencia de la red, es decir opera como una fuente de tensión. Para ello es común encontrar que diferentes autores [118], [119] plantean la idea de disponer de un medio de almacenamiento de energía (baterías, pilas de combustible, etc.). Sin embargo en el desarrollo de esta tesis se plantea la posibilidad de que en modo isla el microinversor trabaje sin sistema de almacenamiento, es decir que se entregue la energía que se capta directamente a la carga, esto en razón a que incorporar sistemas de almacenamiento en unidades de pequeña potencia es una alternativa costosa, lo que constituye una solución novedosa para equipos de pequeña potencia a los cuales se les incluye una nueva función adicional que es la de operar en modo isla sin necesidad de equipos de almacenamiento de energía. Teniendo en cuenta la hipótesis anterior se hace necesario que los controladores del inversor y del push-pull se reconfiguren con el fin de cumplir con las condiciones exigidas por el sistema, esto en razón a que los controladores empleados en el modo interconectado a red presentan diferentes objetivos de control.

En el modo de operación en isla se busca que los controladores del push-pull se ajusten con el fin de entregar la energía necesaria que demande la carga o la limiten a la máxima que se tiene disponible. Es por eso que se propone regular la tensión de entrada del push-pull teniendo como referencia la adición de la señal impuesta por el MPPT más la referencia impuesta por un lazo externo de tensión que permite regular la DC_LINK. El lazo de corriente, así como el controlador asociado quedan igual al utilizado en el modo interconectado a red. Se debe tener en cuenta que lo que importa en este modo es suplir la energía demandada por la carga (para este caso, inversor más carga), sin embargo existe una

limitación inherente de potencia dada por la cantidad máxima de potencia que puede dar la fuente renovable. Si la potencia demandada es menor que la generada se hace necesario salir del punto de máxima potencia impuesto por el MPPT con el fin de manejar dichas cargas, si el caso que se presenta es el contrario (generación menor a la demanda), el sistema no podrá suplir dicha demanda y el push-pull, según sea el caso, o podrá dejar de operar, o permanecerá en estado de flotación o se reconfigurará nuevamente a modo red, con el fin de funcionar como fuente de corriente. Otro aspecto que se debe tener en cuenta, es que debido a las características de operación del push-pull, se hace necesario trabajar en la zona correspondiente a la pendiente negativa de la curva tensión de panel vs. potencia, con lo cual el esquema de control debe tener la capacidad de hacer operar al convertidor en dicha zona. A lo largo del capítulo se expondrá de forma más clara la problemática y se propondrá una solución bastante práctica a dicho fenómeno.

Desde el punto de vista del inversor, el conmutar de modo interconectado a red a modo isla, radica en el cambio del controlador de tensión, ya que el controlador empleado en modo red busca regular la tensión en la DC_LINK, mientras que para el modo isla se controla la tensión de salida. Adicionalmente, la referencia para el controlador de tensión en el modo isla es fijada por los esquemas droop, mientras que para el modo red es constante. Aunque en el capítulo I se han presentado algunos trabajos enfocados a la reconfiguración de inversores, esta no ha sido llevada a cabo, por lo menos en la literatura consultada, a nivel de microinversores, así como no se ha explotado el hecho de conmutar de un modo, en el que el microinversor trabaja como fuente de corriente, a operar en modo isla como fuente de tensión a través de los esquemas droop. Con el fin de evitar transiciones bruscas de un modo a otro se hace necesario igualar las condiciones finales de los controladores en un modo a las condiciones iniciales del controlador en el otro. Cabe destacar que al conmutar de un modo a otro se ha empleado el mismo controlador de corriente de salida del inversor, y no se ha realizado en el modo isla un control exclusivamente en modo tensión, esto en razón a que dicho controlador de corriente permite limitarla y brinda protección al sistema [120].

Adicionalmente se debe tener en cuenta que la potencia entregada por el microinversor es aquella que demande la carga, por esta razón se hace necesario encontrar la referencia de tensión en términos de la potencia activa y reactiva consumida por la carga. El método que se usará para fijar dicha condición son los esquemas droop, los cuales serán expuestos en este capítulo.

En la Figura 6-1 se presenta el esquema propuesto para el microinversor operando en este modo.

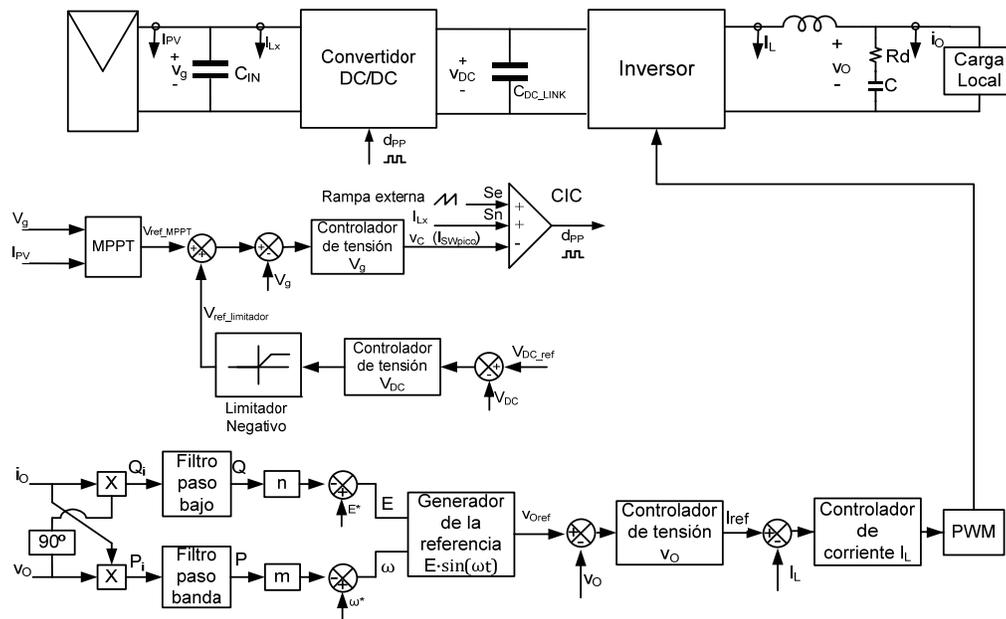


Figura 6-1. Esquema propuesto para operación del microinversor en el modo isla.

6.1 Control del push-pull

La idea de operación de este modo se basa en dejar los controladores de corriente y tensión empleados en el modo red sin cambios, e incluir un lazo externo de tensión de la DC_LINK con el objeto de modificar la referencia impuesta por el MPPT. En la Figura 6-2 se puede observar el diagrama de bloques que representa el sistema.

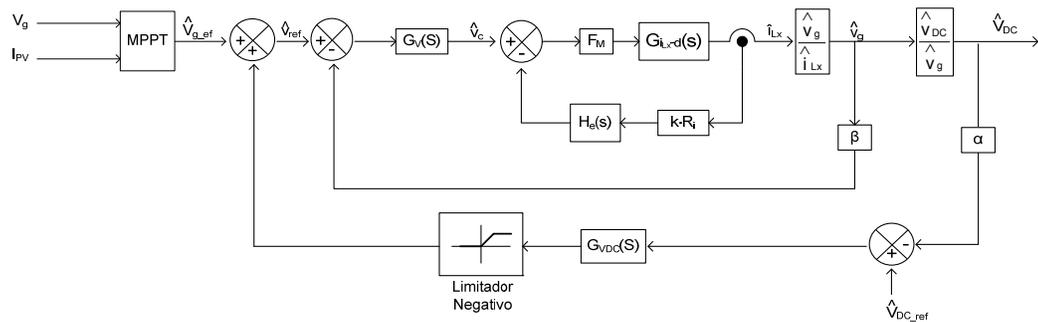


Figura 6-2. Lazos de control de tensión de entrada, corriente y tensión de salida para el push-pull en modo isla.

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia que relacionan la tensión de salida y el ciclo de trabajo ($G_{VDC-d}(s)$), y la corriente en

el inductor de salida y el ciclo de trabajo ($G_{iLx-d}(s)$), se pueden extraer de los modelos dinámicos planteados en la Figura 3-11 y la Figura 3-12 del capítulo 3, dichas funciones de transferencia se presentan a continuación:

Para obtener la función de transferencia $G_{VDC-d}(s)$ se tiene que

$$G_{VDC-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_o=0} \quad (6-1)$$

Teniendo en cuenta (6-1), y aplicando análisis de nodos y análisis de mallas al circuito de la Figura 3-12 se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$s \cdot C_{IN} \cdot \hat{v}_g + 2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot \hat{d} + D \cdot k \cdot \hat{i}_{Lx} = m_t \cdot \hat{v}_g \quad (6-2)$$

$$k \cdot D \cdot \hat{v}_g + 2 \cdot k \cdot V_g \cdot \hat{d} = s \cdot L_x \cdot \hat{i}_{Lx} + Z_{eq} \cdot \hat{i}_{Lx} \quad (6-3)$$

De donde Z_{eq} es la impedancia vista después del inductor L_x y se define como:

$$Z_{eq} = \frac{(s \cdot C_{DC_LINK} \cdot R_{ESR} + 1) \cdot R_{LOAD}}{s \cdot C_{DC_LINK} \cdot (R_{ESR} + R_{LOAD}) + 1} \quad (6-4)$$

Despejando \hat{v}_g de (6-2)

$$\hat{v}_g = \frac{2 \cdot k \cdot I_{Lx} \cdot \hat{d} + D \cdot k \cdot \hat{i}_{Lx}}{m_t - s \cdot C_{IN}} \quad (6-5)$$

Reemplazando (6-5) en (6-3) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{VDC-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_o=0} = \frac{Z_{eq} \cdot (2 \cdot k^2 \cdot D \cdot I_{Lx} + 2 \cdot k \cdot V_g \cdot (m_t - s \cdot C_{IN}))}{-k^2 \cdot D^2 + (s \cdot L_x + Z_{eq}) \cdot (m_t - s \cdot C_{IN})} \quad (6-6)$$

La segunda función de transferencia es

$$G_{iLx-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_o=0} \quad (6-7)$$

Dicha función de transferencia se puede determinar a partir de las ecuaciones halladas anteriormente. Despejando la función de transferencia de interés, se tiene:

$$G_{iLx-d}(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \Big|_{\hat{i}_o=0} = \frac{2 \cdot k^2 \cdot D' \cdot I_{Lx} + 2 \cdot k \cdot V_g \cdot (m_t - s \cdot C_{IN})}{-k^2 \cdot D'^2 + (s \cdot L_x + Z_{eq}) \cdot (m_t - s \cdot C_{IN})} \quad (6-8)$$

Usando los valores obtenidos en el capítulo 3 para el push-pull, se obtienen los diagramas de bode de $G_{VDC-d}(s)$ y $G_{iLx-d}(s)$, mostrados en la Figura 6-3 y la Figura 6-4.

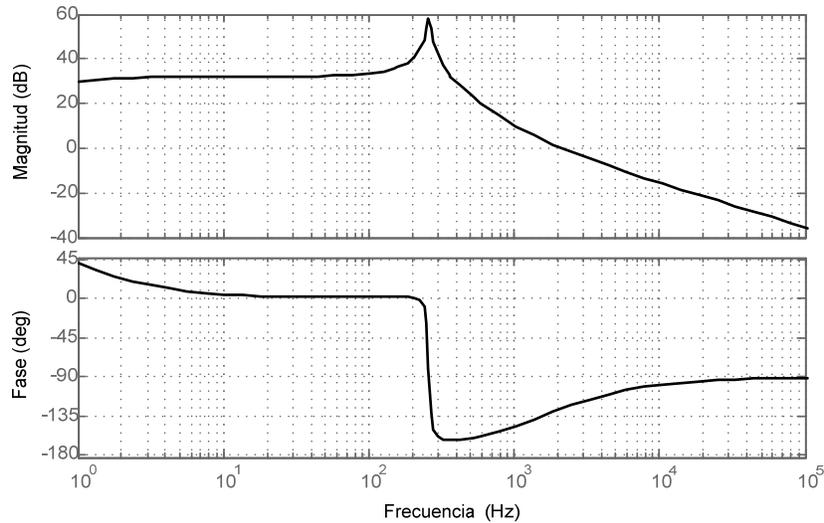


Figura 6-3. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{VDC-d} .

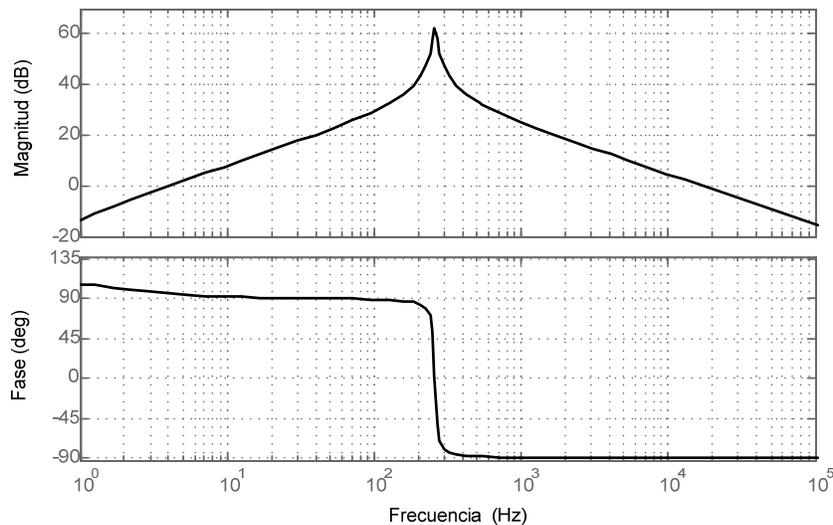


Figura 6-4. Diagrama de bode de la función de transferencia G_{iLx-d} .

En la Figura 6-5 se muestra el diagrama de bode del lazo de corriente de la Figura 6-2. Los diferentes bloques que conforman dicho lazo permanecen iguales a los implementados en el modo interconectado a red, la diferencia

radica en que la función de transferencia $G_{iLx-d}(s)$ cambia para el modo isla y es la que se presenta en la ecuación(6-8).

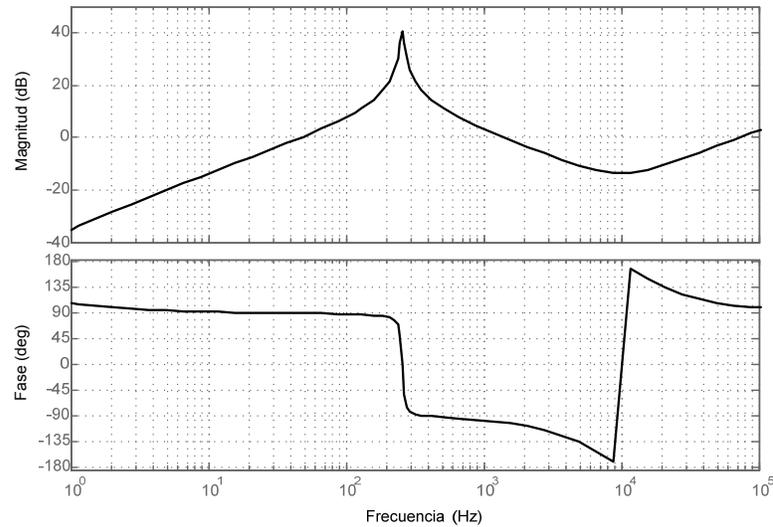


Figura 6-5. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$.

En la figura anterior se observa que en modo isla, con el mismo controlador de corriente implementado en el modo red, se consigue un margen de fase de 77.7° y un ancho de banda de 1.42kHz, por lo que no es necesario modificar el regulador.

Para el caso del controlador en el lazo de tensión de entrada al panel, presentado en el modo red, la respuesta dinámica del sistema cambia, porque éste a su vez ha sufrido modificaciones al cambiar de modo. Con el fin de valorar la respuesta del controlador de tensión de entrada (calculado para el modo red), en el modo isla se hace necesario determinar la función de transferencia $G_{Vg-Vc}(s)$, la cual se define en (6-9)

$$G_{Vg-Vc}(s) = \frac{\hat{v}_g}{\hat{i}_{Lx}} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_{Lx}}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_g}{\hat{v}_c} \tag{6-9}$$

Teniendo en cuenta la ecuación anterior, el controlador $G_V(s)$ presentado en (4-16) y que la ganancia del sensor de tensión es $\beta=0.05$, el diagrama de bode del lazo de tensión $T_V(s) = G_{Vg-Vc} \cdot \beta \cdot G_V(s)$ se muestra en la Figura 6-6.

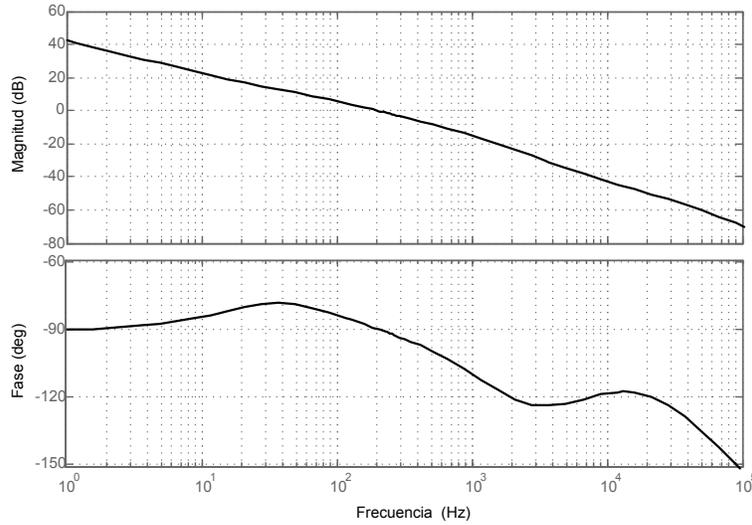


Figura 6-6. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

En la figura anterior se muestra que con el controlador se logra un margen de fase de 90.2° y un ancho de banda de 199Hz, valor que se encuentra por debajo de la frecuencia de corte del lazo de corriente y por encima de la frecuencia de operación del MPPT.

Para diseñar el controlador de la tensión de la DC_LINK, se hace necesario determinar la función de transferencia que relaciona la tensión en bornes del panel con la tensión de referencia ($G_{V_g-v_{ref}}(s)$), y la función de transferencia que relaciona la tensión de la DC_LINK con la tensión en bornes del panel ($G_{V_{DC}-V_g}(s)$), así como el valor de α , que para este caso es de 0.006. A continuación se presentan las funciones de transferencia que describen el sistema:

$$G_{V_g-v_{ref}}(s) = \frac{G_V(s) \cdot G_{v_g-v_c}(s)}{1 + G_V(s) \cdot G_{v_g-v_c}(s) \cdot \beta} \quad (6-10)$$

La función de transferencia $G_{V_{DC}-V_g}(s)$, se puede determinar a partir del análisis del modelo del push-pull en pequeña señal, en lazo abierto. La función de transferencia $G_{V_{DC}-V_g}(s)$ se muestra a continuación:

$$G_{V_{DC}-V_g}(s) = \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{v}_g}{\hat{d}} \right)^{-1} = \frac{k \cdot Z_{eq} \cdot (2 \cdot D \cdot k \cdot I_{Lx} + 2 \cdot V_g \cdot (m_t - s \cdot C_{IN}))}{2 \cdot k^2 \cdot D \cdot V_g \cdot (s \cdot L_x + Z_{eq}) \cdot 2 \cdot k \cdot I_{Lx}} \quad (6-11)$$

El controlador $G_{V_{DC}}(s)$ que permite fijar la referencia para el controlador de tensión del panel, se implementó a través de un PI en cascada con un integrador. El controlador implementado se muestra en (6-12).

$$G_{VDC}(s) = -\frac{1}{s} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) = -\frac{1}{s} \cdot \left(30299 + \frac{5756.81}{s} \right) \quad (6-12)$$

El la Figura 6-7 se muestra el diagrama de bode del lazo de tensión de la DC_LINK, $T_{VDC}(s) = G_{VDC-vref}(s) \cdot \alpha \cdot G_{VDC}(s)$. De donde la función de transferencia $G_{VDC-vref}(s)$ se calcula como:

$$G_{VDC-vref}(s) = \frac{\hat{v}_{DC}}{\hat{v}_g} \cdot \frac{\hat{v}_g}{\hat{v}_{ref}} \quad (6-13)$$

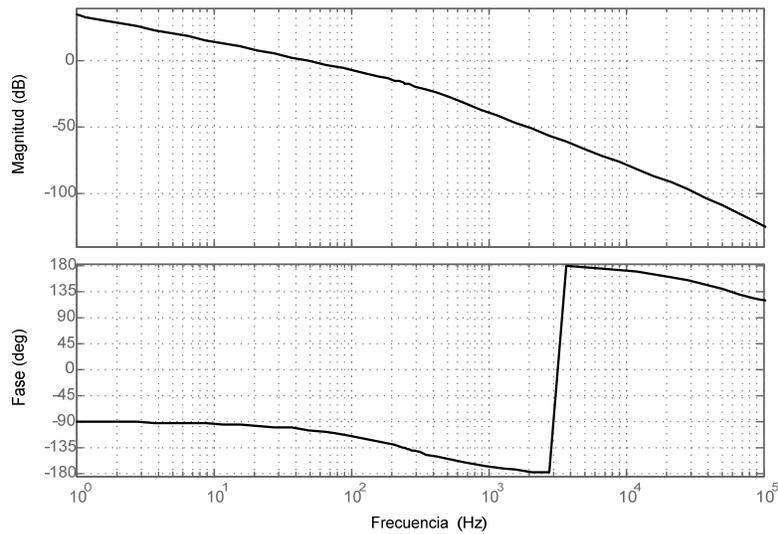


Figura 6-7. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión de la DC_LINK $T_{VDC}(s)$.

En la anterior gráfica se puede observar que el ancho de banda es de 50HZ y el margen de fase es de 76.2° . Por otra parte dicha gráfica permite determinar que el sistema es estable para un punto de operación determinado (Potencia de salida: 430W y tensión en el panel en el MPP: 29V), sin embargo, es necesario analizarlo para diferentes puntos de operación, ya que dependiendo de la demanda de carga, la potencia suministrada por el panel cambia, dándose el caso de que para la misma potencia (siempre y cuando ésta no sea la máxima) se tengan dos tensiones de panel que cumplen con la misma condición, como se aprecia en la Figura 6-8.

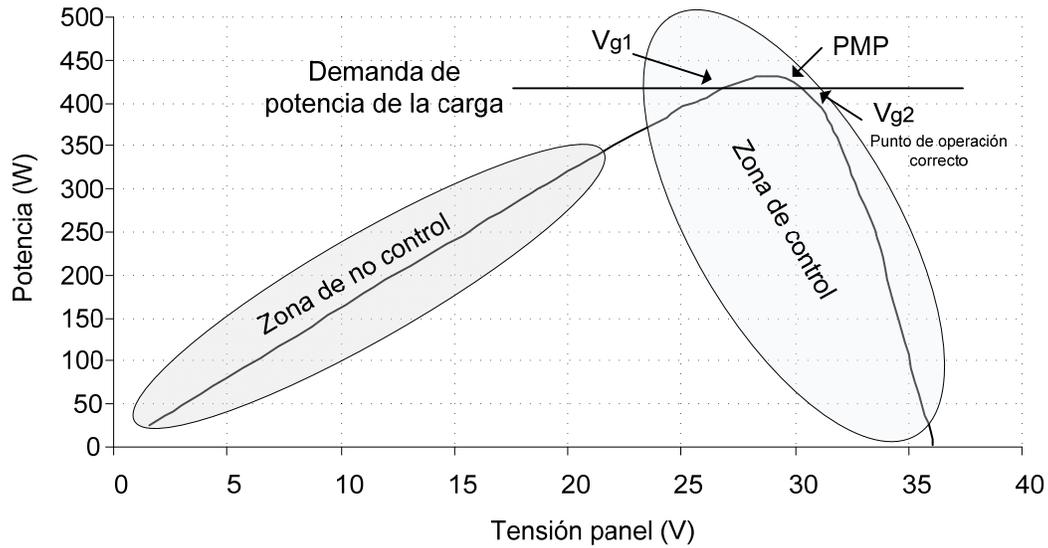


Figura 6-8. Tensión de panel vs. potencia

La Figura 6-8 representa la característica tensión del panel frente a potencia para una irradiancia de 1000w/m^2 .

En la Figura 6-9 se presenta un barrido paramétrico de la función de trasferencia de la DC_LINK con respecto a la tensión de referencia, $G_{VDC-Vref_VDC}(s)$, en función de la potencia consumida por la carga y la tensión de entrada al push-pull asociada, según los datos de la Figura 6-8.

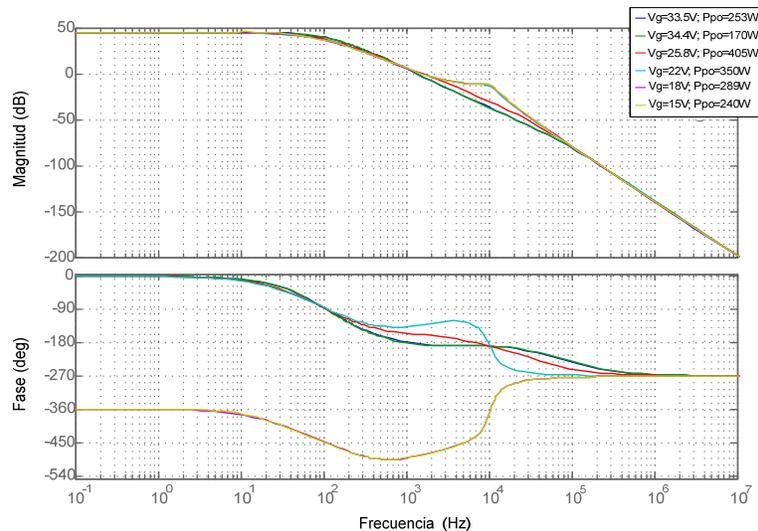


Figura 6-9. Barrido paramétrico de $G_{VDC-Vref_VDC}(s)$, en función de la potencia consumida por la carga y la tensión de entrada al push-pull asociada.

Se puede observar que cuando la tensión del panel es baja (Inferior a 21V) el sistema se hace inestable. La razón de este fenómeno se debe a que el ciclo de trabajo se acerca a 1, con lo cual el sistema no es capaz de regular dicha condición de carga. Por lo tanto si se desea entregar potencia a cargas pequeñas (que demanden poco consumo), se debe trabajar en la parte derecha del punto de máxima potencia de la Figura 6-8. Un problema que se origina es poder determinar la potencia máxima que puede entregar el panel sin necesidad de recurrir a medidores de temperatura e irradiancia, que aumentarían los costos de implementación.

