



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TESIS DOCTORAL

Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red

Autor:

Linda HASSAINE

Director:

Dr. Emilio OLÍAS RUIZ

DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

Leganés, 2010

TESIS DOCTORAL

Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red

Autor: Linda HASSAINE

Director: Emilio OLÍAS RUIZ

Firma del Tribunal Calificador:

Firma

Presidente:

Vocal:

Vocal:

Vocal:

Secretario:

Calificación:

Leganés, de de 2010

AGRADECIMIENTOS

Esta Tesis ha sido desarrollada en el Departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid, en el laboratorio del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia, GSEP. Me gustaría agradecer al GSEP todos los medios puestos a mi disposición para realizar este trabajo y a la AECI por la financiación de mis estudios durante 3 años.

Me gustaría agradecer a todos los miembros su colaboración durante estos años, y de manera especial:

A mi director de tesis, Emilio Olías Ruiz, por dirigir este trabajo y también, por los distintos consejos tanto técnicos como humanos, por el apoyo y confianza en todas las decisiones técnicas y por la cuidadosa revisión del documento de la tesis.

Me gustaría aprovechar estas líneas para dar las gracias a Jesús Quintero Paredes por su apoyo, su ayuda y su amistad.

Al Centro de Investigación de Energía Renovable de Argelia (CDER) por apoyarme y por las facilidades ofrecidas.

A mis padres, pues sin lugar a dudas llegar hasta aquí no hubiera sido posible sin su amor, su ánimo y su comprensión.

A mis hermanos y a mis hermanas y a toda mi familia

A todos mis amigos de Argelia y de Madrid.

A todos aquellos que me han apoyado en la realización de esta tesis.

ÍNDICE

AGRADECIMIENTO	I
ÍNDICE	III
RESUMEN.....	IX
ABSTRACT	XI
LISTA DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS	XIII
LISTA DE FIGURAS Y TABLAS.....	XV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	
1.1. Introducción	1
1.2. Energía solar fotovoltaica.....	5
1.3. Instalaciones de producción de electricidad en el mundo	6
1.4. Instalaciones de electricidad en España.....	9
1.5. Energía fotovoltaica para Europa desde África	10
1.6. Inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica	13
1.7. Compatibilidad con la red	16
1.8. Calidad de la señal	16
1.9. Aislamiento eléctrico.....	17
1.10. Protecciones.....	18
1.11. Estado actual de los inversores.....	19
1.12. Contexto de desarrollo de la Tesis	20
1.13. Objetivos de la Tesis	20
1.14. Estructura de la Tesis	22
CAPÍTULO 2: ESTADO DE LA TÉCNICA	
2.1. Introducción	25
2.2. Topologías de inversores conectados a la red	25

2.2.1. Inversor Centralizado	25
2.2.2. Inversor descentralizado	27
2.2.3. Topología Multirrama (Multi-string)	30
2.3. Clasificación de topologías del inversor	31
2.3.1. Número de etapas de potencia del proceso	31
2.3.2. Potencia desacoplada	32
2.3.3. Transformadores y tipos de interconexiones	34
2.3.4. Tipos de interfaces con la red	35
2.4. Modo de conmutación de los inversores	36
2.5. Inversor string and multi-string	37
2.5.1. Topología A una Etapa	39
2.5.2. Topología de dos etapas para un multirrama	40
2.6. Control de inversores conectados a la red	42
2.7. Controlador lineal de corriente	43
2.7.1. Controlador lineal de corriente	44
2.7.2. Controlador non lineal de corriente	45
2.7.3. Control predictivo de corriente	46
2.8. Controlador de la corriente en inversores conectados a la red	46
2.9. Estructura de control de inversores conectados a la red	47
2.9.1. Estructura de control de inversores monofásicos conectados a la red con control lineal de la corriente (PWM)	48
2.9.1.1. Estructura de control para topologías con convertidor CC-CC	48
2.9.1.2. Estructura de control para topologías sin el convertidor CC-CC	52
2.9.2. Estructuras de control de inversores monofásicos conectados a la red con control por histéresis	56
2.10. Estructuras de control de inversores trifásicos conectados a la red con control vectorial	57

2.10.1. Sistema de referencia síncrona.....	58
2.10.2. Sistema de referencia estacionaria.....	60
2.10.3. Sistema de control abc	61
2.11. Filtro de red.....	63
2.12. Métodos de sintonización con la red	66
2.12.1. Detector de cruce por cero	66
2.12.2. Filtrado de la tensión de red	66
2.12.3. Técnica PLL	67
2.13. Conclusión	68
CAPÍTULO 3: BASES PREVIAS AL CONTROL PROPUESTO	
3.1. Introducción	71
3.2. Funcionamiento de los inversores conectados a la red	71
3.3. Configuración de la etapa de potencia	73
3.4. Modo de conmutación del inversor.....	75
3.5. Control por tensión y control por corriente.....	77
3.6. Convertidores de fuente de tensión.....	78
3.7. Control PWM del inversor.....	85
3.7.1. Inversor monofásico con control PWM y salida de tensión unipolar.....	87
3.7.2. Inversor monofásico con control PWM y salida de tensión bipolar	89
3. 8. Contenido armónico de las tensiones obtenidas mediante modulación unipolar y bipolar.....	90
3.9. Eficiencia de la conversión CC/CA	93
3.10. Calidad del suministro. Fiabilidad	93
3.11. Factor de potencia	94
3.11.1. Factor de potencia y su importancia práctica	96
3.11.2. Corrección del factor de potencia	96
3.12. Calidad de la red eléctrica	97

3.13. Conclusión	99
CAPÍTULO 4: DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA	
4.1. Introducción	101
4.2. Descripción del sistema fotovoltaico conectado a la red.....	102
4.2.1. Panel solar fotovoltaico.....	104
4.2.2. Convertidor CC/CC	104
4.3. Diagrama de bloques del inversor fotovoltaico conectado a la red.....	106
4.4. Descripción de la topología de control.....	106
4.4.1. Modelo del inversor monofásico en puente completo y principio de control.....	107
4.4.2. Influencia de la variación de la tensión de salida del inversor V_{inv} (variación del índice de modulación m_a)	113
4.4.3. Influencia del valor de la inductancia.....	119
4.4.4. Factor de potencia y distorsión armónica total.....	121
4.4.5. Relación entre el índice de modulación de frecuencia y el valor de la inductancia para un filtro L	123
4.4.6. Relación entre el índice de modulación de frecuencia y el valor de la inductancia para un filtro LCL	124
4.5. Caso particular	133
4.6. Control del inversor	136
4.7. Estructura del control propuesto para el inversor	136
4.8. Bloque reguladores	139
4.8.1. Regulador del lazo de control de la corriente.....	139
4.8.2. Regulador del lazo externo de tensión.....	144
4.9. Control del Punto de Máxima Potencia MPPT	149
4.9.1. Seguidores del punto de máxima potencia MPPT	150
4.9.2. Elementos que componen un MPPT.....	151

4.9.3. Algoritmos de control.....	152
4.9.3.1. Perturbación y Observación	153
4.9.3.1.1. Algoritmo de perturbación y observación clásico.....	153
4.9.3.1.2. Algoritmo de perturbación observación de una variable.....	157
4.9.3.2. Conductancia Incremental.....	159
4.9.3.3. Tensión Constante (Fractional Open-Circuit Voltage)	161
4.10. Conclusión	161

CAPÍTULO 5: IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROL

PROPUESTO

5.1. Introducción.....	163
5.2. Implementación del control Propuesto.....	166
5.2.1. Conversor A/D.....	167
5.2.2. Regulador digital.....	170
5.2.2.1. Función de transferencia en el dominio discreto	171
5.2.2.2. Representación mediante ecuaciones en diferencia.....	172
5.2.3. Algoritmo de control del desfase	175
5.2.4. Estructura del bloque DSPWM.....	180
5.2.5. Bloque Look-up table	181
5.2.5.1. Descripción de la SPWM unipolar	182
5.2.5.2. Implementación digital de una SPWM unipolar de 1500Hz.....	187
5.2.5.3. Descripción de la SPWM bipolar	188
5.2.6. Sincronismo de las señales.....	194
5.2.7. Bloque Detector de cruce por cero (DCC) y Generación del desfase	195
5.3. Conclusión.....	198

CAPÍTULO 6: SIMULACIONES DEL SISTEMA

6.1. Introducción.....	199
6.2. Simulación del inversor monofásico conectado a la red con control SPWM y salida de tensión bipolar	200

6.3. Simulación del inversor monofásico conectado a la red con control SPWM y salida de tensión unipolar	203
6.4. Determinación del patrón de conmutación SPWM unipolar	206
6.5. Simulación del inversor con el patrón SPWM calculado	206
6.6. Pérdidas de conmutación	210
6.7. Simulación del sistema global.....	213
6.7.1. Simulación de algoritmos de MPPT	213
6.7. 2. Simulación del conjunto Panel - MPPT-Inversor conectado a la red	216
6.8. Simulación del sistema en lazo cerrado.....	221
6.9. Conclusión	224

CAPÍTULO 7: PROTOTIPOS Y RESULTADOS

EXPERIMENTALES

7.1. Introducción	225
7. 2. Prototipo.....	226
7.3. DSPWM bipolar. Resultados Experimentales	231
7.4. DSPWM unipolar. Resultados Experimentales	232
7.5. Conclusión.....	240

CAPÍTULO 8: CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

8.1. Conclusiones	241
8.2. Aportaciones	243
8.3. Recomendaciones para Trabajos Futuros.....	244
Publicaciones	247
Referencias	249

RESUMEN

Esta tesis se centra en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica. El objetivo principal es controlar la potencia inyectada a la red desde los paneles solares, optimizando el diseño y el control de los inversores cuando se emplean como interfaz entre la red eléctrica y los sistemas fotovoltaicos para entregar energía a la red con la mejor calidad posible y según las exigencias de la red. El control de la potencia inyectada a la red no solamente incluye el control de la potencia activa, sino también la potencia reactiva.

En esta tesis, se propone un algoritmo sencillo y robusto para el diseño del control del inversor conectado a la red, basado en la utilización del control digital DSPWM “*Digital Sinusoidal Pulse Width Modulation*”, asociado al control del desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

A nivel de diseño, en esta tesis se desarrollan y se analizan las limitaciones de los convertidores VSCs “*Voltage Source Converters*” como inversores para entregar potencia activa y reactiva a la red asegurando una óptima conexión desde los paneles solares, cuidando el funcionamiento del inversor y mejorando el factor de potencia y el contenido armónico de la corriente inyectada a la red.

Desde el punto de vista del control, se ha desarrollado una nueva estrategia de control. Se propone un método de control del inversor que permite controlar no solo la corriente inyectada a la red y el factor de potencia sino que, de forma dinámica, puede reconfigurarse para cambiar el tipo de factor de potencia que se desea entregar a la red dependiendo de las necesidades de la red eléctrica. El control se basa en la utilización de un número mínimo de patrones de disparo previamente calculado y tabulado aplicado a una tensión del bus de continua constante. Actuando sobre el desfase de la tensión de salida del inversor como parámetro de control, se puede controlar la amplitud de la corriente de salida, el factor de potencia y, por lo tanto, la magnitud de la potencia entregada a la red, tanto activa como reactiva.

Una de las ventajas que nos proporciona este método de control es su simplicidad en cuanto a los requerimientos de capacidad de cómputo del circuito de control y por otra

parte nos permite reconfigurar el control de manera rápida y sencilla en caso de que se requiera inyectar no solo potencia activa, sino también potencia reactiva.

Se analiza el comportamiento de éste método para diferentes configuraciones dentro del sistema de control global, utilizando a la salida del inversor un filtro L y un filtro LCL calculando la distorsión armónica total de la corriente para cada configuración.

Se presenta el método para el seguimiento del punto de máxima potencia y la estructura de los lazos de control, así como el método seguido para calcular los reguladores y la implementación digital del control.

Se presentan el controlador de corriente y el controlador de tensión del DC-bus, el modulador de fase, desarrollando un modelo de ecuaciones lineales para el diseño del controlador y se analiza la estabilidad del inversor conectado a la red eléctrica.

Dentro de esta línea de investigación y para llevar a cabo el control digital del inversor, se ha realizado, en primer lugar, la implementación de las técnicas de modulación sinusoidal del ancho del pulso SPWM “*Sinusoidal Pulse Width Modulation*”, bipolar y unipolar, de forma digital. La implementación del modulo SPWM digital que forma parte del control del inversor se ha realizado en una FPGA “*Field Programmable Gate Array*” validando los resultados de simulación y experimentales.

El funcionamiento del control propuesto se ha validado mediante simulaciones de los modelos promediado y conmutado del inversor con control de fase.

Por último este control ha sido implementado en una FPGA y validado con los resultados de simulaciones y experimentales.

ABSTRACT

This thesis is focused on photovoltaic systems connected to the grid. The aim is to control the power injected into the grid from solar panels, by optimizing the design and control of inverter when are used as an interface between electrical power and photovoltaic systems, in order to deliver energy to the grid with the best quality and according to the grid demands. Injected power does not only include the control of the active power, but also the reactive power.

An algorithm for design a simple and robust control of the inverter connected to the grid is proposed in this work. It is based on the digital control strategy DSPWM "*Digital Sinusoidal Pulse Width Modulation*", associated to the control of the phase shifting of the inverter output voltage with respect to the grid voltage.

This work develops and analyzes the limitations of the converters VSCs "*Voltage Source Converters*" as inverters to deliver active and reactive power to the grid ensuring optimal connection from the solar panels, caring inverter operation and improving the power factor and harmonic content of the current injected into the grid.

A new control strategy has been developed. The proposed control is able to control, not only the current injected into the grid, but also the power factor, with a minimum number of DSPWM patterns. Varying the power factor, within a certain range, the injected reactive power (inductive or capacitive) can be dynamically changed and controlled. The basic idea of the proposed control is to obtain a low cost and simple inverter implementation using a phase shifting strategy with a minimum number of DSPWM patterns previously calculated and tabulated (look-up table), applied to a constant DC bus voltage. Acting on the phase shift of the inverter output voltage as control parameter, the output current amplitude and the power factor can be controlled, and therefore the amplitude of the power injected into the grid, both active and reactive power.

The proposed control strategy is simple and required a relatively low hardware and computational resources.

The behavior of this method for different configuration within the overall control system, using the inverter output filter L and a LCL filter by calculate the total harmonic distortion of current for each configuration is analyzed.

A method for maximum power point tracking and a structure of the control loop and digital implementation of the control are presented.

The current controller, the voltage controller of DC-bus and the phase modulator are obtained by developing a model of linear equations for the controller design and stability analysis of the inverter connected to the grid.

In this line of research and in order to carry out digital control of inverter, the bipolar and unipolar DSPWM modulation has been implemented using FPGA “*Field Programmable Gate Array*” platform and validated by means of simulation and experimental results.

The proposed control has been validated by simulations of averaging and switched inverter model with phase control.

Finally, this control has been implemented in a FPGA and validated with simulations and experimental results.

1. ACRÓNIMOS

FV	Fotovoltaico
GFV	Generador Fotovoltaico
MPP	<i>Maximum Power Point</i> (punto de máxima potencia)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (seguimiento del punto de máxima potencia)
DPF	Desplazamiento del Factor de Potencia.
PCC	<i>Point Common Connection</i> (Punto común de conexión).
PF	Factor de Potencia.
PI	Proporcional Integral
PR	Proporcional Resonante
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulación en anchura de pulsos).
DPWM	<i>Digital Pulse Width Modulation</i> (Modulación en anchura de pulsos digital).
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulación en anchura de pulsos sinusoidal).
DSPWM	<i>Digital Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulación en anchura de pulsos sinusoidal digital).
THD	<i>Total Harmonic Distorsion</i> (Distorsión armónica total)
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> (Convertidor de fuente de tensión).
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor de fuente de tensión).
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i> (Rectificador de fuente de tensión)
CPDF	Control de potencia por desplazamiento de fase
DCC	Detector de cruce por cero
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
LSB	<i>Low significant bits</i> (bits menos significativos)
MSB	<i>More significant bits</i> (bits más significativos)

1. SÍMBOLOS

I_{cc}	Corriente de corto circuito (A)
V_{ca}	Tensión de circuito abierto (V)

P	Potencia del Generador (W)
P_{\max}	Potencia máxima (W)
G	irradiancia (Wm^{-2})
D	Ciclo de trabajo
I_s	Corriente de salida del inversor (A)
V_{red}	Tensión de la red (V)
V_{ref}	Tensión de referencia de control (V)
V_{inv}	Tensión de salida del inversor (V)
V_L	Tensión en la bobina (V)
L	Inductancia de la bobina (mH)
C_d	Capacidad de entrada del inversor (F)
R	Resistencia (Ω)
T1,T2,T3,T4	Interruptores
G1,G2,G3,G4	IGBT
δ	Desfase entre la tensión del inversor y la red
φ	Desfase entre la corriente del inversor y la tensión de la red.
P	Potencia activa (W)
S	Potencia aparente (VA)
Q	Potencia reactiva (Var)
$p(t)$	Potencia instantánea (W)
f_{tri}	Frecuencia de la triangular (Hz)
f_{ref}	Frecuencia de la referencia (sinusoidal) (Hz)
f_{sw}	Frecuencia de conmutación (Hz)
f_c	Frecuencia de cruce (Hz)
m_a	Índice de modulación de amplitud
m_f	Índice de modulación de frecuencia
K_i	Ganancia integral
K_p	Ganancia proporcional
τ	Constante de tiempo (s)
ω_c	Frecuencia de cruce (rad.s^{-1})
T_{clk}	Periodo del Reloj
I_{qDPWM}	Resolución de la corriente

1. FIGURAS

Figura 1.1. Instalaciones fotovoltaicas conectadas y no conectadas a la red en UE	3
Figura 1.2. Mercado fotovoltaico Mundial en 2008	7
Figura 1.3. Evolución Anual del Mercado Fotovoltaiico	7
Figura 1.4. Mercado Fotovoltaiico Mundial Acumulado	8
Figura 1.5. Potencia Fotovoltaiica conectada	10
Figura 1.6. Distribución de Energía renovable DESETEC	11
Figura 1.7. Característica I-V en función de la irradiancia solar, con potencias.....	14
Figura 2.1. Tecnología centralizada	26
Figura 2.2. Tecnología descentralizada (string)	27
Figura 2.3. Tecnología Modulo CA	29
Figura 2.4. Tecnología Multi-String.....	30
Figura 2.5. Una sola etapa de potencia para el MPPT y para el control de la corriente inyectada a la red.....	31
Figura 2.6. Una rama de módulos fotovoltaicos con dos etapas de potencia CC/CC y CC/CA	31
Figura 2.7. Dos ramas de módulos fotovoltaicos con dos etapas de potencia, CC/CC y CC/CA	32
Figura 2.8. Inversor monofásico conectado al modulo fotovoltaico a través un condensador	33
Figura 2.9. Inversor monofásico conectado al modulo fotovoltaico y al bus de continua a través un condensador.....	33
Figura 2.10. Transformador de baja frecuencia colocado entre el inversor y la red	34
Figura 2.11. Transformador de alta frecuencia en un enlace de alta frecuencia CA/CA conectado a la red	34
Figura 2.12. Tipos de interfaces de la red.....	36
Figura 2.13. Configuraciones de inversores fotovoltaicos	38
Figura 2.14. Una etapa de potencia para múltiples módulos.....	39
Figura 2.15. Sistema conectado a la red con un inversor medio puente multinivel	40
Figura 2.16. Configuración a dos etapas de potencia para múltiples módulos	40
Figura 2.17. Ramas de Módulos fotovoltaicos con sus propios convertidores CC/CC	41
Figura 2.18. Topología de tres ramas para sistema fotovoltaico conectado a la red	41

Figura 2.19. Topología para un inversor de tres ramas	42
Figura 2.20. Control lineal de corriente.....	44
Figura 2.21. Control por histéresis	45
Figura 2.22. Diagrama básico del control por corriente	46
Figura 2.23. Estructura de control para un sistema conectado a la red	48
Figura 2.24. Estructura de control para un sistema conectado a la red con CC-CC.....	48
Figura 2.25. Estructura de control con convertidor CC-CC y Filtro L.....	50
Figura 2.26. Estructura del lazo de control de la corriente alterna de salida.....	50
Figura 2.27. Estructura de control con convertidor CC-CC y Filtro LCL.....	52
Figura 2.28. Estructura de control para un sistema conectado a la red sin CC-CC.....	53
Figura 2.29. Estructura de control de la potencia entregada a la red.....	53
Figura 2.30. Estructura de control de la potencia de entrada	54
Figura 2.31. Lazo de corriente del inversor con el regulador PI	55
Figura 2.32. Lazo de corriente del inversor con el regulador PR.....	55
Figura 2.33. Estructura de control por histéresis	56
Figura. 2.34. Estructura de control general de un sistema de control síncrono.....	58
Figura 2.35. Estructura de control general de un sistema de control estacionario	60
Figura 2.36. Estructura de control general de un sistema de control abc	62
Figura 2.37. Controlador lineal de corriente PI.....	62
Figura 2.38. Filtro L	64
Figura 2.39. Filtro LCL	64
Figura 2.40. Método de Filtrado de la tensión de la red.....	67
Figura 2.41. Técnica PLL.....	68
Figura 3.1. Inversor monofásico.....	74
Figura 3.2. Inversor Trifásico	74
Figura 3.3. Clasificación de inversores	75
Figura 3.4. VSC usado como inversor o rectificador	80
Figura 3.5. Inversor monofásico conectado a la red.....	81
Figura 3.6. Circuito equivalente	81
Figura 3.7. Diagrama fasorial del circuito despreciando el efecto de R.....	82
Figura 3.8. Diagrama fasorial incluyendo el efecto de R.	82
Figura 3.9. Potencia activa y reactiva para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor	84
Figura 3.10. Modos de funcionamiento del VSC en los ejes dq	85

Figura 3.11. Inversor monofásico con PWM unipolar	87
Figura 3.12. Modulación PWM Unipolar.....	88
Figura 3.13. Inversor monofásico con PWM Bipolar	89
Figura 3.14. Modulación PWM Bipolar.....	89
Figura 3.15. Contenido armónico de las tensiones obtenidas mediante modulación unipolar y bipolar.....	90
Figura 3.16. Representación gráfica de la evolución de los modos de funcionamiento en función de m_a	92
Figura 3.17. Potencia activa y reactiva para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor	94
Figura 3.18. Corriente en una carga lineal.....	94
Figura 3.19. Corriente en una carga non lineal.....	95
Figura 3.20. Curva de demanda de energía eléctrica en España.	98
Figura 4.1. Sistema fotovoltaico conectado a la red	103
Figura 4.2. Inversor fotovoltaico monofásico conectado a la red a través de un filtro L	104
Figura 4.3. Convertidor elevador.....	105
Figura 4.4. Diagrama de bloques del sistema fotovoltaico conectado a la red.....	106
Figura 4.5. Circuito eléctrico del inversor monofásico conectado a la red	107
Figura 4.6. Circuito equivalente de un inversor monofásico conectado a la red.....	108
Figura 4.7. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red}	109
Figura 4.8. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv}	114
Figura 4.9. Factor de potencia (PF) para diferentes V_{inv}	115
Figura 4.10. Factor de Potencia (PF) y corriente de salida I_s en función del desfase δ	116
Figura 4.11. Factor de Potencia (PF) en función del desfase δ	117
Figura 4.12. Corriente de salida I_s en función del desfase para dos m_a	118
Figura 4.13. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv} , $L=5mH$	120
Figura 4.14. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv} , $L=20mH$	121
Figura 4.15. Inductancia del filtro L en función de la frecuencia de Conmutación f_c , $L= f(f_c)$	123
Figura 4.16. Inductancia del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , $L1+L2 = f(f_c)$	125

Figura 4.17. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un PF = 0,996.....	.126
Figura 4.18. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un PF = 0,95.....	.128
Figura 4.19. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un PF = 0,9.....	.129
Figura 4.20. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un PF = 0,85.....	.131
Figura 4.21. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un PF = 0,8.....	.132
Figura 4.22. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red} , corriente de salida del inversor en fase con la tensión de la red.....	.133
Figura 4.23. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red} para diferentes desfases δ_1 y δ_2135
Figura 4.24. Estructura de control propuesta para el inversor.....	.136
Figura 4.25. Diagrama de bloques de la estructura del lazo de control de la corriente del inversor.....	.139
Figura 4.26. Estructura del lazo de control de la corriente del inversor.....	.142
Figura 4.27. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo de corriente en el lazo abierto.....	.144
Figura 4.28. Lazo de control de la tensión y lazo de control interno de corriente.....	.145
Figura 4.29. Estructura de control del lazo de tensión.....	.145
Figura 4.30. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo de tensión en el lazo abierto.....	.148
Figura 4.31. Puntos de funcionamiento del panel fotovoltaico.....	.151
Figura 4.32. Impacto en la curva de potencia al variar el punto de trabajo.....	.154
Figura 4.33. Algoritmo de perturbación observación clásico.....	.156
Figura 4.34. Algoritmo de perturbación observación de una variable.....	.158
Figura 4.35. Curva de potencia, en función de la tensión, de un panel solar.....	.159
Figura 4.36. Algoritmo de la conductancia incremental.....	.160
Figura 5.1. Bloques del control del inversor.....	.166
Figura 5.2. Cuantificador ideal.....	.168
Figura 5.3. Arquitectura del convertor A/D tipo flash.....	.169
Figura 5.4. Representación de la función de transferencia discreta.....	.171