Una solución que se propone en la presente Tesis al problema planteado anteriormente, es colocar un limitador negativo, dicha solución se basa en lo siguiente: si la demanda por parte de la carga es inferior a la potencia generada, la tensión de la referencia será menor que la tensión de la DC_LINK, con lo que el error es negativo. Al ingresar el error negativo y multiplicarse por la ganancia negativa del controlador, la salida de éste presenta un valor que se adiciona a la referencia impuesta por el MPPT, con lo que la tensión en bornes del panel es mayor y se consigue que se entregue la potencia que pide la carga, regulando adicionalmente la tensión en la DC_LINK. Para el caso en que el error sea positivo, multiplicado por la ganancia negativa del controlador tiene un efecto de resta, sin embargo el limitador coloca a cero la entrada al sumador, y al sistema solo ingresa la referencia impuesta por el MPPT.

Por otra parte, todo controlador real presenta una región de saturación que sumada al efecto integrador del PI, puede producir un fenómeno denominado reset-windup [121]. Este fenómeno puede causar fuertes soprepicos en la respuesta temporal del sistema, incluso puede llegar a desestabilizarla, y se pone en evidencia ante cambios importantes de la señal de referencia o perturbaciones de gran amplitud, para este caso grandes cambios de carga en el push-pull (superiores al 60%). A continuación se expondrá el mecanismo para mitigarlo.

6.1.1 Efecto Anti-windup

Un mecanismo que permite solucionar el fenómeno descrito anteriormente es el incluir en el lazo de control un anti-windup. Este mecanismo permite saturar el término integral a un valor fijado previamente, con el fin de evitar actuaciones extremadamente grandes por parte del controlador [122]. Se debe tener en cuenta que el PI es intrínsecamente inestable, por lo tanto si integra durante mucho tiempo, tardara en volver nuevamente a cero. Es decir, cuando el error es grande, puede ocurrir que el actuador se sature, pero el PI continúa integrando y puede llegar a valores muy altos. Al reducirse el error, la parte integral también se reduce, pero desde un valor muy grande. Esto puede llevar mucho tiempo hasta que se logre la estabilidad. Una forma de evitar dicho fenómeno es limitando las variaciones de la señal de referencia, de forma que la salida del controlador no alcance los valores límites del actuador. Este tipo de estrategia

puede perjudicar el buen rendimiento del controlador y no tiene efecto cuando la saturación se produce por perturbaciones. Adicionalmente, un diverso número de técnicas anti-windup han sido propuestas en la literatura [123], [124], [125]. Dichas técnicas pueden ser clasificadas a través de dos diferentes enfoques, integración condicional y “back calculation” [126].

La *integración condicional* [127] se basa en el hecho de conmutar la acción integradora del control, del estado de encendido al estado de apagado, dependiendo de ciertas condiciones (tamaño de la señal de control o de la señal de error), con la acción integradora suspendida cuando se produce la saturación y la señal de error que entra al control del mismo signo que la acción de control.

El “*back calculation*” [128], emplea la diferencia entre la señal de control saturada y la señal de control no saturada, para generar una señal de realimentación que actúe sobre la entrada del integrador. La idea es recalcular la acción integral de forma que el nuevo valor no alcance la magnitud de saturación. Tiene la ventaja de no producir un apagado de la acción integradora sino que la conduce dinámicamente empleando una constante de tiempo denominada T_t . El valor T_t determina la velocidad para la cual el término integral es reajustado y su valor depende del rendimiento completo del esquema de control. De forma heurística se recomienda que $T_t = T_i$ [129], siendo T_i el tiempo integral. El diagrama de bloques que describe esta técnica se muestra en la Figura 6-10.

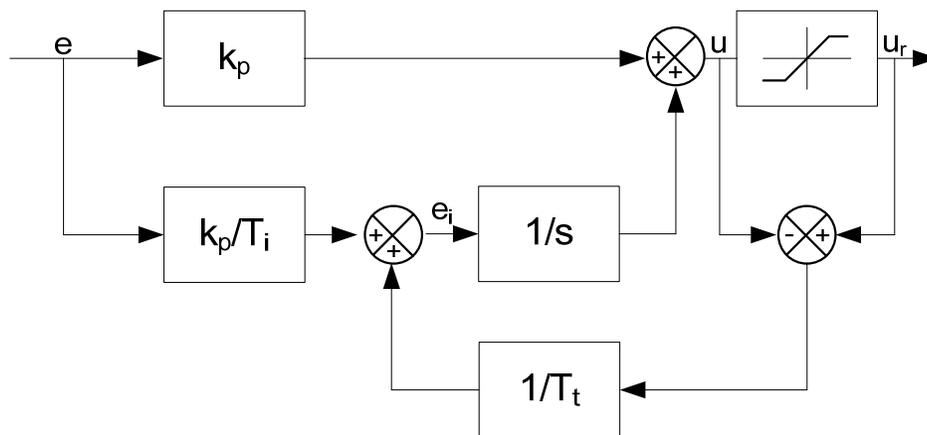


Figura 6-10. Diagrama de bloques del esquema anti-windup con back calculation

Bajo la condición de saturación, la parte integral del sistema de control se presenta en (6-14).

$$I = \frac{e_i}{s} = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{k_p}{T_i} \cdot e + \frac{1}{T_t} \cdot (u_r - u) \right) \quad (6-14)$$

De la ecuación anterior se puede observar que el objetivo del esquema anti-windup en el control es, como ya se había dicho, modificar el valor de la acción de control integral en aras de permitir una rápida recuperación de las condiciones de saturación.

En el caso en que no se presente saturación, la diferencia entre la señal saturada y la no saturada será cero, con lo que la acción del anti-windup será cancelada, lo que implica que la acción de control será la utilizada convencionalmente.

El valor de la T_i para esta aplicación se tomo de 0.19.

6.1.2 Resultados de simulación del push-pull operando en modo isla.

En la Figura 6-11 se muestra el esquema circuital del push-pull implementado en PSIM.

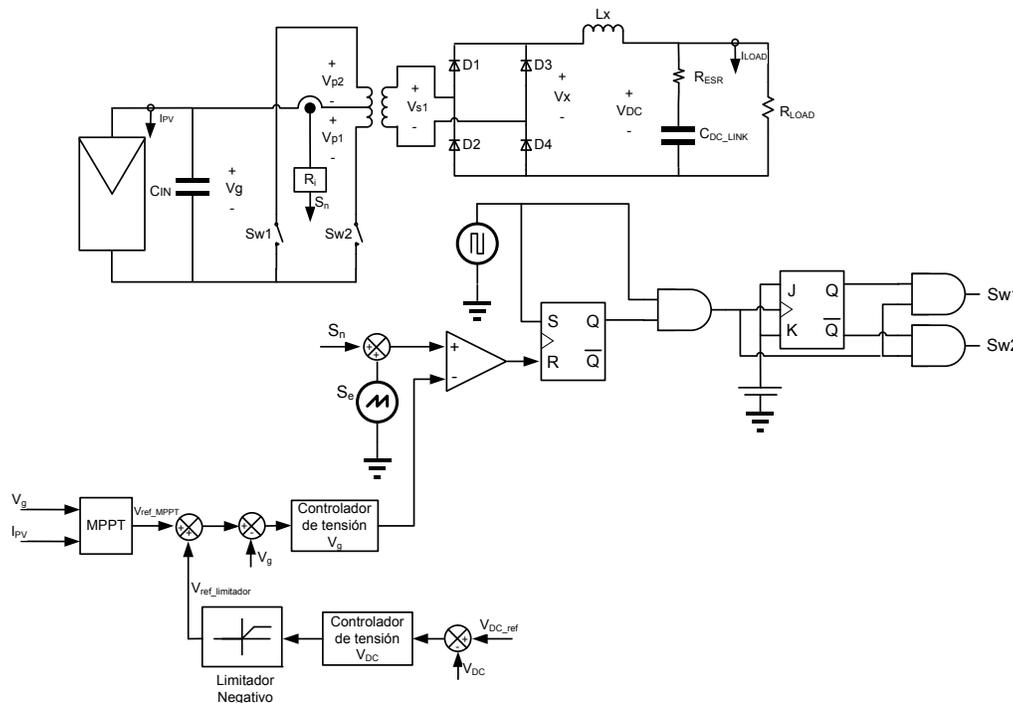


Figura 6-11. Esquema circuital del push-pull para el caso del control de la tensión de entrada con referencia impuesta por el lazo externo de la tensión de la DC_LINK.

En la figura anterior se tiene que R_{LOAD} representa el inversor y la carga, y V_{DC_ref} es la tensión de referencia de la DC_LINK.

En la Figura 6-12 se muestran las variaciones de carga para el push-pull en modo isla cuando el sistema generador puede suplir la demanda, se ha tomado la

irradiancia como máxima ($1000\text{W}/\text{m}^2$) y el sistema puede entregar la máxima potencia (430W).

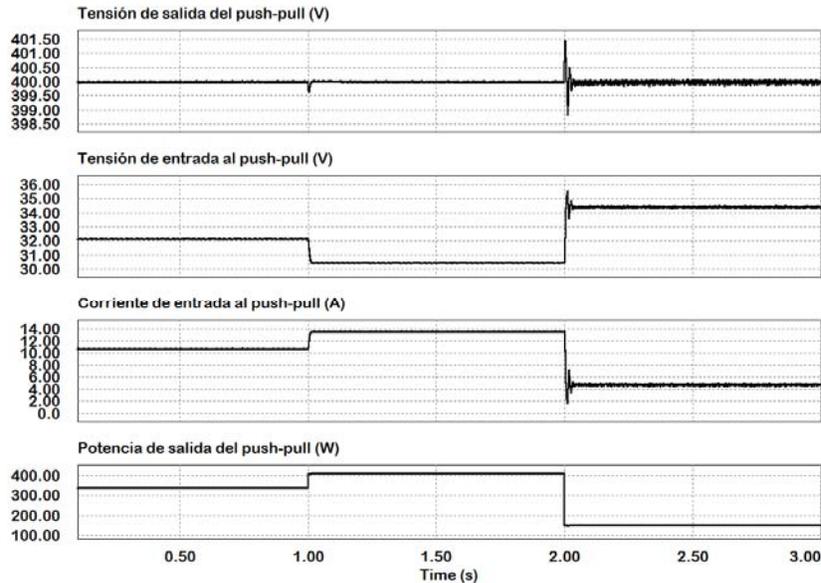


Figura 6-12. Principales formas de onda de tensión, corriente y potencia del push-pull para variación de carga con demanda de potencia inferior a la potencia generada.

En la figura anterior se puede apreciar que el sistema responde ante las variaciones de carga (340W, 410W y 150W) siguiendo de forma adecuada la referencia de potencia. Adicionalmente se tiene que para demandas de potencia inferiores a la nominal, la tensión del panel es mayor a la tensión en el MPP (29).

En la Figura 6-13 se muestra el caso para el cual existen cambios de carga (de 340W a 450W), que superan la potencia generada por el arreglo de paneles fotovoltaicos.

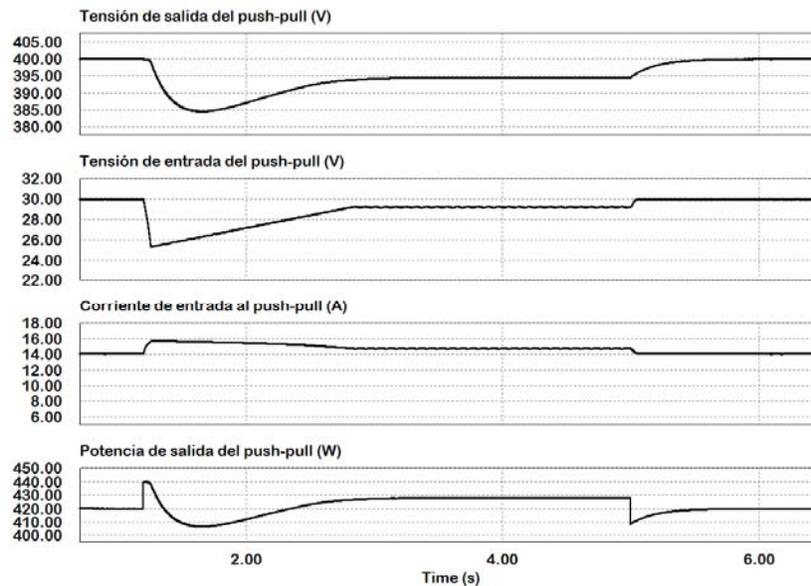


Figura 6-13. Principales formas de onda de tensión, corriente y potencia del push-pull para variación de carga con demanda de potencia superior a la potencia generada.

En la anterior figura se aprecia que cuando la demanda es superior a la generación (paso de 340W a 450W), contrario a lo que sucede para el primer caso, el sistema logra entregar la máxima energía disponible en los paneles (430W), esto gracias al efecto que tiene el hecho de mantener operando el MPPT. Por otra parte para esta situación, debido al limitador negativo, el controlador de la tensión de la DC_LINK no corrige el valor de la referencia de tensión impuesto por el MPPT, con lo que la tensión de la DC_LINK disminuye. Al cambiar la carga de 450W a 430W, y el sistema encontrarse dentro del rango de carga que puede manejar, regula nuevamente la tensión de la DC_LINK a 400V y mantiene el requerimiento de potencia exigido por la carga.

Se debe tener en cuenta que cuando sucede el fenómeno de sobrecarga el sistema disminuye la tensión en la DC_LINK, por lo que se hace necesario fijar un valor inferior para el cual, el sistema deja de funcionar o simplemente queda en estado espera, según lo defina el sistema de administración de la microrred.

6.2 Control del inversor

Para este modo de operación se sigue empleando el control ACC. El controlador P+Resonante implementado en el lazo de corriente permanece igual, sin embargo el controlador de tensión cambia, y se hace necesario ajustar sus parámetros debido a que la variable a controlar es la tensión de salida. Para diseñar dicho controlador se debe calcular las funciones de transferencia derivadas del modelo dinámico del inversor funcionando en modo isla. En la

Figura 6-14 se muestran los lazos de corriente y tensión del ACC para el inversor en modo isla.

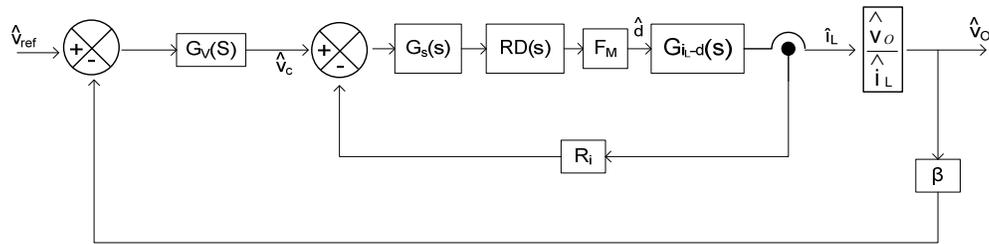


Figura 6-14. Lazos de control y corriente del ACC para el inversor en modo isla.

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia que relacionan la tensión de salida y el ciclo de trabajo ($G_{VO-d}(s)$), y la corriente en el inductor de salida y el ciclo de trabajo ($G_{iL-d}(s)$), se pueden extraer de los modelos dinámicos planteados en la Figura 3-14 y la Figura 3-15 del capítulo 3, dichas funciones de transferencia se presentan a continuación:

Para obtener la función de transferencia $G_{VO-d}(s)$ se tiene que

$$G_{VO-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_o=0} \quad (6-15)$$

Teniendo en cuenta (6-15), y aplicando análisis de nodos y análisis de mallas al circuito de la Figura 3-15 se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$s \cdot C_{DC} \cdot \hat{v}_{DC} + 2 \cdot I_L(t) \cdot \hat{d} + D'(t) \cdot \hat{i}_L = 0 \quad (6-16)$$

$$D'(t) \cdot \hat{v}_{DC} + 2 \cdot V_{DC} \hat{d} = \hat{i}_L \cdot s \cdot L + \hat{V}_o \quad (6-17)$$

De donde Z'_o es la impedancia vista en los puntos a-b y se define como:

$$Z'_o = \frac{s^2 \cdot (L \cdot C \cdot R_d + L \cdot C \cdot R_L) + s \cdot (C \cdot R_d \cdot R_L + L) + R_L}{s(C \cdot R_d + R_L \cdot C) + 1} \quad (6-18)$$

Despejando \hat{v}_{DC} de(6-17)

$$\hat{V}_{DC} = \frac{\hat{i}_L \cdot s \cdot L + \hat{V}_o - 2 \cdot V_{DC} \hat{d}}{D'(t)} \quad (6-19)$$

Reemplazando (6-19) en (6-16) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{VO-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_o=0} = \frac{(s \cdot C_{IN} \cdot 2 \cdot V_i \cdot Z_u - 2 \cdot I_L(t) \cdot Z_u \cdot D'(t))}{s \cdot C_{DC} \cdot (s \cdot L + Z_u) + D'(t)^2} \quad (6-20)$$

De donde Z_u se presenta en (6-21)

$$Z_u = \frac{(s \cdot C \cdot R_d + 1) \cdot R_L}{s(C \cdot R_d + R_L \cdot C) + 1} \quad (6-21)$$

La segunda función de transferencia es

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_O=0} \quad (6-22)$$

Dicha función de transferencia se puede determinar a partir de las ecuaciones (6-16) y (6-17) halladas anteriormente.

Por lo tanto despejando \hat{v}_{DC} de (6-17)

$$\hat{v}_{DC} = -\frac{\hat{i}_L \cdot Z_O - 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d}}{D'(t)} \quad (6-23)$$

Reemplazando (6-23) en (6-16) y hallando la función de transferencia correspondiente se tiene:

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_O=0} = \frac{s \cdot C_{DC} \cdot 2 \cdot V_{DC} - 2 \cdot I_L(t) \cdot D'(t)}{s \cdot C_{DC} \cdot Z_O + D'(t)^2} \quad (6-24)$$

Usando los valores obtenidos en el capítulo 3 para el inversor, se obtienen los diagramas de bode de $G_{VO-d}(s)$ y $G_{iL-d}(s)$, mostrados en la Figura 6-15 y la Figura 6-16.

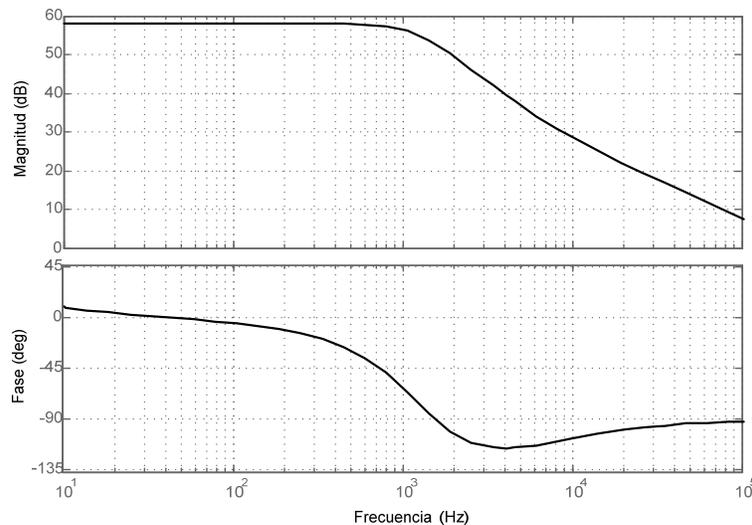


Figura 6-15. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{VO-d}(s)$.

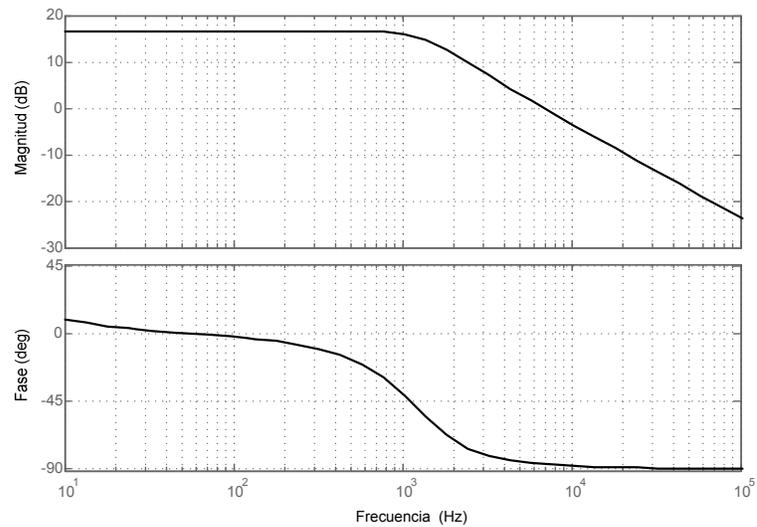


Figura 6-16. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{iL-d}(s)$.

Los bloques del lazo de corriente, 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 microinversor interconectado a red al igual que el controlador $G_s(s)$.

En la Figura 6-17 se muestra el diagrama de bode para el lazo de corriente de la Figura 6-14 el cual se define como $T_i(s) = G_{iL-d}(s) \cdot F_M \cdot R_i \cdot G_s(s)$. En dicha figura se muestra cómo empleando el mismo controlador P+Resonante utilizado en el modo de funcionamiento interconectado a red se logra un margen de fase de 81.2° y un ancho de banda de 1.6kHz, por lo que no es necesario modificar el regulador.

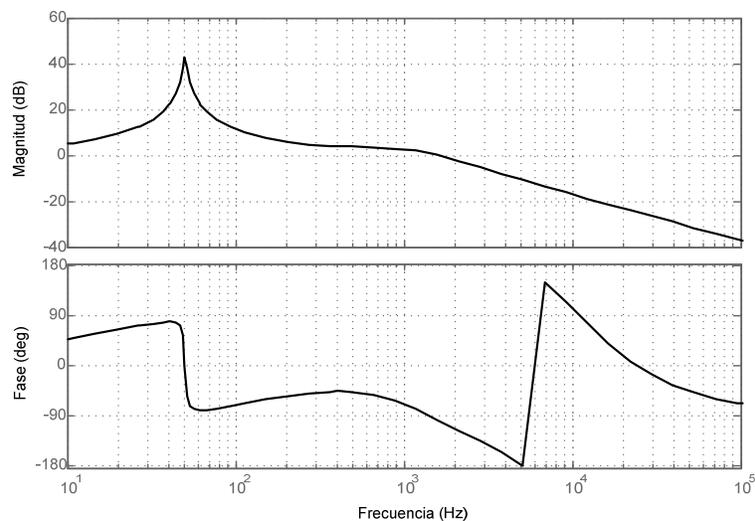


Figura 6-17. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$.

El siguiente paso es determinar el controlador de tensión $G_v(s)$, para lo cual hay que tener en cuenta que la ganancia del sensor de tensión $\beta=6 \cdot 10^{-3}$, y la función de transferencia que relaciona la tensión de salida del inversor a la tensión que impone como referencia el controlador de tensión $G_{V_o-V_c}(s)$. Dicha función de transferencia puede ser determinada de la misma forma en que se calculó para el modo interconectado a red y se presenta en (6-25).

$$G_{v_o-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \quad (6-25)$$

Donde la función de transferencia $G_{i_L-v_c}(s) = \hat{i}_L / \hat{v}_c$ se encuentra definida en (4-30).

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 controlador PI [96]. Sin embargo, el término integral de dicho controlador fue modificado y se cambió por un filtro paso bajo de primer orden [130]. Esto se debe a que la integral del controlador presenta problemas de saturación (para señales sinusoidales) dependiendo de los valores iniciales con los que comience a funcionar, así como de los valores DC presentes en la señal, los cuales se pueden dar por variaciones bruscas en la señal de entrada durante un transitorio [131], (para este caso, cambio de modo red a isla e interconexión súbita de otro inversor en paralelo a otro, en modo isla). El controlador implementado se muestra en (6-26).

$$G_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s + \delta} = 0.048 + \frac{1384}{s + 10} \quad (6-26)$$

El valor de δ debe ser escogido lo suficientemente pequeño, con el fin de que su dinámica no interfiera con los esquemas droop, para este caso se tomó $\delta=10$, lo que equivale a una frecuencia de corte del filtro de 1.5Hz.

En la Figura 6-18 se muestra el diagrama de bode para el lazo de tensión de la Figura 6-14 el cual se define como $T_v(s) = G_{V_o-V_c}(s) \cdot \beta \cdot G_v(s)$. En el diagrama se muestra que con el controlador propuesto se logra un margen de fase de 65.2° y un ancho de banda de 502Hz, 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).

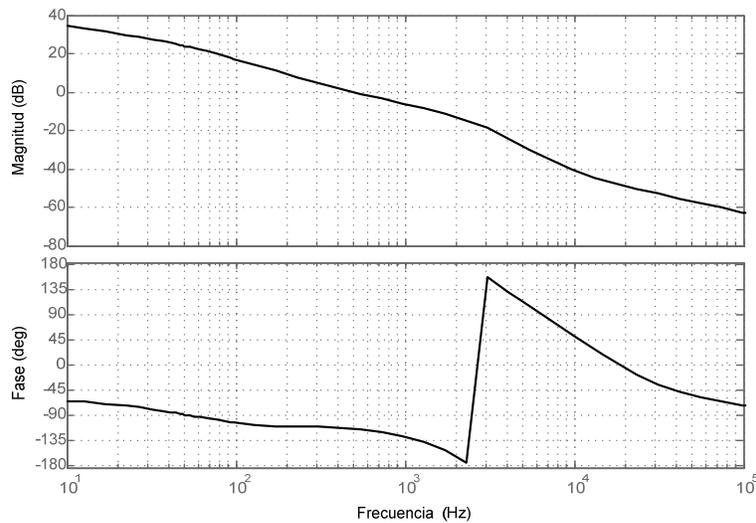


Figura 6-18. Diagrama de bode de la función de transferencia de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

La referencia de tensión del controlador $G_V(s)$, es fijada como resultado de aplicar los esquemas droop, 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 microinversores o inversores en paralelo sin necesidad de usar esquemas tales como: “master-slave”, “circular-chain control” o “average load sharing”, entre otros [132], [133], [134], [135], los cuales requieren de enlaces de comunicación críticos, con el fin de ajustar las consignas de corriente de los distintos módulos. En el siguiente apartado se expondrán los esquemas droop.

6.2.1 Esquemas droop

Los esquemas droop se basan en el concepto ampliamente conocido para el manejo del flujo de potencia en sistemas a gran escala, que consiste en disminuir la frecuencia de los generadores AC cuando su potencia de salida se incrementa [136].

A continuación se abordará el estudio del flujo de potencia entre dos puntos de un sistema AC. En la Figura 6-19 se muestra un esquema que representa el flujo de potencia a través de una línea de transmisión.