Figura 5.5. Representación directa de la ecuación en diferencias	174
Figura 5.6. Modos de funcionamiento del regulador Lineal	175
Figura 5.7. Algoritmo simplificado de control del desfase	176
Figura 5.8. La corriente I_s en función del desfase δ	179
Figura 5.9. Ángulos pre-calculados en Matlab.....	182
Figura 5.10. Representación de ángulos precalculados en una look up table	183
Figura 5.11. Circuito digital equivalente de la SPWM unipolar	183
Figura 5.12. Señales del Modulo SPWM (DPWM_A, DPWM_B) unipolar de 20kHz	187
Figura 5.13. Señales del Modulo SPWM unipolar de 1500 Hz	188
Figura 5.14. Circuito digital equivalente de la SPWM bipolar	189
Figura 5.15. Diagrama de bloques de la implementación de la SPWM bipolar digital.....	189
Figura 5.16. Onda de la señal sinusoidal en $\frac{1}{4}$ de ciclo y señal de salida DPWM bipolar.....	193
Figura 5.17. Señal triangular (V_{tri}) señal sinusoidal (V_{sin}) y señales de disparo (T_1, T_2, T_3, T_4)	193
Figura 5.18. Diagrama de bloques de la PWM digital con el desplazamiento de fase.	195
Figura 5.19. Generación del desfase entre la tensión de la red y la tensión del inversor.....	196
Figura 5.20. Diagrama de bloques simplificado del controlador SPWM con desplazamiento de fase.....	197
Figura 6.1. Circuito de simulación del inversor conectado a la red y salida bipolar....	200
Figura 6.2. Tensión de salida bipolar del inversor	201
Figura 6.3. Espectro frecuencial de la tensión de salida bipolar del inversor	201
Figura 6.4. Espectro frecuencial de la corriente de salida bipolar del inversor	202
Figura 6.5. Corriente de salida del inversor y tensión de la red	202
Figura 6.6. Circuito de simulación del inversor conectado a la red y salida unipolar.	203
Figura 6.7. Formas de onda de la corriente, la tensión de la red y la tensión unipolar a la salida del inversor	204
Figura 6.8. Espectro frecuencial de la tensión de salida unipolar del inversor	204
Figura 6.9. Espectro frecuencial de la corriente de salida unipolar del inversor.....	205
Figura 6.10. SPWM Unipolar.....	206
Figura 6.11. Circuito de simulación con un <i>look-up table</i>	207

Figura 6.12. Patrón de conmutación propuesto para cada transistor	208
Figura 6.13. Formas de onda de la corriente y la tensión de salida del inversor, y de la tensión de la red	208
Figura 6.14. Espectro frecuencial de la tensión de salida del inversor utilizando el patrón SPWM unipolar propuesto	209
Figura 6.15. Espectro frecuencial de la corriente de salida del inversor utilizando el patrón SPWM unipolar propuesto	209
Figura 6.16. Pérdidas en los IGBTs utilizando el patrón de conmutación SPWM unipolar propuesto	210
Figura 6.17. Pérdidas en los IGBTs utilizando un patrón de conmutación SPWM unipolar	211
Figura 6.18. Pérdidas de conmutación	211
Figura 6.19. Pérdidas de conducción.....	212
Figura 6.20. Pérdidas totales.....	212
Figura 6.21. Pérdidas totales para diferentes corrientes	213
Figura 6.22. Bloque de simulación del MPPT	214
Figura 6.23. Corriente del punto de máxima potencia I_{MPPT} para diferentes irradiancias.....	215
Figura 6.24. Corriente del punto de máxima potencia I_{MPPT} a $1000W/m^2$ y $800W/m^2$	215
Figura 6.25. Potencia Máxima en el Panel y a la salida del elevador	216
Figura 6.26. Circuito de simulación del sistema fotovoltaico conectado a la red	217
Figura 6.27. Tensiones V_{dc} , V_{inv} , V_{red} y la corriente I_s	218
Figura 6.28. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 16^\circ$	219
Figura 6.29. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 2^\circ$	219
Figura 6.30. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 30.7^\circ$	220
Figura 6.31. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 5,4^\circ$	220
Figura 6.32. Modelo promediado del inversor con control por desplazamiento de fase	221
Figura 6.33. Resultados de simulación del modelo promediado del inversor.....	222
Figura 6.34. Resultados de simulación del modelo conmutado del inversor	222
Figura 6.35. Dependencia de la corriente de salida del inversor en función del ángulo de desfase entre la tensión de la red y la tensión de salida del inversor..	223
Figura 7.1. Prototipo 1 del inversor monofásico con control DSPWM	226

Figura 7.2. Prototipo 2 del inversor monofásico con control por desplazamiento de fase227
Figura 7.3. Etapas principales que conforman la plataforma de control digital228
Figura 7.4. Tarjeta de adquisición y acondicionamiento de las señales disparo229
Figura 7.5. Banco de pruebas del inversor230
Figura 7.6. Señales de disparo y salida bipolar del inversor231
Figura 7.7. Corriente y tensión de salida bipolar del inversor.....	.231
Figura 7.8. Corriente de salida bipolar del inversor, tensión en la carga resistiva y las señales de disparo.....	.232
Figura 7.9. Corriente, tensión de salida unipolar del inversor y señales de disparo....	.233
Figura 7.10. Corriente y tensión de salida unipolar del inversor.....	.233
Figura 7.11. Corriente de salida del inversor y tensión en la carga resistiva234
Figura 7.12. Corriente de salida del inversor en fase con la tensión en la carga resistiva234
Figura 7.13. Desplazamiento de fase, corriente y tensión a la salida del inversor235
Figura 7.14. Respuesta del inversor ante escalones de corriente: a) positivo, b) negativo236
Figura 7.15. Representación teórica del factor de potencia y de la corriente de salida del inversor en función de los parámetros de diseño del inversor.....	.237
Figura 7.16. Vista ampliada de las formas de onda del inversor para una corriente de salida del inversor de 1,6A238
Figura 7.17. Vista ampliada de las formas de onda del inversor para una corriente de salida del inversor de 4,8A239

2. TABLAS

Tabla 3.1. Modos de funcionamiento del VSC en función del sentido de la potencia en la red eléctrica83
Tabla 3.2. Complemento por energía reactiva.....	.99
Tabla 4.1. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L, PF=0,996124
Tabla 4.2. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro LCL, PF = 0,996125

Tabla 4.3. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y el filtro LCL, $PF = 0,95$127
Tabla 4.4. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y el filtro LCL, $PF = 0,95$128
Tabla 4.5. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y del filtro LCL, $PF = 0,85$130
Tabla 4.6. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y del filtro LCL, $PF = 0,8$130

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1. INTRODUCCIÓN

El consumo mundial de la electricidad en las últimas décadas está fuertemente relacionado con el desarrollo de la industria, del transporte y de los medios de comunicación. Hoy en día, gran parte de la electricidad se produce a partir de recursos no renovables como el carbón, el gas natural, el petróleo y el uranio. La velocidad de regeneración es muy lenta, esto da lugar a un riesgo de agotamiento de estos recursos a corto plazo.

Además la demanda está creciendo, siendo superior a la oferta, lo que resulta en una alta fluctuación de los precios mundiales del petróleo. Por otra parte, este tipo de consumo de energía influye sobre el impacto ambiental. Por ejemplo, para el petróleo y el carbón, las importantes emisiones del gas de efecto invernadero se generan diariamente jugando un rol en el cambio climático y el aumento de la contaminación. Estos análisis llevan a buscar las soluciones más innovadoras de abordar el déficit de energía y limitar el impacto negativo sobre el medio ambiente. Así pues, el desarrollo de las fuentes limpias y no contaminantes basadas en energías renovables son cada vez más solicitadas por los productores de energía y el gobierno.

Sin embargo, la solución para reducir el consumo de energías fósiles es la generación de energía eléctrica a partir de energías renovables, la energía renovable tiene que ser regenerada naturalmente y indefinidamente en el tiempo. La energía del sol responde a estos criterios en su abundancia en la tierra y su regeneración prácticamente infinita. Se puede utilizar directamente como térmica o convertida en energía eléctrica por efecto fotovoltaico, Esta última, aunque conocida por muchos años, como una fuente que puede producir energía desde milliwatts a mégawatts, se ha situado durante muchos años, en una etapa anecdótica y no se desarrolla aún en grandes proporciones, sobre todo debido a los costes demasiado altos de los paneles solares.

Estos hallazgos han motivado diversos trabajos de investigación para desarrollar fuentes fotovoltaicas sostenibles, mejorar el rendimiento de las células y la reducción de los costes.

Actualmente, la cantidad de silicio necesaria para producir un Wp se reduce a un ritmo del orden del 5% anual, consiguiéndose con ello importantes ahorros: Esta mejora constante, y la gran variedad existente de tipos de células o de materiales capaces de producir el efecto fotovoltaico, es fruto de la cantidad y la calidad de la innovación del Sector.

El NREL “*National Renewable Energy Laboratory*”, ha desarrollado una célula solar triple unión basada en el germanio que ha alcanzado un rendimiento de conversión de 40,8% e IBM 30% para una célula solar de concentración. CaliSolar — alcanza un rendimiento más de 15% para una célula de silicio cristalino [IEA - PVPS, 08].

A nivel mundial, el mercado de sistemas fotovoltaicos conoce, por ahora y desde más de 10 años, un crecimiento muy alto, alrededor de 30 a 40% por año y según la Asociación de la Industria Fotovoltaica Europea (EPIA), la energía fotovoltaica podrá proveer el 12% de la demanda europea de electricidad para 2020, debido a que la evolución de esta tecnología será más rápida. Por ejemplo, en 2009 la fotovoltaica en España cubrió más del 1,5% de la demanda eléctrica nacional, con lo que puede afirmarse que ha dejado de ser una fuente totalmente marginal y aseguran, la electricidad de los paneles solares costará menos que la de la factura de luz a partir de 2012.

Este extraordinario crecimiento debido principalmente a las instalaciones fotovoltaicas conectada a la red de distribución de la electricidad, se traduce obviamente por las innovaciones tecnológicas y la reducción del precio de los módulos fotovoltaicos, sino también a los importantes esfuerzos de investigación y desarrollo en el campo de la electrónica de potencia.

De hecho, el rendimiento técnico y la fiabilidad de los inversores utilizados por la conexión de sistemas fotovoltaicos a la red eléctrica son parámetros que pueden fuertemente variar la producción anual de la energía eléctrica y por lo tanto la rentabilidad financiera de un sistema.

En la Figura 1.1, se muestra un gráfico que representa el porcentaje de aplicaciones fotovoltaicas conectadas y no conectadas a la red instalada en la unión europea en 2009.

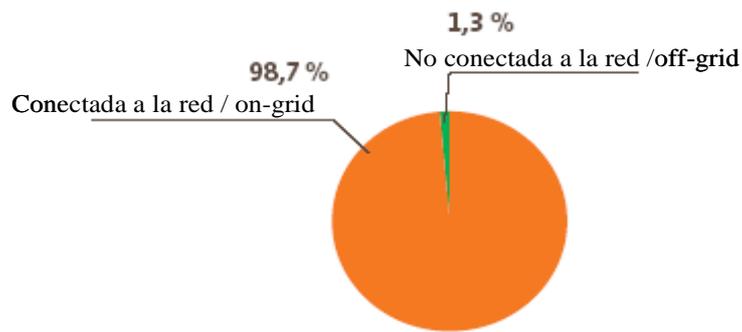


Figura 1.1. Instalaciones fotovoltaicas conectadas y no conectadas a la red en UE

Durante estos últimos años, en España por ejemplo, ha habido un auge espectacular de las instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red, especialmente durante el 2008 (más de 20.000, alcanzando casi los 4.000MW de potencia acumulada). Esto supone que haya instalado más de 10 millones de módulos fotovoltaicos (FV) y más de 10.000 inversores.

Generalmente, los inversores sufren de rendimientos bajos en plantas reales, debido a muchos problemas técnicos, lo que demuestra la no optimización de la conversión y la transferencia de la energía de los paneles que tiene el comportamiento aleatorio. Esto hace que los sistemas son demasiados caros con insuficiencias en términos de fiabilidad. Además, su tiempo de vida entre tres y cinco años no es suficiente para satisfacer la necesidad de una fuente de energía fiable y de gran envergadura en comparación con la vida útil de los paneles fotovoltaicos de garantía comercial en un período superior a 25 años.

Por otra parte, el gran aumento de las instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red y de los inversores que se conectan a la red eléctrica como interfaz de sistemas de energías renovables ha obligado a desarrollar nuevas y más estrictas recomendaciones y normativas relacionadas con la calidad de la energía inyectada a la red. Una de las especificaciones de los inversores de conexión a la red es que son inversores que inyectan solamente potencia activa a la red con un factor de potencia elevado según las normas en vigor.

Hoy en día, el gran aumento de las instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red y la restauración de nuevas normas han motivado el desarrollo de inversores capaces de entregar potencia reactiva a la red [Braun, 07], [RD661/2007].

Para superar la reticencia de muchos consumidores potenciales y satisfacer las necesidades de las nuevas normas europeas sobre el rendimiento esperado en los correspondientes sistemas de conversión en plantas reales, es importante realizar investigaciones para resolver problemas técnicos relacionados con la electrónica de potencia, mejorando la calidad de la potencia y el rendimiento de los inversores desde el punto de vista de la topología y del control.

Otros problemas causados siempre en el uso de una planta de conversión fotovoltaica se centran en el problema de acoplamiento entre el generador fotovoltaico y la carga de tipo continuo y alternativo o conexión a la red. Los problemas tecnológicos que existen en este tipo de acoplamiento son, el sistema está mal diseñado, la producción y la transferencia de la potencia del generador fotovoltaico (GFV) se deterioran y hacen trabajar el conjunto lejos de sus recursos máximos.

La generación de energía está ciertamente garantizada, pero se hace con pérdidas importantes de producción y, por tanto, es más cara que lo previsto. El objetivo es hacer trabajar el GFV, en el punto de máxima potencia. La literatura es muy prolífica en este campo emergente y propone algoritmos para seguidores que realizan una búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT), cuando el GFV se acopla a una carga a través de un convertidor estático. Conocer el rendimiento exacto de los seguidores del punto de máxima potencia es normalmente difícil, muchos trabajos de investigación se dedican a este tema y proponen una serie de criterios para la evaluación comparativa [Haeberlin, 01], [Haeberlin, 06].

En esta tesis, hemos tenido como principal objetivo mejorar la eficiencia global de un sistema fotovoltaico conectado a la red mejorando la etapa de potencia que se encarga de la conversión y la transferencia de la energía desde los paneles a la red.

Este trabajo fue realizado considerando la planta de conversión en su totalidad, así hemos estudiado y mejorado las distintas partes de la planta, a través de un enfoque sistemático en materia de conversión, transferencia de energía y control digital de inversores conectados a la red. Los criterios de alto rendimiento, alta fiabilidad, robustez y simplicidad de ejecución fueron tomados en consideración.

1.2. ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

Las energías renovables son inagotables, limpias, se pueden utilizar de forma autogestionada y tienen la ventaja adicional de complementarse favoreciendo la integración entre ellas. La energía solar fotovoltaica ofrece una alternativa muy prometedora, es una de las nuevas formas de energía “limpia”. Está teniendo un amplio desarrollo, favorecido por la concienciación de los gobiernos y otras organizaciones para preservar el medio en el que vivimos, razón por la que cada vez se dan más ayudas y subvenciones para potenciar este tipo de instalaciones.

En el pasado la energía solar fotovoltaica se ha utilizado como fuente de alimentación solamente para algunas cargas, tales como satélites o zonas alejadas de las fuentes de la energía convencional. Actualmente, de la preocupación medioambiental de la sociedad, surgió el interés por las energías renovables o limpias como solar y eólica, presentándose como la solución energética de la sociedad actual y futura.

Aunque la utilización de energías renovables como fuente primarias está limitada por su coste, hay un reconocimiento cada vez mayor que la energía solar puede jugar en la reducción de la contaminación, particularmente en la estabilización de los niveles del bióxido de carbono y preservar el medio en el que vivimos. Esta energía puede ser una solución para la producción de electricidad para muchas aplicaciones en países en vías de desarrollo, donde una gran parte de la población vive sin acceso a la electricidad.

La energía solar fotovoltaica es la de mayor potencial de utilización en forma dispersa y diversificada. Por su carácter modular, puede aprovecharse en el campo y en la ciudad, en lugares poblados y despoblados, en pequeños y grandes emplazamientos. Básicamente se distinguen dos tipos de aplicaciones de la energía solar fotovoltaica: los sistemas aislados y los sistemas conectados a la red. En el primer caso las posibilidades de aplicación son enormes: desde viviendas o equipamientos aislados y independientes, hasta centrales eléctricas rurales, telecomunicaciones, bombeo de agua, protección catódica, señalizaciones, equipos de sonido, sistemas de iluminación, ordenadores o teléfonos portátiles, cámaras, calculadoras, etc. Sin embargo, y valorando muy positivamente las posibilidades que ofrecen los sistemas aislados, sobre todo por su contribución a la solidaridad, consideramos que donde

la energía solar fotovoltaica puede ofrecer un diferencial significativo en Europa (donde los niveles de electrificación están próximos al nivel de saturación) es en los sistemas conectados a la red.

La aplicación en auge de la energía solar fotovoltaica es la conexión a la red eléctrica. En la actualidad, los gobiernos de distintos países Europeos, Japón y EE.UU., entre otros, están promoviendo incentivos económicos a las energías renovables para intentar contener el cambio climático. En este sentido, existen créditos especiales para financiar las instalaciones fotovoltaicas de conexión a la red y retribuciones por kWh vendido a la compañía eléctrica.

1.3. INSTALACIONES DE PRODUCCIÓN DE LA ELECTRICIDAD EN EL MUNDO

De acuerdo con los datos de la Asociación de la Industria Fotovoltaica Europea (EPIA), se instalaron unos 7.200MW en todo el mundo, lo que supuso un crecimiento del 16% en relación a 2008 donde se instalaron unos 5.600MW, Figura 1.2. En el año 2007 había un crecimiento del 130% en relación a la potencia instalada (año en que ya hubo un crecimiento del 50%). Esto se produjo gracias a un tremendo e inesperado incremento de la capacidad global de fabricación y a los exitosos mecanismos de fomento de algunos países, aunque hay otros factores coyunturales que también deben tenerse en cuenta. Entre ellos destacan los elevados precios que alcanzó el petróleo (rozó los 150 dólares durante el verano), y la facilidad para conseguir financiación: en un entorno ya afectado por la crisis de las hipotecas *subprime* de EE UU, los capitales buscaban inversiones atractivas y seguras a largo plazo, como la energía fotovoltaica. El año 2008, tuvo un punto de inflexión claro, marcado por el cambio de regulación en España que fue el destino principal de toda la producción mundial de sistemas fotovoltaicos y se alzó con el primer puesto en el reparto mundial por cuota de mercado. En los primeros puestos del ranking global, pues, encontramos a España (2.600 MW) y Alemania (1.500MW), que abarcaron los dos tercios de la potencia total instalada, acentuando con ello la tónica dominante del mercado solar durante los últimos años, muy concentrado en muy pocos países.

En el 2009, Alemania recuperó su tradicional papel de líder mundial, con un volumen de 3.800MW, seguida a grandísima distancia por Italia (730MW), Japón (484MW), EE UU (450W) y la República Checa (411MW). A mayor distancia aún encontramos a Bélgica (233

MW), Francia (185MW) y Corea del Sur (168MW). En España, líder en 2008, el mercado se hundió y sólo se instalaron 70MW. Canadá (70MW) o Australia (66MW). China (160MW) e India (30MW), los grandes colosos asiáticos, a pesar de haber anunciado planes muy ambiciosos para finales de la década, aún no han comenzado con su implementación.



Figura 1.2. Mercado fotovoltaico mundial en 2009



Figura 1.3. Evolución anual del mercado fotovoltaico

Las instalaciones aisladas de la red, por su parte, siguen creciendo y casi suman ya 1.000 MW al cómputo global. Este tipo de aplicaciones, aunque son marginales, van a tener una relevancia cada vez mayor, sobre todo en los países en desarrollo; sus posibilidades como generación distribuida pueden ser claves para que se robustezcan los sistemas eléctricos débiles al ir incorporándoles mini redes que dejan con ello de estar aisladas.

Finalmente, merece la pena destacar que en el espectacular crecimiento de 2008 han tenido una enorme importancia los parques solares – grandes plantas en suelo, sobre todo en España y Alemania en el 2009, aunque también en otros países, como Corea del Sur. Se trata de un segmento de mercado nuevo, sin existencia posible con los volúmenes de producción de equipos de hace apenas tres años, que seguirá ganando importancia, sobre todo en EE UU.



Figura 1.4. Mercado fotovoltaico mundial acumulado

1.4. INSTALACIONES DE ELECTRICIDAD EN ESPAÑA

Durante los últimos años, ha habido un espectacular incremento de la potencia fotovoltaica (FV) en España. Así, según los datos oficiales de la Comisión Nacional de la Energía (CNE), hasta ahora hay contabilizados 2.661MW de potencia FV instalada acumulada, repartidas en 43.592 instalaciones, un 385% más, superando con ello a Alemania, tradicional líder internacional en la implantación de la energía solar. Sin embargo, a diferencia de lo que ha

ocurrido en Alemania, el crecimiento en España no se ha producido de un modo sostenible: si el Plan de Energías Renovables 2005-2010 (PER) aspiraba a conectar 371MW al final de la década, a finales del año pasado había en España casi 10 veces más potencia instalada, puesto que se sumaban los 3.354MW, Figura 1.5. Lo que supondría un incremento de casi un 1.000 % con respecto a 2007. Acorde con estos datos, se estima que habrá instalados en España más de 10 millones de módulos fotovoltaicos, de diferentes tecnologías, y más 10.000 inversores, también de diferentes topologías y fabricantes.

Sin embargo, para abastecer un mercado con una tasa de crecimiento tan elevada se ha hecho necesario incorporar una gran cantidad de módulos e inversores en muy corto espacio de tiempo. Aunque en algunos casos su elección ha obedecido a razonamientos de tipo técnico, en muchos otros el parámetro fundamental ha sido la disponibilidad, en cantidad suficiente y a un precio razonable, sin atender a otras razones de tipo más técnico que hubiesen permitido optimizar la producción eléctrica de la planta y mejorar su rendimiento, tanto energético como económico, a medio y largo plazo.

Esta situación hace que puedan encontrarse en la actualidad plantas fotovoltaicas que producen menos de lo esperado, llegando incluso al 20% menos en algunos casos. Esto se debe, principalmente, a defectos progresivos de operación o defectos ocultos de fabricación, relativos a los módulos fotovoltaicos y a los inversores, principalmente. Siendo imposibles de detectar en los ensayos previos de laboratorio. Dichos defectos se pueden estabilizar o incluso progresar al cabo del tiempo.



Figura 1.5. Potencia fotovoltaica conectada

1.5. ENERGÍA FOTOVOLTAICA PARA EUROPA DESDE ÁFRICA

Europa inicia la carrera para explotar el sol del Sahara. Empresas de Alemania proyectan enorme parques de energía solar, el objetivo es que la región aporte un 15% del consumo europeo en 2050.