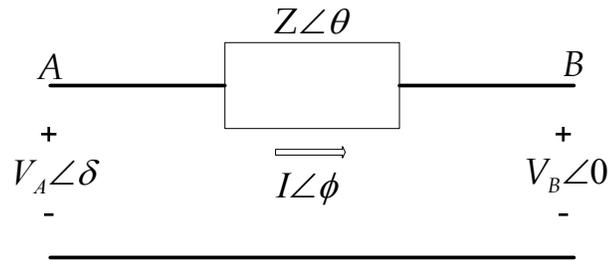


Figura 6-19. Flujo de potencia a través de una línea de transmisión

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 6-19, la potencia compleja en la línea se puede expresar como:

$$\vec{S} = P + j \cdot Q = \vec{V}_A \cdot \vec{I}^* = \vec{V}_B \left(\frac{\vec{V}_A - \vec{V}_B}{Z} \right)^* \quad (6-27)$$

$$\vec{S} = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} e^{j(\theta - \delta)} - \frac{V_B^2}{Z} e^{j\theta} \quad (6-28)$$

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 (6-29) y (6-30).

$$P = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} \cos(\theta - \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \cos\theta \quad (6-29)$$

$$Q = \frac{V_A \cdot V_B}{Z} \sin(\theta - \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \sin\theta \quad (6-30)$$

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 (6-29) y (6-30) se reducen a:

$$P = \frac{V_A \cdot V_B}{X} \sin\delta \quad (6-31)$$

$$Q = \frac{V_A \cdot V_B \cdot \cos\delta - V_B^2}{X} \quad (6-32)$$

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 microinversor el comportamiento de la dinámica de los generadores AC. En la Figura 6-1 se puede apreciar el esquema droop adoptado. La frecuencia (ω) y la amplitud de la tensión (E) de la referencia de la tensión del microinversor, pueden ser expresadas a través de las ecuaciones(6-33) y (6-34), [137].

$$\omega = \omega^* - m \cdot P \quad (6-33)$$

$$E = E^* - n \cdot Q \quad (6-34)$$

Donde ω^* y E^* son la frecuencia y la amplitud de la tensión de referencia del microinversor 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 $\theta=0^\circ$, con lo que las ecuaciones que representan la potencia activa y la potencia reactiva toman la siguiente forma [138]

$$P = \frac{V_A \cdot V_B \cdot \cos\delta - V_B^2}{R} \quad (6-35)$$

$$Q = -\frac{V_A \cdot V_B}{R} \sin\delta \quad (6-36)$$

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

$$\omega = \omega^* + m \cdot Q \quad (6-37)$$

$$E = E^* - n \cdot P \quad (6-38)$$

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 (6-33) y (6-34). 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 [139]. Existen dos formas de solucionar este inconveniente, la primera radica en utilizar un inductor adicional en serie a la salida del inversor [140], [141], lo que implica un aumento de costos y tamaño

de la unidad inversora. La segunda posibilidad es colocar un lazo de control adicional que emule una impedancia virtual [7], [18], [142].

Antes de proceder a implementar el lazo de impedancia virtual se hace necesario visualizar como la estrategia de control utilizada influye en la impedancia de salida.

La impedancia de salida ($Z_{O_LA}(s)$) en lazo abierto del inversor en modo isla puede ser hallada a partir del modelo en pequeña señal de la

Figura 3-15 y de los esquemas de lazos de control de la Figura 6-14. Es de aclarar que para este análisis se ha incluido en el modelo de pequeña señal, la resistencia interna (r_l) del inductor, con el fin de apreciar su efecto en la impedancia de salida del inversor.

La función de transferencia $Z_{O_LA}(s)$ puede ser calculada haciendo $\hat{v}_C = 0$. Con base en lo mencionado anteriormente se tiene que la impedancia de salida, se puede definir como:

$$Z_{O_LA}(s) = \left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{i}_O} \right|_{\hat{v}_C=0} = \frac{Z_O^*(s) \cdot K_{aux}}{s \cdot Z_O^*(s) \cdot C_{DC} + K_{aux}} \quad (6-39)$$

De donde $Z_O^*(s)$ es la impedancia a la derecha del inductor y se calcula como:

$$Z_O^*(s) = \frac{R_L \cdot (s \cdot C \cdot R_d + 1)}{s \cdot C \cdot (R_d + R_L) + 1} \quad (6-40)$$

y $K_{aux}(s)$ es una función de transferencia auxiliar, que se presenta en (6-41)

$$K_{aux}(s) = s \cdot C_{DC} \cdot (s \cdot L + r_l) + (G_s(s) \cdot F_M \cdot R_i \cdot RD(s)) \cdot (s \cdot C_{DC} \cdot 2 \cdot V_{DC} - 2 \cdot I_L(t) \cdot D'(t)) + D'(t)^2 \quad (6-41)$$

Siguiendo la misma metodología empleada anteriormente y teniendo en cuenta que para el cálculo de la impedancia en lazo cerrado ($Z_{O_LC}(s)$) se debe tener en cuenta que $\hat{v}_{ref} = 0$, se tiene:

$$Z_{O_LC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_O}{\hat{i}_O} \right|_{\hat{v}_{ref}=0} = \frac{Z_{O_LA}(s)}{1 + T_v(s)} = \frac{Z_{O_LA}(s)}{1 + \beta \cdot G_v(s) \cdot G_{v_o-v_e}} \quad (6-42)$$

En la Figura 6-20 se muestra el diagrama de bode de la impedancia de salida del inversor en lazo cerrado para diferentes valores de r_l y R_d .

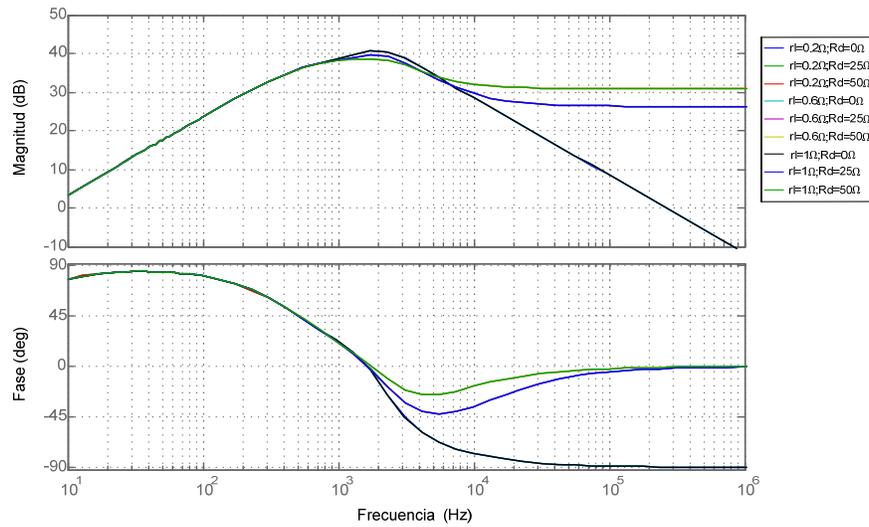


Figura 6-20. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para r_l y R_d variable.

Como se aprecia en la figura anterior, debido a la acción de los controladores implementados en el lazo de corriente (P+Resonante) y en el lazo de tensión (PI), el comportamiento es inductivo a bajas frecuencias, lo que permite la conexión en paralelo de los microinversores. En altas frecuencias se puede observar como con el aumento de R_d , la impedancia de salida en lazo cerrado toma un carácter resistivo, mientras que la variación de r_l no es significativa en todo el rango de frecuencias. Sin embargo, hay que tener en cuenta que para el rango entre 200Hz y 2kHz, la impedancia de salida es inductiva lo que puede ser un problema para el manejo de cargas no lineales, ya que en este rango de frecuencias se encuentran los armónicos con las magnitudes más significativas.

El agregar un lazo que emule una impedancia virtual en el sistema, permite hacer que la impedancia de salida en lazo cerrado del microinversor se comporte de forma resistiva, inductiva o una combinación de ambas, con el fin de ajustar las funciones que describen la potencia activa y la potencia reactiva en términos de la frecuencia y la tensión de salida del inversor. En la Figura 6-21 se muestra un diagrama de bloques que muestra los lazos de control del inversor, incluyendo el lazo de impedancia virtual.

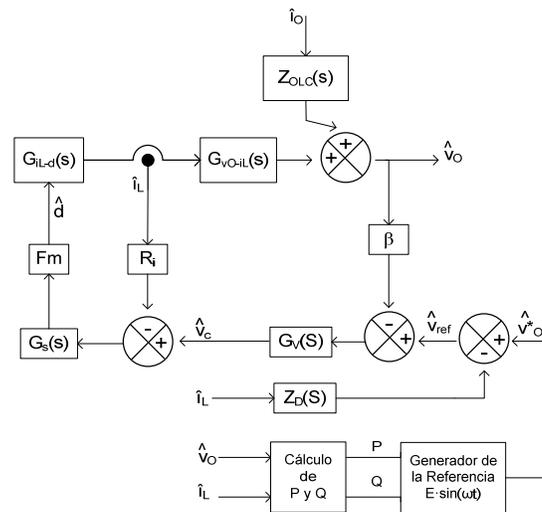


Figura 6-21. Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual.

A partir de la Figura 6-21, se determina la impedancia de salida en lazo cerrado del sistema incluyendo el efecto del lazo de impedancia virtual, la cual se presenta en (6-43)

$$Z_{O_LC-Z_D}(s) = Z_{O_LC}(s) + Z_D(s) \cdot G_{V_o-V_{ref}} \quad (6-43)$$

De donde $G_{V_o-V_{ref}}(s)$, es la función de transferencia que relaciona la tensión de salida con respecto a la tensión referencia que le imponen los esquemas droop al lazo de tensión, y se define como:

$$G_{V_o-V_{ref}}(s) = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T_V(s)}{1 + T_V(s)} \quad (6-44)$$

En la Figura 6-22 y en la Figura 6-23, se muestran los diagramas de bode de la impedancia de salida en lazo cerrado para los casos en que se tiene una $Z_D(s)=R$, puramente resistiva, y una $Z_D(s)=sL_D$, puramente inductiva.

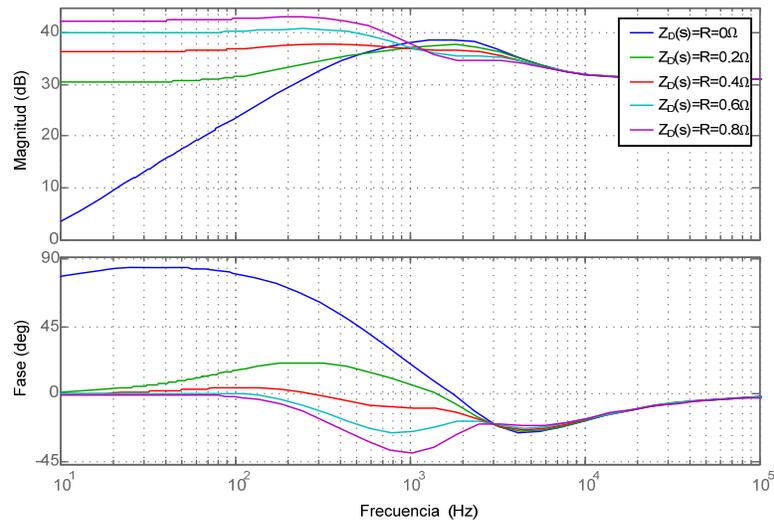


Figura 6-22. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=R$.

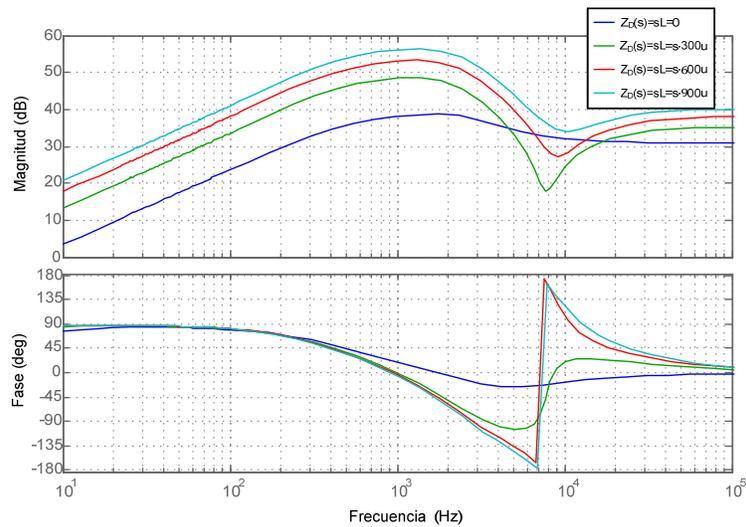


Figura 6-23. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=sL_D$.

Para el diagrama de bode de $Z_{O_LC}(s)$ con $Z_D(s)=R$, se aprecia como la impedancia de salida en lazo cerrado es forzada a través del lazo de realimentación de impedancia a comportarse resistivamente; mientras que para el otro diagrama de bode $Z_{O_LC}(s)$, con $Z_D(s)=sL_D$, se sigue manteniendo un comportamiento inductivo, similar al presentado sin el lazo de impedancia virtual.

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

[143]. 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 pasa alto de la corriente del inductor [144]. La Figura 6-24 muestra el diagrama de bode para la impedancia de lazo cerrado, teniendo en cuenta el filtro pasa alto presentado en (6-45).

$$Z_D(s) = s \cdot L_D \frac{\omega_c^2}{s + \omega_c} \tag{6-45}$$

De donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro en radianes/s, la cual debe estar ubicada por encima de la fundamental. Para el caso de la Figura 6-24 se tomaron tres frecuencias de corte distintas (150Hz, 300Hz y 450Hz), para una $L_D=300\mu H$.

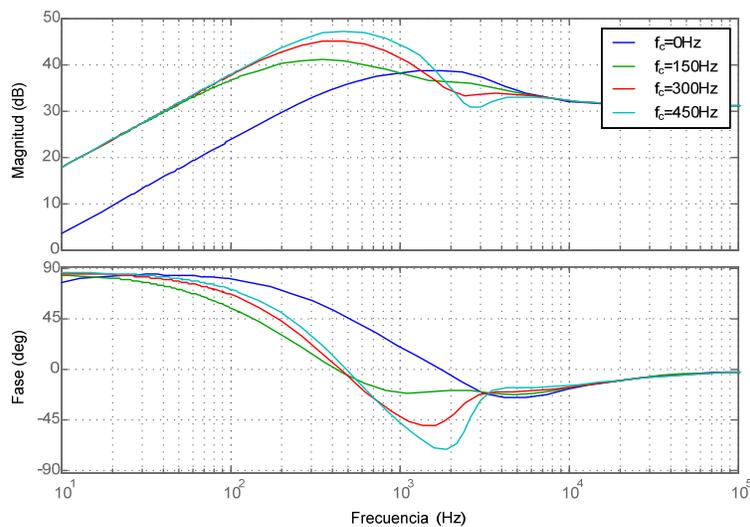


Figura 6-24. Diagrama de bode de la función de transferencia $Z_{O_LC}(s)$ para $Z_D(s)=sL_D\omega_c^2/(s+\omega_c)$.

Pese a que el efecto no es muy notorio se puede apreciar como estableciendo una frecuencia de corte del filtro cercana a la fundamental, la impedancia de salida, cambia su comportamiento inductivo por uno resistivo en el rango de 200Hz a 2kHz aproximadamente.

Redibujando el esquema droop de la Figura 6-1, incluyendo el lazo de impedancia virtual, en la Figura 6-25, se tiene:

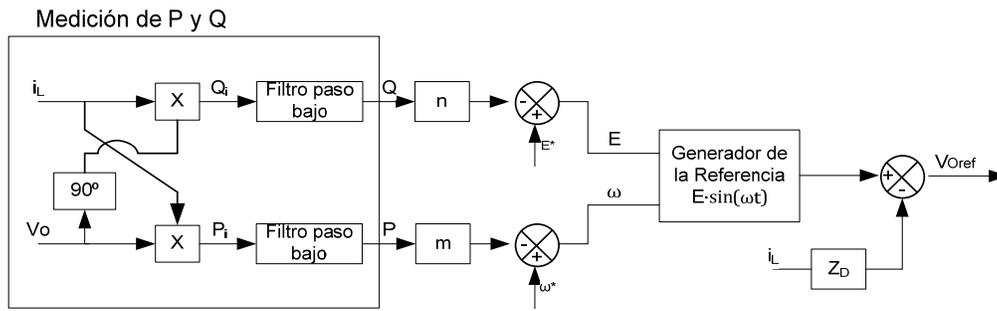


Figura 6-25. Diagrama de bloques del esquema droop con lazo de impedancia.

Debido a las características de control utilizadas en el inversor y al comportamiento de la impedancia de salida del microinversor 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 [139], [143]. Esto en razón a que se obtienen resultados adecuados en cuanto a la posibilidad de los convertidores para trabajar en paralelo, así como el comportamiento resistivo a media y alta frecuencia con el fin de disminuir el THD de la tensión.

Como la impedancia de salida del microinversor a bajas frecuencias presenta un comportamiento inductivo se hará uso de las relaciones establecidas en (6-33) y (6-34), en donde se tiene que la potencia activa depende de la frecuencia, y la potencia reactiva de la tensión. La Figura 6-26 muestra las características de tensión y frecuencia del esquema droop.

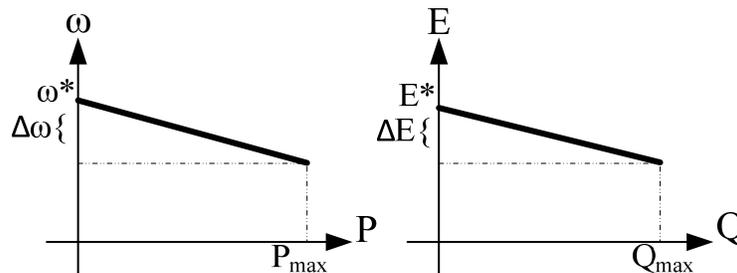


Figura 6-26. Características de tensión y frecuencia del esquema droop.

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 [145] como sigue:

$$m = \frac{\Delta\omega}{P_{\max}} \tag{6-46}$$

$$n = \frac{\Delta E}{Q_{\max}} \tag{6-47}$$

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 m y n fueron fijadas a 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 [142].

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 (6-48) y (6-49), respectivamente:

$$P_{LPF}(s) = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (6-48)$$

$$Q_{LPF}(s) = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (6-49)$$

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 [146]. Con el fin de evitar dichas desviaciones en frecuencia en estado estable, se ha propuesto en [139] el siguiente esquema

$$\omega = \omega^* - m \cdot \tilde{P} \quad (6-50)$$

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:

$$\tilde{P} = \frac{s}{s + \tau^{-1}} \cdot P_{LPF}(s) \quad (6-51)$$

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

Finalmente el bloque del filtro paso bajo de la Figura 6-25 debe ser rediseñado para un filtro paso banda, el cual se presenta en (6-52).

$$\tilde{P} = \frac{s}{0.3183 \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (6-52)$$

6.2.2 Reconexión a la red eléctrica.

Una vez el microinversor se encuentra en operación en modo isla, es posible interconectarlo nuevamente a la red. Esto se realiza mediante la sincronización de la fase de la tensión de salida del microinversor con la fase de la tensión de la red. Dicha acción se logra midiendo las correspondientes fases y haciendo, a través de un lazo de sincronización, que su diferencia se reduzca a cero [142], [147]. En la Figura 6-27 se presenta el lazo de sincronización.

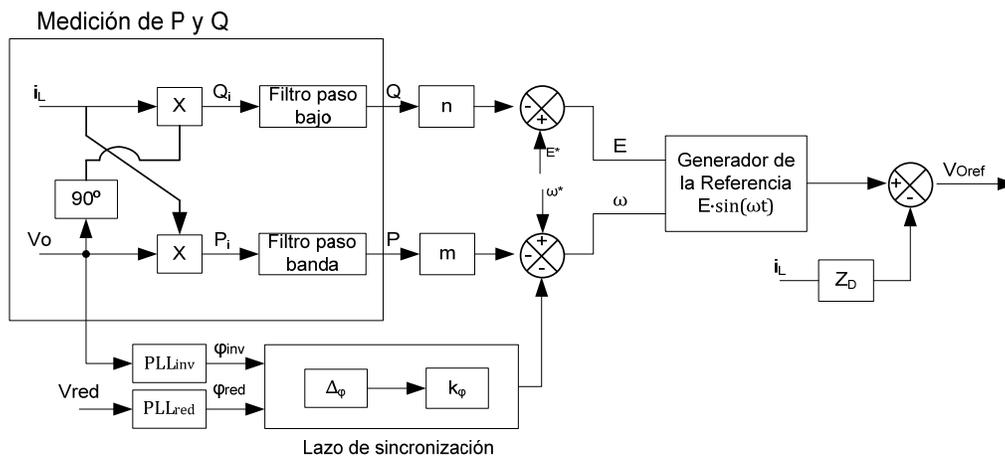


Figura 6-27. Diagrama de bloques del esquema Droop implementado incluyendo lazo de sincronización.

De acuerdo a la Figura 6-27 se tiene que la ecuación (6-50) toma la siguiente forma

$$\omega = \omega^* - m \cdot \tilde{P} - k_\phi \cdot \Delta_\phi \tag{6-53}$$

Donde Δ_ϕ es la diferencia de fase (en radianes) entre el inversor y la red, y k_ϕ la constante proporcional del ajuste de frecuencia. Para esta tesis se propuso realizar la medición de los ángulos mediante el uso de dos SRF_PLL como el expuesto en 3.1.4. Una vez la diferencia angular se hace cero, a través de la acción del lazo de sincronización, un interruptor reconecta el microinversor a la red y cambio su estado de modo isla a modo red, deteniendo la acción del lazo de sincronización.

6.2.3 Resultados de simulación del inversor operando en modo isla.

En la Figura 6-28 se muestra el diagrama de bloques del inversor funcionando en los dos modos. Se debe tener en cuenta que al cambiar de modo

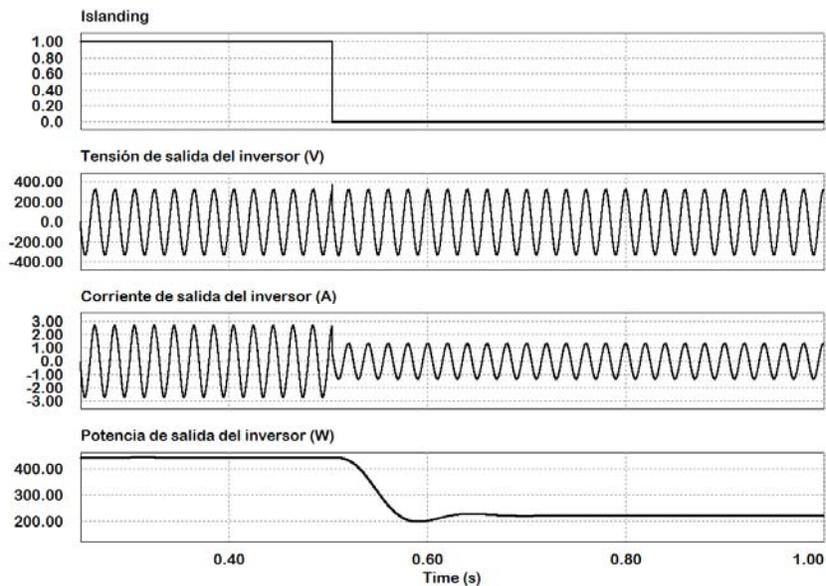


Figura 6-29. Principales formas de onda en el microinversor para la transición de modo interconectado a red a modo isla.

Como se puede observar, el inversor antes de la desconexión de la red eléctrica, está inyectando la máxima potencia establecida por el MPPT. Al desconectar la red, el esquema de detección de islanding detecta que la red se ha ido, y el sistema conmuta el control al modo isla, en donde se maneja una carga que pide la mitad de la potencia inyectada a la red. Se debe tener en cuenta que el cambiar de modo red a modo isla exige que se den ciertas condiciones de frontera, es decir, igualar las condiciones finales del controlador de tensión de la DC_LINK a las condiciones iniciales del controlador de tensión de salida del inversor. Adicionalmente se debe tener en cuenta, que la fase impuesta por el SRF_PLL debe ser llevada a la referencia de fase de los esquemas droop, con el fin de evitar transitorios perjudiciales para el equipo o la carga.

La Figura 6-30 presenta la reconexión del inversor a la red eléctrica.

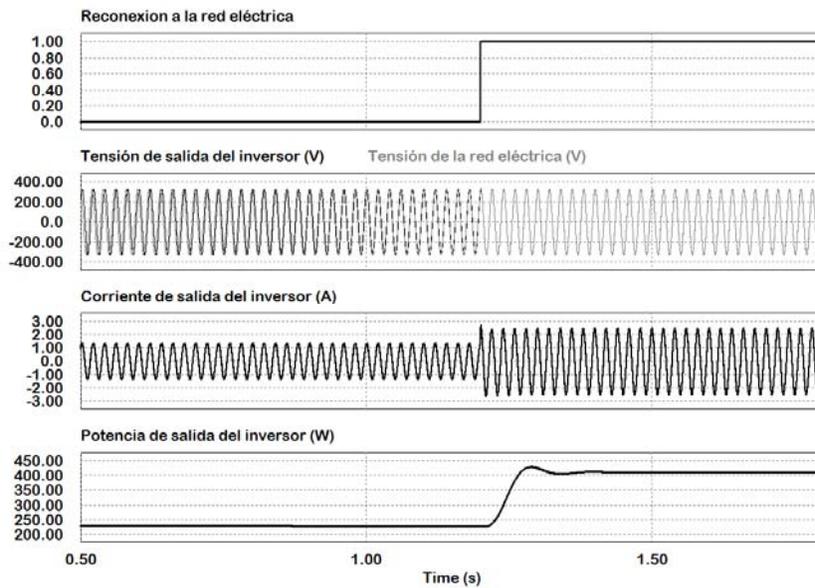


Figura 6-30. Sincronización de la tensión de salida del inversor con la red eléctrica.

En esta figura se muestra la sincronización de ambas tensiones de salida (inversor y red). Cuando la diferencia angular entre estas dos tensiones se hace cero, un interruptor reconecta los dos sistemas y el control conmuta de modo isla a modo conectado a red. Cabe aclarar que para esta simulación, en el modo isla se maneja una carga que consume la mitad de la potencia nominal y al conmutar al modo red el inversor entrega la totalidad de la potencia. Adicionalmente se debe tener en cuenta las condiciones de frontera para los controladores al momento de conmutar entre modos.

6.3 Simulaciones del microinversor

En la Figura 6-31 se muestra el diagrama de bloques completo del microinversor funcionando en los dos modos.