En Múnich, 13 de julio de 2009, doce empresas han firmado, un protocolo para establecer una iniciativa de investigación industrial DESERTEC (DII). Se trata del análisis y el establecimiento de un punto de vista técnico, económico, político, social y ecológico para la producción de energía sin emisiones de CO₂ en los desiertos de África del Norte. El concepto DESERTEC diseñado por la iniciativa TREC del Club de Roma, describe las perspectivas de un suministro sostenible de la electricidad a todas las regiones del mundo con acceso al potencial de la energía de los desiertos. Las empresas matrices de DII, concentrados principalmente en Europa, Medio Oriente y Norte de África (MENA) son las siguientes:

ABB, ABENGOA Solar, Cevital, Deutsche Bank, E.ON, HSH Nordbank, MAN Solar Millennium, Münchener Rück, M+W Zander, RWE, SCHOTT Solar, SIEMENS

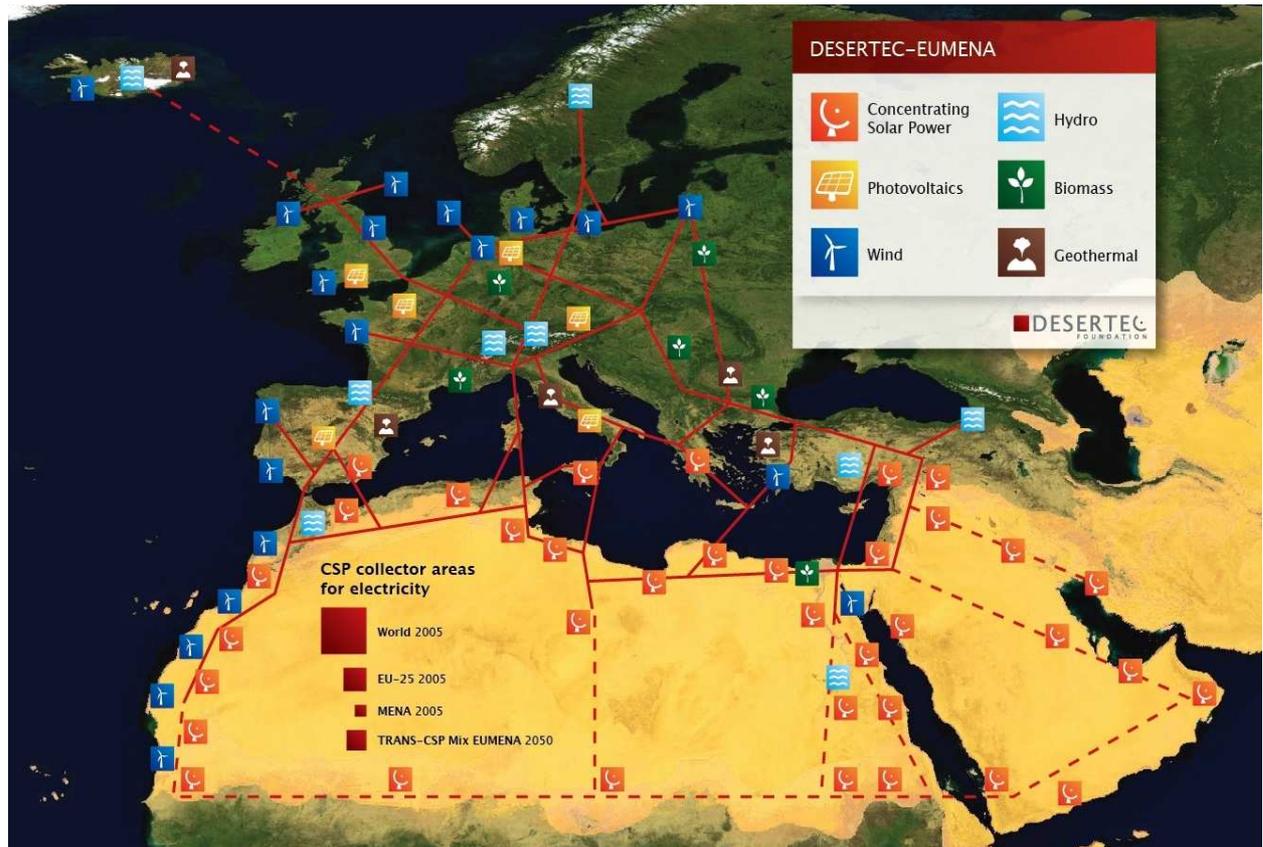


Figura 1.6. Distribución de energía renovable DESERTEC

El proyecto DESERTEC, es una iniciativa que pretende garantizar un suministro energético sostenido en 2050 para tres regiones del mundo. Europa, el norte de África y el medio oriente. Para ello, plantea una red de energías renovables e interconexiones entre los tres continentes, de forma que pudiera abastecer un 15% de la energía que consume Europa al final del periodo.

En DESERTEC parten de la máxima de que en solo seis horas los desiertos reciben más energía solar que la que consume toda la humanidad en un año. A partir de aquí, calculan que si en el del Sahara se aprovechara un terreno del tamaño de Andalucía se produciría electricidad para abastecer a todo el mundo, y con uno equivalente a la provincia de Barcelona llegaría para cubrir la demanda de la unión europea.

DESERTEC, según el Centro Aeroespacial Alemán (DLR), centrales solares térmicas instaladas en el desierto del Sahara podrían generar la mayor cantidad de electricidad que se consume por el Medio Oriente y Norte de África (MENA) y Europa (UE-25).

A partir de estudios realizados por los satélites por el Centro Aeroespacial Alemán (DLR), se demostró que ocupando menos del 0,3% de la superficie de todo el desierto del Medio Oriente y Norte de África (MENA) con centrales térmicas solares, sería posible producir suficiente electricidad para satisfacer las demandas actuales de la energía en Europa (UE 25) y la región MENA, al mismo tiempo, responder al aumento de la demanda en el futuro. Este es el concepto de "DESERTEC"; Además, estas centrales térmicas podrían ayudar a reducir la escasez de agua en el Medio Oriente y Norte de África.

Nuevos parques eólicos en el borde Atlántico del sur de Marruecos, pueden ser conectados a la red, para generar electricidad adicional. Esta electricidad "propia" podría entonces ser transportada por las líneas de corriente continua de alta tensión (CCAT) a través de la EU-MENA, con pérdidas de transmisión que no exceda el 10-15% en total.

El Club de Roma y Trans-Mediterranean Renewable Energy Cooperation (TREC) apoyan el concepto 'DESERTEC' que utilizará la tecnología y las energías del desierto en el servicio de la seguridad energética, de agua y clima. Países como Egipto, Argelia, Jordania y Marruecos han mostrado un gran interés en esta cooperación.

TREC es una iniciativa del Club de Roma, de la Fundación de Hamburgo para la Protección del Clima y el Centro Nacional de Investigación de la Energía de Jordania (NERC). Desde su creación en septiembre de 2003, TREC ha trabajado con el concepto DESERTEC para evaluar la seguridad de la energía, de agua y el clima en Europa, en el Medio Oriente, en Norte de África (EU-MENA).

TREC ha centrado en una posible cooperación técnica con el fin de utilizar la energía solar del mediterráneo. Decenas de centrales solares en todo el Sahara, que enviaría una porción de su electricidad a Europa es el proyecto denominado DESERTEC lanzado por fabricantes Alemanes.

Treinta centrales a lo largo de las zonas desérticas, principalmente en el norte de África y el Medio Oriente, de las costas de Marruecos a la Península Arábiga, sino también en España, Sicilia y Grecia. En total, estas plantas que cubren miles de kilómetros cuadrados.

Sólo una parte de la electricidad generada estaría dirigida a Europa. Es una manera, explican los promotores DESERTEC, para satisfacer las necesidades presentes y futuras del Sur.

Algunos tienen petróleo, pero deben pensar en la próxima fase, cuando los pozos se habrán agotado. Y otros se enfrentan a crecientes demandas, que se estima que ha aumentado en un 70% en veinte años.

El Observatorio Mediterráneo de la Energía (OME) es favorable al proyecto, siempre que se incorporen a otras fuentes de energía renovable: energía eólica, energía fotovoltaica e incluso la biomasa.

Los proponentes insisten, sin embargo, sobre la robustez de dicha tecnología, bien establecida. Cuanto a posibles preocupaciones políticas, que sin duda existen, pero este tipo de empresas internacionales sería también una oportunidad para la colaboración entre muchos países. Por último, sostienen, la tarifa, cada vez sería más competitiva.

1.6. INVERSORES FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED ELÉCTRICA

En primer lugar, para generar la electricidad solar fotovoltaica se necesita un generador fotovoltaico, es decir, un conjunto de paneles solares conectados entre ellos. En segundo lugar, para transformar la corriente continua CC producida por un generador solar fotovoltaico en corriente alterna “CA” con las mismas características que la de la red convencional (corriente alterna a 230V y frecuencia de 50Hz) se necesita un inversor.

Los inversores fotovoltaicos para conexión a la red eléctrica son diferentes de los inversores utilizados en la electrónica convencional, se caracterizan por operar conectados directamente al generador fotovoltaico, El inversor se instala entre el generador fotovoltaico y el punto de conexión a la red. Una vez la energía solar ha sido transformada por el inversor en energía eléctrica, toda esa energía se inyecta en la red, con las ventajas económicas y medioambientales que eso conlleva [CIEMAT, 05], [IDAE, 05], [R.D 1663/2000].

Para optimizar el grado de aprovechamiento del generador FV, los inversores deben seguir el punto de máxima potencia. Además deben trabajar con el máximo rendimiento, generando energía con una determinada calidad (baja distorsión armónica, elevado factor de potencia,

bajas interferencias electromagnéticas) y también cumplir determinadas normas de seguridad (para personas, equipos y la red eléctrica).

De hecho, el generador fotovoltaico (conjunto de módulos fotovoltaicos) tiene una curva característica IV no lineal (Figura 1.7).

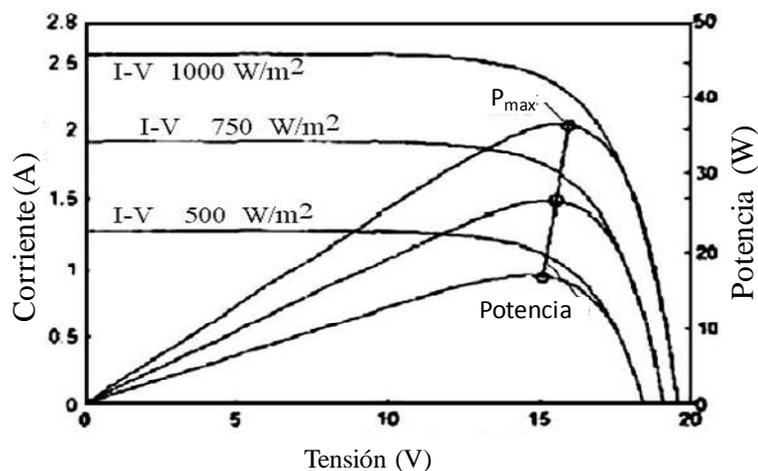


Figura 1.7. Característica I-V en función de la irradiancia solar, con potencias

Para una irradiancia y una temperatura determinadas, la tensión del circuito abierto es casi constante (similar a una fuente de tensión), mientras que en cortocircuito, la corriente es casi constante (fuente de corriente). Realmente, el generador GFV, no es una fuente de tensión ni una fuente de corriente. La tensión del circuito abierto es sensible a la temperatura y disminuye cuando la temperatura aumenta, mientras que la corriente de corto-circuito a su vez es proporcional a la irradiancia y aumenta cuando la irradiancia aumenta.

El mejor punto de funcionamiento del sistema corresponde al punto, donde la potencia sea máxima (producto de la tensión y la corriente), conocido por el punto de máxima potencia “MPP”, “Maximum Power Point”.

En el régimen permanente, la tensión y la corriente del panel se consideran constantes. La utilización de un inversor en fuente de tensión en lugar de un inversor en fuente de corriente es principalmente motivado por razones tecnológicas.

En inversores conectados a la red eléctrica, la señal de la corriente inyectada deberá ser lo más sinusoidal posible. El inversor en fuente de tensión genera en su salida una tensión en ancho de pulsos modulados PWM, incompatibles con tensiones sinusoidales de la red. Para ello, se

coloca entre cada salida del inversor y cada fase de la red (inversor monofásico o trifásico) una inductancia que actúa como un filtro y permite al inversor suministrar a la red corrientes sinusoidales.

Dentro de los requerimientos específicos de operación en conexión a red, el inversor fotovoltaico también ha de operar dentro de unos márgenes de tensión y frecuencia de salida, así como no afectar la distorsión armónica de la onda de tensión de la red (en cuando a la normativa vigente). También han de poseer aislamiento galvánico (o equivalente) entre la red y la instalación fotovoltaica.

Uno de los aspectos importantes es la prevención del fenómeno de funcionamiento en modo isla. Por temas de seguridad, se trata de evitar que si la compañía eléctrica desconecta un tramo de la red eléctrica donde esté operando un inversor fotovoltaico (por ejemplo para realizar labores de mantenimiento), éste se desconecte automáticamente después de un número determinado de ciclos de red. Teóricamente este fenómeno puede ocurrir cuando una vez desconectado un tramo de red, el consumo de las viviendas en ese tramo sea exactamente igual (en potencias activas, reactivas y aparentes) a la potencia entregada por el inversor. Aunque la posibilidad real de que esto suceda es muy baja, los inversores deben incorporar métodos para detectar la desconexión de la red eléctrica aguas abajo (uno de los modos es la monitorización continuada de la impedancia de red).

Aunque las protecciones de tensión, frecuencia y relés de desconexión del sistema fotovoltaico de la red pueden ser dispositivos externos, normalmente el inversor incorpora estos elementos. Ver por ejemplo el RD 1663/2000: el inversor ha de tener la capacidad de reconectarse automáticamente, una vez que las causas que hayan provocado su desconexión hayan desaparecido.

Además de todas las protecciones necesarias exigidas por la normativa para conectar un sistema fotovoltaico a la red eléctrica, algunos inversores suelen incorporar sistemas de monitorización para adquisición y presentación de datos.

También existen en el mercado inversores que en un solo equipo pueden operar en diferentes modos, conectados a la red eléctrica, operando en modo autónomo con baterías u operando en modo mixto con baterías y conectados a la red, pudiendo realizar la carga/descarga de baterías

desde/hacia la red eléctrica. También pueden disponer de sistemas de control para la conexión /deconexión de un generador auxiliar cuando sea necesario.

1.7. COMPATIBILIDAD CON LA RED

En la conexión en alterna de un inversor conmutado por red, el control de la demanda de energía reactiva y quizá inyección armónica viene dado, debido esencialmente a la independencia del inversor y su control. En el caso de un inversor autoconmutado, la tensión de alterna del inversor puede ser controlada independientemente de las condiciones de la entrada en continua si la demanda de reactiva (o entrega) está controlada, y el control del flujo de potencia activa es perfecto mediante el ajuste de las fases de tensión respecto la de la red. Así, el parámetro más importante del lado de continua, la potencia del campo fotovoltaico, se puede controlar en la conexión alterna del convertidor de potencia autoconmutado.

1.8. CALIDAD DE LA SEÑAL

Las dos principales cuestiones técnicas a tener en cuenta en un inversor desde el punto de vista de calidad de la señal son el factor de potencia y la distorsión armónica. Normalmente, los inversores conmutados por red, operan con factores de potencia significativamente menores de la unidad, cosa que en las conexiones a red se debe evitar. La cuestión es que con factores de potencia bajos el inversor demandara a la red energía reactiva (VAR), afectando a la tensión del sistema, lo cual puede degradar la calidad del servicio de los demás consumidores conectados a ella. Además, esto es poco deseable para la compañía eléctrica ya que nos puede ser razonable que se espere que ésta cargue con los costes de suministrar potencia reactiva mientras no se le compra potencia activa, o quizá incluso tener que comprar activa si es un autogenerador.

La demanda de energía reactiva ya sea debido a cargas o inversores, puede ser aceptada si la compañía eléctrica cobra dinero al propietario de la instalación autogeneradora por el consumo de la potencia reactiva. Las leyes que regulan los contratos entre la compañía eléctrica y el consumidor no permiten hacer esto. Por ello, un factor de potencia unidad en el punto de conexión y en la salida del convertidor es lo que las compañías eléctricas desean.

El gran aumento de las instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red y de los inversores que se conectan a la red eléctrica como interfaz de sistemas de energía solar, ha obligado a establecer nuevos requisitos de conexión y operación de las instalaciones [RD661/2007].

Toda instalación acogida al régimen especial, en virtud de la aplicación del real decreto, RD661/2007, recibirá un complemento por energía reactiva por el mantenimiento de unos determinados valores de factor de potencia.

El Contenido armónico en la señal de salida de un inversor para uso fotovoltaico es difícil de fijar debido a que no hay mucha información disponible, los efectos de la distorsión armónica en la propia red eléctrica y en las cargas conectadas a ella no están suficientemente estudiados por último, existen múltiples dificultades para medir la distorsión obtenida. Las regulaciones europeas no achacan todavía posibles pérdidas de rendimiento y sobrecostos debidos a los inversores porque creen que con las especificaciones armónicas actuales la probabilidad de no crear problemas a los demás equipos conectados a la red eléctrica es alta. Dentro de todas las especificaciones, las de la corriente se deben tener más en cuenta que las de tensión, ya que los armónicos de corriente son los cumplimientos de la especificación de inyección de corriente. Esta especificación normalmente se da en términos de distorsión armónica total (THD). La magnitud que represente a cualquiera de los armónicos por separado se denomina distorsión armónica simple (SHD) y es igualmente interesante para las compañías eléctricas. En Europa, los valores normalmente utilizados para ambas distorsiones son el 5% y 3% respectivamente.

1.9. AISLAMIENTO ELÉCTRICO

Otra necesidad de considerable importancia en la conexión con la red eléctrica es la obtención de un adecuado aislamiento. Este se puede obtener mediante un transformador situado entre la red y el inversor. El aislamiento galvánico es obligado por motivos de seguridad. En principio, varios reglamentos de países de la UE indican que no se conectan inversores a la red solamente si se incorpora alguna forma de aislamiento. Segundo, el autogenerador y la compañía eléctrica deberán utilizar protecciones que logren interrumpir corrientes de fallo en continua. En tercer lugar, un fallo en el inversor con niveles de continua puede saturar el

transformador de distribución y causar mal funcionamiento del servicio a otros abonados, así que tanto en el mismo transformador como en la misma línea, los dispositivos de protección se deben disparar inmediatamente. Todas estas áreas conciernen sobre todo a la compañía eléctrica.

La detección y señalización de fallos en la conexión del campo fotovoltaico al inversor es difícil ya que normalmente se producen pequeñas corrientes de cortocircuito y los dispositivos de interrupción en continua como contactores son caros y tienen una vida útil corta. Así, como el campo fotovoltaico no deteriora al inversor, es éste mismo el que se ocupa a menudo de detectar y señalar la mayoría de los fallos en el lado de continua. Esto último no quiere decir que no se puedan producir fallos irremediables en el inversor, un cortocircuito entre los terminales del campo fotovoltaico, a través de los dispositivos de conmutación por ejemplo. Existen plantas piloto en las cuales, se ha convertido esta posible situación en una operación de desconexión normal.

1.10. PROTECCIONES

Los inversores de potencia actuales suelen incluir el control de todo el sistema. Esto incluye detectar que el campo fotovoltaico tiene suficiente potencia como para poder conectarse a la red, cerrando en ese momento un contacto y comenzando a operar tan pronto como haya luz. Por la noche el inversor deberá estar totalmente desconectado. La lógica de control del inversor incluirá un sistema de protección que detecte situaciones de funcionamiento anormales como son:

- Falta a tierra en continua.
- Condiciones anormales en red (tensión de línea, frecuencia).
- Pérdidas en una fase.
- Parada del inversor cuando la etapa de potencia se sobrecaliente.

Debido al hecho de que cada vez son más los inversores que operan con altas frecuencias de conmutación del orden de 20kHz o más utilizando el control PWM, se obtienen distorsiones armónicas bajas y factores de potencia cercanos a la unidad. Los armónicos debidos a la frecuencia de conmutación del inversor pueden interferir con frecuencias utilizadas en

equipos de telecomunicaciones (radio, televisión, teléfonos). Para evitar estas interferencias, los inversores suelen suprimir los armónicos mediante filtros y protecciones apropiadas.

1.11. ESTADO ACTUAL DE LOS INVERSORES

Si hacemos una pequeña evaluación de los inversores actualmente utilizados en la UE en plantas fotovoltaicas, la mayoría de los inversores de baja potencia utilizan el control PWM con alta frecuencia de conmutación tanto para aplicaciones conectadas a red, por ello las ondas de salida obtenidas son sinusoidales (alto factor de potencia y baja distorsión armónica).

Hoy en día, para centrales fotovoltaicas de gran potencia se utilizan inversores PWM, capaces de conmutar a una frecuencia razonable superior a 1kHz y convirtiendo grandes potencias. Los inversores que dominan el mercado son los inversores para conexiones a red, normalmente monofásicos hasta 5kW aunque con cada vez mayor potencia, por lo tanto trifásicos en este caso. Existen en el mercado, múltiples soluciones que incorporan el sistema de seguimiento de máxima potencia, y operan con rendimiento del 94%. Sincronizándose a la red de forma automática y con distorsión armónica mínima y factor de potencia elevado.

Para altas potencias, dominan los inversores a baja frecuencia de conmutación, basados en tiristores. Mientras que para medias – bajas potencias se utilizan los transistores, ya que admiten frecuencias de conmutación más altas. En general, el coste del circuito de conmutación en los inversores basados en fuente de tensión o autoconmutados es más caro, pero la demanda de la calidad de la señal cada vez mayor hace que sobre todo para aplicaciones de baja y media potencia su utilización sea mayoritaria [CIEMAT 05].

El reciente desarrollo de nuevos semiconductores de potencia como el IGBT o el IGCT permite importantes reducciones de costes y tamaño e importantes mejoras en la eficiencia y la fiabilidad de los inversores PWM de aplicación en sistemas fotovoltaicos bien sean para aplicaciones aisladas o conectados a la red.

Estos dispositivos que permiten altas frecuencias de conmutación, altas temperaturas y bajas caídas de tensión en conducción van a permitir obtener convertidores cada vez mejores que aumenten la eficiencia de las plantas fotovoltaicas del futuro. Se sigue investigando en

dispositivos semiconductores para mejorar sus características en potencia y en nuevos dispositivos que incluirán en el mismo paquete la potencia, los drivers y el control y permitirán aumentar más si cabe la eficiencia y fiabilidad de los convertidores del futuro. Por último las nuevas topologías (multiniveles, resonantes, etc.) y las nuevas estrategias de control (control digital, lógica borrosa, etc.) permitirán una mayor confianza en la electrónica de potencia.

1.12. CONTEXTO DE DESARROLLO DE LA TESIS

El desarrollo de esta Tesis se ha realizado en la Universidad Carlos III de Madrid, Grupo de Electrónica de Potencia. Los estudios de doctorado durante tres años han sido financiados totalmente por la Agencia Española de Cooperación Internacional “AECT”.

Por otra parte, el tema del proyecto de investigación de la tesis se ha definido conjuntamente con el grupo de electrónica de potencia y el centro de investigación de energía renovable de Argelia “CDER”, donde trabajo como responsable de la investigación en sistemas de acondicionamiento de potencia (regulación y conversión) en la división energía solar fotovoltaica del CDER (www.cder.dz).

El desarrollo de esta tesis está enmarcado dentro los proyectos de sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica. Los trabajos desarrollados en esta tesis se han centrado en el control digital de inversores conectados a la red y el control de la energía inyectada a la red.

1.13. OBJETIVOS DE LA TESIS

El objetivo principal del trabajo de investigación de la tesis, es conectar un conjunto de paneles fotovoltaicos a la red eléctrica buscando conseguir el máximo rendimiento y reducir el coste total de la solución. Actualmente hay que añadir las especificaciones relacionadas con la calidad y el tipo de energía eléctrica que se entrega a la red. Uno de los objetivos que debe cumplir el inversor es controlar la potencia inyectada a la red tanto activa como reactiva, dependiendo de las necesidades de la red eléctrica y cumpliendo las normativas vigentes. Con esta tesis se pretende aportar soluciones en el control de la energía inyectada a la red y en la utilización del control digital basado en FPGA.

Algunos puntos claves en los que se pueden llevar a cabo mejoras significativas en el diseño y realización práctica de los inversores conectados a la red son:

- Mejora la calidad de la energía,
- reducción de la distorsión armónica,
- eliminación de la componente continua de la corriente inyectada en la red,
- uso del control digital.

Y otros que se presentan en este documento de la tesis

Otro aspecto muy importante de los sistemas conectados a la red es el tipo de potencia que se inyecta según las exigencias de la red; potencia activa o reactiva y en dependencia de ésta, modificar el carácter del factor de potencia. Así, los sistemas más eficientes son aquellos que permiten variar la potencia inyectada a la red, tanto activa como reactiva, dependiendo de las necesidades de la red eléctrica.

En trabajos anteriores [Blaabjerg, *et al.*,06], [Ciobotaru, *et al.*, 06], [Ciobotaru, *et al.*, .05], [Teodorescu, *et al.*, 04], [Teodorescu *et al.*,06b], el funcionamiento del sistema conectado a la red, la topología de diseño del inversor se limita siempre a inyectar solamente potencia activa a la red sin inyectar potencia reactiva y no se hace ningún análisis de la capacidad del inversor para entregar potencia reactiva a la red eléctrica. Y tampoco se analiza un control sencillo y robusto. Así, en esta tesis, se analizan las limitaciones del inversor diseñado para entregar potencia activa y reactiva a la red eléctrica.

La tendencia a la digitalización ha motivado el trabajo que se presenta, la mayoría de los controladores digitales se basan en el empleo de dispositivos de tipo microprocesador, principalmente DSP. Una característica diferenciadora de esta tesis es la utilización de hardware específico FPGA en lugar de dispositivos de tipo microprocesador para la implementación del control. La clave está en explotar las características del hardware específico, en especial la concurrencia, flexibilidad, reconfiguración y velocidad de procesamiento. Además, las ventajas del control implementado mediante hardware específico

proponen explotar la simplicidad, buscando operaciones más sencillas a una frecuencia superior.

El estudio se centra en el desarrollo e implementación de “Sistema de control digital en FPGA” para inversores, que cumpla los siguientes requisitos:

1. Asegurar una óptima conexión desde los paneles solares, cuidando el funcionamiento del inversor.
2. Ejercer control sobre el factor de potencia.
3. Mejorar la eficiencia del control respecto a la obtenida actualmente en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red.
4. Mejorar la calidad de la potencia eléctrica generada.

La tesis en estos aspectos está centrada en la investigación sobre nuevas arquitecturas en diseño y control de sistemas de conversión en diferentes rangos de potencia y su conexión a la red eléctrica, así como en soluciones de control de alta eficiencia y bajo coste basadas en el control digital de inversores, siendo esta última parte la que más se ha desarrollado.

1.14. ESTRUCTURA DE LA TESIS

El documento de la tesis se estructura en capítulos, donde se presentan aquellas partes que suponen contribuciones científicas.

En el capítulo 2, se muestra una revisión de las distintas topologías de inversores conectados a la red. En la segunda parte de esta sección, se presentan las técnicas de control más utilizadas en los inversores conectados a la red: control lineal de la corriente, control por histéresis de la corriente y el control predictivo de la corriente.

En la tercera parte se revisan las estructuras de control empleadas en la actualidad en los inversores conectados a la red y las soluciones aportadas en diferentes referencias para inversores trifásicos e inversores monofásicos.

En el capítulo 3, se describen las bases previas al control propuesto, el funcionamiento de los inversores conectados a la red, el modo de conmutación del inversor y la teoría de las estrategias de control explicando el control SPWM.

En el capítulo 4, se presenta la descripción de la topología del diseño, el funcionamiento del inversor conectado a la red y el principio del control propuesto.

Se describen las contribuciones más relevantes de la tesis y la topología de control desarrollada. Se muestran las características y ventajas de esta topología como interfaz con la red eléctrica.

En el capítulo 5, se presenta la implementación digital en FPGA del control propuesto, de las técnicas de control SPWM y del regulador proporcional integral PI.

En el capítulo 6, se presentan los resultados de simulaciones. Para llevar a cabo la simulación del sistema completo, se ha utilizado el programa Mathcad para el desarrollo de la estrategia de control propuesta y el cálculo de los reguladores de corriente y tensión.

El modelo del generador fotovoltaico se ha realizado en MATLAB®, y Simulink® y la etapa de potencia en Psim.

La validación experimental se ha efectuado con los prototipos realizados y presentados en el capítulo 7.

Por último, en el capítulo 8, se resumen las principales conclusiones y aportaciones del control propuesto en este trabajo para inversores conectados a la red y se describe un conjunto de recomendaciones para líneas futuras de investigación sobre el control de inversores conectados a la red.

CAPÍTULO 2

ESTADO DE LA TÉCNICA

2.1. INTRODUCCIÓN

La eficiencia global de un sistema fotovoltaico conectado a la red depende en gran medida de la eficiencia del inversor desde dos puntos de vista: la topología y el control. Los requisitos del inversor conectado a la red son: el punto de máxima potencia, rendimiento alto, control de la potencia inyectada a la red, un factor de potencia alto y una distorsión armónica baja.

En la primera parte de este capítulo se presentan las distintas topologías de inversores conectados a la red. En la segunda parte, se presentan las técnicas de control más utilizadas en los inversores conectados a la red:

- El control lineal de la corriente
- El control por histéresis de la corriente
- El control predictivo de la corriente

En la tercera parte se hace una revisión de las estructuras de control empleadas en la actualidad en los inversores conectados a la red y las soluciones aportadas en diferentes referencias para inversores trifásicos e inversores monofásicos.

2.2. TOPOLOGÍAS DE INVERSORES CONECTADOS A LA RED

2.2.1. INVERSOR CENTRALIZADO

La primera tecnología de una topología de inversores conectados a la red, se basa en un inversor centralizado que se utiliza como interfaz de un gran número de módulos fotovoltaicos (FV) y la red, esta topología se ilustra en la Figura 2.1.

Los módulos FV están divididos en ramas de conexión serie (*String*). Cada conexión serie genera un nivel suficientemente alto de tensión. Las ramas de conexión serie de los módulos FV se conectan en paralelo con el fin de alcanzar altos niveles de corriente y, por tanto, de potencia 10kW- 250kW [Teodorescu, *et al.*, 06b].

En la Figura 2.1, se muestra la topología del inversor centralizado conectado a la red.

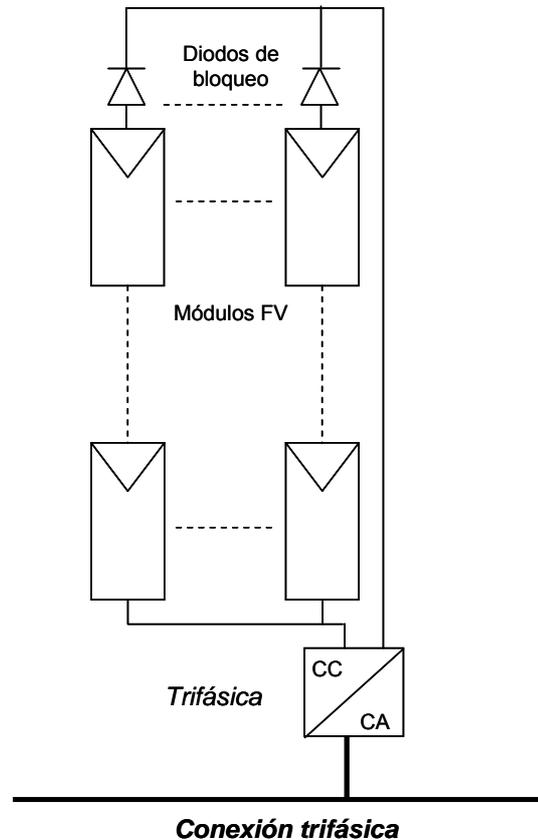


Figura 2.1. Tecnología centralizada

Esta topología requiere un diseño propio para cada instalación y, por tanto, da lugar a un diseño poco flexible. Generalmente los inversores para esta topología son inversores conectados a un sistema trifásico. Sin embargo, la ventaja de esta topología es que la tensión generada por la serie de módulos fotovoltaicos puede ser lo suficiente alta para evitar la adecuación de la tensión utilizando un transformador o un convertidor elevador.

El inversor centralizado incluye algunas limitaciones:

- Alta tensión en los cables, en los módulos fotovoltaicos y en el inversor.
- Pérdidas en los módulos fotovoltaicos.
- Pérdidas en los diodos de bloqueo.
- Pérdidas en la potencia máxima de los paneles fotovoltaicos (el punto de máxima potencia MPPT no es óptimo).
- Problema de sombreado: esta configuración es muy sensible al sombreado.
- No tolerancia en los fallos.

- No flexibilidad en el diseño provocando un mal funcionamiento cuando se está lejos de la potencia nominal de diseño establecida.

[Blaabjerg, *et al.*, 04], [Haeberlin, 01], [Kjaer, *et al.*, 02], [Kjaer, *et al.*, 05]

[Shimizu, *et al.*, 01].

2.2.2. INVERSOR DESCENTRALIZADO

La tecnología del inversor descentralizado, consiste en inversores conectados en ramas (*string*), Figura 2.2. Es una versión ampliada de la topología de inversores centralizados cuando una sola rama de los módulos fotovoltaicos está conectada al inversor.

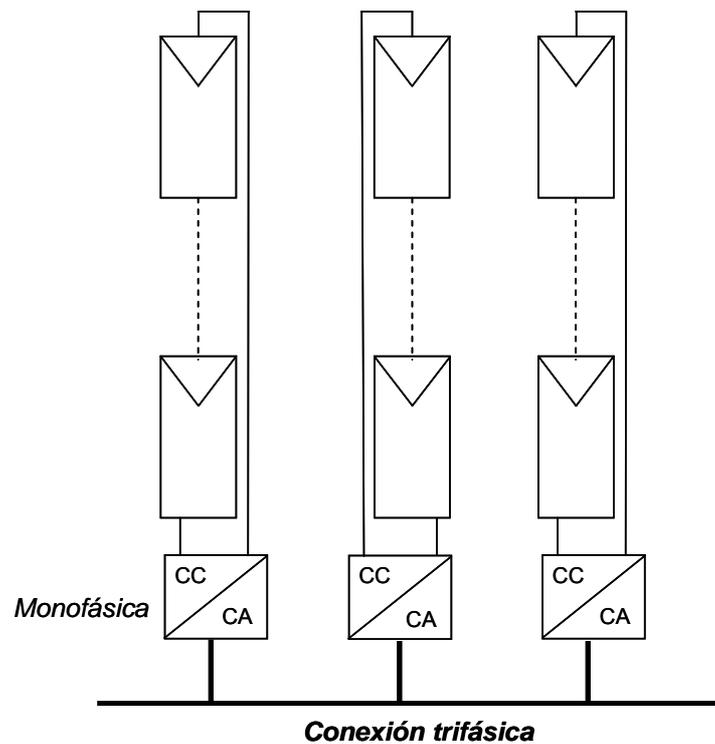


Figura 2.2. Tecnología descentralizada (*string*)

La tensión de entrada puede ser lo suficiente alta para evitar la adecuación de niveles entre los paneles fotovoltaicos y la red. Esto requiere alrededor de 16 módulos fotovoltaicos en serie para los sistemas europeos con una tensión por módulo de alrededor de 45V.

La tensión total del circuito abierto de los 16 módulos puede alcanzar hasta 720V, que da lugar a una elección de Mosfets o IGBTs de 1000V, para conseguir un margen de seguridad en la elección de los interruptores, de forma que soporten hasta el 75% de la tensión de los paneles fotovoltaicos. El valor normal de la tensión es, sin embargo, algo más bajo, entre 450V y 510V. En el caso monofásico, si el rango de potencia de los módulos fotovoltaicos conectados en serie es de 2KW, la tensión de los módulos fotovoltaicos puede variar entre 150V y 450V [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Calais, *et al.*, 02], [Haeberlin, 01].

La posibilidad de utilizar un menor número de módulos fotovoltaicos en serie existe también, pudiendo requerir entonces la adecuación de la tensión de entrada. Para ello se utiliza un convertidor CC-CC o un transformador. Las ventajas que tiene esta topología son:

- Eliminación de las pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo.
- Estructura modular utilizando un número reducido de módulos fotovoltaicos.
- Reducción de los fallos debidos al sombreado de los módulos fotovoltaicos y aumento de la energía generada por el sistema fotovoltaico.
- Utilización de un inversor por cada rama, resulta un MPPT óptimo,
- Eficiencia global del sistema elevada frente a la del inversor centralizado,
- La utilización de diferentes convertidores CC/CC permite la desconexión de las ramas dañadas sin tocar al sistema global.
- Las ramas fotovoltaicas pueden tener diferentes orientaciones, facilitando así su adecuación a cualquiera tipo de terreno.
- Reducción del precio, debido a la producción masiva.
- La posibilidad de utilizar un control separado para cada convertidor CC/CC permite reducir los armónicos de amplitud de la tensión del bus de continua DC y, como consecuencia, la utilización de condensadores pequeños y baratos.

Los inconvenientes de esta topología son:

- Número de componentes elevado.
- Topología complicada.

En el caso del módulo CA (*AC module*), representado en la Figura 2.3, supone la integración del inversor y el módulo fotovoltaico en un solo circuito eléctrico [Myrzik, *et al.*, 03]. La potencia es de 50 -180W [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Teodorescu, *et al.*, 06b].

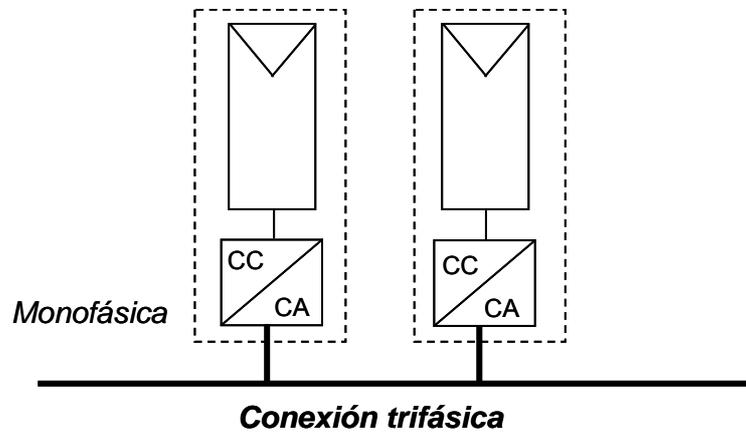


Figura 2.3. Tecnología Módulo CA

La utilización de un solo módulo fotovoltaico tiene las ventajas de:

- Eliminar el compromiso de las pérdidas en los módulos fotovoltaicos facilitando el ajuste óptimo entre el módulo fotovoltaico y el inversor y, por lo tanto, cada MPPT podrá funcionar de manera independiente y eficiente.
- Resolver el problema de sombreado.
- La posibilidad de una fácil ampliación del sistema debido a su estructura modular.
- La oportunidad de convertirse en un dispositivo que puede ser utilizado por personas sin ningún tipo de conocimiento de las instalaciones eléctricas.
- El módulo CA está destinado a ser más elaborado. Lo que obliga a la fabricación optimizada en precio, si se plantean soluciones masivas muy repetitivas.

En cuanto a los inconvenientes de esta solución, puede citarse [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Kjaer, *et al.*, 03], [Kjaer, *et al.*, 05]:

- Necesidad de adecuación de alta tensión.
- Eficiencia global reducida.
- Precio elevado del kWp.
- Topología complicada.

2.2.3. TOPOLOGÍA MULTIRRAMA (MULTI-STRING)

La evolución de la tecnología en rama (*string topology*) aplicada para potencias elevadas es la topología multirrama (*multistring topology*) [Haeberlin, 01], se basa en un inversor conectado a ramas de módulos fotovoltaicos, como se muestra en la Figura 2.4. En esta topología varias ramas se conectan a un inversor CC-CA común, a través de un convertidor CC-CC específico para cada una de las ramas. La potencia es de 3-10kW [Teodorescu, *et al.*, 06b].

Las ventajas de esta topología, frente a la topología de un inversor centralizado, se resumen a continuación:

- Cada rama puede ser controlada individualmente.
- Nuevas ampliaciones son fáciles para alcanzar potencias en un rango elevado, ya que una nueva rama con convertidor CC-CC puede ser conectada a la plataforma ya existente.
- Un diseño más flexible con mejor rendimiento se logrará (1 a 3% más que el rendimiento de un sistema centralizado [Calais, *et al.*, 02]).
- El precio por Watt disminuye.

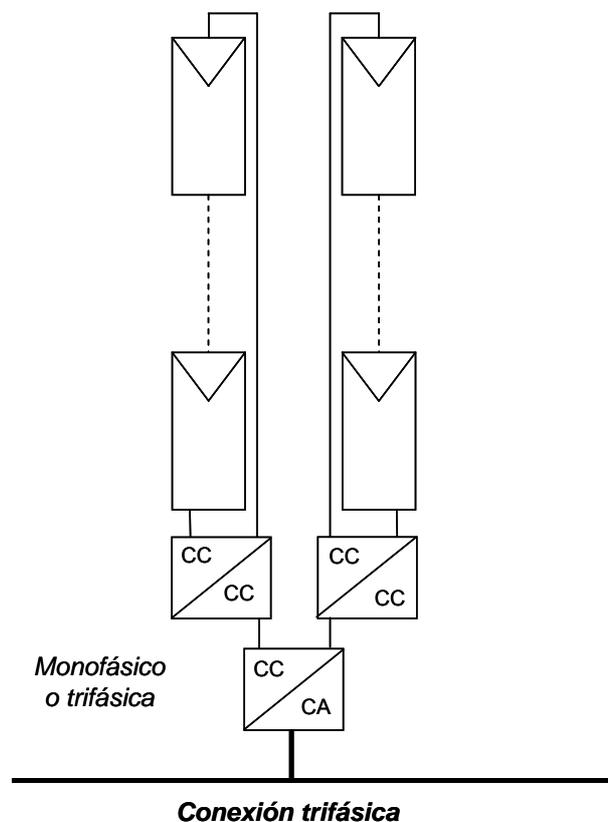


Figura 2.4. Tecnología Multi-String

2.3. CLASIFICACIÓN DE TOPOLOGÍAS DEL INVERSOR

La clasificación de los inversores conectados a la red se detalla a continuación

2.3.1. NÚMERO DE ETAPAS DE POTENCIA DEL PROCESO

El número de etapas de potencia del proceso en cascada, es el primer criterio de agrupación que se presenta. En la Figura 2.5, se muestra una topología a una sola etapa basada en un inversor que debe asegurar: el seguimiento del punto de máxima potencia, MPPT, el control de la corriente inyectada a la red y la adecuación de la tensión si es necesario. Es la configuración típica de la topología del inversor centralizado, con todos los inconvenientes asociados a la misma. El inversor debe estar diseñado para poder manejar una potencia máxima superior a la potencia nominal del inversor. [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Haeberlin, 01].

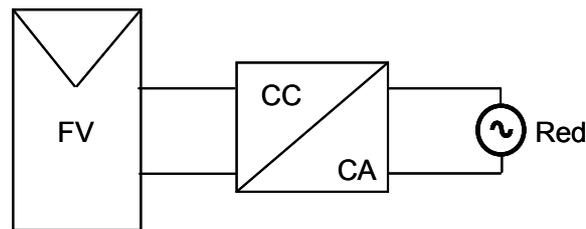


Figura 2.5. Una sola etapa de potencia para el MPPT y para el control de la corriente inyectada a la red

La Figura 2.6, representa dos etapas, el convertidor CC-CC que realiza la función del MPPT y al mismo tiempo la adecuación de la tensión. El convertidor CC/CA se encarga del control de la corriente inyectada a la red. El control del inversor se realiza mediante diversas técnicas: el control del ancho del pulso PWM o el control por histéresis, etc.

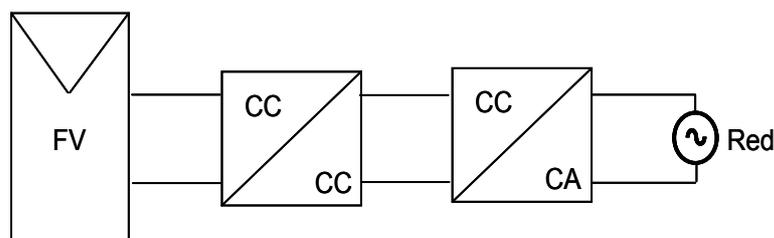


Figura 2.6. Una rama de módulos fotovoltaicos con dos etapas de potencia, CC/CC y CC/CA

Con esta última solución (control por histéresis), una alta eficiencia se alcanza si la potencia nominal es baja. Por otra parte, cuando la potencia nominal es alta, es recomendable utilizar esta topología para el funcionamiento de un inversor conectado a la red con control PWM, [Kjaer, *et al.*, 05], [Xue, *et al.*, 04]. En la Figura 2.7, se presenta la topología para el inversor multirrama.

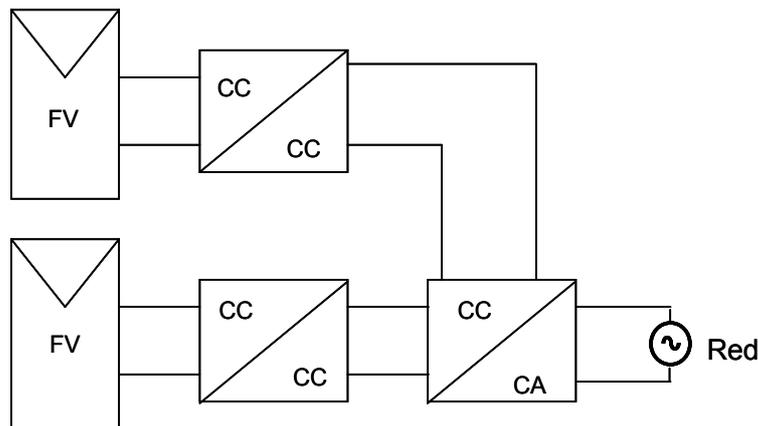


Figura 2.7. Dos ramas de módulos fotovoltaicos con dos etapas de potencia, CC/CC y CC/CA

Cada convertidor CC-CC se encarga del MPPT y la adecuación de la tensión continua. Los convertidores CC-CC se conectan al bus de continua del mismo inversor CC-CA que se encarga del control de la corriente. Eso es beneficioso, ya que el control del punto de máxima potencia para cada rama de módulos fotovoltaicos mejora la potencia máxima del sistema fotovoltaico.

2.3.2. POTENCIA DESACOPLADA

En un sistema fotovoltaico conectado a la red a través del inversor, la potencia entre los módulos fotovoltaicos y la red tiene que ser desacoplada. Esto se consigue normalmente mediante la utilización de un condensador electrolítico, que está colocado en paralelo con los módulos fotovoltaicos, como se muestra en la Figura 2.8. [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Carrasco, *et al.*, 06], [Gimeno, *et al.*, 02].

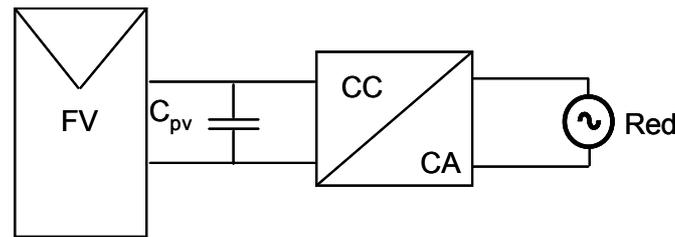


Figura 2.8. Inversor monofásico conectado al modulo fotovoltaico a través un condensador

También puede requerirse un condensador colocado en el bus de continua, tal y como se indica en la Figura 2.9.

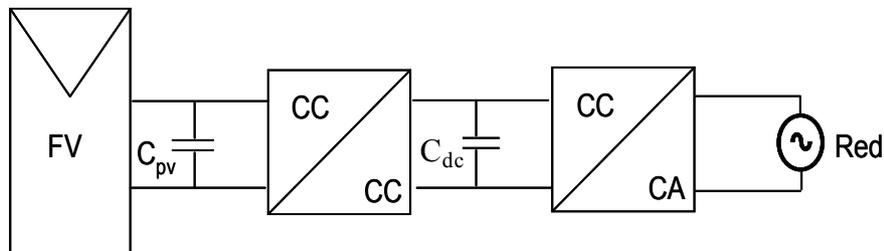


Figura 2.9. Inversor monofásico conectado al modulo fotovoltaico y al bus de continua a través un condensador

El tamaño del condensador de desacoplo debe ser el más pequeño posible [Blaabjerg, *et al.*, 04], y se puede expresar como:

$$C = \frac{P_{FV}}{2 \cdot \omega_{red} \cdot U_c \cdot \tilde{u}_c} \tag{2.1}$$

Donde P_{FV} es la potencia de los módulos fotovoltaicos, U_c es la tensión media del condensador, \tilde{u}_c , la amplitud del rizado de la tensión del condensador. La ecuación (2.1), se basa en que la corriente del inversor conectado a la red sigue una forma de onda de tensión de red supuesta constante y la corriente a la salida del inversor sigue una forma sinusoidal ($\sin \omega_{red} t$).

Generalmente las topologías utilizan un condensador superior a $1000\mu\text{F}$, colocado en los terminales del inversor. Por otra parte, si el condensador se coloca en el enlace de CC, resulta suficiente utilizar $33\mu\text{F}$, para una tensión de 380V con un rizado de amplitud de la tensión de 20V para el modulo fotovoltaico [Kjaer, *et al.*, 05].

2.3.3. TRANSFORMADORES Y TIPOS DE INTERCONEXIONES

Algunos inversores utilizan un transformador de alta frecuencia en el diseño del convertidor CC-CC o en el inversor CC-CA. Otros utilizan un transformador de baja frecuencia (frecuencia de la línea) hacia la red. Por último, otros inversores no utilizan transformadores.

El transformador de línea, Figura 2.10, se coloca entre el inversor y la red para adaptar la tensión de trabajo del inversor en su salida en CA a la red, pero no se considera como una buena solución, debido a su tamaño, su peso y su precio.

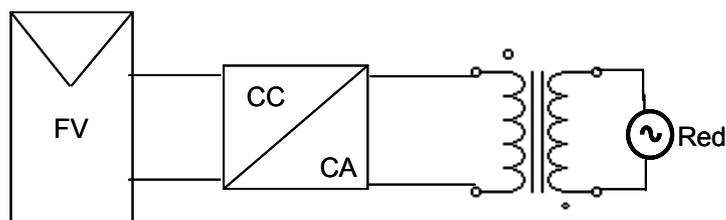


Figura 2.10. Transformador de baja frecuencia colocado entre el inversor y la red

Actualmente los inversores utilizan transformadores de alta frecuencia. Eso se traduce en un diseño totalmente nuevo como se muestra en Figura 2.11.