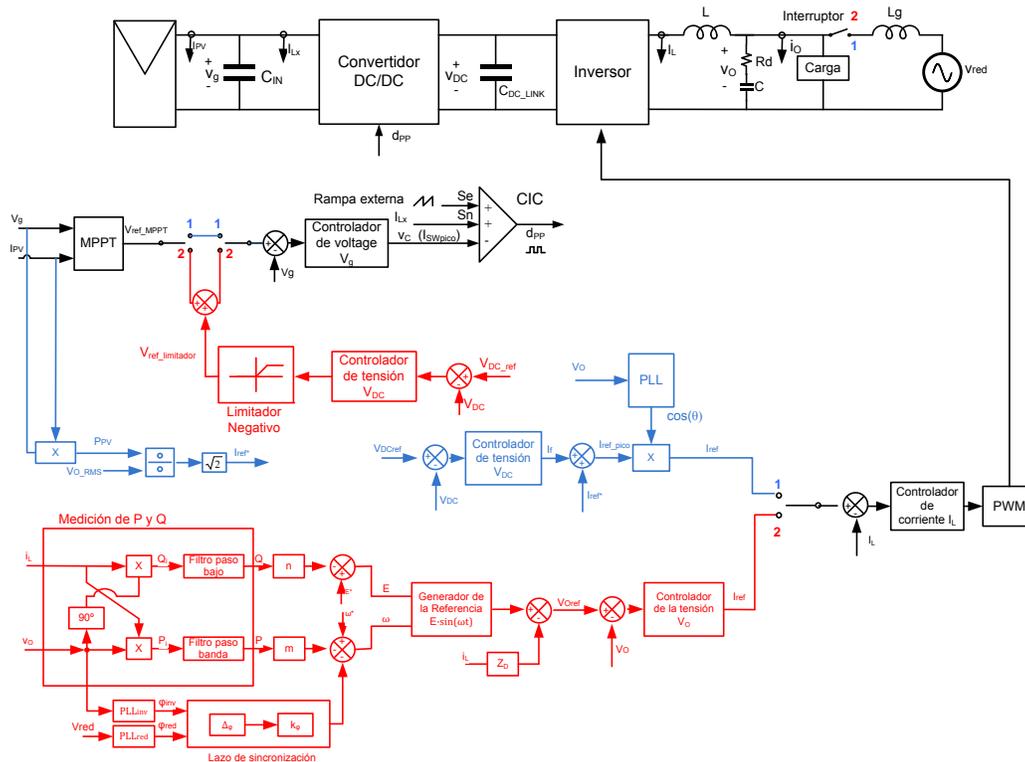


Figura 6-31. Diagrama de bloques del microinversor funcionando en el modo interconectado a red (azul) y en el modo isla (Rojo).

A continuación se mostrarán las simulaciones del microinversor funcionando en modo red y modo isla, realizadas en PSIM 7.05.

La primera de las simulaciones que se llevó a cabo, hace referencia a la desconexión de la red y posterior cambio del control del microinversor operando en modo interconectado a red, al modo isla. Dentro del modo isla se realizaron variaciones de carga (210W, 420W, 210W) con el fin de validar el funcionamiento en dicho modo. Las variables de interés del microinversor se representaron en dos gráficas divididas de la siguiente manera: variables asociadas al inversor, presentadas en la Figura 6-32 y variables asociadas al push-pull, presentadas en la Figura 6-33.

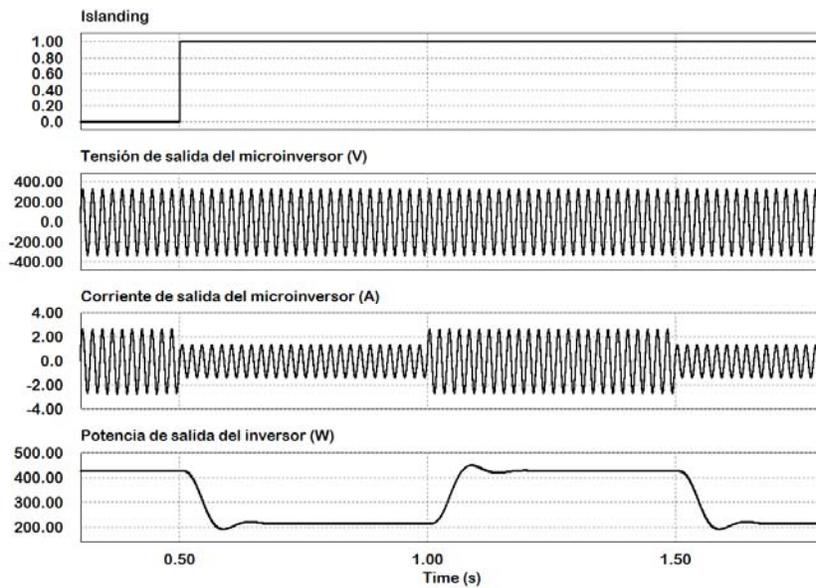


Figura 6-32. Principales formas de onda del inversor para la transición de modo interconectado a red a modo isla.

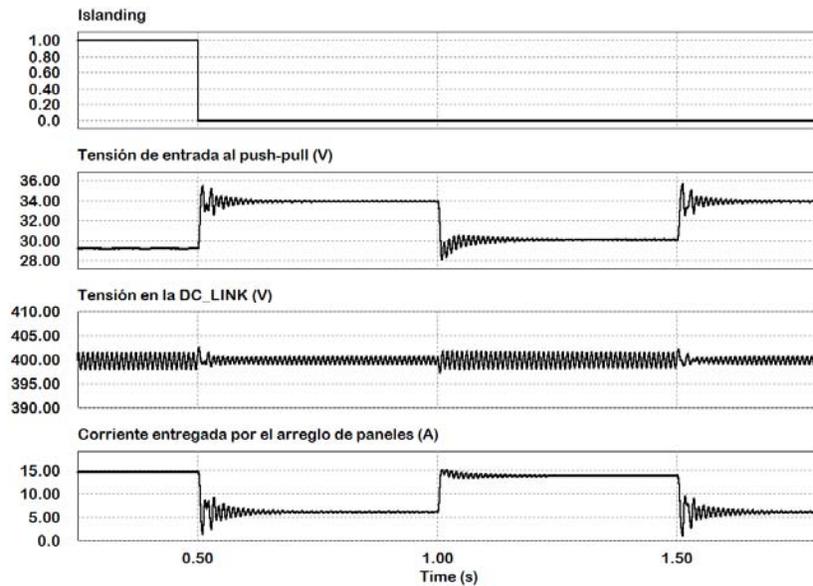


Figura 6-33. Principales formas de onda del push-pull para la transición de modo interconectado a red a modo isla.

Como se puede observar en la Figura 6-32 y la Figura 6-33, el microinversor, antes de la desconexión de la red eléctrica, está inyectando la máxima potencia establecida por el MPPT. Al desconectar la red, el esquema de detección de islanding detecta que la red se ha ido, y el inversor toma el control de la tensión de salida, mientras que el push-pull reconfigura su control con el fin de poder

controlar su tensión de entrada y su tensión de salida, interactuando con el MPPT. En el modo isla el microinversor presenta variaciones de carga, las cuales son manejadas por el sistema.

La Figura 6-34 presenta la reconexión del microinversor a la red eléctrica.

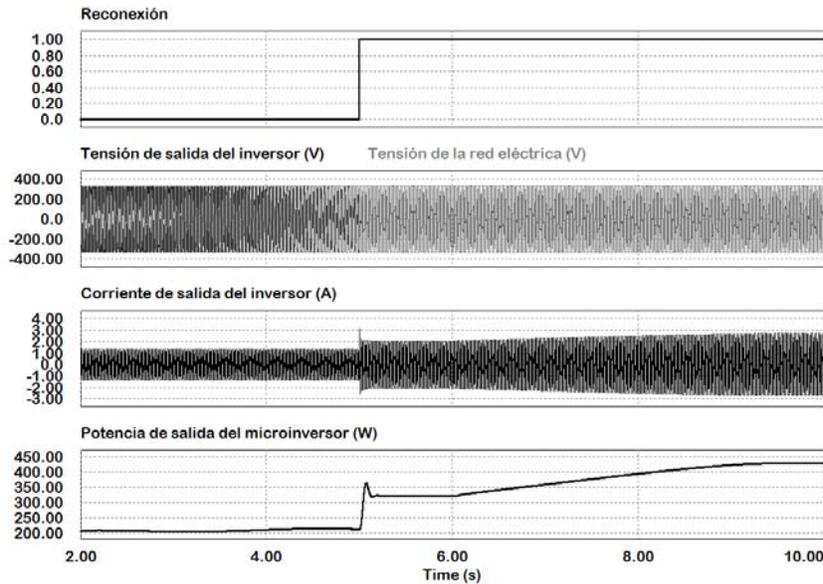


Figura 6-34. Sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.

En esta figura se muestra la sincronización de ambas tensiones (microinversor y red). Al llegar la red eléctrica en 2.2 segundos, el lazo de sincronización propuesto en 6.2.2 se activa y comienza a reducir la diferencia angular entre la tensión del inversor y la tensión de la red eléctrica, esto sucede en 2.8 segundos. Cuando la diferencia angular entre estas dos tensiones se hace cero, un interruptor reconecta en 5 segundos los dos sistemas y el control conmuta de modo isla a modo conectado a red. Cabe aclarar que para esta simulación, en el modo isla se maneja una carga que consume la mitad de la potencia nominal y al conmutar al modo red, el microinversor entrega la totalidad de la potencia. Sin embargo dicha transición para entregar la potencia nominal toma unos cuantos segundos, esto en razón a que el valor de referencia impuesto por el MPPT puede encontrarse cercano a cero, ya que en modo isla el controlador del lazo externo es el que toma el control e impone la referencia del lazo interno de tensión anulando el efecto del MPPT. Cuando se conmuta del modo isla al modo red, el MPPT tiene que imponer nuevamente la referencia a seguir y lo hace partiendo de cero hasta llegar al valor nominal, lo cual se hace a la velocidad impuesta por el MPPT, para este caso el MPPT opera a 50Hz.

En la Figura 6-35 se muestra una ampliación de la tensión y la corriente presentadas en la Figura 6-34, en donde se puede visualizar más claramente la acción del lazo de sincronización y la transición del modo isla al modo red.

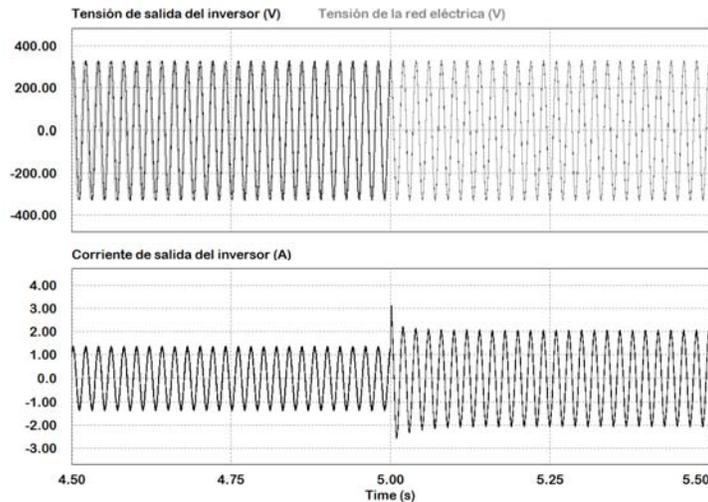


Figura 6-35. Ampliación de las formas de onda de la tensión y la corriente del inversor para el caso de sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.

La Figura 6-36 muestra el efecto de la reconexión del microinversor a la red eléctrica sobre el push-pull, interactuando con el inversor.

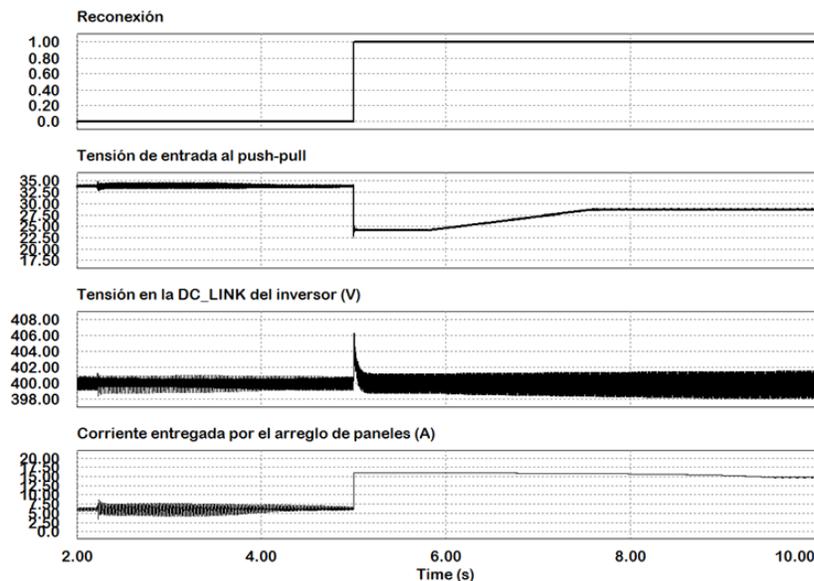


Figura 6-36. Principales formas de onda del push-pull para la acción de sincronización de la tensión de salida del microinversor con la red eléctrica.

En la figura anterior se puede apreciar que cuando llega la red, el sistema presenta una pequeña perturbación que se traduce en una variación en la DC link y en la tensión de entrada al panel, pero dicha perturbación es rápidamente corregida por los controladores asociados a las variables mencionadas anteriormente. Por lo demás todas las variables presentadas se encuentran dentro de los límites de seguridad permitidos para los elementos que hacen parte del sistema, incluso cuando se produce la reconexión del microinversor a la red.

6.4 Resultados experimentales

Las pruebas experimentales han sido implementadas con el mismo prototipo y bajo las mismas condiciones que se expusieron en la sección 4.1.6.

En los siguientes apartados se presentaran las pruebas del microinversor operando en modo isla y reconfigurando (modo red a modo isla y viceversa)

6.4.1 Resultados experimentales del microinversor operando en modo isla.

Se han realizado dos juegos de pruebas sobre el push-pull, el inversor y el microinversor con el objeto de valorar la respuesta transitoria y estacionaria del sistema. La primera prueba está orientada a evaluar la respuesta del prototipo (push-pull, inversor y push-pull + inversor) ante cambios de carga, cuando este opera en modo isla mientras que la segunda prueba permite verificar si la distorsión de la tensión de salida del inversor cumple con los estándares establecidos por las normas y/o recomendaciones. A continuación se exponen los tipos de pruebas realizados.

1. Pruebas de la respuesta transitoria del microinversor ante cambios de carga.

A continuación se muestran las gráficas experimentales del push-pull, el inversor y el microinversor cuando se presentan cambios de carga.

Push-pull

En la Figura 6-37 se puede observar la respuesta dinámica del push-pull para cambios de carga de 128W a 170W y luego nuevamente a 128W en modo isla. Para este caso la fuente DC ha sido programada con una curva de panel para la cual se tiene que en el MPP, la tensión es $V_{MPP} \approx 29V$ y la potencia $P_{PV_MPP} \approx 180W$.

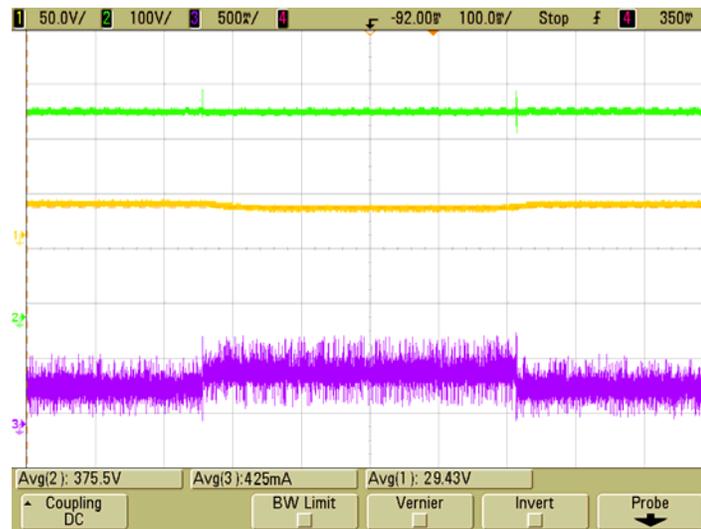


Figura 6-37. Respuesta transitoria del push-pull para variaciones de carga en modo isla. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $100 ms/div$.

Como se puede apreciar en la figura anterior la respuesta dinámica de la tensión de salida del push-pull, es estable, sin embargo ante un cambio de carga presenta un soprepico de aproximadamente un 6%. Adicionalmente se puede observar como al hacer los cambios de carga, la tensión en los bornes del panel sigue la curva programada en la fuente DC, es decir, al disminuir la carga, la tensión aumenta y viceversa.

En la Figura 6-38 y la Figura 6-39 se aprecia una ampliación de las variables presentadas en la Figura 6-37 cuando se origina un cambio de carga que provoca un aumento en la demanda de potencia y viceversa.

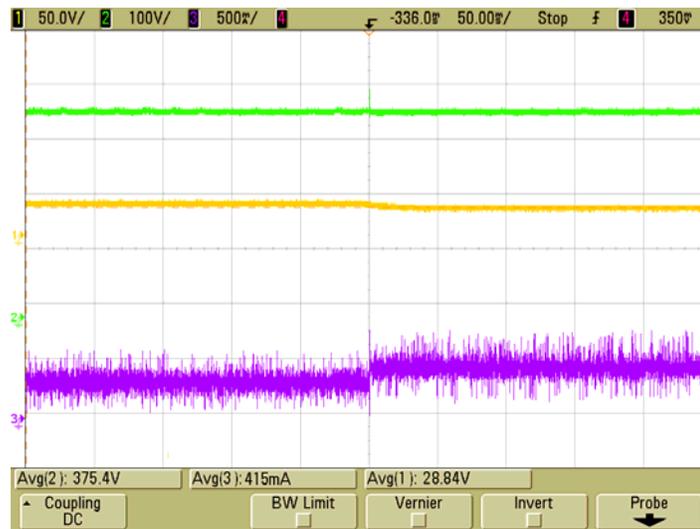


Figura 6-38. Detalle del cambio de carga de 128W a 170W. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $50 ms/div$.

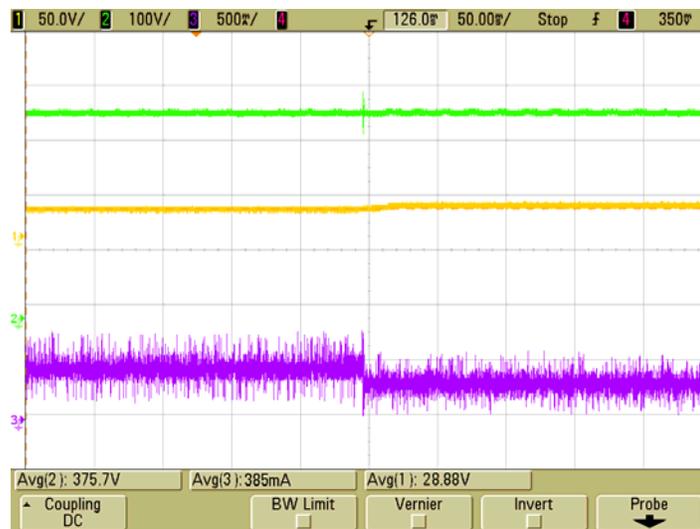


Figura 6-39. Detalle del cambio de carga de 170W a 128W. Tensión de salida del push-pull (superior, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (central, $50V/div$). Corriente de salida del push-pull (inferior, $500mA/div$). Escala de tiempo, $50 ms/div$.

Inversor

La Figura 6-40 muestra la respuesta transitoria del inversor para cambios de carga resistiva de 230W a 325W y nuevamente a 230W, en modo isla. Se muestra que cuando el inversor trabaja con los esquemas droop, los cambios de carga no afectan de forma significativa las variables eléctricas (tensión y frecuencia de salida) del inversor. La fuente DC ha sido programada como una fuente de tensión a 380V, la cual alimenta el inversor.

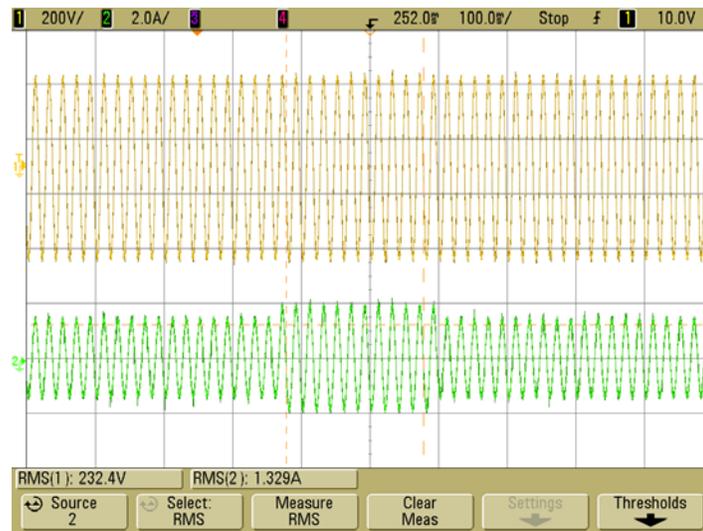


Figura 6-40. Respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $2A/div$), para cambios de carga resistiva de 226Ω a 170Ω y nuevamente a 226Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$.

En la Figura 6-41 y la Figura 6-42 se aprecia una ampliación de las dos variables presentadas en la Figura 6-40 cuando se origina un cambio de carga que provoca a su vez un cambio de potencia, de menor a mayor y viceversa.

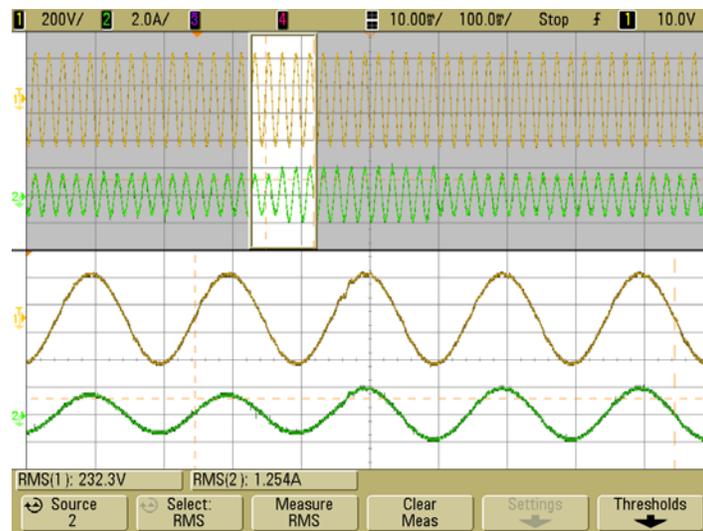


Figura 6-41. Detalle de la respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla: Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $2A/div$), para cambios de carga resistiva de 226Ω a 170Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$.

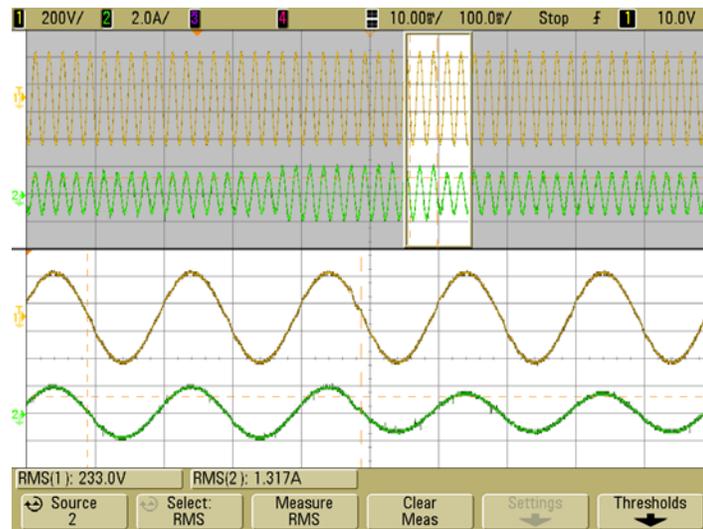


Figura 6-42. Detalle de la respuesta transitoria vista en el inversor para cambios de carga en modo isla: Tensión de salida del inversor (superior, $200V/div$) y corriente de salida del inversor (inferior, $1A/div$), para cambios de carga resistiva de 170Ω a 226Ω . Escala de tiempo, $100ms/div$.

Como se puede apreciar en las figuras anteriores la respuesta dinámica de la tensión de salida del inversor ante cambios de carga es estable y amortiguada.

Microinversor

Para evaluar la respuesta transitoria del microinversor operando en modo isla se ha configurado la fuente de alimentación DC como una fuente de corriente a la cual se le ha programado la curva de panel con las características fijadas para la evaluación del push-pull, mencionadas anteriormente.

En la Figura 6-43 se puede observar la respuesta dinámica de la tensión de salida del microinversor así como de la tensión en la DC_LINK, cuando se producen cambios de carga de $118W$ a $180W$ y nuevamente a $118W$, a la salida del inversor. En la Figura 6-44 y la Figura 6-45 se aprecia una ampliación de las variables presentadas en la Figura 6-43 cuando se origina un cambio de carga que produce una mayor demanda de potencia y después un cambio de carga que lo devuelve al punto de demanda inicial.

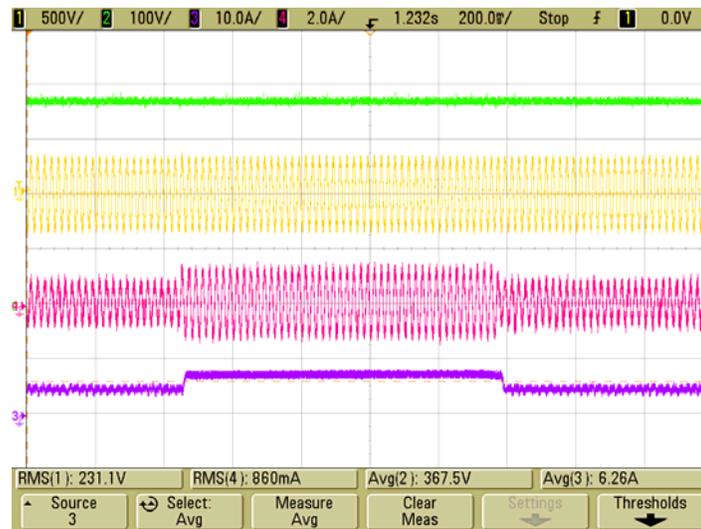


Figura 6-43. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, $100V/div$). Tensión de salida del inversor (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, $10A/div$). Escala de tiempo, $200ms/div$.

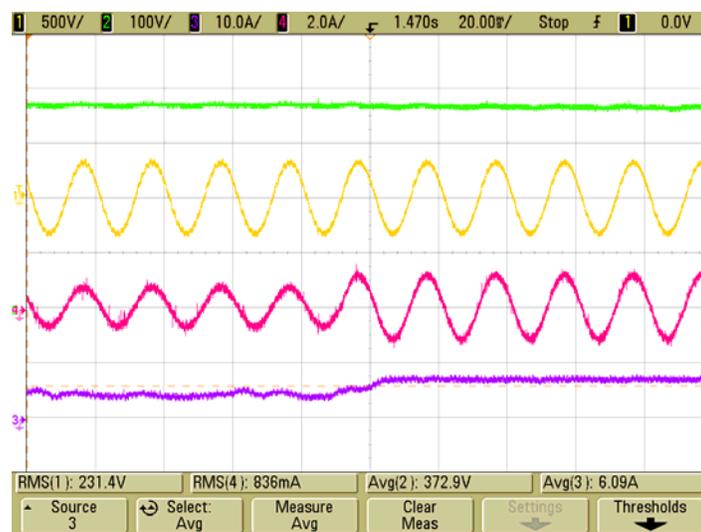


Figura 6-44. Detalle del cambio de carga de 118W a 180W. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, $100V/div$). Tensión de salida del inversor (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, $10A/div$). Escala de tiempo, $20ms/div$.

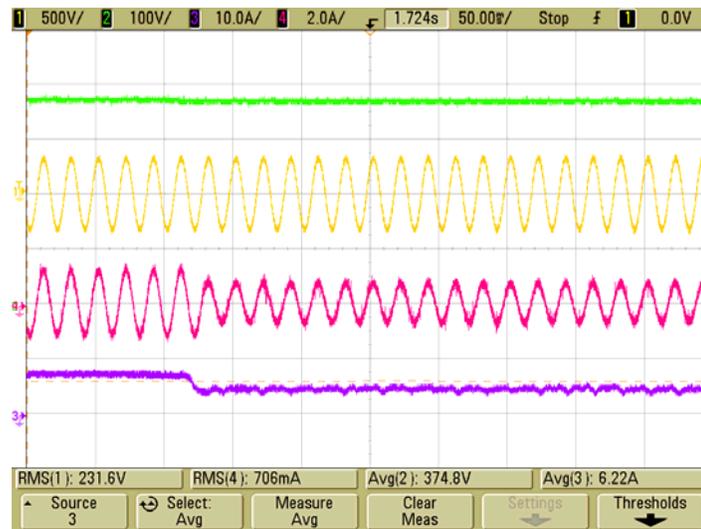


Figura 6-45. Detalle del cambio de carga de 180W a 118W. Respuesta transitoria de las principales variables del microinversor para cambios de carga. Tensión en la DC_LINK (primera, 100V/div). Tensión de salida del inversor (segunda, 500V/div). Corriente de salida del inversor (tercera, 2A/div). Corriente de entrada al push-pull (cuarta, 10A/div). Escala de tiempo, 20ms/div.

En las figuras anteriores se puede observar que al igual que para el caso del push-pull y el inversor trabajando de forma independiente, al integrarlos en el microinversor presentan respuestas dinámicas similares, es decir las variables de interés analizadas, para este caso la tensión de salida del microinversor y la tensión de la DC_LINK, son estables y amortiguadas ante cambios de carga.

2. Distorsión de la tensión de salida del inversor.

La Figura 6-46 muestra las medidas experimentales de los armónicos de tensión en modo isla, representados en un diagrama de barras, para una potencia de 325W y 155W. Dichos datos fueron tomados con el Fluke 43B Power Quality Analyzer.

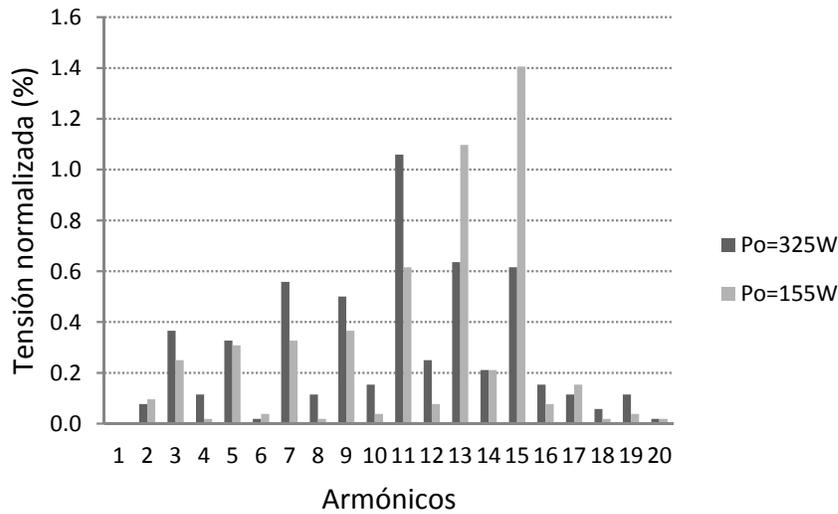


Figura 6-46. Diagrama de barras de los armónicos medidos para la tensión de salida normalizada del inversor en modo isla, para 325W (negro) y 155W (gris).

La Figura 6-47 muestra la tensión de salida del inversor $v_O \approx 230V_{RMS}$ y la corriente sobre la carga para una potencia demandada de $P_O \approx 325W$. Para este punto de operación se tiene una distorsión de la tensión de salida, $THD_V = 1.8\%$. Según las medidas obtenidas anteriormente es posible inferir que el inversor cumple con el estándar IEEE 1547.4-2011, el cual señala que en modo isla, en cuanto a distorsión armónica se refiere, se debe seguir lo establecido en el estándar IEEE 519-1992.

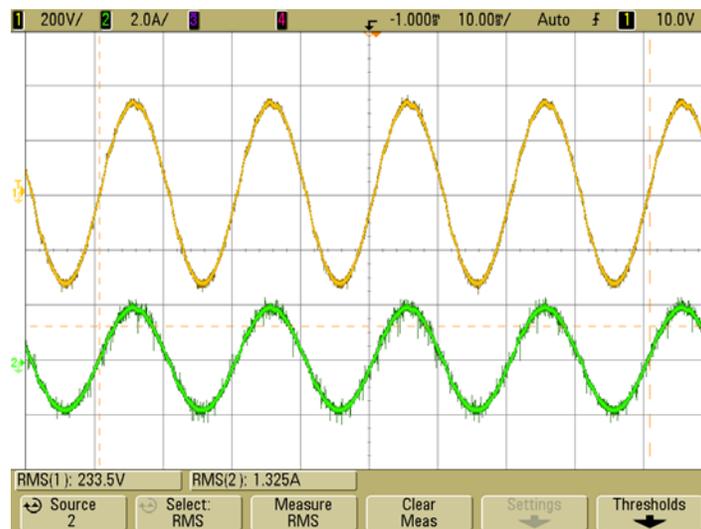


Figura 6-47. Respuesta experimental para: $v_O \approx 230 V_{RMS}$, $P_O \approx 325W$ de, Tensión de red, (superior, $200V/div$). Corriente inyectada a la red, (inferior, $2A/div$). Escala de tiempo, $10 ms/div$.

6.4.2 Resultados experimentales del microinversor reconfigurando (modo red a modo isla y viceversa)

Las siguientes pruebas se han llevado a cabo sobre el push-pull, el inversor y el microinversor con el objeto de evaluar las transiciones de un modo a otro de funcionamiento.

Push-pull

La Figura 6-48 muestra la respuesta de la tensión de salida del push-pull, la tensión en bornes del panel y la corriente de entrada al push-pull, para la transición del modo interconectado a red al modo isla. Como se aprecia en dicha figura, la transición se hace de forma suave sin causar sobretensiones y/o sobrecorrientes que puedan causar daños a los componentes, o mal funcionamiento al sistema. En un principio el push-pull inyecta una potencia de 175W al sistema, cuando se produce la desconexión el push-pull alimenta una carga de 120W.

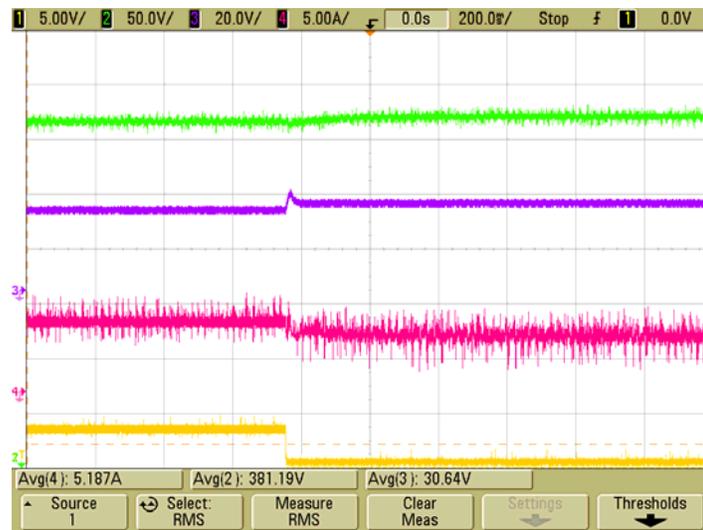


Figura 6-48. Respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del push-pull (primera, 50V/div). Tensión en bornes del panel (segunda, 20V/div). Corriente de entrada al push-pull (tercera, 5A/div). Señal de islanding (cuarta). Escala de tiempo, 200ms/div.

En la Figura 6-49 se aprecia en detalle las señales presentadas en la Figura 6-48 para la transición del push-pull del modo interconectado a red al modo isla.

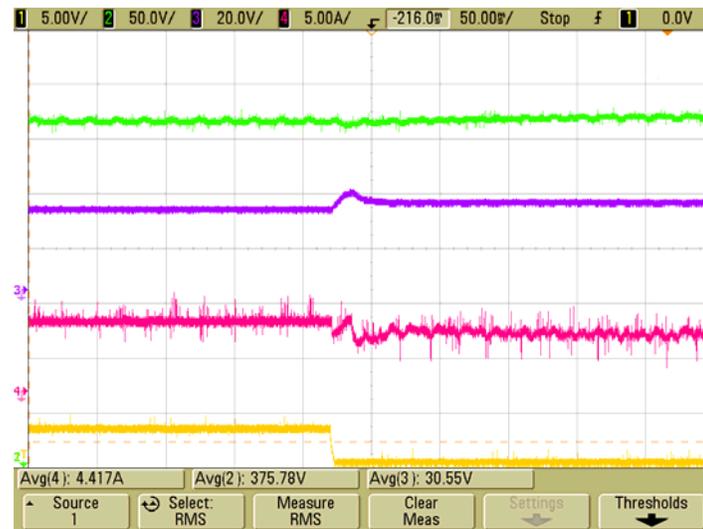


Figura 6-49. Detalle de la respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del push-pull (primera, $50V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $5A/div$). Señal de islanding (cuarta). Escala de tiempo, $50ms/div$.

En la Figura 6-50 se puede observar que la transición del modo isla al modo interconectado a red, para el push-pull, se hace de forma suave, al igual que sucedió para la transición del modo interconectado a red al modo isla. En el modo isla el push-pull maneja una carga de $120W$ aproximadamente, cuando se presenta el cambio de modo, éste pasa a inyectar la potencia suministrada por la fuente DC programable al inversor, para este caso $175W$.

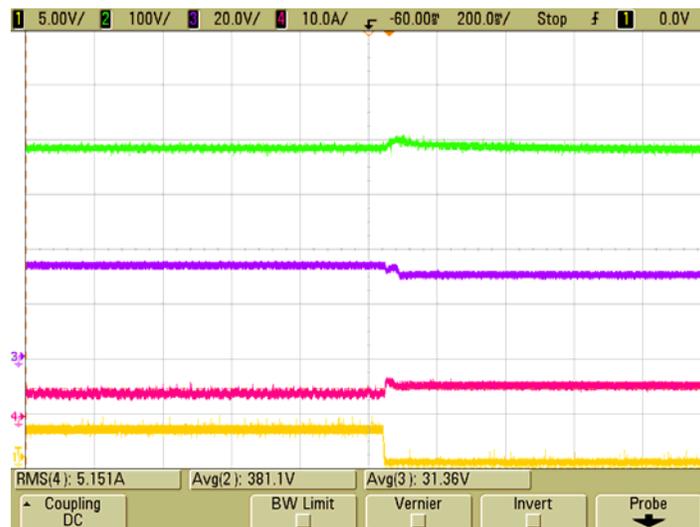


Figura 6-50. Respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del push-pull (primera, $100V/div$). Tensión en bornes del panel (segunda, $20V/div$). Corriente de entrada al push-pull (tercera, $10A/div$). Señal que indica el cambio de modo isla a modo red (cuarta). Escala de tiempo, $200ms/div$.

En la Figura 6-51 se aprecia en detalle las señales presentadas en la Figura 6-50 para la transición del push-pull del modo isla al modo interconectado a red.

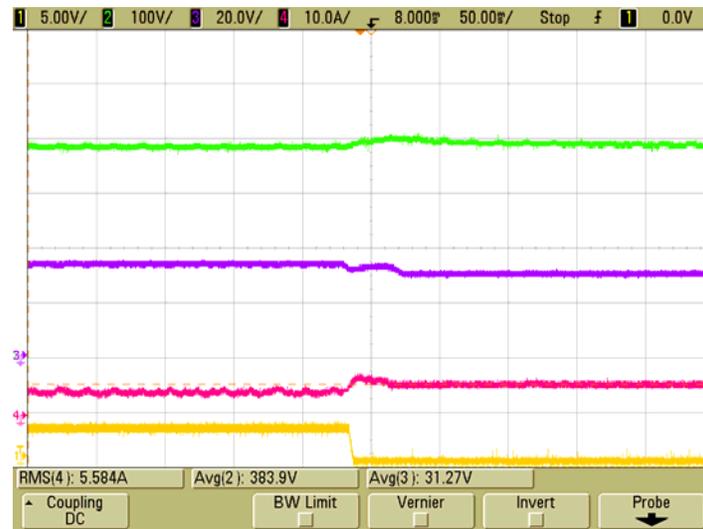


Figura 6-51. Detalle de la respuesta transitoria del push-pull para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del push-pull (primera, 100V/div). Tensión en bornes del panel (segunda, 20V/div). Corriente de entrada al push-pull (tercera, 10A/div). Señal que indica el cambio de modo isla a modo red (cuarta). Escala de tiempo, 50 ms/div.

Inversor

La Figura 6-52 muestra la transición del modo interconectado a red al modo isla (inicio de la situación de islanding) con una carga local de 285Ω . Como se puede observar, el inversor puede, con un transitorio suave, conmutar de modo red a modo isla mientras regula la tensión de salida rápidamente dentro del rango de operación nominal. En modo interconectado a red la corriente de salida del inversor sigue la referencia que permite inyectar la máxima potencia disponible de la fuente DC programable, por otra parte en modo isla la corriente de salida sigue la referencia impuesta por los esquemas droop (carga). En este caso, la carga resistiva absorbe una potencia menor que la inyectada a la red antes de que se produzca el islanding. Adicionalmente se debe tener en cuenta que la fuente programable pasa de ser una fuente de corriente a una fuente de tensión y viceversa dependiendo del modo de operación en el que se encuentre.

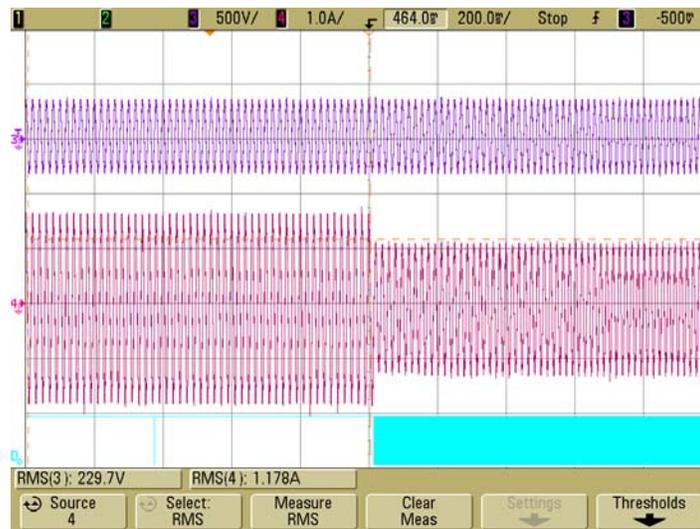


Figura 6-52. Respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (central, $1A/div$). Señal de islanding (inferior). Escala de tiempo, $200ms/div$.

En la Figura 6-53 se muestra el detalle de la Figura 6-52, en la cual se observa una buena respuesta transitoria entre ambos modos de operación.

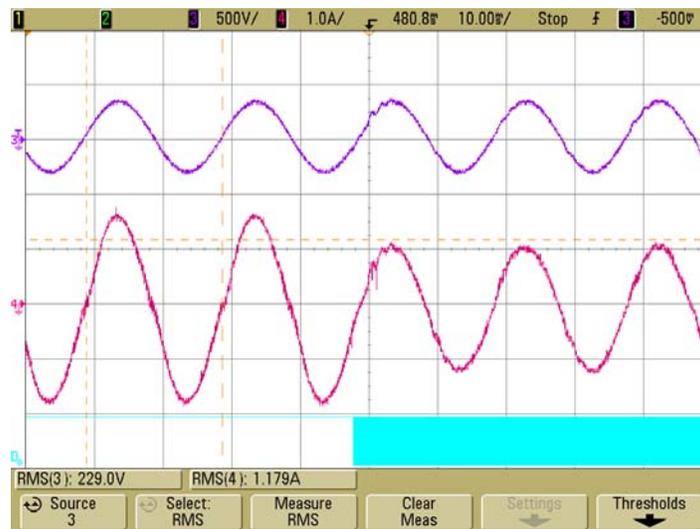


Figura 6-53. Detalle de la respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (superior, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (central, $1A/div$). Señal de islanding (inferior). Escala de tiempo, $10ms/div$.

En la Figura 6-54 se observa como al llegar la red eléctrica, el algoritmo de sincronización comienza a actuar haciendo que la fase entre la tensión generada por el inversor disminuya con respecto a la fase de la tensión de red, una vez las

dos señales se encuentran en fase y presentan la misma amplitud, se cierra un interruptor que permite interconectar el inversor a la red.

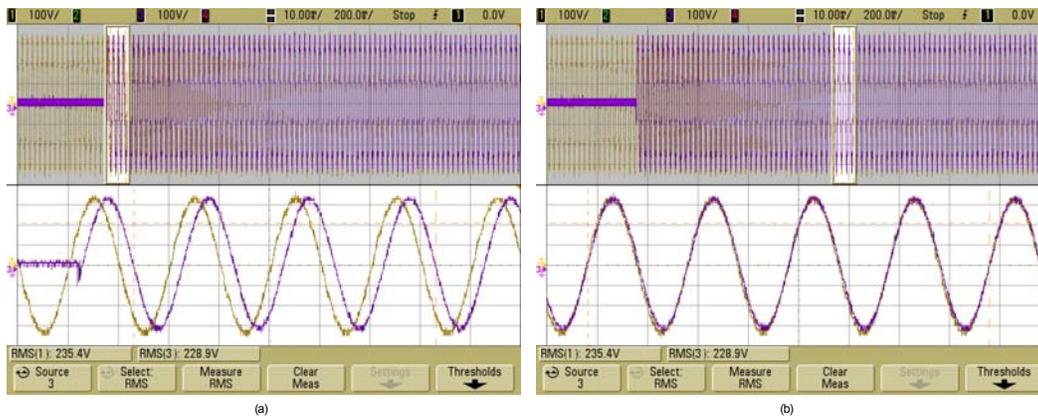


Figura 6-54. Sincronización de la señal de salida en tensión del inversor con la señal de la red eléctrica (superior, $100V/div$). Detalle de las señales de tensión del inversor y la red durante la sincronización. (a) Inicio de sincronización y (b) Señales sincronizadas. Escala de tiempo, $200ms/div$.

En la Figura 6-55 se puede observar que la transición del modo isla al modo interconectado a red se hace de una forma suave, es decir no se producen transitorios significativos en las señales de corriente y tensión. En el modo isla el inversor maneja una carga de 230W aproximadamente, cuando se da la reconexión, éste pasa a inyectar la potencia suministrada por la fuente DC programable a la red, para este caso 280W.

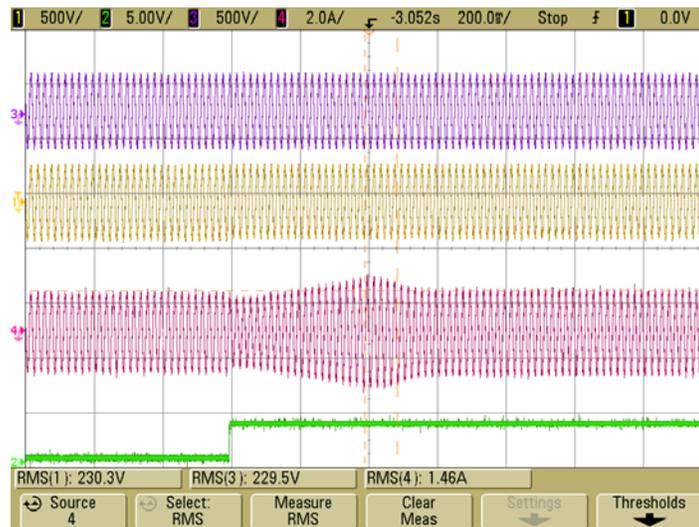


Figura 6-55. Respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Tensión de salida de la red eléctrica (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (cuarta). Escala de tiempo, $200ms/div$.

En la Figura 6-56 se aprecia en detalle las señales de tensión y corriente de salida para la transición del inversor del modo isla al modo interconectado a red.

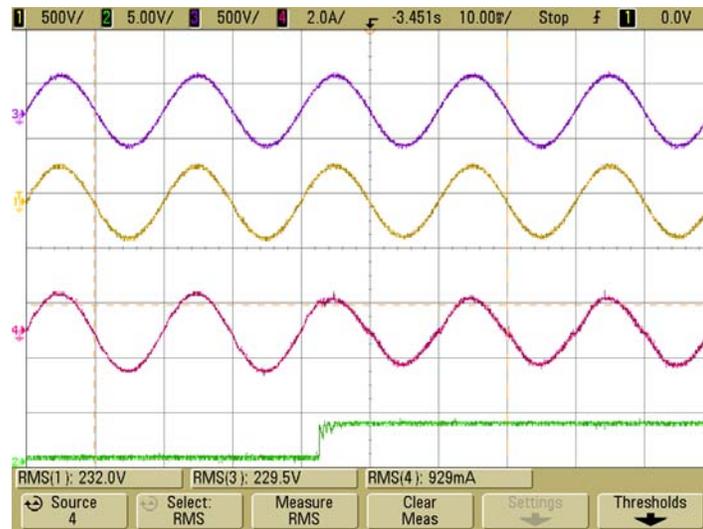


Figura 6-56. Detalle de la respuesta transitoria del inversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Tensión de salida de la red eléctrica (segunda, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (tercera, $2A/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (cuarta). Escala de tiempo, $10ms/div$.

Microinversor

En la Figura 6-57 se muestra la respuesta transitoria para la transición entre el modo interconectado a red al modo isla con una carga local que demanda 120W. Se puede apreciar que la transición de un modo a otro se hace de manera suave sin ocasionar que la tensión y la corriente de salida en el inversor, así como la tensión de salida y la tensión de entrada al push-pull, se encuentren fuera de los rangos de operación permitidos.

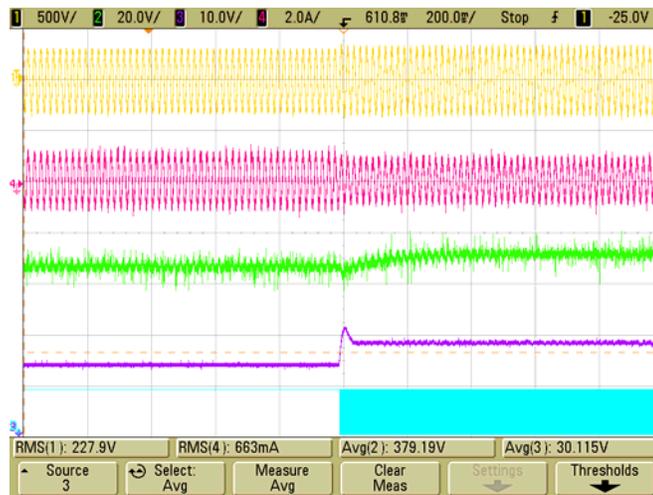


Figura 6-57. Respuesta transitoria del microinversor para la transición entre el modo interconectado a red y el modo isla. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (segunda, $2A/div$). Tensión de salida del push-pull (tercera, $20V/div$). Tensión de entrada al push-pull (cuarta, $10V/div$). Señal de islanding (quinta). Escala de tiempo, $200ms/div$.

La Figura 6-58 muestra la respuesta transitoria del microinversor para la reconexión del microinversor a la red eléctrica. Se observa que la transición de modo isla a modo red no reviste de sobretensiones y sobrecorrientes significativas, que puedan afectar el adecuado funcionamiento del sistema. Por otra parte se aprecia que los controladores ante el cambio de modo, rápidamente ajustan sus valores con el fin de controlar las variables a su cargo.

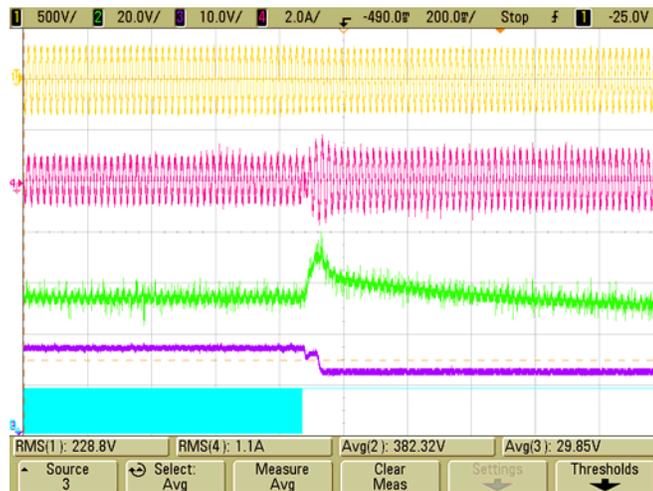


Figura 6-58. Respuesta transitoria del microinversor para la transición entre el modo isla y el modo interconectado a red. Tensión de salida del inversor (primera, $500V/div$). Corriente de salida del inversor (segunda, $2A/div$). Tensión de salida del push-pull (tercera, $20V/div$). Tensión de entrada al push-pull (cuarta, $10V/div$). Señal de reconexión a la red eléctrica (quinta). Escala de tiempo, $200ms/div$.

6.5 Conclusiones del capítulo

1. Se diseñaron e implementaron las estructuras de control para el microinversor (inversor+push-pull) operando en modo isla. Teniendo en cuenta que para el lazo de control de corriente de ambos convertidores, los controladores implementados en modo isla fuesen los mismos que los implementados en modo red, esto con el fin de poder limitar la corriente y brindar protección al sistema, al momento de realizar la reconfiguración. Los controladores de tensión cambiaron su objetivo de control y se diseñaron para controlar las tensiones de salida tanto del push-pull como del inversor.
2. Se utilizaron los esquemas droop, con el fin de generar una referencia de tensión que permitiera al inversor controlar la tensión y la frecuencia de salida a partir de la potencia activa y la potencia reactiva demandada por la carga.
3. Se desarrolló un esquema de control novedoso para el push-pull operando en modo isla, para lograr un equilibrio adecuado de potencia entre la generación y la carga sin necesidad de usar elementos almacenadores de energía. Como resultado, la potencia generada se reduce para hacerla coincidir con la potencia demandada por la carga, según sea el caso. Es decir, cuando la potencia demandada es inferior a la potencia generada, así como para cuando la potencia demandada excede la máxima potencia extraída de los paneles. Obviamente, en el primer caso se hace salir al sistema del punto de máxima potencia, con el fin de que la potencia generada y la potencia demandada coincidan. En el segundo caso la potencia entregada a la carga es la máxima impuesta por el algoritmo MPPT.
4. Finalmente, con el fin de validar el enfoque propuesto, han sido presentado los resultados en simulación y validados a través de pruebas experimentales, mostrando una reconfiguración adecuada de los controladores, cuando se presentan los cambios, de modo red a modo isla y viceversa.