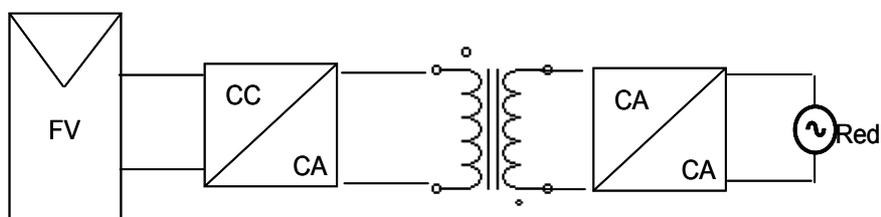


Figura 2.11. Transformador de alta frecuencia en un enlace de alta frecuencia CA/CA conectado a la red

2.3.4. TIPOS DE INTERFACES CON LA RED

Uno de los objetivos del inversor es inyectar una corriente sinusoidal a la red. Los inversores que operan en el modo de corriente se incluyen en esta clasificación también, la Figura 2.12, muestra cuatro posibilidades del inversor monofásico conectado a la red. Las topologías de la Figura 2.12 (a) y la Figura 2.12 (b) muestran inversores conmutados en fuente de corriente (*CSI, Current Source Inverter*). La corriente en el circuito de potencia está modulada y controlada para seguir una sinusoidal rectificadora y el circuito se encarga de regenerar una corriente sinusoidal e inyectarla en la red.

La topología de la Figura 2.12 (c) es un inversor VSI, *Voltage Source Inverter*, en puente completo que puede generar una corriente sinusoidal. Para su control, suele aplicarse una modulación del ancho del pulso, o un control por histéresis. Una variante de la topología de La Figura 2.12 (c) es una topología en puente medio, que puede generar dos distintas tensiones y exige doble tensión de continua y doble frecuencia de conmutación para alcanzar el mismo rendimiento de un inversor en puente completo.

La topología en Figura 2.12 (d), es un inversor VSI puente medio de tres niveles, que puede generar 3, 5, o 7...distintas tensiones a través la red y la inductancia. Esta topología tiene la ventaja, ya que la frecuencia de conmutación de cada transistor puede reducirse y una buena calidad de la potencia se garantiza.

La señal de control de los transistores en un inversor CSI y la referencia de la corriente de la red se basa en general en la medida de la tensión de la red o la detección del cruce por cero. Esto puede generar problemas en la calidad de la potencia. Según [Blaabjerg, *et al.*, 04], los principales motivos de estos problemas, son el alto contenido de armónicos. Los armónicos pueden iniciar con series de resonancia con condensadores colocados alrededor de la red. Las diferentes topologías se presentan a continuación.

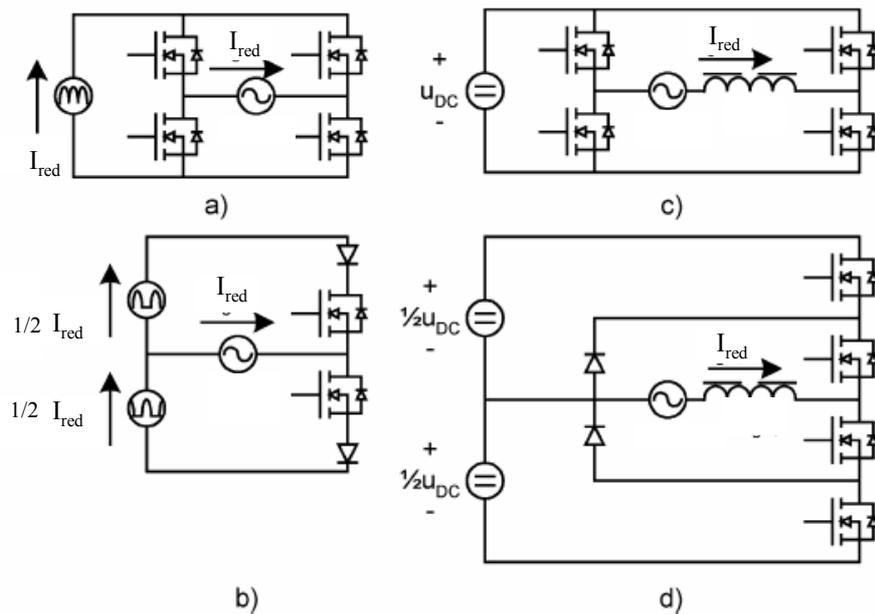


Figura 2.12 Tipos de interfaces de la red

2.4. MODO DE CONMUTACIÓN DE LOS INVERSORES

Los primeros inversores fotovoltaicos conectados a la red fueron inversores conmutados por red, con la etapa de conexión a la red realizada mediante tiristores con conmutación provocada por la evolución de la tensión de red. Este tipo de inversores operan normalmente con un factor de potencia bajo (0,6 y 0,7), un alto nivel de distorsión armónica de la corriente de salida, una mala calidad de la potencia y presentan fallos en su conmutación en el momento en que aparece un fallo de red. Pero, por el contrario, esta topología es robusta, eficiente y barata [olías, *et al.*, 82].

Debido al desarrollo rápido en los semiconductores de potencia, los tiristores han sido substituidos por Mosfets, IGBTs y los inversores centralizados conmutados por red han sido remplazados por inversores autoconmutados en un rango de potencia superior a 2KW [Calais, *et al.*, 02] y [Haerberlin, 01].

Este tipo de inversores pueden ser conectados a la red ya que pueden sincronizar su tensión alterna con la tensión de la red eléctrica, de manera que inyectan cualquier nivel de corriente a la red, siempre que no superen su potencia nominal. Son inversores seguros.

Los inversores autoconmutados utilizan generalmente el control PWM y una frecuencia de conmutación alta (de 1kHz a 20kHz) dependiendo del dispositivo utilizado, por lo que la

señal de salida suele ser perfectamente sinusoidal [Calais, *et al.*, 02], [Haeberlin, 01]. Este concepto es robusto, eficaz y su tecnología no cara, permitiendo asegurar una fiabilidad alta y un precio bajo por Watt.

Los únicos inconvenientes de este tipo de inversores son:

- El precio: son bastante más caros que los inversores basados en tiristores.
- La máxima potencia está bastante limitada ya que al funcionar a alta frecuencia de conmutación, las pérdidas debidas a la conmutación se disparan y deben ser controladas.
- El rendimiento de los inversores autoconmutados es menor que el rendimiento de los inversores conmutados por red debido a la alta frecuencia y a las pérdidas por conmutación [Calais, *et al.*, 02].

La reducción de los armónicos y el mejor factor de potencia son los principales motivos de interés de las nuevas topologías del inversor y el diseño de sistemas para responder a las nuevas normas que cubren la calidad de la potencia.

2.5. INVERSOR STRING Y MULTI-STRING

Los sistemas en rama y multirrama, como se ha mencionado anteriormente son una combinación de diferentes ramas de módulos fotovoltaicos con el inversor de conexión a la red. El inversor puede ser de una etapa o de dos etapas con transformador o sin transformador. Las diferentes configuraciones de inversores fotovoltaicos se muestran en la Figura 2.13.

En el caso de la topología *string*, el inversor no necesita la utilización del convertidor CC-CC. Mientras la topología *multi string*, siempre utiliza el convertidor CC-CC.

El aislamiento galvánico del inversor conectado a la red depende siempre de las normas de cada país. Por ejemplo en USA, se exige siempre el aislamiento galvánico.

Para el aislamiento se utiliza un transformador LF de baja frecuencia (frecuencia de la línea) hacia la red o un transformador HF de alta frecuencia. Este último conduce a soluciones más compactas, pero se debe tener cuidado en el diseño de transformadores con el fin de mantener las pérdidas bajas.

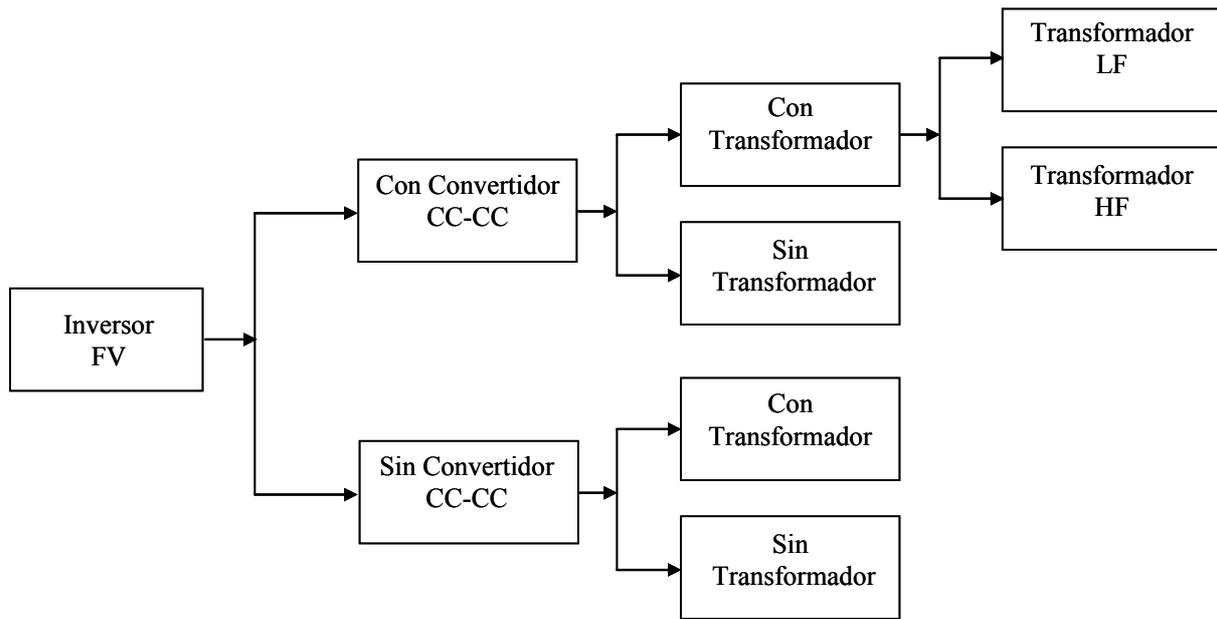


Figura 2.13. Configuraciones de inversores fotovoltaicos

La clave en el diseño del inversor siempre es la eficiencia de la conversión CC-CA. Las pérdidas del inversor dependen especialmente del transformador. La eficiencia del inversor sin transformador en las mismas condiciones aumenta de 2%.

Considerando que en los años 1988 y 1990 la eficiencia europea para inversores de 1,5kW a 3kW es de orden de 85,5-90%, se ha aumentado en los años 1995 de 90-92% para inversores con transformador. Inversores de este tamaño sin transformador alcanzan valores en el rango 92,5-94,5% [Haeberlin, 01].

En [Haeberlin, 06], se han realizado pruebas calculando la eficiencia global para inversores con transformador y sin transformador, en los dos casos se obtiene una eficiencia muy elevada. La diferencia en la eficiencia es de 1- 2,5% entre inversores con y sin transformador. En [Haeberlin, 06], se ha realizado también un programa de muestreo con 60 inversores a lo largo de muchos años y se ha comprobado que los inversores con transformador presentan mejor fiabilidad a largo plazo.

La eficiencia de cada inversor se calcula en seis puntos diferentes de funcionamiento del inversor, basada en valores promediados.

La eficiencia Europea η_{EU} del inversor se calcula con la formula siguiente (el valor del índice = el porcentaje de la potencia nominal):

$$\eta_{EU} = 0,03 \eta_5 + 0,06 \eta_{10} + 0,13 \eta_{20} + 0,1 \eta_{30} + 0,48 \eta_{50} + 0,2 \eta_{100}.$$

A continuación se presentan algunas soluciones para el inversor en rama y multirrama.

2.5.1. TOPOLOGÍA A UNA ETAPA

El inversor de topología a una etapa conectado a diferentes ramas de módulos fotovoltaicos se muestra en la Figura 2.14. [B.Lindgren, *et al.*, 99], se basa en un inversor VSI, con control PWM conectado a la red a través un filtro LCL.

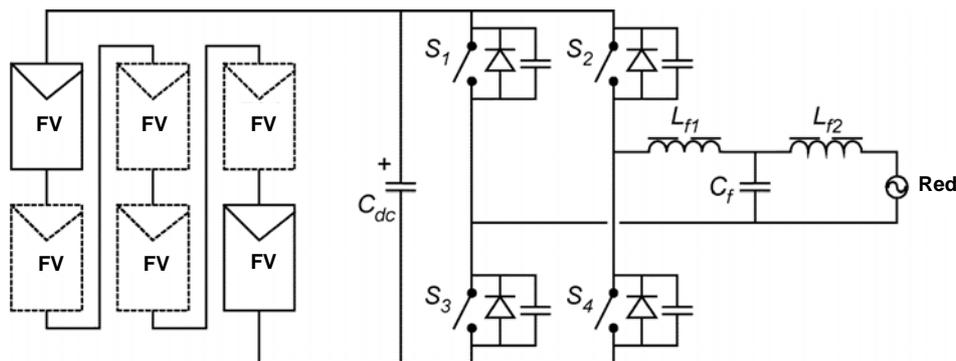


Figura 2.14. Una etapa de potencia para múltiples módulos

La tensión de entrada generada por los módulos fotovoltaicos, en todo momento, debe ser más alta que la tensión pico de la red. Puede alcanzar un rendimiento alto hasta un 97%. Por otra parte, todos los módulos están conectados al mismo dispositivo encargado del MPPT. Esto incluye pérdidas durante el sombreado. Por último un condensador grande es necesario para el desacoplamiento entre los módulos fotovoltaicos y la red [Blaabjerg, *et al.*, 04].

Las topologías multiniveles son especialmente adecuadas para las aplicaciones fotovoltaicas a partir de diferentes niveles de tensión de continua V_{dc} pueden fácilmente generar una estructura modular del sistema fotovoltaico [Calais, *et al.*, 98] y [Calais, *et al.*, 00].

El inversor multinivel puede generar una tensión sinusoidal con baja distorsión armónica a baja frecuencia de conmutación. El inversor de la Figura 2.15, es un inversor medio puente con tres niveles de tensión y sin transformador.

El inversor de tres niveles, se puede ampliar a cinco, a siete o incluso a más niveles añadiendo más transistores, diodos y módulos fotovoltaicos. Esto permite una mayor reducción de la distorsión armónica. La desventaja de esta topología, es la utilización de un número grande de semiconductores y el desequilibrio en la carga de las diferentes ramas fotovoltaicas. Por lo tanto, la potencia máxima transferida de cada rama puede ser difícil de obtener.

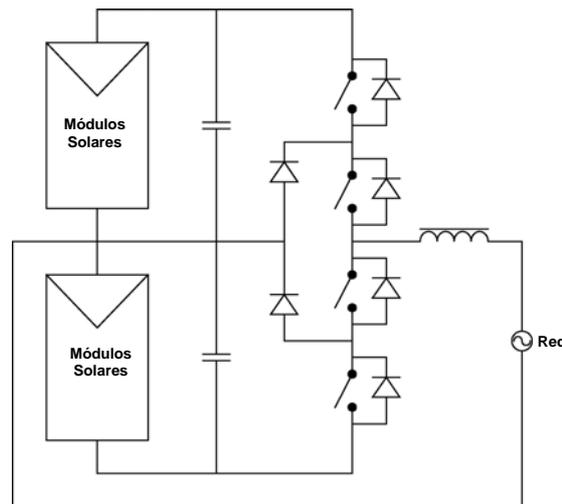


Figura 2.15. Sistema conectado a la red con un inversor medio puente multinivel

2.5.2. TOPOLOGÍA DE DOS ETAPAS PARA UN MULTIRRAMA

En una configuración con dos etapas, la conexión de los módulos y el inversor pueden clasificarse en dos categorías: una es que todos los módulos fotovoltaicos están conectados en serie, como se muestra en la Figura 2.16.

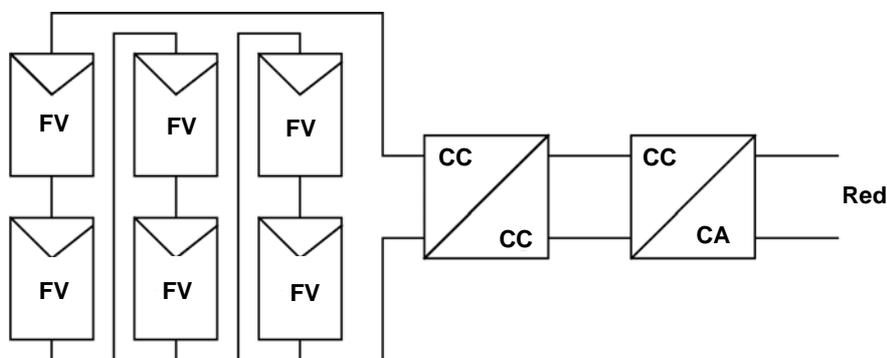


Figura 2.16. Configuración a dos etapas de potencia para múltiples módulos fotovoltaicos

En este caso el inversor y un convertidor CC/CC, un elevador, un reductor o un reductor elevador pueden ser utilizados en la etapa de conversión CC/CC, cuando no se requiere un aislamiento. La segunda categoría incluye un convertidor CC/CC para cada rama y un solo inversor de conexión a la red como se muestra en la Figura 2.17.

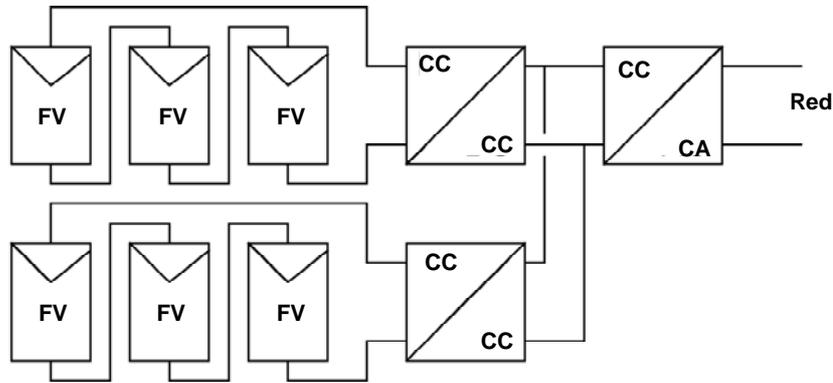


Figura 2.17. Ramas de Módulos fotovoltaicos con sus propios convertidores CC/CC

Las ramas pueden funcionar con sus propios MPPTs, consiguiendo, por tanto, un mejor rendimiento del sistema global.

Dos inversores multirrama, se muestran en la Figura 2.18. [Meinhardt, *et al.*, 01] y Figura 2.19, [Dorofte, *et al.*, 01].

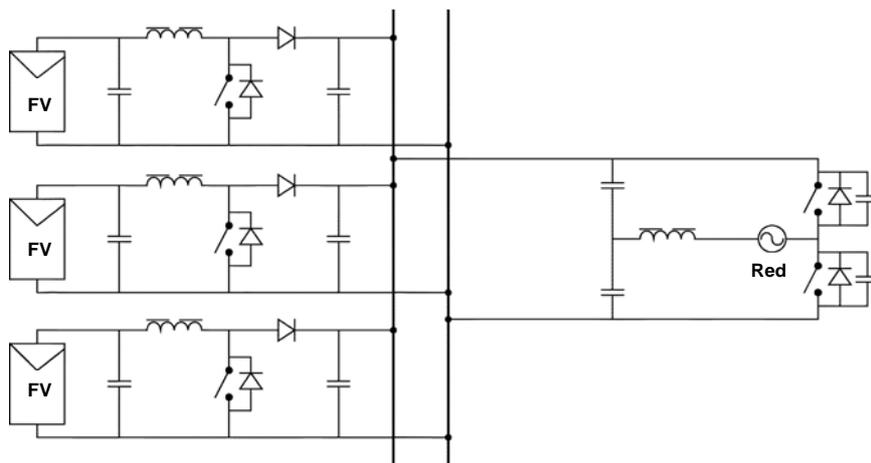


Figura 2.18. Topología de tres ramas para sistema fotovoltaico conectado a la red

El inversor en la Figura 2.18, consiste en tres convertidores elevadores, cada uno se conecta a una rama de módulos fotovoltaicos y un inversor medio puente común con un control

PWM. El circuito puede ser realizado también con un aislamiento galvánico de corriente o tensión, topología push pull [Meinhardt, *et al.*, 01] como se muestra en la Figura 2.19, o con un inversor en puente completo. La tensión de cada rama se controla individualmente, lo que permite un alto rendimiento del sistema.

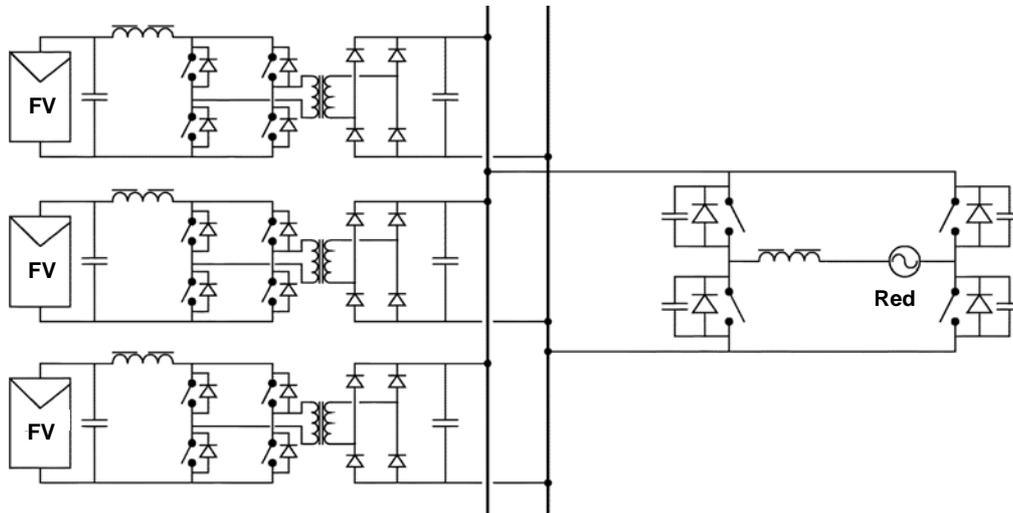


Figura 2.19. Topología para un inversor de tres ramas

2.6. CONTROL DE INVERSORES CONECTADOS A LA RED

Generalmente en un sistema fotovoltaico de conexión a la red eléctrica, lo que realmente se necesita es controlar la corriente que el inversor inyecta a la red. Por tanto, ésta será la variable a realimentar en el inversor cuando se plantea cerrar el lazo de regulación del mismo. En la mayoría de aplicaciones de inversores VSI con modulación del ancho del pulso PWM, los convertidores tienen una estructura de control compuesta de un lazo interno de control de la corriente. Debido a la aleatoriedad en la forma de onda de corriente a la salida del inversor, el controlador de la corriente tiene por objetivo conseguir que las corrientes de salida del inversor sigan fielmente a las referencias aportadas al mismo.

La corriente de salida del inversor tiene que ser la más sinusoidal posible con una distorsión armónica baja como lo exigen las normas de un sistema de conexión a la red [R.D 1663/2000] y [R.D 842/2002]. En consecuencia, el rendimiento del convertidor o del inversor depende por un gran parte de la estrategia de control aplicada, por lo tanto el controlador de la corriente es uno de los temas más importantes en aplicaciones de inversores por las ventajas que presenta [Malesani *et al.*, 93], [Holtz, 92]:

- Control de la corriente instantánea y la alta precisión.
- Protección máxima de la corriente.
- Dinámica muy buena.
- Compensación de la caída de tensión de los semiconductores y los tiempos muertos del convertidor.
- Compensación del bus de continua y las variaciones de la tensión alterna de salida.

2.7. CONTROLADOR LINEAL DE CORRIENTE

Las técnicas de control de la corriente en los inversores se clasifican generalmente en dos grupos, los controladores lineales y controladores no lineales.

Los controladores lineales funcionan con el modulador de tensión PWM convencional. Este concepto permite aprovechar las ventajas del lazo abierto del modulador (PWM sinusoidal, el modulador vectorial):

- Frecuencia de conmutación constante, o limitada para garantizar la operación segura de los dispositivos del convertidor.
- Espectro de armónico bien definido.
- Patrón de conmutación óptimo.
- Buena utilización del bus de continua.

Los avances en el campo de los procesadores digitales (DSP, FPGA) han dado lugar a la aparición de diferentes técnicas en el control de la corriente del convertidor estático. En [Blaabjerg, *et al.*, 06], [Buso *et al.*, 98], [Rodriguez 05], [Kazmierkowski *et al.*, 93] [Kazmierkowski *et al.*, 98], [Malesani *et al.*, 93], se realiza una revisión general de estas técnicas para inversores monofásicos y trifásicos y se ofrece algunas soluciones del control de la corriente.

En este capítulo se detallan más las técnicas de control de corriente que han demostrado mayor efectividad en aplicaciones de inversores conectados a la red.