CAPÍTULO VII

Conclusiones

CAPÍTULO VII. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha abordado una novedosa metodología de diseño e implementación de esquemas de control reconfigurable para microinversores operando en dos modos de funcionamiento, modo interconectado a red y modo isla, sin embargo dicho esquema de reconfiguración propuesto puede ser aplicado a otras topologías de potencia. A continuación se presentan las conclusiones más relevantes derivadas de la tesis doctoral.

En el capítulo I se presentó una revisión del estado de la técnica sobre microrredes eléctricas, esquemas de control de paralelización de inversores, sistemas fotovoltaicos conectados a red y aislados, esquemas de control reconfigurable para operación de inversores en modo red y en modo isla, situación de islanding, control de microinversores y técnicas de sincronización con la red eléctrica.

En el capítulo III se describió la topología adoptada para el diseño del microinversor. Para el presente trabajo se optó por seleccionar una topología de potencia de doble conversión (push-pull+inversor), se hallaron los modelos dinámicos (pequeña y gran señal) de los convertidores a través de la técnica del modelo del conmutador PWM, para el modo interconectado a red y el modo isla.

En el capítulo IV se diseñaron los lazos de control del microinversor para el modo interconectado a red de operación. Es de resaltar que este es el modo de operación por defecto de la mayoría de los microinversores fotovoltaicos comerciales para conexión a red, basados en la topología de doble conversión. En el modo interconectado a red se utilizó en el push-pull un control CIC y en el inversor un control ACC, con el fin de actuar como fuente de corriente que inyecta energía a la red eléctrica. La señal de corriente de salida del inversor se encuentra sincronizada con la señal de tensión de red a través de un SRF_PLL. Por otra parte la implementación de los lazos de tensión, permitió la regulación de la tensión del DC_LINK por parte del inversor y la regulación de la tensión de entrada al panel por parte del push-pull, la cual fue fijada por la referencia impuesta por el algoritmo MPPT implementado, para este caso el algoritmo P&O. Para todos los casos analizados se obtuvieron en los lazos de control de corriente y tensión márgenes de fase superiores a 50° y márgenes de ganancia superiores a 10dB. Adicionalmente, se evaluó a nivel de simulación y de forma experimental la respuesta dinámica del microinversor ante cambios de irradiancia (cambios de la corriente de entrada al push-pull) programados a través de una fuente DC programable, obteniéndose respuestas estables y amortiguadas de las variables eléctricas de interés.

En el capítulo V se describieron las diferentes técnicas para detección de islanding (pasivas y activas), esto con el fin de encontrar un mecanismo adecuado que permitiera identificar cuando la red eléctrica es desconectada. Se simularon diferentes técnicas activas residentes en el inversor y se propuso una nueva técnica activa, basada en la detección de un segundo armónico en la tensión de salida a través del algoritmo Goertzel. El esquema de inyección del segundo armónico utilizado fue tomado de [111]. Finalmente se realizaron simulaciones de los diferentes métodos activos y se hizo una tabla comparativa en términos de tiempo de actuación del método y THD de corriente, con lo cual se estableció que los que presentaban un mejor comportamiento eran: Esquemas de frecuencia de General Electric, medición de impedancia y el método propuesto. La eficacia del método propuesto fue validada experimentalmente.

En el capítulo VI se abordaron las estructuras de control del microinversor para el modo isla. En este modo se conservó para el inversor y para el push-pull el mismo controlador de corriente, pero el controlador de tensión en ambos casos se rediseñó con el fin de regular la tensión de salida del inversor y la tensión de la DC_LINK. Para el caso de la tensión de salida del inversor, se buscó asegurar a la carga local niveles de tensión y frecuencia adecuados. La referencia del lazo de tensión en el inversor, fue fijada por los esquemas droop, los cuales buscan emular el comportamiento de los generadores AC en los sistemas de potencia. Dichos esquemas permitieron operar de forma aislada al microinversor. Para el caso de la tensión de la DC_LINK, controlada en este modo por el push-pull, se implementó un esquema de control novedoso con el fin de lograr un balance adecuado de potencia, entre la generación y la carga, sin necesidad de usar elementos almacenadores de energía. La idea básica del método propuesto es la siguiente: el mismo convertidor (push-pull) regula simultáneamente su tensión de salida (DC_LINK) y de entrada (salida del panel) modificando adecuadamente la consigna fijada por el MPPT. La potencia generada se reduce para hacerla coincidir con la potencia demandada por la carga, según sea el caso. Cuando la potencia demandada es inferior a la potencia generada, se hace salir al sistema del punto de máxima potencia, con el fin de que la potencia generada y la potencia demandada coincidan. Mientras que para el caso en que la potencia demandada excede la máxima potencia extraída de los paneles, la potencia entregada a la carga es la máxima impuesta por el algoritmo MPPT. Con el enfoque propuesto, el convertidor push-pull puede regular de forma simultánea tanto su tensión de salida como su tensión de entrada. La tensión de entrada se ajusta mediante un lazo de control interno que fija la referencia del controlador de corriente, implementado en el modo red. Mientras que la tensión de la DC_LINK se reguló por medio de un lazo de control externo que fija la referencia de la tensión de entrada.

Por otra parte y teniendo en cuenta que los algoritmos de control para inversores fotovoltaicos interconectados a red se han desarrollado y perfeccionado a lo largo del tiempo, siendo altamente confiables para la

operación en el modo interconectado a red. La principal contribución de esta Tesis Doctoral es la de proporcionar a estos microinversores la funcionalidad adicional de trabajar en el modo isla usando los esquemas droop, sin tener que cambiar los algoritmos de control para el modo interconectado a red. Para este fin se desarrolló una metodología de diseño con el fin de implementar esquemas de control reconfigurable que permitieran al inversor pasar de modo red a modo isla y viceversa sin generar transitorios que afectaran la correcta operación del sistema. Adicionalmente, se agregó la función de detección de islanding con un algoritmo propuesto que fue desarrollado en la presente tesis y que permite conseguir tiempos de detección de la condición de isla cercanos a los 0.1 segundos, lo cual es un valor agregado.

Finalmente, se presentaron los resultados experimentales con el fin de validar las hipótesis formuladas, mostrando una adecuada reconfiguración de los controladores cuando la situación de islanding aparece y cuando la red se vuelve a conectar, así como el comportamiento del sistema para diferentes condiciones de operación.

CAPÍTULO VIII

Futuras líneas de Investigación

CAPÍTULO VIII. FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

El trabajo futuro a adelantar se orienta a desarrollar una microrred de generación eléctrica en donde las unidades desarrolladas anteriormente se puedan integrar con facilidad a dicho sistema e interactuar con la red eléctrica. Teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente y tomando como base las conclusiones formuladas en el capítulo VII, se plantean varias propuestas orientadas a formular trabajos de investigación y desarrollo orientados en primera medida al equipo, tales como:

- Estudio de distintas mejoras en los lazos de control del inversor, orientadas principalmente a la reducción del THD_I en el modo interconectado a red y reducción del THD_V en el modo isla, mediante el empleo de reguladores de corriente y de tensión resonantes, ubicados a frecuencias múltiplos de la fundamental. Otra técnica que puede ser objeto de estudio y presentar mejora en la reducción del THD, son las técnicas de control repetitivo [148].
- Análisis comparativo de los diferentes algoritmos y topologías para la búsqueda del punto de máxima potencia en paneles fotovoltaicos (MPPT).
- Otros estudios adicionales que pueden ser llevados a cabo se basan en la implementación de algoritmos inteligentes para reparto de carga, rediseño de los controladores, utilizando técnicas de control robusto [149], control no lineal [150] o control inteligente [151] con el fin de comparar el rendimiento de dichos controladores con los propuestos en la presente tesis.

Orientados a la implementación de la microrred, tales como:

- Estudios orientados a evaluar aspectos como el flujo de potencia entre las unidades generadoras y la carga, análisis de estabilidad de la microrred, evaluación del impacto económico y ambiental en su implementación, entre otras.
- Desarrollo de sistemas paralelizables para almacenamiento de energía tales como baterías, supercondensadores y celdas de combustible, esto con el fin de abordar temáticas enfocadas a la gestión de la energía almacenada en microrredes y su interacción con la generación y la carga.

- Establecer estrategias de control jerárquico [152], con el fin de realizar una gestión energética adecuada a partir de algoritmos inteligentes que permitan coordinar la generación y el consumo.
- Evaluar el impacto del algoritmo de detección de islanding propuesto cuando un número elevado de equipos inversores se encuentran operando en la microrred. Dicho estudio debe enfocarse en dos aspectos fundamentales: la capacidad y el tiempo de detección, y la afectación del método sobre la calidad de potencia.
- Hoy en día, las microrredes son una tecnología emergente que a futuro traerá grandes prestaciones como son el hecho de partir de fuentes renovables, lo que lo hace una opción limpia de generación. Disminución de costos de transmisión, debido a que en muchas ocasiones el consumo se encuentran cercano al punto de generación. El desarrollo de algoritmos inteligentes para la gestión de la energía. La calidad del servicio que pueden ofrecer y el soporte que pueden brindar a la red eléctrica.

ANEXOS

ANEXOS

Anexo I. Diseño del microinversor

El microinversor desarrollado consta de dos etapas, la primera formada por un convertidor DC/DC tipo push-pull, el cual está alimentado por un panel fotovoltaico. Se ha concebido que el convertidor maneje una potencia de 430W.

La tensión de entrada está regulada por el push-pull y presenta una variación entre 24V y 36.7V, lo cual permite ajustar el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT) con el fin de extraer en todo momento la máxima potencia captada por el panel. La tensión de salida del push-pull, es fijada por la segunda etapa a 400V, dicha etapa consta de un inversor monofásico que inyecta la potencia extraída de los paneles a la red eléctrica. A continuación se presenta el análisis de funcionamiento del convertidor push-pull y del inversor monofásico, así como el cálculo de los componentes pasivos.

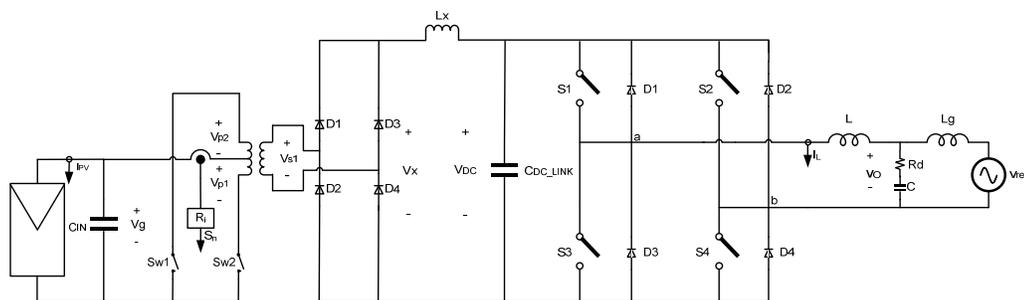


Figura A1-1. Esquema de potencia del microinversor (push-pull+inversor)

A1.1 Análisis de funcionamiento del convertidor Push-pull

El convertidor push-pull es un convertidor DC/DC que proporciona aislamiento galvánico a través de un transformador (Figura A1-2) [153].

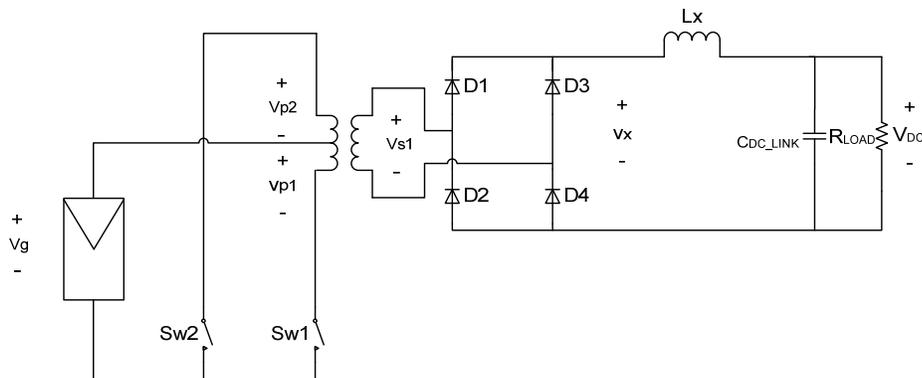


Figura A1-2. Esquemático del convertidor Push-pull

Para analizar este circuito se supondrá el transformador ideal. Los interruptores $Sw1$ y $Sw2$ se activarán y desactivarán siguiendo la secuencia de conmutación de la Figura A1-3. Para comenzar el análisis, se estudiará el circuito con cada uno de los interruptores cerrados y después con los dos interruptores abiertos.

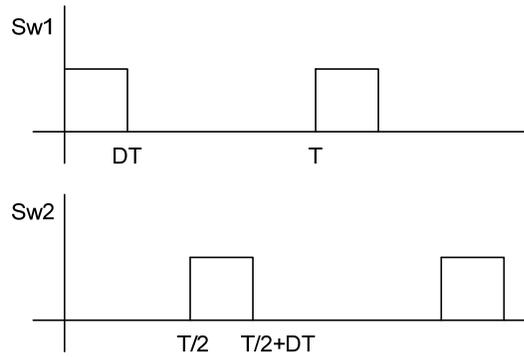


Figura A1-3. Señales de disparo de los interruptores

Interruptor Sw1 cerrado

Al cerrar el interruptor $Sw1$ se tiene que $V_g = v_{p1}$, por lo tanto la tensión en los otros devanados será:

$$v_{s1} = V_g \left(\frac{N_s}{N_p} \right); \quad y \quad v_{p2} = V_g \quad (A1-1)$$

Los diodos $D1$ y $D4$ a su vez quedan polarizados en directo y los diodos $D2$ y $D3$ en inverso, por lo tanto la tensión v_x será igual a la tensión v_{s1} y la tensión en el inductor será:

$$v_{Lx} = v_x - V_{DC} = V_g \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_{DC} \quad (A1-2)$$

Suponiendo V_{DC} constante se tiene una tensión sobre Lx constante y un aumento lineal de la corriente en la inductancia. La variación de la corriente en Lx será:

$$\frac{\Delta i_{Lx(cerrado)}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lx(cerrado)}}{DT} \Rightarrow \Delta i_{Lx(cerrado)} = \frac{V_g \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_{DC}}{L_x} DT \quad (A1-3)$$

Siendo $D = T_1/T$, el ciclo de trabajo de cada interruptor de donde T_1 , es el tiempo en encendido del interruptor y T el periodo de conmutación.

Interrupor Sw2 cerrado

Cuando se cierra el interruptor $Sw2$, se sigue el mismo análisis que para el caso del interruptor $Sw1$ cerrado, por lo tanto se obtiene la misma ecuación para la tensión en el inductor y por ende la misma variación de la corriente que se presenta en (A1-3).

Ambos interruptores abiertos

Cuando $Sw1$ y $Sw2$ se encuentran abiertos, la corriente en los devanados primarios es nula y Lx debe mantener la continuidad de la corriente de salida, por lo que los diodos del puente rectificador estarán directamente polarizados. La tensión en cada devanado secundario será cero con lo que $v_x=0$ y la tensión en Lx igual a $-V_{DC}$.

El hecho de que la tensión en el inductor sea negativa es un indicativo de que la corriente en la misma disminuye. La variación de la corriente en la bobina será entonces:

$$\frac{\Delta i_{Lx(abierto)}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lx(abierto)}}{\frac{T}{2} - DT} \Rightarrow \Delta i_{Lx(abierto)} = -\frac{V_{DC}}{L_x} \left(\frac{1}{2} - D \right) T \quad (A1-4)$$

Como la variación neta de la corriente en la bobina en un periodo debe ser nula se tiene (A1-5) y despejando V_{DC} en términos del ciclo de trabajo se tiene (A1-6).

$$\Delta i_{Lx(cerrado)} + \Delta i_{Lx(abierto)} = 0 \quad (A1-5)$$

$$V_{DC} = 2V_g \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (A1-6)$$

A1.1.1 Diseño de componentes pasivos del Push-Pull

Para el diseño de los componentes pasivos del push-pull usados en el microinversor se debe tener en cuenta las características de operación del mismo, las cuales se mencionan a continuación: El push pull se alimentará de un panel fotovoltaico, con lo cual se tendrá una variación de la tensión de entrada entre 24V y 36.7V, el rizado de dicha tensión debe ser inferior al 1%, la tensión de salida será fijada en 400V por el inversor y tendrá un rizado inferior al 1%.

Con base en lo anterior para $D \approx 0.3$, con una $V_{DC} = 400V$, $V_g = 36.7V$ y utilizando (A1-6) se obtiene el valor de la relación de espiras del transformador.

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{2 \cdot V_g \cdot D}{V_{DC}} = 0.055 \quad (A1-7)$$

Tomando $N = 0.05$, se tiene una variación de D entre 0.27 y 0.41 para V_g entre 36.7V y 24V respectivamente.

La inductancia L_x se calcula a partir de la variación de la corriente en el inductor teniendo en cuenta la condición más desfavorable, V_{DCmax} (D_{min}), y adicionalmente que el convertidor se diseña para trabajar en conducción continua para potencias mayores que el 20% de la potencia máxima.

$$I_{Lx\min} = \frac{\Delta i_{Lx}}{2} = 0.2 \cdot I_{Lx} \quad (A1-8)$$

De donde se tiene que:

$$I_{Lx} = \frac{P_{O-PP}}{V_{DC}} \quad y \quad \Delta i_{Lx} = \frac{V_g \left(\frac{N_s}{N_p} \right) - V_{DC}}{L_x} DT \quad (A1-9)$$

Reemplazando (A1-9) en (A1-8) y despejando para L_x se tiene un valor de inductor de 11mH, para una frecuencia de conmutación de 20kHz. Dicho valor de frecuencia fue tomado con el fin de trabajar en un rango superior a la frecuencia audible del ser humano pero no tal alto como para que aumenten excesivamente las pérdidas por conmutación.

Cálculo del Condensador de Entrada

Para calcular el condensador de entrada al push-pull se debe tener en cuenta el rizado de la tensión de entrada del convertidor, el cual se calcula a partir de la forma de onda de corriente en el condensador en conducción continua [153].

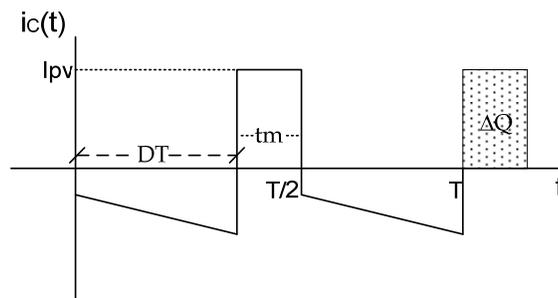


Figura A1-4. Forma de onda de corriente en el condensador de entrada al push-pull.

La anterior forma de onda se obtiene restando la corriente del panel, la cual se ha supuesto DC, de la corriente de entrada al inversor, que se puede obtener del análisis de los estados de encendido y apagado de los interruptores del push-pull. Dicho análisis se ha hecho para el peor caso.

La variación de carga ΔQ en el condensador de entrada al convertidor se puede definir como:

$$|\Delta Q| = C_{IN} \cdot \Delta V_g \quad (A1-10)$$

De la Figura A1-4 se tiene que dicha variación de carga se puede expresar como:

$$\Delta Q = I_{pv} \cdot t_m \quad (A1-11)$$

De donde $t_m = (1-2 \cdot D) \cdot T/2$ e I_{pv} es la corriente producida por el arreglo de paneles, la cual puede ser calculada a partir del modelo del panel fotovoltaico mostrado en la Figura A1-6 que representa la curva corriente vs. tensión de la Figura A1-5 [154].

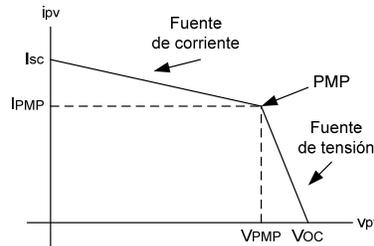


Figura A1-5. Curva característica corriente vs. tensión del panel

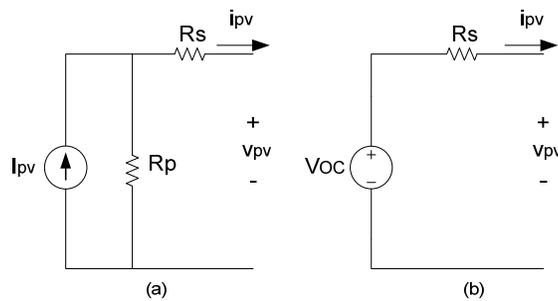


Figura A1-6. Equivalentes circuitales a) Fuente de corriente, b) Fuente de tensión

Las ecuaciones asociadas al anterior modelo circuital se describen a continuación:

$$R_S = \frac{V_{OC} - V_{PMP}}{I_{PMP}}, \quad R_S + R_P = \frac{V_{PMP}}{I_{SC} - I_{PMP}}, \quad I_{PV} = I_{SC} \frac{R_S + R_P}{R_P} \quad (A1-12)$$

De donde I_{pv} : corriente del panel solar, R_S : Resistencia serie, R_P : Resistencia paralelo, I_{MPP} : Corriente en el punto de máxima potencia, V_{MPP} : Tensión en el punto de máxima potencia, I_{SC} : Corriente de cortocircuito del panel y V_{OC} : Tensión de circuito abierto del panel.

Igualando (A1-10) y (A1-11), reemplazando el valor de t_m e I_{pv} en dicha ecuación y teniendo en cuenta que el rizado máximo de tensión de entrada ΔV_g debe ser inferior al 1% se tiene:

$$C_{IN} \geq \frac{I_{pv} \cdot (1 - 2 \cdot D) \cdot T}{2 \cdot \Delta V_g} = 458.5 \mu F \quad (A1-13)$$

Por lo tanto, en primera instancia, se podría tomar un valor para C_{IN} de $470 \mu F$ (valor comercial). Cabe aclarar que si el valor del ESR del condensador es muy grande, la condición del rizado no se cumplirá, y habrá que escoger un condensador de mayor capacidad o disponer en paralelo varios condensadores. Adicional a esta consideración se debe tener en cuenta el valor RMS del rizado de corriente, que debe soportar dicho condensador, el cual para este caso es de 11A aproximadamente. En consecuencia, y siguiendo las consideraciones del fabricante, se debe seleccionar un condensador de $6800 \mu F$ a una tensión DC de 63V.

A1.2 Análisis de funcionamiento del inversor monofásico

El inversor monofásico con topología de puente completo y empleando un esquema de Modulación por Ancho de Pulso (PWM) ha sido ampliamente usado en Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (UPS) [155], como interfaz DC/AC de fuentes no convencionales de energía tales como el viento [156] y el sol [157], en reguladores de tensión [158] y en muchas otras aplicaciones industriales.

Esta topología permite obtener sobre la carga cuya tensión se identifica como V_{ab} , tensiones positivas, negativas o cero según lo determine el circuito de control de los interruptores [91], [153]. La única precaución que hay que tener en cuenta al generar los disparos, es que dos interruptores de una misma rama (S1, S3 o S2, S4) no deben ser encendidos al mismo tiempo ya que se originaría un cortocircuito alrededor de la fuente DC. Adicionalmente se necesitan diodos en antiparalelo para garantizar la continuidad de la corriente en presencia de cargas inductivas. En la Figura A1-7 se muestra un esquema del inversor puente completo.

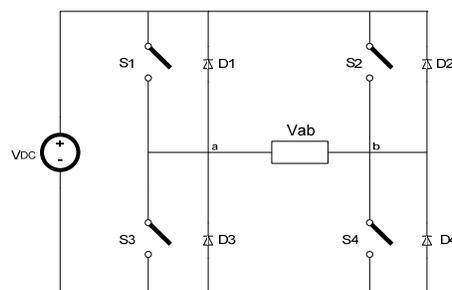


Figura A1-7. Esquema del inversor a puente completo

A1.2.1 Esquemas de modulación PWM

La Modulación por Ancho de Pulso (PWM) es usada para generar las señales de disparo apropiadas para los cuatro interruptores. Las dos principales ventajas que ofrece la PWM son: el control de la amplitud de la tensión y la frecuencia fundamental a la salida del inversor, y la disminución de los requerimientos de filtrado debido a la minimización de las componentes armónicas. Para la operación de la PWM se requiere la comparación entre una señal de control o moduladora generalmente sinusoidal de la frecuencia requerida por la salida y una señal portadora que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación de los interruptores. A continuación se describen los métodos de conmutación más comunes: conmutación bipolar y conmutación unipolar.

Antes de proceder a explicar la conmutación bipolar y unipolar se deben tener en cuenta algunas definiciones útiles al usar la PWM. La primera de ellas está asociada al 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).

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}} = \frac{f_{triangular}}{f_{sinusoidal}} \quad (A1-14)$$

La segunda hace referencia al índice de modulación m_a el cual se define como la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora.

$$m_a = \frac{V_{m, moduladora}}{V_{m, portadora}} = \frac{V_{m, sinusoidal}}{V_{m, portadora}} \quad (A1-15)$$

Si $m_a \leq 1$ la amplitud de la frecuencia de la fundamental de la tensión de salida V_{ab1} , es linealmente proporcional a m_a .

$$V_{ab1} = m_a \cdot V_{DC} \quad (A1-16)$$

Según (A1-16) se puede controlar la amplitud de la tensión de la fundamental de salida a través de m_a .

Conmutación Bipolar

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 A1-9, 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 que conmuta entre V_{DC} y $-V_{DC}$, como se muestra en la Figura A1-10.