2.7.1. CONTROLADOR LINEAL DE CORRIENTE

El control lineal de la corriente utiliza la modulación PWM. En este control, Figura 2.20, la señal moduladora que se compara con la portadora triangular proviene de la salida de un regulador lineal, generalmente un regulador proporcional-integral PI.

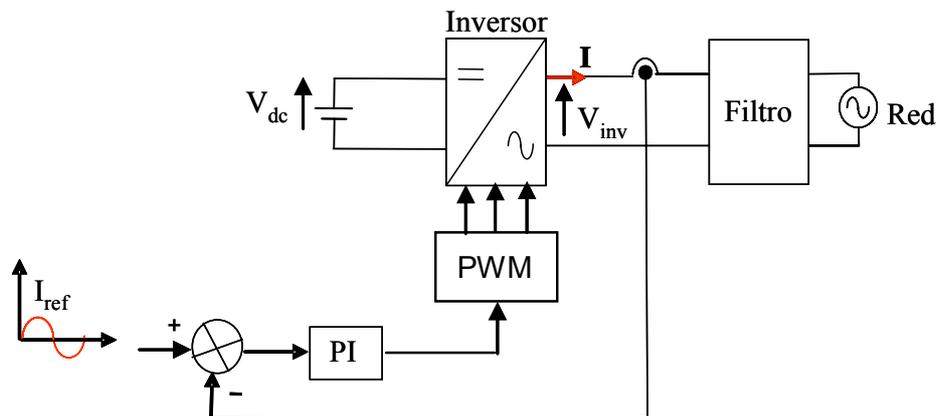


Figura 2.20. Control lineal de corriente

Para sistemas trifásicos, aunque el control lineal se puede implementar perfectamente sobre un sistema de referencia estacionario [Yuan, *et al.*, 02], [Zmood, *et al.*, 03], una variante consiste en la utilización de un sistema de referencia rotativo; ejes $d-q$, [Rim *et al.*, 94].

La elección de los parámetros del regulador es directa cuando se trabaja en tiempo continuo. Este control puede ser implementado mediante circuitos analógicos o digitales.

El control lineal presenta inmunidad al ruido, teniendo en cuenta que el limitado ancho de banda del regulador elimina las componentes de alta frecuencia de la señal de error de corriente.

La limitación del ancho de banda se debe a la restricción impuesta por la máxima pendiente de la señal moduladora, y no se puede en ningún momento superar la pendiente de la portadora. En el sistema discreto, esta limitación viene impuesta por la constante de tiempo de actualización de consignas en el modulador [Holtz, 92]. El control lineal de corriente consiga unos resultados completamente satisfactorios en el control de corrientes inyectada a la red.

En [Blaabjerg, *et al.*, 06], [Barrado *et al.*, 07], [Ciobotaru, *et al.*, 04], [Ciobotaru, *et al.*, 06]. Varias técnicas de control de corriente para inversores VSI monofásicos y trifásicos con modulación del ancho del pulso (PWM) con concepto diferente han sido presentadas

2.7.2. CONTROLADOR NO LINEAL DE CORRIENTE

El control no lineal de la corriente incluye generalmente el control por histéresis.

El control por histéresis se utiliza en la regulación de la corriente de convertidores. La corriente inyectada se compara con la corriente de referencia, y el error resultante se aplica a un comparador de histéresis de banda fija, Figura 2.21.

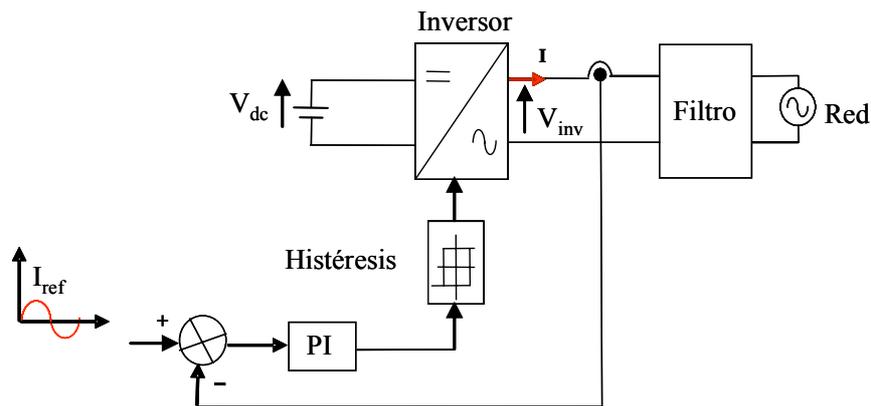


Figura 2.21. Control por histéresis

Las señales obtenidas de conmutación se fijan para mantener el error en la corriente inyectada dentro esta banda de histéresis. Debido a su inherente no linealidad y a la ausencia de retardos, este control es capaz de suministrar la respuesta dinámica la más rápida [Malesani *et al.*, 90], [Malesani *et al.*, 97].

El control por histéresis resulta robusto, sencillo de implementar y es muy utilizado en el control de inversores, suministrando además una limitación instantánea de la corriente. A pesar de las ventajas citadas, esta técnica de control muestra varias características indeseables. La principal desventaja es que da lugar a una frecuencia de modulación variable en el inversor de potencia, lo cual complica el diseño del filtro pasivo de salida del mismo, y puede dar lugar a resonancias con la red. El control por histéresis se aplica fácilmente a inversores en los que las ramas de transistores trabajan de manera independiente, sin embargo en inversores en puente completo, la interacción entre las corrientes de las fases afecta de manera negativa en el funcionamiento de este controlador.

2.7.3. CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTE

Este tipo de control predice, en cada periodo de modulación, y en base al error actual y a los parámetros del sistema, el valor que debería de adoptar la tensión de salida del inversor para asegurar que la corriente inyectada alcance el valor de referencia. Cuando la tensión de salida del inversor se elige de forma que el error de corriente es eliminado al final del siguiente periodo de conmutación, este control se conoce como *dead-beat*, [Malesani *et al.*, 99] [Nishida, *et al.*, 04].

En régimen permanente, este control asegura que la corriente sigue exactamente a la referencia con un retraso de dos periodos de muestreo. Este sistema de control se basa en la existencia de un modelo, extraído de la realidad, resultando susceptible a inestabilidades y oscilaciones. El control *dead-beat* se suele programar en un procesador digital de señal, y generalmente utiliza modulación vectorial en el convertidor, la cual es también apropiada para implementación digital. Esta técnica de control requiere una elevada potencia de procesamiento, y necesita una frecuencia de muestreo relativamente elevada.

2.8. CONTROLADOR DE LA CORRIENTE EN INVERSORES CONECTADOS A LA RED

En un sistema fotovoltaico conectado a la red, el principal objetivo es controlar la potencia inyectada a partir de la corriente que el inversor inyecta a la red a desde los paneles solares. Este convertidor irá acompañado de un sistema de control que garantice que la corriente inyectada en la red sigue fielmente la señal aportada como referencia de la corriente de máxima potencia (MPPT).

El conjunto formado por el inversor y el controlador de corriente deberá comportarse como una fuente lineal capaz de inyectar en todo momento a la red, la corriente del generador fotovoltaico. En la Figura 2.22, se muestra un sistema general del control lineal de la corriente inyectada a la red.

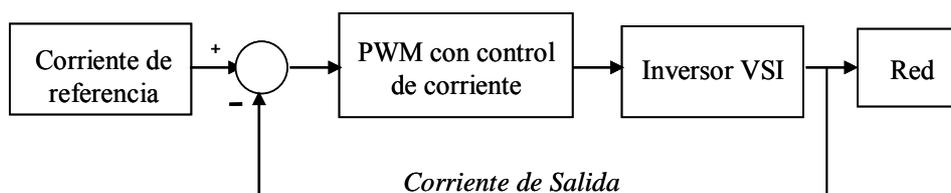


Figura 2.22. Diagrama básico del control por corriente

2.9. ESTRUCTURA DE CONTROL DE INVERSORES CONECTADOS A LA RED

La estrategia de control aplicada a los inversores fotovoltaicos conectados a la red eléctrica consiste principalmente en dos lazos. Siempre corresponde a un control interno rápido de la corriente que permite el control de la corriente inyectada a la red y otro externo que permite el control de la tensión del bus de continua V_{dc} [Agirman, *et al.*, 03], [Bueno *et al.*, 03], [Chin Qin *et al.*, 02] [Teodorescu, *et al.*, 04], [Zhu, *et al.*, 03] .

El lazo de la corriente es el responsable del control de la calidad de la potencia y la protección de la corriente inyectada a la red. Se encarga también de la compensación de la distorsión armónica y la dinámica del sistema.

El lazo externo de tensión se designa para controlar el bus de continua, se obtiene realizando un balance aproximado de potencias medias a ambos lados del inversor, potencia media de entrada en el lado de continua y la potencia media en lado de alterna. Los objetivos del controlador externo son la estabilidad de la dinámica del sistema y óptima regulación, por tanto este lazo de tensión es diseñado para tener un tiempo de establecimiento más lento, de 5 a 20 veces mayor que el interno. Así, los lazos de control interno y externo se pueden considerar desacoplados y, por tanto, la función de transferencia del lazo de corriente no se considera cuando se diseña el controlador de tensión. Hay muchas referencias sobre este tema, algunas de las más destacables son [Barrado, *et al.*, 07], [Bueno, *et al.*, 2005a], [Blasko, *et al.*, 97a], [Buso, *et al.*, 98], [Kazmierkowski, *et al.*, 98].

A continuación se presentan las estructuras de control para sistemas monofásicos y trifásicos conectados a la red utilizando:

- Control PWM (control escalar).
- Control por histéresis.
- Técnica de control feed- forward.
- El control d,q para inversores trifásicos (control vectorial)

1. *Sistema de referencia síncrono (Synchronous Reference Frame Control)*
2. *Sistema de referencia estacionario (Stationary Reference Frame Control)*
3. *Sistema de referencia abc (abc reference control).*

2.9.1. ESTRUCTURA DE CONTROL DE INVERSORES MONOFÁSICOS CONECTADOS A LA RED CON CONTROL LINEAL DE LA CORRIENTE (PWM)

En la Figura 2.23, se muestra el diagrama de bloques de la estructura de un sistema fotovoltaico conectado a la red y las variables de control. Se presenta la estructura de control para topologías de inversores conectados a la red con o sin el convertidor CC-CC, como se ha mencionado en el apartado (2.5). Se trata de inyectar en todo momento la potencia máxima desde los paneles solares. El sistema tendrá un control del punto de máxima potencia MPPT y el control del inversor.

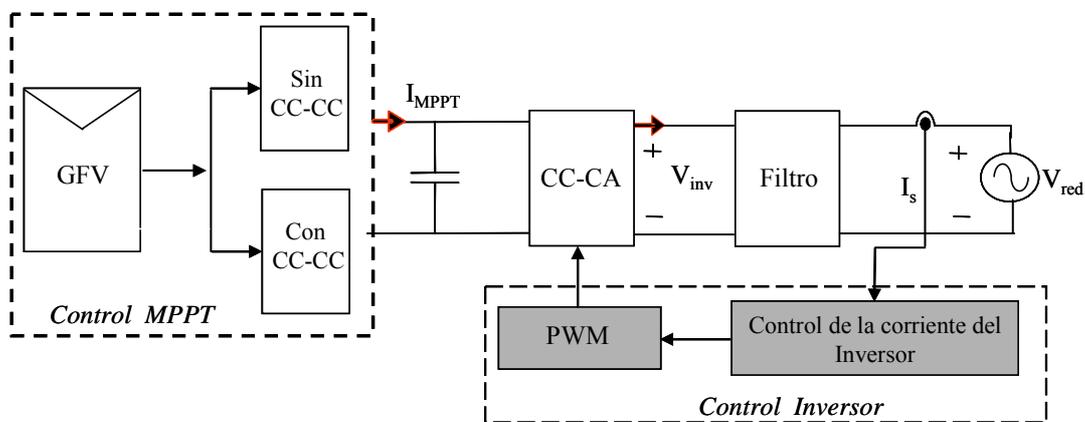


Figura 2.23. Estructura de control para un sistema conectado a la red

2.9.1.1. ESTRUCTURA DE CONTROL PARA TOPOLOGÍAS CON CONVERTIDOR CC-CC

La estructura de control para topologías con convertidor CC-CC se muestra en la Figura 2.24. [Ciobotaru, et al., 06].

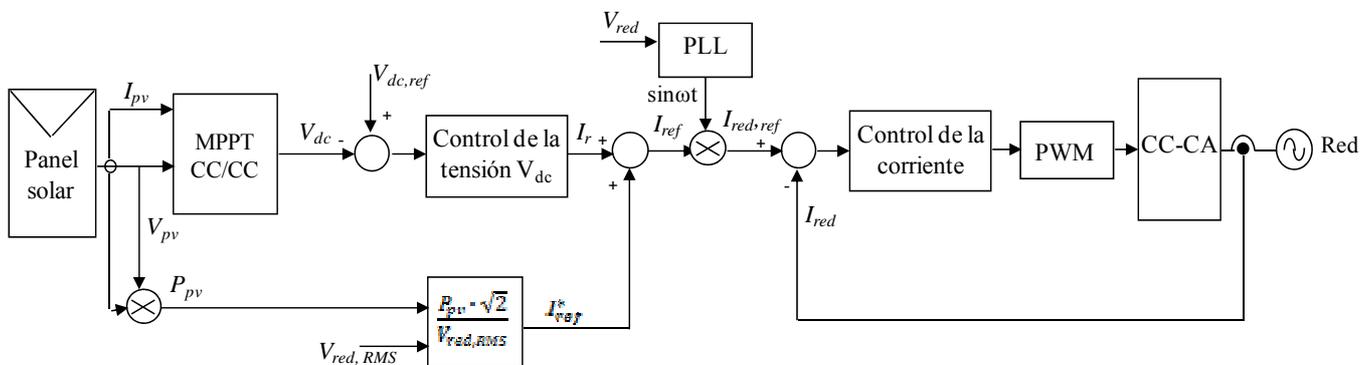


Figura 2.24. Estructura de control para un sistema conectado a la red con CC-CC

- **Control del MPPT:** Se trata de un circuito electrónico, en este caso un convertidor elevador de naturaleza analógica o digital, capaz de implementar algún algoritmo de control encargado de hacer operar el panel en el punto óptimo en función de las diferentes condiciones meteorológicas.

Estos algoritmos actúan sobre el ciclo de trabajo del regulador de potencia, con el fin de encontrar los valores de tensión y corriente de la curva I-V del panel que hacen que el panel produzca más potencia.

Diferentes algoritmos se pueden utilizar para el seguimiento del punto de máxima potencia: los más utilizados son el algoritmo de perturbación y observación, y el algoritmo de la conductancia incremental [Ciobotaru, *et al.*, 05a].

- **Control del Inversor:** La Figura 2.24, muestra las variables de control de una estructura de control de un sistema fotovoltaico conectado a la red. El control del inversor está compuesto de 2 lazos uno interno de corriente y otro externo de tensión del bus de continua.
- El Lazo interno permite el control de la corriente alterna, en valores instantáneos. Para imponer una corriente sinusoidal, en fase con la tensión de la red, La corriente de referencia I_{ref} , se genera a partir de una sinusoidal de referencia determinada a partir de un PLL que permite también la sincronización de la corriente de salida del inversor con la tensión de la red como se muestra en la Figura 2.24 [Ciobotaru, *et al.*,06]. La amplitud de la corriente se regula de la salida del lazo externo de tensión.
- El Lazo externo, realiza la regulación de la tensión del bus de continua V_{dc} , es necesario limitar la tensión V_{dc} , sin embargo, controlar V_{dc} , es regular la potencia suministrada a la red.

En [Barrado, *et al.*, 07], se presenta una estructura de control para una topología con convertidor CC-CC y un filtro L a la salida del inversor Figura 2.25.

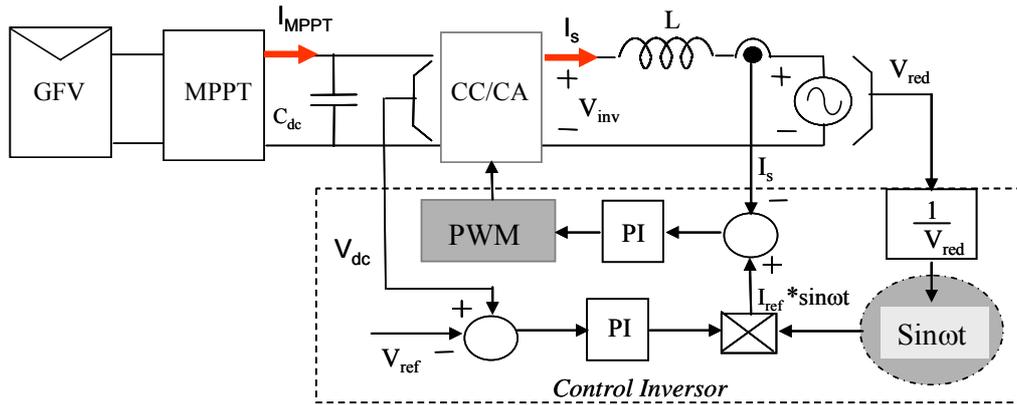


Figura 2.25. Estructura de control con convertidor CC-CA y Filtro L

En este caso, La corriente de referencia I_{ref} , se genera a partir de una sinusoidal de referencia determinada a partir de una muestra de la tensión de la red [Barrado, *et al*, 07].

Esta estructura, se asocia a controladores proporcionales integrales (PI). Para mejorar el rendimiento del controlador PI de tal estructura de control de la corriente y cancelar los efectos de la tensión del generador fotovoltaico que presenta oscilaciones debidas a las variaciones en el flujo de potencia instantáneo a través el sistema fotovoltaico que dependerá de las variabilidad de las condiciones atmosféricas (irradiancia y temperatura principalmente) de la rapidez de los lazos de control del elevador, del inversor y del valor del condensador del bus de continua. Por otro lado la tensión de salida que es la tensión de la red, representa una perturbación externa a 50Hz de considerable magnitud para el sistema, se plantea una compensación de dichos efectos a la salida del controlador PI de manera que calcule directamente la tensión de referencia para la bobina [Barrado, *et al*, 07], en la Figura 2.26, se muestra la planta de la estructura del lazo de control de la corriente para el inversor.

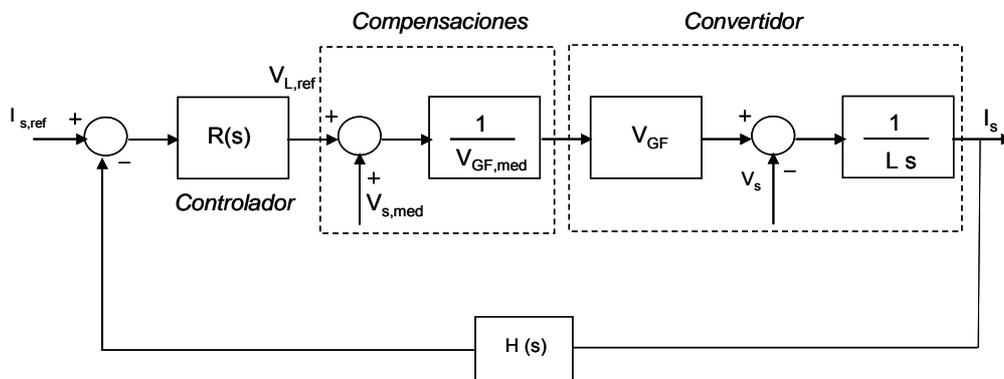


Figura 2.26. Estructura del lazo control de la corriente alterna de salida

la corriente de salida del inversor tiene por expresión:

$$I_s(s) = \frac{D \cdot V_{GF}(s) - V_s(s)}{Ls} \quad (2.1)$$

La técnica feed-forward [Barrado, *et al.*, 07], se basa en incluir unos nuevos términos en la variable de control, en este caso el ciclo de trabajo, que eliminen la dependencia, con respecto a las perturbaciones, del sistema a controlar.

Para compensar el efecto de la tensión de salida, se utiliza el valor medido y filtrado de la tensión de salida, denominado $v_{s,med}$, Figura 2.26. Sin embargo, para compensar la tensión v_{GF} , debe utilizarse, el valor medido antes de ser filtrado.

En este caso se requiere un ciclo de trabajo que se determina a partir de las funciones de transferencia:

$$d = \frac{v_{L,ref} + v_{s,med}}{v_{GF,med}} \quad (2.2)$$

Denominando K_{sv} al escalado común de ambos circuitos de medición, se obtiene que:

$$d = \frac{v_{L,ref} + K_{sv} v_s}{K_{sv} v_{GF}} \quad (2.3)$$

A partir del ciclo de trabajo, la tensión en la bobina V_L

$$v_L = d v_{GF} - v_s = \frac{v_{L,ref}}{K_{sv}} \quad (2.4)$$

La ventaja de esta estructura es el control de la potencia instantánea inyectada a la red desde los paneles solares y la sincronización de la señal de la corriente con la tensión de la red (tensión y corriente en fase) lo que garantiza un factor de potencia alto y mejora la dinámica del MPPT. Como desventaja, ruido en la señal de la corriente de salida del inversor debido a la utilización de una muestra de la señal de la red para generar y sincronizar la corriente de referencia con la tensión de la red.

[Ciobotaru, *et al.*, 05], propone una estructura de control para una topología con convertidor CC-CC y un filtro LCL a la salida del inversor, Figura 2.27.

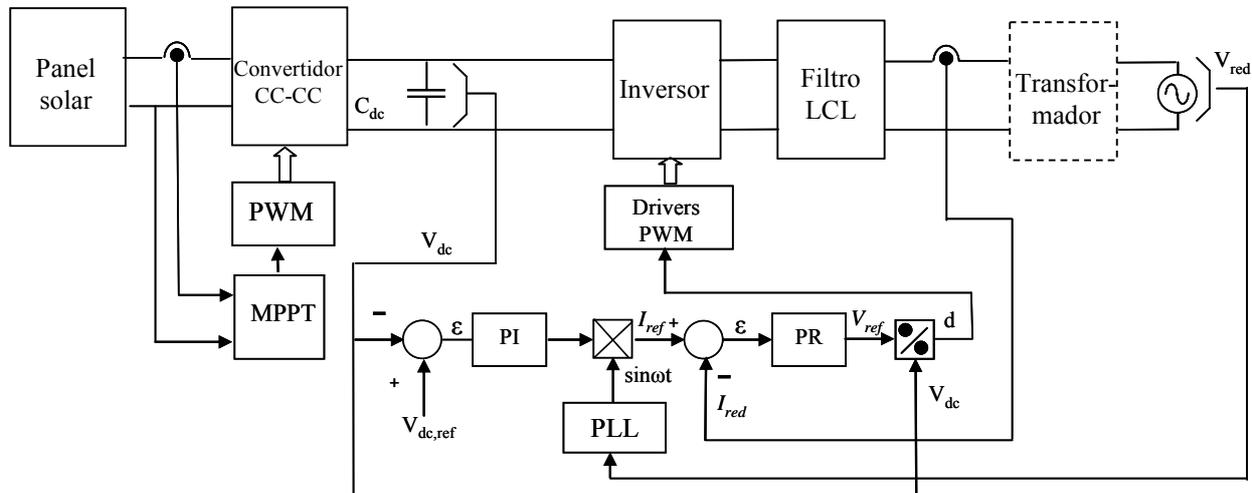


Figura 2.27. Estructura de control con convertidor CC-CC y Filtro LCL

Esta estructura tiene las características siguientes:

- Una estructura típica para potencias hasta 5kW.
- Para el control de la corriente se utiliza un regulador PI (Proporcional Integral) o PR (Proporcional Resonante).
- Se utiliza un control PWM, histéresis o predictivo.
- Para el control de la tensión se utiliza un regulador PI.
- Transformador opcional.

Los principales componentes de esta estructura de control son un algoritmo de control basado en la PLL, el MPPT, el control de la potencia de entrada y el control de corriente inyectada a la red.

2.9.1.2. ESTRUCTURA DE CONTROL PARA TOPOLOGÍAS SIN EL CONVERTIDOR CC-CC

Los mismos lazos de control, uno interno de corriente y otro externo de tensión como se muestra en la Figura 2.28 [Teodorescu, *et al.*, 06].

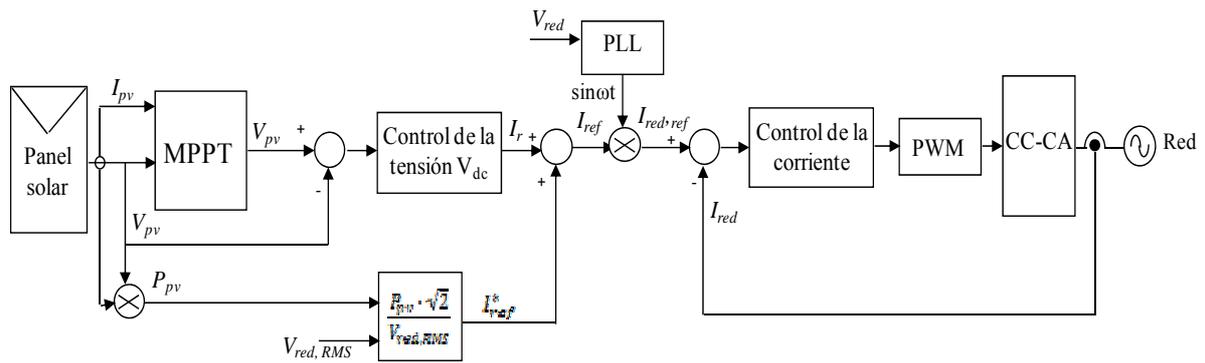


Figura 2.28. Estructura de control para un sistema conectado a la red sin CC/CC

A diferencia de la estructura de control para topología con convertidor CC-CC, el inversor CC-CA se encarga de determinar el punto de máxima potencia.