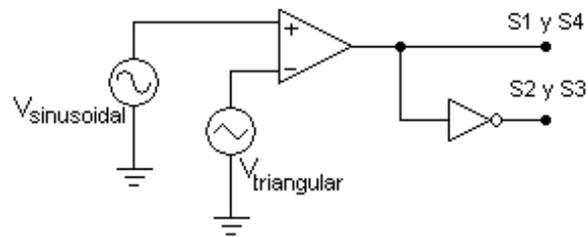


Figura A1-8. Esquema circuital del PWM bipolar

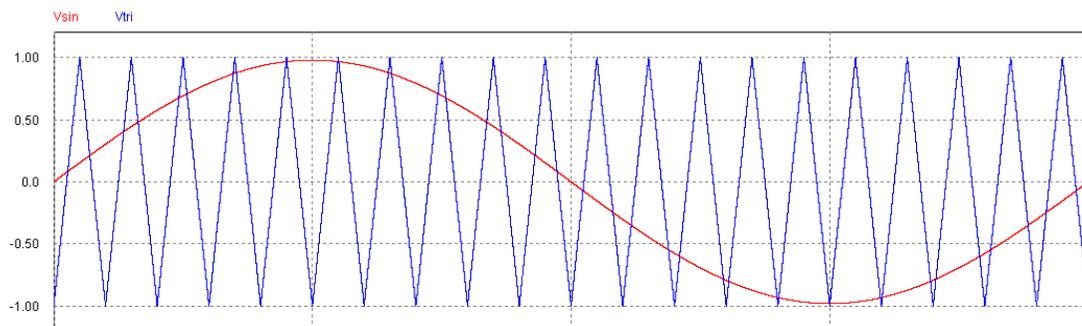


Figura A1-9. Señal portadora (triangular) y señal moduladora (sinusoidal)

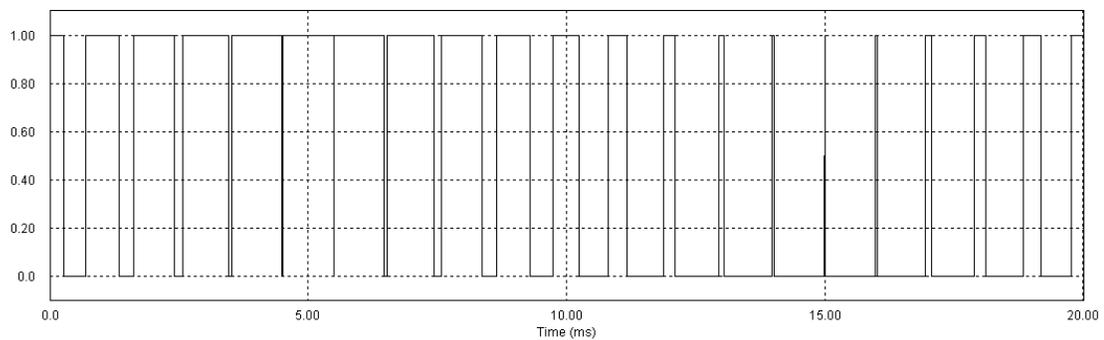


Figura A1-10. Forma de onda de la tensión V_{ab} normalizada.

El espectro de frecuencia normalizado de la conmutación bipolar para $m_a=1$, se muestra en la Figura A1-11.

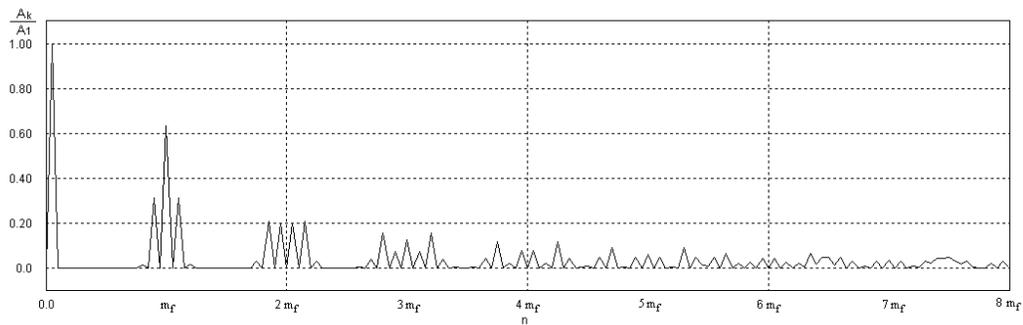


Figura A1-11. Espectro de frecuencia para PWM bipolar

Conmutación Unipolar

En la conmutación unipolar una señal triangular portadora de alta frecuencia se compara con una señal sinusoidal, y el tren de pulsos resultante y su complementario disparan los interruptores S1 y S3 respectivamente, las señales de disparo para los interruptores de la otra rama, S2 y S4, se obtienen de la comparación de la misma señal triangular portadora de alta frecuencia con una sinusoidal desfasada 180° con respecto a la señal sinusoidal original. La señal de salida varía entre V_{DC} y cero, para medio periodo de la señal moduladora, y entre cero y $-V_{DC}$ para la otra mitad. Las señales de comparación, así como la señal de salida se muestran en la Figura A1-13 y Figura A1-14.

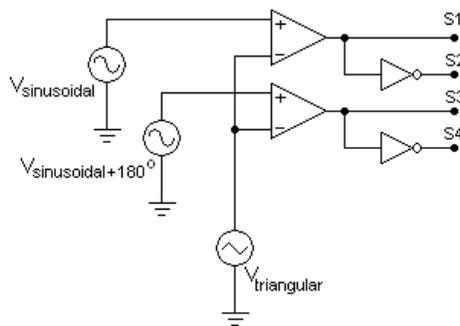


Figura A1-12. Esquema circuital del PWM unipolar

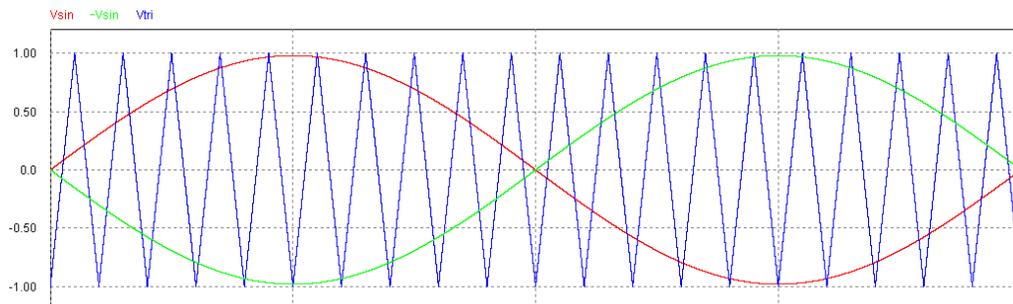


Figura A1-13. Señal portadora (triangular) y señales de control sinusoidales.

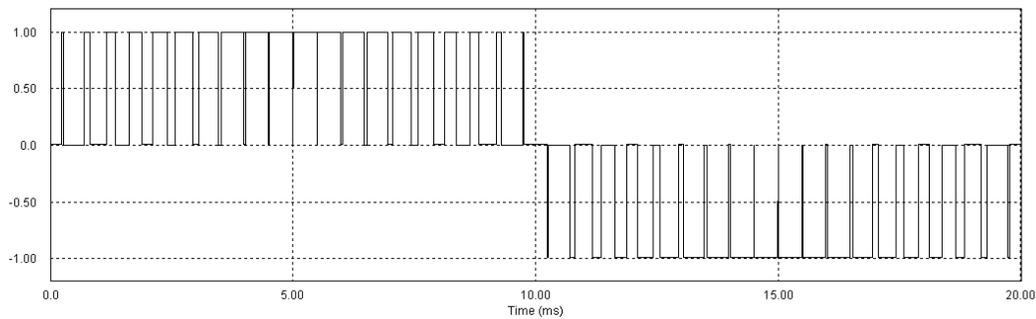


Figura A1-14. Forma de onda de la tensión V_{ab} normalizada.

El espectro de frecuencia normalizado de la conmutación unipolar para $m_a=1$, se muestra en la Figura A1-15.

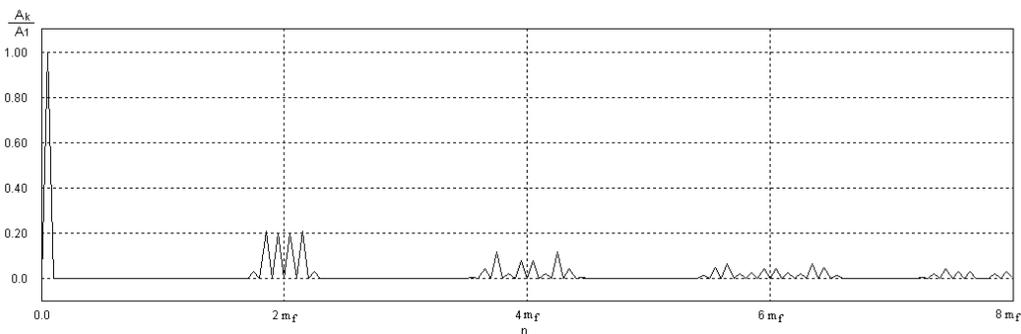


Figura A1-15. Espectro de frecuencia para PWM unipolar

Para la modulación bipolar, las frecuencias armónicas en el espectro de salida están en m_f y alrededor de este factor, y los demás armónicos son múltiplos enteros de m_f , mientras que para la modulación unipolar se sitúan en torno a $2m_f$ y se presentan alrededor de múltiplos enteros de dicha cantidad. 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 [91]. Sin embargo si lo que se quiere reducir son las corrientes en modo común (CMC), la opción a utilizar es la modulación bipolar [159].

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 distribución armónica. 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 [160].

A1.2.2 Diseño del filtro de conexión a red

El inversor se debe diseñar para una potencia nominal de 430VA, una tensión de salida de 230VRMS, frecuencia de 50Hz para la moduladora y de

20kHz para la portadora, la cual presenta forma de onda triangular, y para un esquema de conmutación PWM bipolar.

Con el fin de obtener una señal de salida sinusoidal con las mismas características en tensión y frecuencia que la de la red eléctrica, es necesario filtrar la tensión V_{ab} presente entre las ramas del inversor monofásico en puente completo. Las topologías de filtros de salida comúnmente empleadas en inversores son la LC y la LCL, [161], [162], [163]. En la Figura A1-16 se muestra las topologías circuitales de los filtros de salida del inversor.

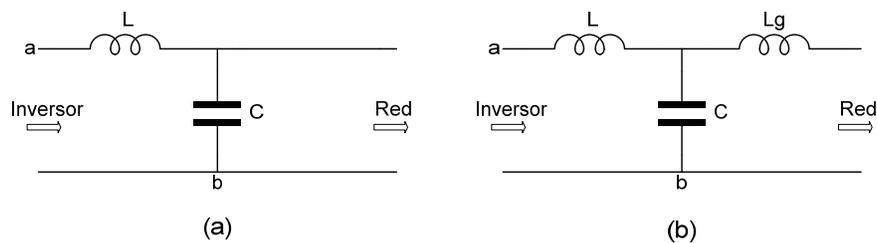


Figura A1-16. Filtro (a) LC, (b) LCL

El filtro LC presenta una atenuación de -40db/década a partir de la frecuencia de resonancia, y es usado 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. Por otra parte el 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, dinámica y en estado estacionario, debido a la resonancia [164]. Tomando en cuenta lo mencionado anteriormente y que una de las condiciones de operación del microinversor es en conexión a red, se usará el filtro LCL.

Algunas características que debe presentar el filtro a la hora de ser diseñado son las siguientes:

- El filtro LCL se puede ver como un filtro LC más una inductancia de fugas que en muchas ocasiones puede ser tratada como la inductancia de fugas del transformador de aislamiento.
- A la frecuencia fundamental, el condensador debe absorber poca potencia reactiva del 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 la corriente del inductor los cuales deben ser pequeños.

Con base en lo anterior se describirá el procedimiento para determinar los valores de dicho filtro.

1. El valor del condensador C , está limitado al consumo máximo de la potencia reactiva permitido por el inversor.

Para este caso si se requiere que la corriente máxima en el condensador sea inferior al 5% de la corriente nominal (a plena carga), se tiene en magnitud:

$$I_C = 0.05 \cdot I_o \quad (A1-17)$$

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

$$Z_C = \frac{V_o}{I_C} = \frac{V_o}{0.05 \cdot \left(\frac{S_o}{V_o}\right)} = 2404.5\Omega \quad (A1-18)$$

Siendo S_o , la potencia nominal de la carga. Como la magnitud de $Z_c = 1/\omega_1 \cdot C$ se puede despejar el valor de C .

$$C = \frac{1}{\omega_1 \cdot Z_C} \leq 1.3\mu F \quad (A1-19)$$

Donde ω_1 es la frecuencia de la red en rad/s.

2. El inductor del lado del inversor 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 igual o menor que el 5% de la impedancia nominal de la carga, se tiene:

$$Z_L \leq 0.05 \cdot Z_{LOAD} \quad (A1-20)$$

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

$$L = \frac{Z_L}{\omega_1} = \frac{0.05 \cdot Z_{LOAD}}{\omega_1} \leq 19.1mH \quad (A1-21)$$

3. 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 [163].

$$10 \cdot \omega_1 < \omega_{res} < \frac{\omega_s}{2} \quad (A1-22)$$

Donde ω_{res} es la frecuencia de resonancia del filtro LCL, la cual se define por (A1-23) y ω_s la frecuencia de conmutación.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_g}{L \cdot L_g \cdot C}} \quad (A1-23)$$

Con el fin de cumplir la condición 3) así como la condición 1) se tomará un valor de $C=600nF$ y se considerará que la inductancia de red L_g es diez veces menor al valor hallado para el inductor conectado al inversor, sin embargo es de aclarar que hay que realizar un análisis paramétrico con respecto a la variación del valor de L_g , en razón a que depende de la suma de la inductancia de los cables mas la inductancia del transformador, la cual puede variar dependiendo de la localización del microinversor. Dicho análisis fue realizado en el capítulo 4.

4. Los filtros pasivos LC o LCL, presentan un alto factor de calidad Q_f , por lo tanto presentan una baja amortiguación a la frecuencia de resonancia que puede causar inestabilidad en el sistema. Una forma de aumentar el amortiguamiento es agregando una resistencia en serie con el condensador. 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[163], [164]. Un criterio adicional que puede ser incluido, se basa en colocar una resistencia que permita que la atenuación de la oscilación del lazo de control de corriente del microinversor esté por debajo de los 0dB. Por lo tanto el valor de R_d será calculado cuando se aborden los lazos de control.

A1.2.3 Diseño del bus de continua

El valor del condensador del DC_LINK (Ver Figura A1-17) puede ser expresado como [165]:

$$C_{DC_LINK} = \frac{P_{nom}}{2 \cdot \omega \cdot V_{DC} \cdot \Delta V_{DC}} \quad (A1-24)$$

Donde P_{nom} es la potencia nominal de entrada al inversor, proveniente del convertidor push-pull, V_{DC} es la tensión media alrededor del condensador y ΔV_{DC} el rizado de la tensión permitido en el condensador (1%). Dicha ecuación se basa en el hecho de que la corriente que proviene del push-pull es una DC pura y que la corriente de entrada al inversor sigue la forma de onda $\sin^2(\omega \cdot t)$. Con lo que se obtiene un valor de,

$$C_{DC_LINK} \geq 437.68\mu F \quad (A1-25)$$

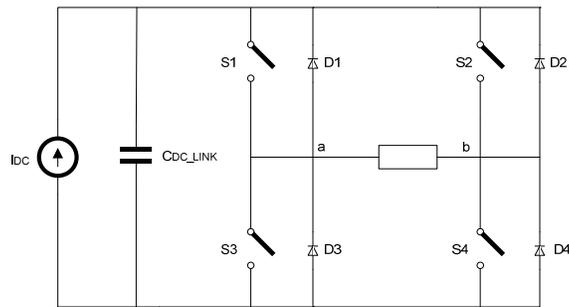


Figura A1-17. Esquema del inversor a puente completo con C_{DC_LINK}

Una característica adicional al elegir el valor de C_{DC_LINK} , se basa en el valor del rizado de corriente a 100Hz y la de corriente RMS, que debe soportar dicho condensador, la cual se encuentra definida para modulación bipolar como [166]:

$$I_{C_{DC_LINK}RMS} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} [4 - m_m^2 \cdot (1 + 2 \cdot \cos^2(\varphi_p))]} \cong 1.5A \quad (A1-26)$$

Donde I_p es el valor pico de la corriente, φ_p el ángulo de fase entre la tensión y la corriente de salida del inversor y m_m el factor de modulación. El valor de corriente hallado anteriormente (1.5A), así como el rizado de corriente a 100Hz (6A) permite identificar según las especificaciones técnicas del fabricante, si el valor de condensador elegido soporta dichos valores de corriente para una tensión DC determinada, de no ser así se toma un valor de capacitancia superior que cumpla con las condiciones de corriente y tensión. El valor de C_{DC_LINK} para esta aplicación según la hoja de especificaciones¹ es de 1mF.

¹ www.acoustica.org.uk/t/naim/datasheets&pix/caps/als30.pdf

Anexo II. Descripción del prototipo experimental

Para realizar las pruebas experimentales se ha empleado el prototipo microinversor mostrado en la Figura A1, el cual ha sido diseñado y construido para el desarrollo de la presente Tesis, y cuyas especificaciones se listan en la Tabla A2-1.

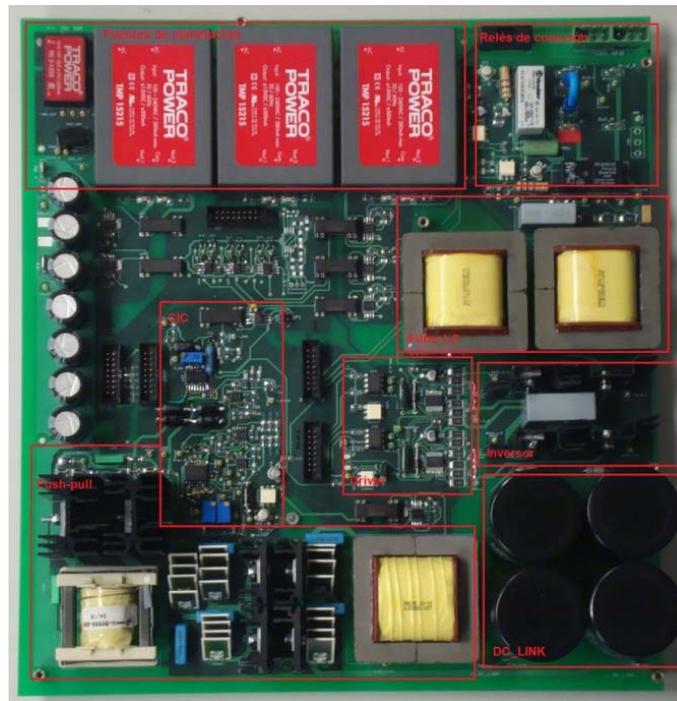


Figura A2-1. Prototipo microinversor.

En la Figura A2-1 se muestran los componentes de potencia principales del microinversor. También se observa que las medidas de tensión y corriente se toman mediante divisores resistivos y shunt de corriente. Estas medidas se acondicionan después mediante amplificadores y filtros, y se llevan a la tarjeta del DSP mediante amplificadores de aislamiento ISO124.

Convertidor Push-pull		Inversor PWM	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Variación de la tensión en el panel (V_g)	24 V – 36.7 V en el MPP	Tensión en la DC_LINK	380 V
Corriente en entrada (I_{pv})	14.7 A (máx.) en el MPP.	Máxima potencia de entrada al inversor ($P_{O\ PP}$)	430 W
Potencia inyectada por el panel (P_{pv})	430 W	Tensión de salida ($V_{O\ RMS}$)	230 V _{RMS}
Frecuencia de conmutación (f_s)	20 kHz	Frecuencia de conmutación (f_{si})	20 kHz
Capacitancia de entrada (C_{IN})	7 mF	Frecuencia de salida (f_g)	50 Hz
Relación de espiras del transformador (k)	20	Condensador de la DC_LINK ($C_{DC\ LINK}$)	1 mF
Inductor de salida (L_x)	11 mH a 4.6A	Inductor del filtro de salida x 2 (L)	9.6 mH a 3.57A
Interruptores Mosfet	IRFP4668PBF	Condensador del filtro de salida (C)	680 nF
Diodos de salida	STTH512	Resistencia de damping (R_d)	50 Ω
		Interruptores IGBT	IKP20N60T

Tabla A2-1. Principales parámetros del prototipo microinversor

Anexo III. Sistema de control digital

El sistema de control fue implementado a través de una placa de propósito general diseñada por el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) de la Universidad Politécnica de Valencia, con el objeto de adaptar las señales provenientes del prototipo microinversor con el DSP Texas Instruments TMS320F28335. Dicha placa permite configurar de manera rápida el tipo de entradas y salidas a utilizar por el DSP.

Para la presente aplicación se han utilizado 6 entradas analógicas, que incluyen el sensado de la tensión de red, la tensión de salida del inversor, la tensión de la DC_LINK, la tensión de entrada al push-pull, la corriente de salida del inversor y la corriente de entrada al push-pull. En relación a las entradas y salida digitales, se utilizan 8 salidas y 2 entradas, que incluyen las salidas de los moduladores PWM, señales de activación de los relés de precarga y salida, señal para limpiar el fallo de los drivers del inversor, señal de inicio del push-pull y dos señales de fallo para detener la operación del microinversor. Adicionalmente, se emplea el módulo SPI del DSP, con el fin de enviar la consigna de corriente al CIC. En la Figura A3-1, se muestra la tarjeta de propósito general y el DSP empleado.

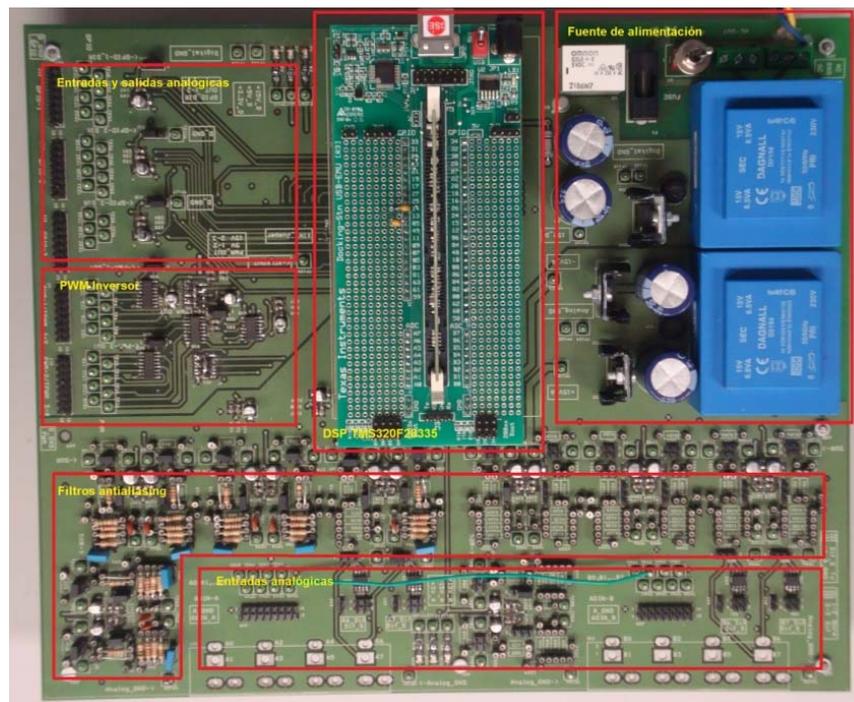


Figura A3-1. Tarjeta de propósito general para el DSP TMS320F28335.

Anexo IV. Equipo de laboratorio

Para llevar a cabo las pruebas experimentales sobre el prototipo se han utilizado los equipos de laboratorio que se muestran en la Figura A4-1

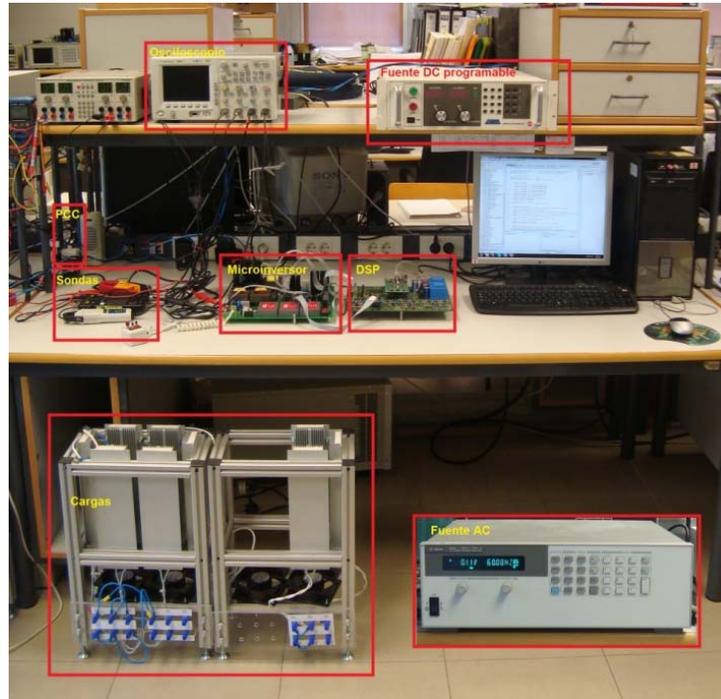


Figura A4-1. Equipo de laboratorio.

- Fuente de alimentación AC programable Agilent 6813B para emulación de la red eléctrica sin distorsión.
- Fuente de alimentación programable AMREL SPS800-12-D013 para simulación de paneles PV.
- Osciloscopio Agilent DSO6014A, ancho de banda de 100 MHz, 4 canales analógicos, tasa de muestreo 2 GSa/s
- Sondas de tensión diferencial Tektronix P5200, ancho de banda de 25MHz, 1300V de pico.
- Sondas de corriente Fluke i400s, ancho de banda entre 5Hz y 10kHz, escalas entre 40 A_{AC} y 400 A_{AC}.
- 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.

*Referencias y publicaciones
derivadas de la tesis*

REFERENCIAS

- [1] REN21 Steering Committee. "Renewable 2009, Global Status Report," Worldwatch Institute Washington, DC, 2009.
- [2] H.B. Puttgen, P.R. MacGregor, F.C. Lambert, "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] R.H. Lasseter, 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] R. Carnieletto, D.I. Brandão, F.A. Farret, M.G. Simões, S. Suryanarayanan, "Smart Grid Initiative," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.17, no.5, pp.27-35, Sept.-Oct. 2011.
- [5] H. Farhangi, "The path of the smart grid," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol.8, no.1, pp.18-28, January-February 2010.
- [6] R. Martinez-Cid, E. O'Neill-Carrillo, "Sustainable microgrids for isolated systems," *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2010 IEEE PES*, pp.1-7, 19-22 April 2010.
- [7] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, L. Garcia de Vicuna, "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.
- [8] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, A. Dimeas, "Microgrids management," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol.6, no.3, pp.54-65, May-June 2008.
- [9] Yongqiang Zhu, Zhongdong Yin, Jun Tian, "Microgrids Based on DC Energy Pool," *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*, pp.1-2, 17-18 Nov. 2008.
- [10] B. Belvedere, M. Bianchi, A. Borghetti, M. Paolone, "A microcontroller-based automatic scheduling system for residential microgrids," *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*, pp.1-6, Jun. 2009.
- [11] C. Sudipta, W. Manoja, M. Godoy, "Distributed Intelligent Energy Management System for a Single-Phase High-Frequency AC Microgrid," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.1, pp.97-109, Feb. 2007.