Otra estructura de control propuesta en [Ciobotaru, *et al.*, 05a], es un control de la potencia basado en el control lineal de corriente a inyectar a la red. Se trata de una estructura de control de la potencia de un sistema fotovoltaico conectado a la red de 1-5kW. El inversor es un puente completo conectado a la red a través un filtro LCL como se muestra en la Figura 2.29.

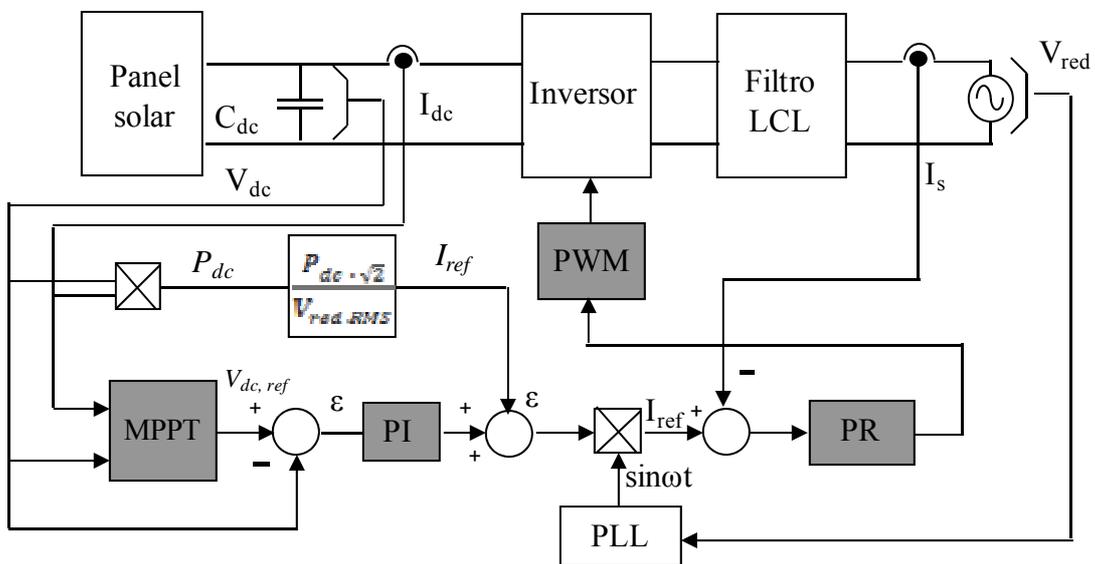


Figura 2.29. Estructura de control de la potencia entregada a la red

Esta estructura de control de potencia se compone principalmente de un algoritmo de sincronización basado en *Phase Locked Loop* (PLL), el punto de máxima potencia (MPPT),

el control de la potencia de entrada en lado de la continua y el control de la corriente inyectada a la red.

- **La PLL:** se utiliza para la sincronización de la corriente a la salida del inversor con la tensión de la red por lo que el factor de potencia es igual a la unidad, permite también generar una señal de la corriente de referencia sinusoidal y limpia.
- **Control de la potencia de entrada:** En este caso se presenta la estrategia de control de la potencia donde la configuración de potencia del sistema fotovoltaico utiliza un feed-forward y no incluye el convertidor CC/CC. El valor de la amplitud de la corriente de referencia se determina a partir de la potencia de los paneles solares P_{pv} y el valor RMS de la tensión de la red ($V_{red, RMS}$) se adiciona al valor del controlador (I_r) de la tensión de salida del bus de continua V_{dc} . El resultado se expresa en una amplitud de referencia (I_{ref}) como se muestra en Figura 2.30.

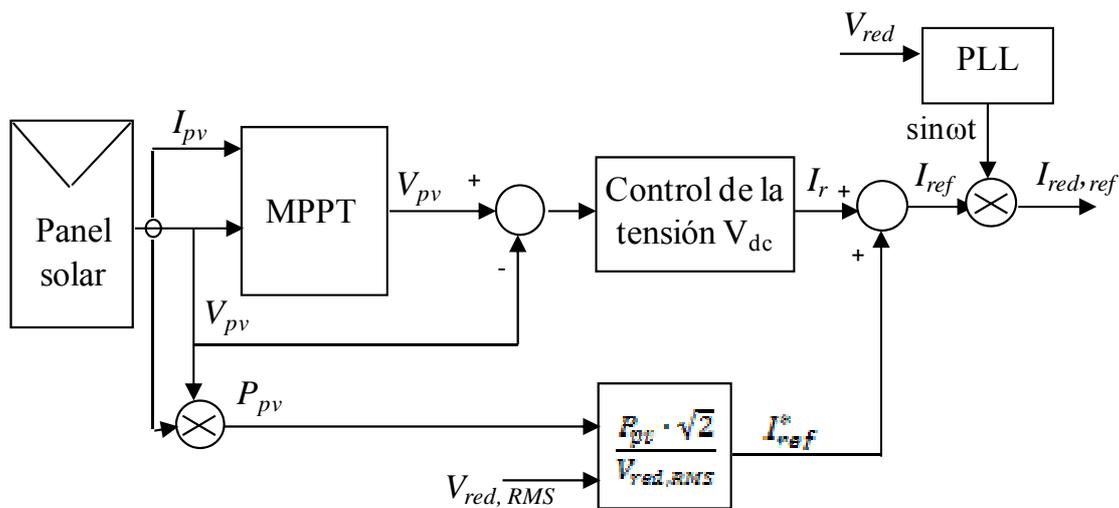


Figura 2.30. Estructura de control de la potencia de entrada (potencia del panel solar)

La utilización del feed-forward mejora la respuesta dinámica del sistema fotovoltaico. El controlador de la tensión del bus de continua asegura una respuesta rápida del sistema fotovoltaico a las variaciones de la potencia de entrada.

- **Control de la corriente:** Se ha utilizado el controlador PI con técnica feed-forward de la tensión de la red como se muestra en la Figura 2.31.

La función de transferencia del controlador PI, $G_{PI}(s)$, se define:

$$G_{PI} = K_p + \frac{K_I}{s} \tag{2.5}$$

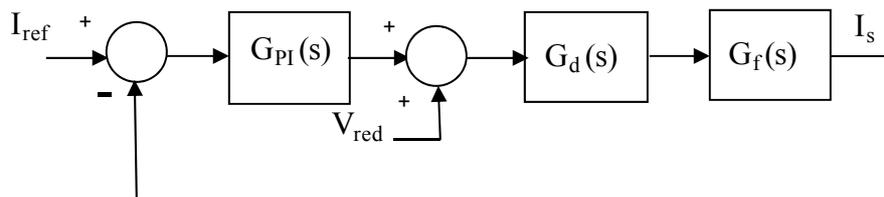


Figura 2.31. Lazo de corriente del inversor con el regulador PI

Como se ha mencionado anteriormente, el feed-forward permite mejorar la respuesta dinámica del sistema. Esto conduce a la estabilidad de los problemas relacionados con el retraso introducido en el sistema por la tensión de realimentación.

[Ciobotaru, *et al.*, .05], [Teodorescu, *et al.*, 04] y [Teodorescu, *et al.*, 06b], proponen una solución alternativa para mejorar el rendimiento bajo del controlador proporcional integral PI es la utilización del controlador proporcional resonante PR. Figura 2.32.

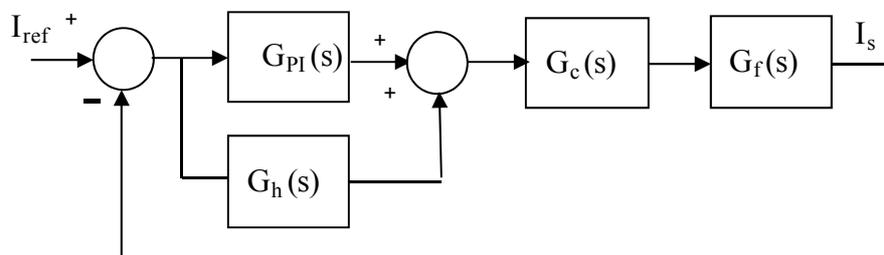


Figura 2.32. Lazo de corriente del inversor con el regulador PR

La función de transferencia de un regulador de corriente proporcional resonante PR como se define en [Fukuda, *et al.*, 01], [Zmood, *et al.*, 03], [Teodorescu, *et al.*, 04]:

$$G_c(s) = K_p + K_I \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

La función de transferencia $G_h(s)$ del compensador de armónicos (HC) como se define en [Teodorescu, *et al.*, 06, b] tiene por expresión:

$$G_h(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{th} \frac{s}{s^2 + (\omega_0 h)^2} \quad (2.7)$$

El compensador HC, se diseña para compensar los armónicos selectivos 3rd, 5rd y 7rd que son armónicos predominantes en el espectro de frecuencia de la corriente.

En este caso se ha mostrado que la utilización del controlador PR+HC da mejor respuesta dinámica del sistema, una distorsión armónica muy baja 0,5% y elimina el error en el régimen permanente sin la utilización de la tensión feed-forward. Añadir el compensador de armónicos (HC) al controlador proporcional resonante (PR) hace que el sistema sea más fiable con una mejor eliminación de armónicos.

2.9.2. ESTRUCTURAS DE CONTROL DE INVERSORES MONOFÁSICOS

CONECTADOS A LA RED CON CONTROL POR HISTÉRESIS

En este caso el control se basa en el control por histéresis de la corriente. La estructura de control es la misma que el caso anterior como se muestra en la Figura 2.33.

Una señal de referencia sinusoidal se compara con la corriente de salida del inversor, con una banda de tolerancia alrededor de la corriente de referencia. Como resultado de dicha comparación se obtienen señales de disparo correspondiente a la rama del inversor.

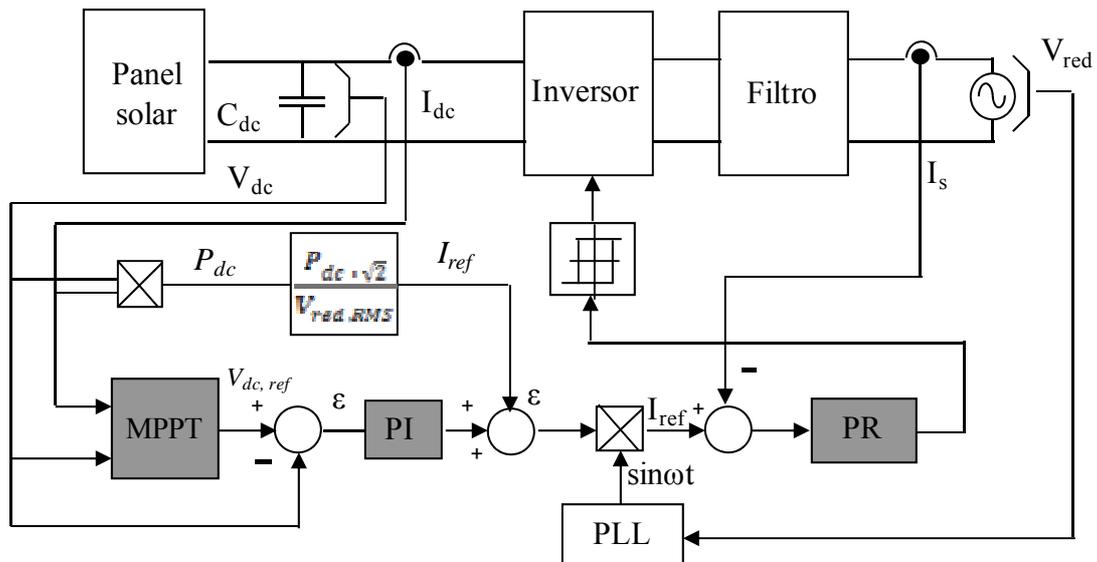


Figura 2.33. Estructura de control por histéresis

2.10. ESTRUCTURAS DE CONTROL DE INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED CON CONTROL VECTORIAL

En el control PWM escalar, la magnitud objeto del análisis se sustituye por un fasor de modulo proporcional al valor eficaz. En el control vectorial (mediante el vector de Park) se sustituye todo el sistema trifásico por un solo vector en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro con el paso del tiempo. Esto permite emplear dicho vector.

Para estudiar tanto los regímenes estacionarios como dinámicos en dichos sistemas, la aplicación del “control vectorial” (vector de Parck) a sistemas trifásicos constituye una poderosa herramienta para el análisis y el control de los convertidores de continua-alterna o inversores, haciendo posible la abstracción de las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento de los sistema trifásicos en ejes rotatorios independientes. El inconveniente principal que se plantea al utilizar este método de control es que introduce una parte no lineal, un giro de ejes (transformaciones matemáticas), lo que requiere una gran potencia de cálculo, cuestión que se resuelve con los actuales microcontroladores y DSP.

2.10.1. SISTEMA DE REFERENCIA SÍNCRONO

En [Blaabjerg, *et al.*, 06] se explica las estructuras de control de un inversor trifásico conectado a la red en un sistema síncrono y estacionario.

El control de un sistema de referencia síncrono o control dq, utiliza la transformación abc –dq para la transformación de la corriente de la red y las tensiones en un sistema de referencias que giran con la tensión de la red, con ayuda de éste las variables de control se transforman en valores continuos, sin embargo el filtrado y el control pueden ser logrados con más facilidad.

El esquema del control dq se muestra en la Figura 2.34. En esta estructura, la tensión del bus de continua dc se controla con relación a la necesidad de potencia de salida, a partir de la potencia de salida se determina la referencia para la corriente activa, mientras que la referencia para la reactiva suele ser puesta a cero, si se trata solamente de inyectar potencia activa.

Cuando la potencia reactiva tiene que ser controlada, la referencia de la potencia reactiva debe ser impuesta al sistema. La estructura de control dq es normalmente asociada con controladores proporcionales integrales (PI) ya que los controladores tienen un comportamiento bueno para la regulación de las variables de continua (dc).

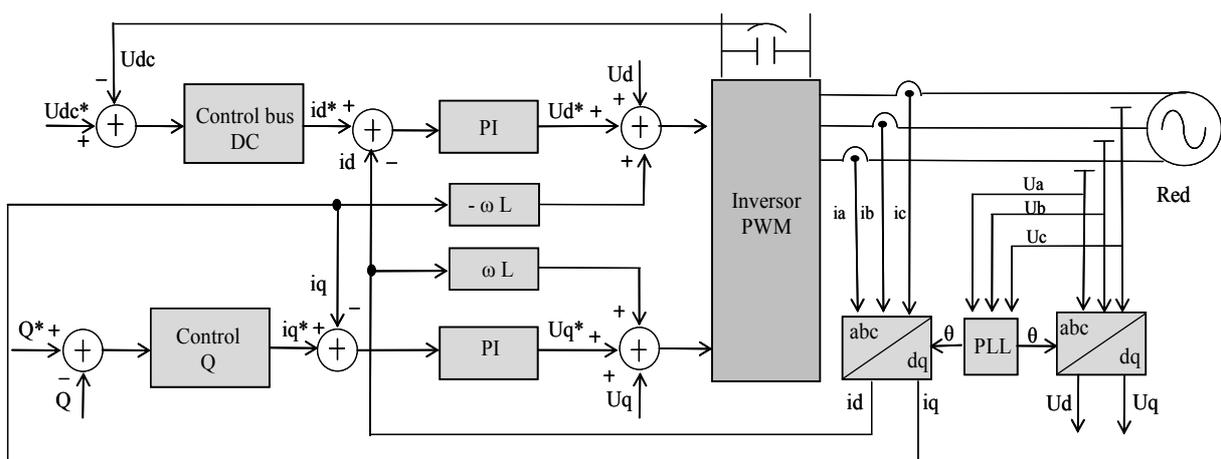


Figura 2.34. Estructura de control general de un sistema de referencia síncrono

La matriz de la función de transferencia del controlador en coordenadas dq se puede escribir como:

$$G_{pi}^{(dq)}(s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i}{s} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_i}{s} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde K_p , es la ganancia proporcional y K_i es la ganancia integral del controlador.

Dado que la corriente controlada tiene que estar en fase con la tensión de red, el ángulo de fase utilizado por el módulo de la transformación abc \rightarrow dq tiene que ser extraído de las tensiones de red.

Como solución, se propone el filtrado de las tensiones de la red y la utilización de la función arcotangente para extraer el ángulo de fase [Svensson, 01]. La técnica *phase locked loop* (PLL) [Timbus, *et al.*, 05] se utiliza siempre para extraer el ángulo de fase de las tensiones de red en el caso de los sistemas de generación distribuida.

En la literatura técnica hay numerosas referencias al método de representación vectorial de las variables trifásicas y el diseño de controladores [Bueno, 05].

Para mejorar el rendimiento del controlador PI de tal estructura, como se muestra en la Figura 2.34, siempre se utiliza el feed-forward para mejorar la respuesta dinámica y la estabilidad del sistema respecto al retraso del lazo introducido en el sistema. Para resolver este problema, un método avanzado de filtrado de la tensión feed-forward de la red tiene que ser considerado. La utilización del feed-forward siempre exige un sistema de transformaciones lo que complica su implementación.

En cualquiera caso con todas estas mejoras, la capacidad de compensación del armónico de bajo orden en el caso de los reguladores PI es pobre, es un inconveniente mayor para los sistemas conectados a la red. En [Ciobotaru, *et al.*, 05a], [Ciobotaru, *et al.*, 05b], [Teodorescu, *et al.*, 04], [Teodorescu, *et al.*, 06b] se propone la utilización del controlador PR+HC para mejorar la respuesta dinámica del sistema, la distorsión armónica, eliminar el error en el régimen permanente y no utilizar el feed-forward.

Donde ω es la frecuencia de resonancia del controlador, K_p es la ganancia proporcional y K_i es la ganancia integral del controlador.

El funcionamiento básico del regulador PR, es la introducción de una ganancia infinita a la frecuencia de resonancia para eliminar el error en régimen permanente a esta frecuencia entre la señal del controlador y su referencia y no exige la utilización del Feed forward. [Fukuda, *et al.*, 01], [Teodorescu, *et al.*, 06], [Yuan, *et al.*, 02] y [Zmood, *et al.*, 03]

2.10.3. SISTEMA DE CONTROL abc (*abc control*)

En este caso, el objetivo es tener un controlador individual para cada corriente de la red. Generalmente se utiliza el control por histéresis o el dead-beat control.

El controlador de corriente puede ser un proporcional integral, PI, o un proporcional resonante, PR.

El rendimiento de estos controladores (histéresis o el dead-beat control) es proporcional a la frecuencia de muestreo, por lo que un rápido desarrollo de los sistemas digitales, tales como procesadores de señal digital o FPGA es una ventaja para este tipo de implementación.

Una posible implementación del control abc se representa en la Figura 2.37, donde la salida del regulador de la tensión del bus de continua establece la referencia de la corriente.

Utilizando el ángulo de fase de las tensiones de la red suministrados por un sistema PLL, las tres referencias de la corriente están generadas. Cada uno de ellos se compara con la medida de la corriente correspondiente y el error va en el controlador. Si se utilizan el controlador por histéresis o dead-beat en el lazo de la corriente, el modulador ya no es necesario.

La salida de estos controladores son los estados de conmutación de los interruptores en el convertidor de potencia. En el caso de que los tres controladores PI o PR están utilizados, el modulador es necesario para generar los ciclos de trabajo del patrón PWM.

Controlador PI, siempre utilizado en control dq y su aplicación en un sistema abc es también posible como se describe en.

Controlador PR: La implementación del controlador PR es fácil, porque ya el controlador esta en un sistema de referencia estacionario abc y la implementación de los tres controladores es posible.

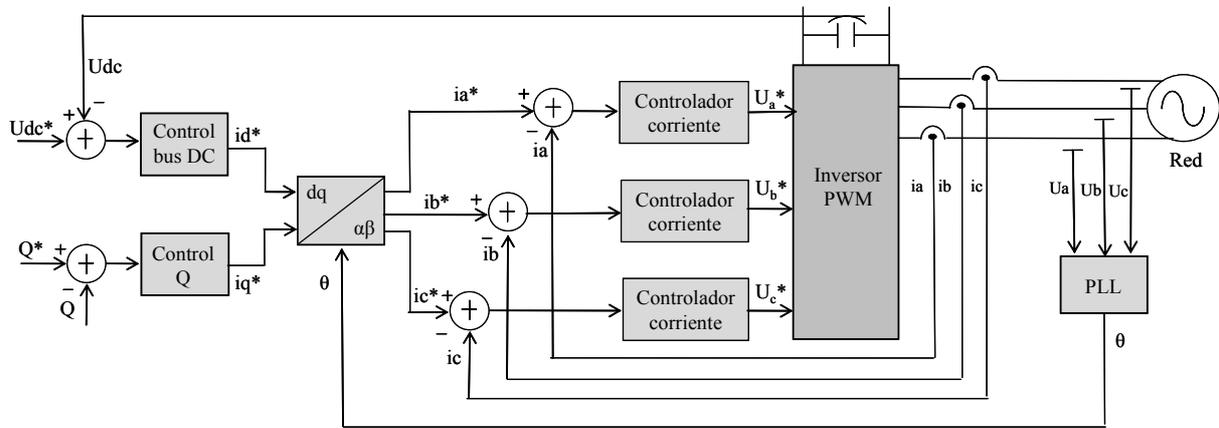


Figura 2.36. Estructura de control general de un sistema de control abc

La Figura 2.37. [Kazmierkowski *et al.*, 98], muestra un sistema trifásico utilizando tres compensadores PI para generar las tensiones de control del inversor PWM trifásico.

El principio se basa en la comparación de una señal portadora triangular y la moduladora sinusoidal para generar las señales del control de los transistores del inversor. La parte integral del compensador PI minimiza los errores en baja frecuencia, mientras que la parte proporcional de la ganancia y la colocación de los ceros se relacionan con el rizado de la señal.

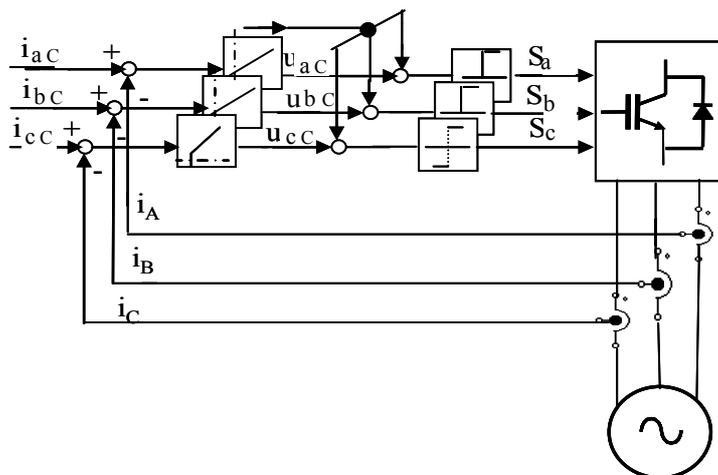


Figura 2.37. Controlador lineal de corriente PI

La amplitud de las señales de control u_{Ac} (u_{Bc} , u_{Cc}) Figura 2.37, nunca puede ser mayor que la amplitud de la señal triangular. Además de los problemas de cruce de cada triangular, el principal inconveniente de esta técnica es el inherente seguimiento (amplitud y fase) del error. Para lograr la compensación, la utilización de una *Phase Locked Loop (PLL)* o un *feedforward* siempre es recomendable.

2.11. FILTRO DE RED

Los filtros de red o filtros de línea tienen, fundamentalmente, dos funciones:

Eliminar los armónicos de alta frecuencia debidos a las conmutaciones PWM del convertidor, con el objetivo de que éste entregue a la red corrientes sinusoidales puras.

- Introducir una impedancia intermedia entre dos fuentes de tensión que son el VSC y la red eléctrica. En caso de no conectar este filtro, la conexión directa del VSC a la red eléctrica provoca un cortocircuito.

La ventaja que tiene el diseño de un filtro de red frente a un filtro para un motor AC es que el primero trabaja a frecuencia constante (frecuencia de la red eléctrica) mientras que el segundo trabaja en un rango de frecuencias (20Hz-120Hz). En cambio, el diseño del filtro de red tiene el inconveniente de que, en la mayoría de las ocasiones, se desconoce el modelo exacto de la red en el punto de conexión; mientras que, en el caso de un filtro para una máquina AC se puede tener conocimiento del modelo de la máquina y de los valores de los parámetros de ésta. En aplicaciones de VSCs conectados a la red eléctrica, los dos filtros más usados son [Bueno, 05], [M.Lindgren, 98a], [M.Lindgren, 98b], [M.Lindgren, 98c], [Liserre, *et al.*, 01].