- [12] T. Selim, C. Ozansoy, A. Zayegh, “Recent developments in microgrids and example cases around the world—A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.15, issue 8, pp.4030-4041, Oct. 2011.
- [13] ISO-New England, *Overview of the Smart Grid—Policies, Initiatives, and Needs*, 2009.
- [14] J.M. Guerrero, L.G. De Vicuna, J. Uceda, “Uninterruptible power supply systems provide protection,” *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol.1, no.1, pp.28-38, Spring 2007.
- [15] Duan Shanxu, Meng Yu, Xiong Jian, Kang Yong, Chen Jian, “Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS,” *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, vol.2, pp.883-887, 1999.
- [16] S.B. Bekiarov, A. Emadi, “Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol.1, pp.597-604, 2002.
- [17] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin, F.C. Lee, “A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules,” *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, vol.2, pp.901-908 vol.2, 1999.
- [18] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, R. Belmans, “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.22, no.4, pp.1107-1115, July 2007.
- [19] J.M. Guerrero, N. Berbel, J. Matas, L.G. de Vicuna, J. Miret, “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.
- [20] E. Roman, R. Alonso, P. Ibanez, S. Elorduizapatarietxe, D. Goitia, “Intelligent PV Module for Grid-Connected PV Systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.53, no.4, pp.1066-1073, June 2006.
- [21] R. Billinton, R. Karki, “Capacity expansion of small isolated power systems using PV and wind energy,” *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol.16, no.4, pp.892-897, Nov 2001.
- [22] REN21 Steering Committee, *Renewable 2010 Global Status Report*, Paris, 2010.

- [23] G. Makrides, B. Zinsser, M. Norton, G.E. Georghiou, M. Schubert, J.H. Werner, "Potential of photovoltaic systems in countries with high solar irradiation," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.44, issue 2, pp.754-762, Feb. 2010.
- [24] H.M. Liou, "Overview of the photovoltaic technology status and perspective in Taiwan," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.14, issue 4, pp. 1202-1215, May 2010.
- [25] W. Diel, V. Sittinger, B. Szyszka, "Thin film cell technology in Germany," *Surface & coating technology* 193, p.329, 2005.
- [26] A.S. Joshi, I. Dincer, B.V. Reddy, "Performance analysis of photovoltaic systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.13, issue 8, pp. 1884-1897, Oct. 2009.
- [27] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "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.
- [28] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V.G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol.4, pp. 1995-2000, 2002.
- [29] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, M. Liserre, "Power converters and control of renewable energy systems," 1ra ed, pp. 1-120, 2004.
- [30] P.Piagi, R.H. Lasseter, "Autonomous control of microgrids," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp.8, 2006.
- [31] R.M. Dell, D.A.J. Rand, "Energy storage—a key technology for global energy sustainability," *Journal of Power Sources*, vol.100, no.2, pp.2-17, Nov. 2001.
- [32] S. Bando, Y. Sasaki, H. Asano, S. Tagami, "Balancing control method of a microgrid with intermittent renewable energy generators and small battery storage," *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pp.1-6, 20-24 July 2008.
- [33] S. Youli, Z. Litifu, K. Nagasaka, "Efficiency of Micro Grid with Storage Battery in Reliability, Economy and Environment Assessments," *International Journal of Electrical and Power Engineering*, vol.3, no.3, pp.154-162, 2009.
- [34] A.J. Cavalho, "Energy Storage Technologies for Utility Scale Intermittent Renewable Energy Systems," *Journal of Solar Energy Engineering*, vol.123, no.4, pp.387-389, Nov. 2001.

- [35] S. Vazquez, S.M. Lukic, E. Galvan, L.G. Franquelo, J.M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.12, pp.3881-3895, Dec. 2010.
- [36] R.S. Bhatia, S.P. Jain, D.K. Jain, B. Singh, "Battery Energy Storage System for Power Conditioning of Renewable Energy Sources," *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, vol.1, pp.501-506, 2005.
- [37] 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," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.689-701, March 2011.
- [38] I.J. Balaguer, L. Qin, Y. Shuitao, U. Supatti, Fang Zheng Peng, "Control for Grid-Connected and Intentional Islanding Operations of Distributed Power Generation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.58, no.1, pp.147-157, Jan. 2011.
- [39] C. Chien-Liang, W. Yubin, L. Jih-Sheng, Yuang-Shung Lee; D. Martin, "Design of Parallel Inverters for Smooth Mode Transfer Microgrid Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.25, no.1, pp.6-15, Jan. 2010.
- [40] K. Hyosung, Y. Taesik, C. Sewan, "Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.23, no.3, pp.1342-1347, May 2008.
- [41] M.A. Hassan, M.A. Abido, "Optimal Design of Microgrids in Autonomous and Grid-Connected Modes Using Particle Swarm Optimization," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.755-769, March 2011.
- [42] M. Pietzsch, "Convertidores CC/CA para la conexión directa a red de sistemas fotovoltaicos: comparación entre topologías de 2 y 3 niveles," Bachelor thesis, U.P.C, December 2004.
- [43] Report IEAPVPS T5-09, "Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility interactive power systems", International Energy Agency Implementing agreement on Photovoltaic Power Systems, U.S.A., 2002
- [44] P. Mahat, C. Zhe, B. Bak-Jensen, "Review of islanding detection methods for distributed generation", *Proc of the 3rd International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, pp. 2743-2748, China, 2008.
- [45] F. De Mango, M. Liserre, A.D. Aquila, A. Pigazo, "Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods," *Proc. of the 12th International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC*, pp.1878-1883, Slovenia, 2006.

- [46] H. Kobayashi, K. Takigawa, E. Hashimoto, "Method for Preventing Islanding Phenomenon on Utility Grid with a Number of Small Scale PV Systems," Proc. of the 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 695-700, U.S.A., 1991.
- [47] S. Jang, K. Kim, "An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 2, pp. 745-752, 2004.
- [48] M. Liserre, A. Pigazo, A. Dell'Aquila, V.M. Moreno, "An Anti-Islanding Method for Single-Phase Inverters Based on a Grid Voltage Sensorless Control," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 5, pp.1418-1426, 2006.
- [49] M. Ropp, J. Ginn, J. Stevens, W. Bower, S. Gonzalez, "Simulation and Experimental Study of the Impedance Detection Anti-Islanding Method in the Single-Inverter Case," Proc. of the 4th World Conference of the IEEE on Photovoltaic Energy Conversion, vol.2, pp.2379-2382, 2006.
- [50] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "A new singlephase PLL structure based on second order generalized integrator," in Record of IEEE PESC, pp.1511-1516, Korea, 2006.
- [51] M. Ciobotaru, V. Agelidis, R. Teodorescu, "Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected PV Inverters," Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008. IEEE, pp.4569-4576, June, 2008.
- [52] L.A.C. Lopes, S. Huili, "Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol. 21, no. 1, pp.171-180, 2006.
- [53] S. Huili, L.A.C. Lopes, L. Zhixiang, "Analysis and comparison of islanding detection methods using a new load parameter space," Proc. of the 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, vol. 2, pp.1172-1177, Korea, 2004.
- [54] V. Menon, M.H. Nehrir, "A Hybrid Islanding Detection Technique Using Voltage Unbalance and Frequency Set Point," Power Systems, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 1, pp.442-448, 2007.
- [55] X. Wang, W. Freitas, W. Xu, V. Dinavahi, "Impact of DG Interface Controls on the Sandia Frequency Shift Antiislanding Method," Energy Conversion, IEEE Transactions on, vol. 22, no. 3, pp.792-794, 2007.
- [56] V. John, Z. Ye, A. Kolwalkar, "Investigation of anti-islanding protection of power converter based distributed generators using frequency domain analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 5, pp.1177-1183, 2004.

- [57] C. Jeraputra, P.N. Enjeti, "Development of a robust anti-islanding algorithm for grid interconnection of distributed fuel cell powered generation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.19, no.5, pp.1163 -1170, 2004.
- [58] Z. Ye, L. Li, L. Garces, C. Wang, R. Zhang, M. Dame, R. Walling, N. Miller, "A new family of active antiislanding schemes based on DQ implementation for grid-connected inverters," *Proc. of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp.235-241, Germany, 2004.
- [59] K. Hotta, A. Kitamura, M. Okamoto, K. Takigawa, H. Kobayashi, Y. Ariga, "Islanding prevention measures: demonstration testing at Rokko test center for advanced energy systems," *Proc. of the 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 1993*, pp.1063-1067, Spain, 1993.
- [60] M. Ropp, K. Aaker, J. Haigh, N. Sabhah, "Using Power Line Carrier Communications to Prevent Islanding," *Proc. of the 28th IEEE Photovoltaic Specialist Conference*, pp.1675-1678, U.S.A., 2000.
- [61] W. Xu, G. Zhang, C. Li, W. Wang, G. Wang, J. Kliber, "A power line signaling based technique for anti-islanding protection of distributed generators-part I: scheme and analysis," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 3, pp.1758-1766, 2007.
- [62] T. Funabashi, K. Koyanagi, R. Yokoyama, "A review of islanding detection methods for distributed resources," *Proc. of IEEE Power Tech 2003*, vol.2, p.6, Italy, 2003.
- [63] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.20, no.4, pp. 963- 973, July 2005.
- [64] X. Weidong, W.G. Dunford, P.R. Palmer, A. Capel, "Regulation of Photovoltaic Voltage," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.3, pp.1365-1374, June 2007.
- [65] D. Petreus, T. Patarau, S. Daraban, C. Morel, B. Morley, "A novel maximum power point tracker based on analog and digital control loops," *Solar Energy*, vol.85, no.3, pp.588-600, March 2011.
- [66] J.B. Rawlings, "Tutorial overview of model predictive control," *Control Systems, IEEE*, vol.20, no.3, pp.38-52, Jun 2000.
- [67] C. Rech, H. Pinheiro, H.A. Grundling, H.L. Hey, J.R. Pinheiro, "Analysis and design of a repetitive predictive-PID controller for PWM inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol.2, pp.986-991, 2001.

- [68] G. Weiss, Q.C. Zhong, T.C. Green, J. Liang, "H ∞ repetitive control of DC-AC converters in microgrids," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.19, no.1, pp. 219- 230, Jan. 2004.
- [69] M.S. Chen, Y.R. Hwang, M. Tomizuka, "Sliding mode control reduced chattering for with dependent uncertainties," *Networking, Sensing and Control, 2004 IEEE International Conference on*, vol.2, no., pp. 967- 971, 2004.
- [70] K. Jezernik, D. Zdravec, "Sliding mode controller for a single phase inverter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*, pp.185-190, 11-16 Mar 1990.
- [71] V. Utkin, H. Lee, "Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems," *Variable Structure Systems, 2006. VSS'06. International Workshop on*, pp.346-350, 5-7 June 2006.
- [72] K.J.P. Macken, K. Vanthournout, J. Van den Keybus, G. Deconinck, R.J.M. Belmans, "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] K.P. Loughanski, J.S. Lai, "Reactive Power Control Realizations in Single-Phase Active-Front-End Converters," *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp.797-803, Feb. 25 2007-March 1 2007.
- [74] D. N. Zmood, D. G. Holmes, G. H. Bode, "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 2, pp. 601-610, 2001.
- [75] M.M. Begovic, P.M. Djuric, S. Dunlap, A.G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.8, no.2, pp.480-486, Apr. 1993.
- [76] J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, vol.148, no.3, pp.229-235, May 2001.
- [77] M. Karimi-Ghartemani, M. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol.19, no.3, pp. 1263- 1270, Aug. 2004.
- [78] M.A. Perez, J.R. Espinoza, L.A. Moran, M.A. Torres, E.A. Araya, "A Robust Phase-Locked Loop Algorithm to Synchronize Static-Power Converters With Polluted AC Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.5, pp.2185-2192, May 2008.

- [79] M. Karimi-Ghartemani, M.R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.17, no.2, pp.617-622, Apr. 2002.
- [80] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M.R. Iravani, "Estimation of frequency and its rate of change for applications in power systems," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.19, no.2, pp. 472- 480, Apr. 2004.
- [81] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A.V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.53, no.5, pp.1398-1409, Oct. 2006.
- [82] L.N. Arruda, S.M. Silva, B.J.C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol.4, pp.2655-2660, Oct. 2001.
- [83] S.M. Silva, B.M. Lopes, B.J.C. Filho, R.P. Campana, W.C. Bosventura, "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, Oct. 2004
- [84] M. Mojiri, A.R. Bakhshai, "An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol.49, no.2, pp. 314- 318, Feb. 2004.
- [85] 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.
- [86] J.C. Vasquez, J.M. Guerrero, A. Luna, P. Rodriguez, R. Teodorescu, "Adaptive Droop Control Applied to Voltage-Source Inverters Operating in Grid-Connected and Islanded Modes," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.56, no.10, pp.4088-4096, Oct. 2009.
- [87] D.M. Sable, R.B. Ridley, "Comparison of performance of single-loop and current-injection control for PWM converters that operate in both continuous and discontinuous modes of operation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.7, no.1, pp.136-142, Jan 1992.
- [88] G. Garcerá, R. González-Medina, E. Figueres, J. Sandia, "Dynamic modeling of DC-DC converters with peak current control in double-stage photovoltaic grid-connected inverters", *International Journal of Circuit Theory and Applications*. Published Online January 2011 at wileyonlinelibrary.com. In press, 2011.
- [89] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected

- Photovoltaic Systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.56, no.11, pp.4473-4482, Nov. 2009.
- [90] Y.S. Jung, J.Y. Lee, M.J. Youn, “A new small signal modeling of average current mode control,” *Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC 1998*, vol.2, pp.1118-1124, 17-22 May 1998.
- [91] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, “Power electronics: converters, applications, and design,” John Wiley & Sons, 1995.
- [92] K. Sum, “Switch mode power conversion – basic theory and design,” Marcel Dekker, 1984.
- [93] V. Vorperian, “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.
- [94] D.M. Sable, R.B. Ridley, B.H. Cho, “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, PESC '90 Record, 21st Annual IEEE*, pp.74-79, 11-14 Jun 1990.
- [95] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, “Control of single-stage single-phase PV inverter,” *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, p.10, 2005.
- [96] B.C. Kuo, F. Golnaraghi, “Automatic control systems,” John Wiley & Sons, 2002.
- [97] N. Femia, D. Granozio, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, “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.
- [98] W. Wenkai, N. Pongratananukul, Q. Weihong, K. Rustom, T. Kasparis, I. Batarseh, “DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol.1, pp. 525-530, 9-13 Feb. 2003.
- [99] D.P. Hohm, M.E. Ropp, “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.
- [100] K. Kobayashi, I. Takano, Y. Sawada, “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.

- [101] L. Zhang, B. Yunfei, A. Al-Amoudi, "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.
- [102] N. Khaehintung, K. Pramotung, B. Tuvirat, P. Sirisuk, "RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications," *Industrial Electronics Society, IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, vol.3, pp. 2673-2678, 2-6 Nov. 2004.
- [103] T. Esum, P.L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol.22, no.2, pp.439-449, June 2007.
- [104] D.N. Zmood, D.G. Holmes, "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.
- [105] V. Kaura, V. Blasko, "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.
- [106] S.M. Silva, B.M. Lopes, B.J.C. Filho, R.P. Campana, W.C. Bosventura, "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, 3-7 Oct. 2004.
- [107] IEEE recommended practice for grid interface of photovoltaic (PV) systems, *IEEE Std. 929*, 2000.
- [108] C. Zhang, W. Liu, G. San, W. Wu, "A Novel Active Islanding Detection Method of Grid-connected Photovoltaic Inverters Based on Current-Disturbing," *Power Electronics and Motion Control Conference, IPERC 2006. CES/IEEE 5th International*, vol.3, pp.1-4, Aug. 2006.
- [109] M. Ropp, M. Begovic, A. Rohatgi, "Prevention of islanding in grid-connected photovoltaic systems," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 7, no. 1, pp.39-59, 1999. Available: <http://www3.interscience.wiley.com/cgi-bin/fulltext/40007275/PDFSTART>.
- [110] A.V. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, "Online grid measurement and ENS detection for PV inverter running on highly inductive grid," *IEEE power electronics letters*, vol.2, no.3, pp.77-82, September, 2004.
- [111] M. Ciobotaru, V.G. Agelidis, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Accurate and Less-Disturbing Active Antiislanding Method Based on PLL for Grid-Connected Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.25, no.6, pp.1576-1584, June 2010.

- [112] R. Beck, A.G. Dempster, I. Kale, "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.
- [113] T. Zhao, D.S. Zinger, "Induction motor speed detection by applying Goertzel's algorithm to current harmonics," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, vol.1, pp.140-143 vol.1, 2000.
- [114] J.H. Kim, S.W. Lee, S.R. Lee, T.W. Lee, C.Y. Won, "Power quality control using the Goertzel algorithm for grid-connected system," *Telecommunications Energy Conference, INTELEC 2009. 31st International*, pp.1-3, 18-22 Oct. 2009.
- [115] R. Chassaing, "Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK", 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, pp. 557-560, 2008.
- [116] M. Liserre, S. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol.21, no.1, pp.263-272, Jan. 2006.
- [117] F. De Mango, M. Liserre, A.D. Aquila, "Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part II: ActiveMethods," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International* , vol., no., pp.1884-1889, Aug. 30 2006-Sept. 1 2006
- [118] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, A. Dimeas, "Microgrids management," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol.6, no.3, pp.54-65, May-June 2008.
- [119] C.M. Colson, M.H. Nehrir, "A review of challenges to real-time power management of microgrids," *Power & Energy Society General Meeting, IEEE PES 2009*, pp.1-8, 26-30 July 2009.
- [120] T. Thacker, F. Wang, D. Boroyevich, "Islanding Control of a Distributed Generation Unit's Power Conversion System to the Electric Utility Grid," *Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC 2005*, pp.210-216, 16-16 June 2005.
- [121] J.K. Park, C.H. Choi, "Dynamic compensation method for multivariable control systems with saturating actuators," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol.40, no.9, pp.1635-1640, Sep. 1995.
- [122] J.W. Choi, S.C. Lee, "Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.56, no.6, pp.2039-2046, June 2009.

- [123] C. Bohn, D.P. Atherton, "An analysis package comparing PID anti-windup strategies," *Control Systems Magazine, IEEE*, vol.15, no.2, pp.34-40, Apr 1995.
- [124] Y. Peng, D. Vrancic, R. Hanus, "Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers," *Control Systems Magazine, IEEE*, vol.16, no.4, pp.48-57, Aug 1996.
- [125] D. Zhang, H. Li, "A Stochastic-Based FPGA Controller for an Induction Motor Drive with Integrated Neural Network Algorithms," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.55, no.2, pp.551-561, Feb. 2008.
- [126] K. J. Åström, T. Hägglund, "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning," Research Triangle Park, NC: ISA, Jan. 1995.
- [127] J.K. Seok, K.T. Kim, D.C. Lee, "Automatic Mode Switching of P/PI Speed Control for Industry Servo Drives Using Online Spectrum Analysis of Torque Command," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.54, no.5, pp.2642-2647, Oct. 2007.
- [128] K. Ohishi, E. Hayasaka, T. Nagano, M. Harakawa, T. Kanmachi, "High-performance speed servo system considering Voltage saturation of a vector-controlled induction motor," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.53, no.3, pp.795-802, June 2006.
- [129] A. Visioli, "Modified anti-windup scheme for PID controllers," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings*, vol.150, no.1, pp.49-54, Jan. 2003.
- [130] W.A. Hill, R.A. Turton, R.J. Dungan, C.L. Schwalm, "A Vector-Controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-23, no.6, pp.1036-1042, Nov. 1987.
- [131] J. Hu, B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.13, no.5, pp.969-977, Sep 1998.
- [132] T. Kawabata, S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.24, no.2, pp.281-287, Mar-Apr 1988.
- [133] J. Liang, T.C. Green, G. Weiss, Q.C. Zhong, "Hybrid control of multiple inverters in an island-mode distribution system," *Power Electronics Specialist Conference, IEEE PESC 2003*, vol.1, pp. 61-66, 15-19 June 2003.
- [134] K.J.P. Macken, K. Vanthournout, J. Van den Keybus, G. Deconinck, R.J.M. Belmans, "Distributed control of renewable generation units with integrated active filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.19, no.5, pp. 1353-1360, Sept. 2004.

- [135] Y. Xing, L.P. Huang, Y.G. Yan, "A decoupling control method for inverters in parallel operation," Power System Technology, PowerCon 2002. International Conference on, vol.2, pp.1025-1028, 2002.
- [136] J. Grainger, W. Jr. Stevenson, "Power System Analysis," McGraw-Hill, 1994.
- [137] M.C. Chandorkar, D.M. Divan, R. Adapa, "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.
- [138] J.M. Guerrero, J. Matas, L. Garcia de Vicuna, M. Castilla, J. Miret, "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
- [139] J.M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, "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.
- [140] J.F. Chen, C.L. Chu, C.L. Huang, "The parallel operation of two UPS by the coupled-inductor method," Industrial Electronics, Proceedings of the IEEE International Symposium on, vol.2, pp.733-736 25-29 May 1992.
- [141] C.C. Hua, K.A. Liao, J.R. Lin, "Parallel operation of inverters for distributed photovoltaic power supply system," Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC 2002, vol.4, pp.1979-1983, 2002.
- [142] J.M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, J. Miret, M. Castilla, "A wireless controller for parallel inverters in distributed online UPS systems," Industrial Electronics Society, IEEE IECON 2003, vol.2, pp.1637-1642, 2-6 Nov. 2003.
- [143] S.J. Chiang, C.Y. Yen, K.T. Chang, "A multimodule parallelable series-connected PWM voltage regulator," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.48, no.3, pp.506-516, Jun 2001.
- [144] J.M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, "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.
- [145] 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.

- [146] 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.
- [147] Y. Li, D.M. Vilathgamuwa, P.C. Loh, "Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system," *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol.19, no.5, pp. 1195-1204, Sept. 2004
- [148] 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.
- [149] Y. Shuitao, L. Qin, F.Z. Peng, Q. Zhaoming, "A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters," *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on , vol.58, no.1, pp.202-212, Jan. 2011.
- [150] H. Komurcugil, "A new sliding mode control for single-phase UPS inverters based on rotating sliding surface," *Industrial Electronics (ISIE)*, 2010 IEEE International Symposium on, pp.579-584, 4-7 July 2010.
- [151] S.M. Ayob, Z. Salam, N.A. Azli, M.E. Elbuluk, "Control of a Single Phase Inverter Using Fuzzy Logic," *Industry Applications Society Annual Meeting*, 2009. IAS 2009. IEEE , pp.1-6, 4-8 Oct. 2009.
- [152] 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.
- [153] D.W. Hart, "Introduction to Power Electronics," Prentice Hall, 1997.
- [154] M.G. Villalva, E.F. Ruppert, "Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: Modelling and design," *Power Electronics, Machines and Drives*, PEMD 2008, 4th IET Conference on, p.p.505-509, 2-4 April 2008.
- [155] H.R. Karshenas, M. Niroomand, "Design and implementation of a single phase inverter with sine wave tracking method for emergency power supply with high performance reference," *Electrical Machines and Systems*, ICEMS 2005, Proceedings of the Eighth International Conference on, vol. 2, pp.1232-1237, 29-29 Sept. 2005.
- [156] Y. Hu, L. Chang, B. Cao, "Novel predictive voltage controlled UPS inverter for an improved stand-alone wind turbine system," *Electrical and Computer Engineering*, CCECE '09, Canadian Conference on, pp.398-402, 3-6 May 2009.

- [157] S. Mekhilef, N.A. Rahim, A.M. Omar, "A new solar energy conversion scheme implemented using grid-tied single phase inverter," IENCON 2000, Proceedings, vol.3, pp.524-527, 2000.
- [158] Y.H. Chung, H.J. Kim, G.H. Kwon, T.B. Park, S.H. Kim, K.S. Kim, J.W. Choe, "Neural network controlled voltage disturbance detector and output voltage regulator for Dynamic Voltage Restorer," Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, pp.1-9, 2-5 Sept. 2007.
- [159] J.C. Crebier, J.P. Ferrieux, "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.
- [160] D.G. Holmes, T.A. Lipo, "Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice," IEEE Press, 2003.
- [161] P.A. Dahono, A. Purwadi, 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.
- [162] J. Kim, J. Choi, H. Hong, "Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller," Power System Technology, PowerCon 2000, International Conference on, vol.3, pp.1659-1664, 2000.
- [163] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "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.
- [164] K.H. Ahmed, S.J. Finney, B.W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," Compatibility in Power Electronics, CPE '07, pp.1-9, May 29-June 1, 2007.
- [165] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "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.
- [166] F. Renken, "The DC-link capacitor current in pulsed single-phase H-bridge inverters," Power Electronics and Applications, European Conference on, pp.10, 2005.

PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS

Artículos en revistas internacionales

- **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.
- **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.
- **C.L. Trujillo**, D. Velasco, E. Figueres, G. Garcerá, “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.
- D. Velasco, **C.L. Trujillo**, G. Garcerá, E. Figueres, “An active Anti-islanding method based on phase-PLL perturbation,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.26, no.4, pp.1056-1066, April 2011.
- D. Velasco, **C.L. Trujillo**, G. Garcerá, E. Figueres, “Review of anti-islanding techniques in distributed generators,” Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.14, no.6, pp. 1608-1614, Agosto, 2010.

Artículos en revistas nacionales - 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

- **C.L. Trujillo**, D. Velasco, E. Figueres, G. Garcerá, “Local and Remote Techniques for Islanding Detection in Distributed Generators,” ISBN:

978-953-307-064-9. Editorial I-Tech Education and Publishing KG, 2010.

Ponencias Internacionales

- **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.
- **C.L. Trujillo**, D. Velasco, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza, “Analysis of Active Islanding Methods for Single phase Inverters,” International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'10), Granada, España, 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.
- D. Velasco, **C.L. Trujillo**, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza, “An active anti-islanding method based phase-pll perturbation,” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2010, Bari, Italia, Julio, 2010.
- D. Velasco, **C.L. Trujillo**, G. Garcerá, E. Figures, O. Carranza, “Review of Local and Remote Techniques for Islanding Detection in Distributed Generators,” International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'10), Granada, España, Marzo, 2010.
- O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, **C.L. Trujillo**, D. Velasco, “Comparison of speed estimators applied to wind generation systems with noisy measurement signals,” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2010, Bari, Italia, Julio, 2010.
- O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, **C.L. Trujillo**, D. Velasco, “Comparative study of Speed Estimators Applied to Wind Turbine with Harmonic Distortion in both the Currents and the Voltages,” International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'10), Granada, España, Marzo, 2010.
- R. Ortega, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza, **C.L. Trujillo**, “Design and application of a two degrees of freedom with repetitive controller

applied in a single phase inverter”. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011, Gdansk, Polonia, Junio, 2011.

- R. Ortega, E. Figueres, G. Garcerá, O. Carranza, **C.L. Trujillo**, “Control Design of a Two Degree of Freedom Combined with Repetitive Controller Applied to a Single Phase Inverter Power Generation in the Context of Microgrids,” International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'11), Las Palmas de Gran Canarias, España, Abril, 2011.