- Filtro L (Figura 2.38). Éste es un filtro de primer orden, por tanto, la frecuencia de conmutación del convertidor tiene que ser alta para obtener una atenuación elevada de los armónicos causados por la PWM con un tamaño razonable de las inductancias.
- Filtro LCL (Figura. 2.39). Éste es un filtro de tercer orden, con lo que se pueden obtener mayores atenuaciones a la frecuencia de conmutación para la misma inductancia equivalente que el filtro L. Esta atenuación es función de la posición de los armónicos debidos a la conmutación con respecto a la frecuencia de resonancia del filtro. Como tiene un

condensador, el filtro produce potencia reactiva, por lo que es una solución muy útil en convertidores usados para generar potencia reactiva. Las desventajas del filtro LCL con respecto al filtro L son la elección de los componentes es más complicada y también los algoritmos de control.

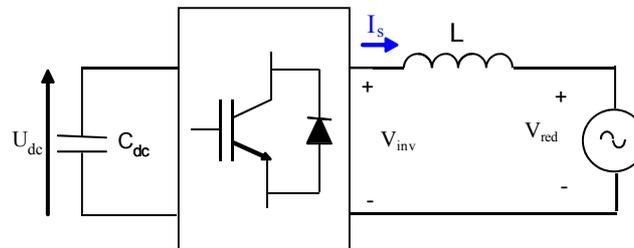


Figura 2.38. Filtro L

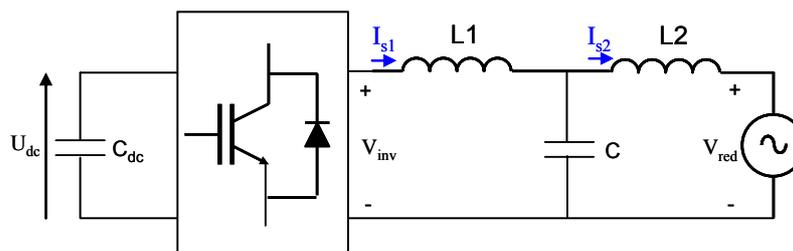


Figura 2.39. Filtro LCL

Los filtros L y LCL reducen los armónicos de alta frecuencia de la corriente de la red eléctrica, pero el empleo de unos criterios de diseño pobres puede causar más baja atenuación de la esperada e incluso un aumento de la distorsión debido a oscilaciones del sistema. Los armónicos de la corriente pueden causar saturaciones de las inductancias o resonancias del filtro. Aunque cuanto mayor sean las inductancias, menor es el rizado de las corrientes de red, el coste y las pérdidas del sistema limitan los valores de las inductancias.

De hecho, el objetivo en el diseño de los filtros L y LCL es emplear las inductancias de menor valor posible para reducir el coste del sistema. La operación de los VSCs es muy similar al comportamiento de los convertidores DC-DC de tipo 'boost'. Sin embargo, en este caso el flujo de corriente es bidireccional, no hay discontinuidades en el modo de operación y por tanto no es correcto definir una inductancia crítica de la misma forma que se hace en un DC-

DC ‘boost’. El valor mínimo de inductancia es únicamente función de la mínima reducción de los armónicos de alta frecuencia de la corriente de la red eléctrica.

Las normativas para diseñar los filtros están basadas en los criterios de atenuación de los armónicos de la corriente de red, y se encuentran en diferentes estándares de IEC, IEEE, etc. Se debe usar la normativa IEEE Std 929-2000, que establece que el máximo THD (distorsión armónica total de la corriente del 5% con límites de 4% para cada uno de armónicos impares del 3 al 9 y de 2% para el 11 al 15. Otra normativa a emplear puede ser la recomendación IEC61727.

En [Bueno, 05], se resumen los dos problemas importantes en el control de los filtros LCL. El primero está relacionado con la posición de las frecuencias de resonancia, muestreo y conmutación. En función de éstas se puede precisar un método de amortiguamiento o ‘*damping*’ debido a la impedancia cero que presenta el filtro a la frecuencia de resonancia. Cuando se trata de aplicaciones de baja potencia es posible poner resistencias ‘*damping*’ en serie con los condensadores del filtro, pero para aplicaciones por encima de las unidades de KW estas resistencias provocan elevadas pérdidas, por lo que es necesario emplear métodos de ‘*damping*’ activo [Lisserre, *et al.*, 01]. El segundo problema está relacionado con la cantidad de sensores que se precisan para ejecutar el algoritmo de control lo que supone un coste elevado. Respecto al primer problema planteado, [Blasko, *et al.*, 97b] fue uno de los primeros trabajos sobre ‘*damping*’ activo para filtros LCL. En éste se propone una red de adelanto-retraso (‘*leadlag*’) conectada a la medida de la tensión de los condensadores, de tal forma que en el nuevo lazo de control equivalente se anula el efecto de la frecuencia de resonancia. En [Lisserre, *et al.*, 02] se presentó un método basado en el lugar de las raíces en el plano z para analizar el grado de ‘*damping*’ pasivo o activo necesario en el sistema. Una vez que la función de transferencia en lazo cerrado del sistema es encontrada, se determinan los parámetros de los elementos del ‘*damping*’ activo, con objeto de obtener la misma estabilidad que si se pusiera una resistencia como ‘*damping*’ pasivo. El método de control propuesto en este artículo emplea sensores para las tensiones de red y para las corrientes del convertidor.

En estos trabajos mostrados se requieren sensores adicionales con respecto a los que se necesitan para ejecutar el algoritmo de control. [Lisserre, *et al.*, 03] introduce un nuevo método de ‘*damping*’ activo que no necesita usar más sensores y que puede ser ajustado mediante algoritmos genéticos. Éste consiste en añadir un filtro a la tensión de referencia del generador PWM del convertidor. El proceso de ajuste de este filtro se realiza mediante algoritmos

genéticos para un amplio rango de valores de frecuencias de muestreo. Los algoritmos genéticos sólo se emplean en el proceso de ajuste de los parámetros del filtro y no en el proceso ‘on-line’ de funcionamiento. El resultado es un nuevo método de ‘*damping*’ activo que no precisa nuevos sensores ni cálculos excesivamente complejos.

2.12. MÉTODOS DE SINTONIZACIÓN CON LA RED

La corriente inyectada en la red tiene que ser sincronizada con la tensión de red, como lo exige las normas de conexión a la red [R.D 1663/2000]. [R.D 436/2004] Por lo tanto los algoritmos de sincronización son muy importantes para un sistema de distribución de energía. Los algoritmos de sincronización se basan en la fase del vector de la tensión de la red que se utiliza para sincronizar las variables de control.

Diferentes métodos para determinar el ángulo de fase han sido desarrollados [Timbus *et al.*, 05].

- El método clásico, detector de cruce por cero.
- PLL *Phase Locked loop*, es un método muy actual y produce mucha flexibilidad debido a la implementación software.

2.12.1. DETECTOR DE CRUCE POR CERO

Entre todas las técnicas, el método de detector de cruce por cero “*zero crossing detector*” es uno de los métodos más sencillos para la obtención de la información sobre la fase de la tensión de la red. Los puntos de cruce por cero sólo pueden ser detectados en cada medio ciclo de la frecuencia de la red, por lo que la dinámica de control se ve perjudicada. Sin embargo, su desventaja principal radica en que se pueden detectar falsos cruces por cero debido a ruidos que existen en la red y a diferentes tipos de cargas conectadas a ella (armónicos de alta frecuencia, picos, etc.).

2.12.2. FILTRADO DE LA TENSIÓN DE RED

Filtrar la tensión de la red en diferentes sistema de referencia como dq y $\alpha\beta$ [Timbus *et al.*, 05] como se muestra en las Figuras 2.40.(a) y 2.40.(b), mejora el rendimiento pero encuentra

dificultades para extraer el ángulo de fase cuando variaciones en la red o fallos en sistema de distribución de la red se producen.

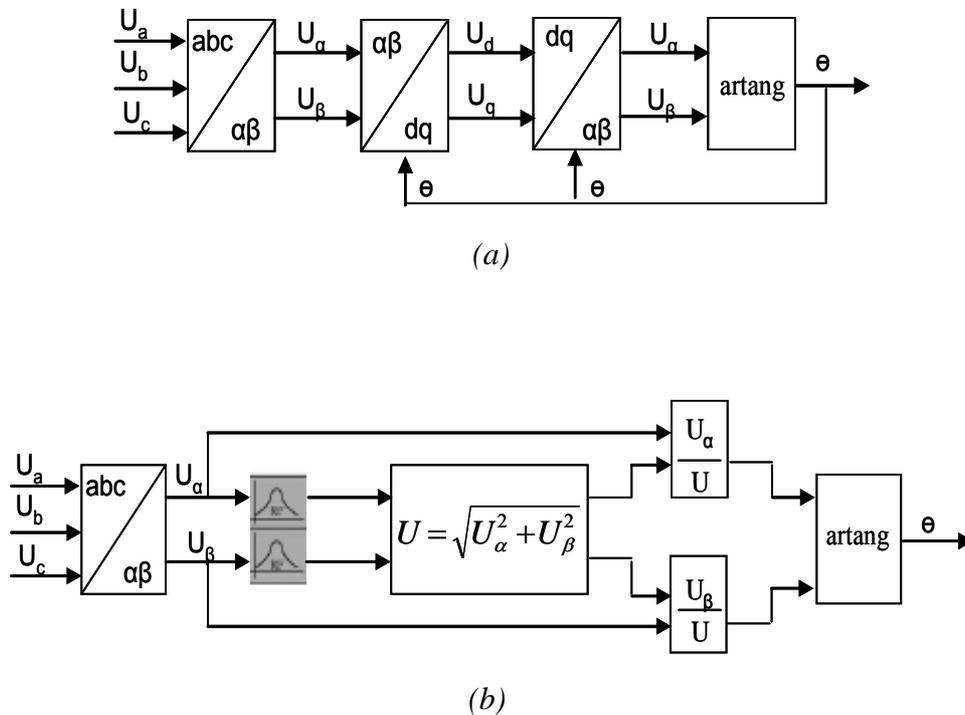


Figura 2.40. Método de Filtrado de la tensión de la red

El método requiere el uso de la función arcotangente para obtener el ángulo de fase de tensión de la red. Eso introduce un retraso en la señal procesada. En el caso de su utilización para la extracción del ángulo de fase de la tensión de la red, esto es inaceptable. Por lo tanto, un buen diseño del filtro es necesario.

2.12.3. TÉCNICA PLL

Hoy en día, la técnica PLL es el método el más utilizado para extraer el ángulo de fase de la tensión de la red. La PLL se implementa en sistema de referencia síncrono dq, su esquema se ilustra en la Figura 2.41.

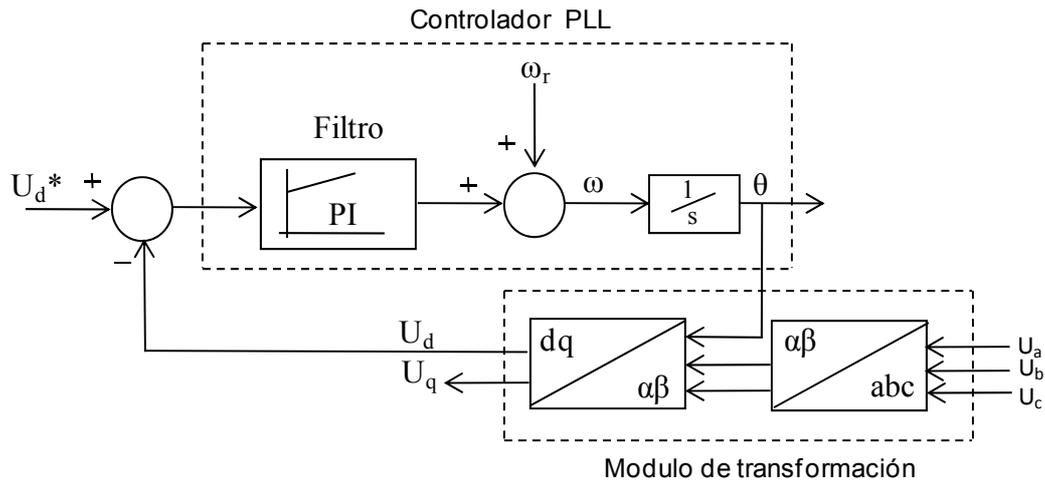


Figura 2. 41. Técnica PLL

Como se puede mencionar, esta estructura requiere la transformación $abc \rightarrow dq$. Un regulador, por lo general, un PI, se utiliza para controlar esta variable, y la salida de este regulador es la frecuencia de la red. Después de la integración de la frecuencia de la red, se obtiene el ángulo de tensión de la red, que se transforma de nuevo del sistema estacionario $\alpha\beta$ al sistema giratorio de referencia síncrona dq . Este método tiene mejor rechazo de armónicos y de cualquier otro tipo de perturbaciones además permite superar el desequilibrio en la red.

2.13. CONCLUSIÓN

En la primera parte de este capítulo, se han resumido las topologías de inversores de conexión a la red eléctrica para sistemas fotovoltaicos utilizados en el pasado, donde la mayoría de los sistemas fotovoltaicos se conectan a la red a través de un inversor centralizado. Eso incluye muchas deficiencias por lo que desde el inversor descentralizado en rama (*string inverter*) ha surgido una evolución, la de agregar más ramas: topología multirrama, cada una con convertidor CC/CC y MPPT, conectadas a un inversor común. Otra tendencia observada es el módulo inversor (AC Module), en el que cada módulo fotovoltaico es una interfaz a la red con su propio inversor CC-CA. A partir de la clasificación de las topologías, se puede concluir que el inversor centralizado con una etapa debe evitarse, solamente si la tensión de entrada es suficiente alta para evitar la adecuación de valores. La doble etapa es la solución

para el modulo AC que requiere una adecuación de valores. Por último si varias ramas son conectadas a la red, la topología multirrama es la solución.

En la segunda parte se ha presentado el control de sistemas fotovoltaicos conectados a la red, las técnicas de control más utilizadas en los inversores monofásicos e trifásicos conectados a la red con las ventajas y desventajas de cada una. En los sistemas monofásicos se utiliza el control PWM (control escalar), el control por histéresis y la técnica de control feed-forward. En los sistemas trifásicos se han presentados diferentes implementaciones de las estructuras de control basadas generalmente en el control PWM vectorial, en sistema de referencia síncrono y sistema de referencia estacionaria y el sistema de control natural.

Los convertidores tienen una estructura de control compuesta de un lazo interno de control de la corriente que permite el control de la corriente alterna y un lazo externo que realiza la regulación de la tensión del bus de continua V_{dc} y asegura una respuesta rápida del sistema fotovoltaico a las variaciones de la potencia de entrada.

Para el control de la corriente, la utilización del controlador PI con la técnica feed-forward mejora la respuesta dinámica del sistema fotovoltaico y conduce a la estabilidad de los problemas relacionados con el retraso introducido en el sistema por la tensión de realimentación.

Otra alternativa para mejorar el rendimiento del controlador proporcional integral PI es la utilización del controlador proporcional resonante PR.

Por último, se han resumido los métodos de sincronización con la tensión de la red. El método de cruce por cero, filtrado de la tensión de la red y la técnica PLL.

En todos los trabajos anteriores, relativos a sistemas fotovoltaicos conectados a la red, la topología de diseño del inversor se limita siempre a inyectar solamente potencia activa a la red sin inyectar potencia reactiva. El inversor se diseña para inyectar corriente en fase con la tensión de la red y un factor de potencia unitario. No se hace ningún análisis de la capacidad del inversor a entregar potencia reactiva a la red eléctrica y la implementación hardware del control es siempre compleja. Así, en esta tesis, se propone un diseño del inversor que permite entregar potencia activa y reactiva en función de las necesidades de la red eléctrica con un control digital robusto y sencillo. Por ello, en el capítulo siguiente, capítulo 3, se presentan las bases y los pasos para desarrollar un diseño y una nueva estrategia de control del inversor y propia a este trabajo.

CAPÍTULO 3

BASES PREVIAS AL CONTROL PROPUESTO

3.1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es presentar las bases previas para el diseño del inversor y el desarrollo de la estrategia de control propuesta en capítulo 4.

En el inicio, se presenta el principio de funcionamiento, el modo de conmutación, el control de los inversores conectados a la red y la transferencia de potencia activa y reactiva a la red.

En el siguiente paso se exponen brevemente los fundamentos teóricos de los convertidores en fuente de tensión, el factor de potencia, la distorsión armónica y el control PWM del inversor. Para ello se ha utilizado muchas referencias de numerosos libros de electrónica de potencia y de control [Chinchilla, 01], [Gimeno, *et al.*, 02], [Holms, 03], [Kazmierkowski *et al.*, 02], [Hart, 02] [Mohan, 03], [Mohan, 05].

3.2. FUNCIONAMIENTO DE LOS INVERSORES CONECTADOS A LA RED

En inversores conectados a la red eléctrica, la señal de tensión de salida será la propia señal de red en el caso de inversores conmutados por red o deberá estar sincronizada con la señal de red para inversores autoconmutados. En este tipo de sistemas la señal de la corriente inyectada deberá ser lo más sinusoidal posible.

Los inversores estáticos utilizan, para efectuar conmutación, dispositivos semiconductores de potencia, los cuales funcionan únicamente en dos modos corte (OFF) y modo conducción (ON). Por ello, la señal alterna que se obtiene a la salida es cuadrada. Una señal cuadrada puede convertirse en sinusoidal mediante filtros de potencia. El proceso de filtrado de los armónicos más cercanos al fundamental requiere voluminosos condensadores y bobinas, que reducirán el rendimiento del sistema. Por esto, un objetivo a tener cuenta al diseñar un inversor es obtener señales de salida en las cuales los armónicos que aparecen sean pequeños de valor y estén lo más

lejos posible del fundamental, esto se conseguirá aumentando la frecuencia de conmutación de los semiconductores y filtrando la señal obtenida.

Una de las funciones que debe cumplir cualquier inversor es la de regular el valor de la tensión de salida. Esto se consigue básicamente:

- Regulando la tensión antes el inversor : la tensión del bus de continua
- Variando el ángulo de fase
- Mediante modulación del ancho de pulso PWM
- Regulando a la salida del inversor mediante autotransformador

Si hacemos un estudio de la evolución de los inversores actualmente utilizados en los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, la mayoría de los inversores de baja potencia utilizan el control PWM con alta frecuencia de conmutación. Por ello las ondas de salidas obtenidas son sinusoidales, alto factor de potencia y baja distorsión armónica y el inversor siempre está limitado a inyectar la potencia activa a la red sin inyección de la potencia reactiva. El control de la potencia real y la potencia activa de los sistemas fotovoltaicos es necesario para un correcto funcionamiento de sistemas de distribución de energía.

En la modulación del ancho de pulso PWM, el control de la tensión se efectúa mediante la variación del ancho de varios pulsos. En un inversor monofásico se obtienen las señales de control mediante la comparación de una señal sinusoidal que actúa como señal de referencia (V_{ref}), con amplitud V_{ref} y frecuencia f_{ref} , y una señal triangular (V_{tri}) con amplitud V_{tri} y frecuencia f_{tri} , que mantiene siempre su amplitud. El resultado de esta comparación activará el circuito de excitación del inversor. La frecuencia de la tensión de salida es siempre constante y determina la frecuencia de la tensión de salida y la frecuencia de la señal triangular determina el número de pulsos en cada semiciclo [Gimeno, et al., 02], [Kazmierkowski *et al.*, 02].

La variación de la tensión de salida desde los 0 voltios hasta la tensión máxima de salida se realiza mediante la variación de la amplitud de la señal sinusoidal de referencia, la cual determina la variación del ancho de los pulsos desde un valor mínimo hasta un valor máximo que depende de la relación entre la frecuencia de la señal triangular y de la señal de referencia (índice de

modulación de frecuencia) y que también depende de la relación entre las amplitudes de las dos señales (índice de modulación de amplitud).

En las aplicaciones de los inversores (VSI) conectados a la red es necesario ajustar el valor de la tensión que se obtiene a la salida del inversor. La regulación de la tensión va a depender de la señal de referencia que controla el funcionamiento del inversor y determina los pulsos de disparo de los interruptores controlados que lo constituyen. La señal de referencia se determina a partir de los lazos de realimentación disponibles en el sistema, que serán los responsables de compensar las variaciones que se puedan producir en la carga o en la tensión de alimentación.

Además, deben cumplirse las directrices sobre THD de las señales generadas ($THD < 5\%$) [Std 929-2000].

3.3. CONFIGURACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA

La configuración del circuito de potencia junto a la fuente de corriente del modulo fotovoltaico conectado a su entrada y a la conexión en alterna a la red eléctrica puede realizarse mediante múltiples tipos de configuraciones siguiendo la denominada configuración en puente ya sea monofásico para pequeñas potencias o trifásico para potencias medias y grandes [Mohan, 03], [Mohan, 05].

En el diseño básico del inversor deben tomarse en cuenta algunos aspectos característicos de la configuración:

- Los interruptores controlados de potencia
- Elementos pasivos
- Circuitos de control

La configuración en puente monofásico, consiste en dos ramas de semiconductores conectados a los dos polos del campo fotovoltaico, entre los puntos medios de las ramas de interruptores se conecta directamente a la línea eléctrica en las instalaciones conectadas a la red Figura 3.1.

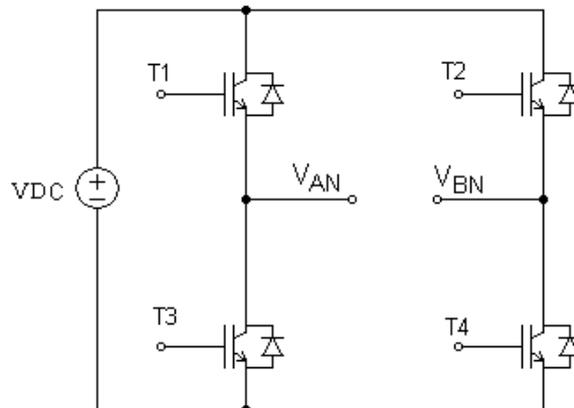


Figura 3.1. Inversor monofásico

En los puentes trifásicos, Figura 3.2, la excitación de los dispositivos de conmutación se realiza de forma parecida al inversor monofásico pero las tres tensiones están desfasadas 120°.

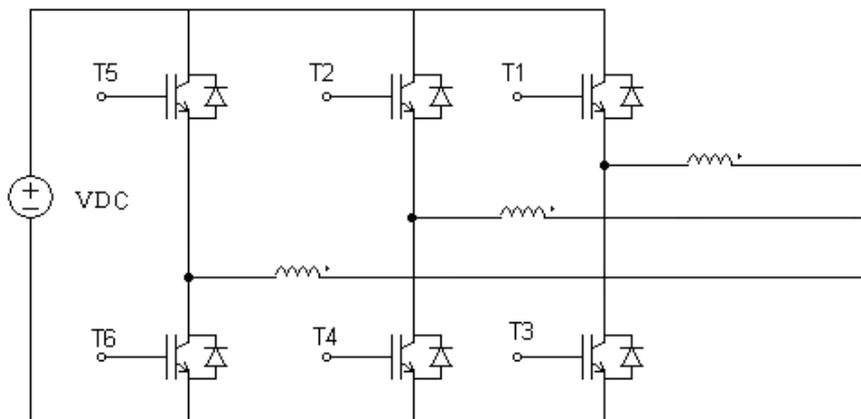


Figura 3.2. Inversor Trifásico

Los interruptores controlados de potencia son elementos básicos de un convertidor estático de potencia, en el caso de corrientes alternas deben ser capaces de conducir una corriente bidireccional cuando están cerrados y bloquear una tensión bidireccional cuando están abiertos. En los inversores actuales se utilizan, transistores MOSFET y transistores IGBT. Los MOSFET son dispositivos que manejan potencias medias y se utilizan cuando la tensión de continua es de bajo valor (menor 200 V) y la frecuencia de conmutación supera 1 MHz.

Los IGBT: combinan las ventajas de los transistores bipolares, baja tensión de saturación con la de MOSFET, alta impedancia de entrada. Son dispositivos que se utilizan cuando la tensión de continua es de elevado valor (mayor 300 V) y la frecuencia de conmutación está por debajo de 40 kHz. Para que cumplan las condiciones de ser bidireccional en corriente y unidireccional en tensión es necesario integrar un transistor junto con un diodo.

3.4. MODO DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR

En aplicaciones fotovoltaicas, los inversores utilizados pueden funcionar como fuente de corriente (CSI) o de tensión (VSI) en el caso de inversores autoconmutados, mientras en el caso de inversores conmutados por red solo como fuente de corriente, Figura 3.3, [Ishikawa, *et al.*, 02].

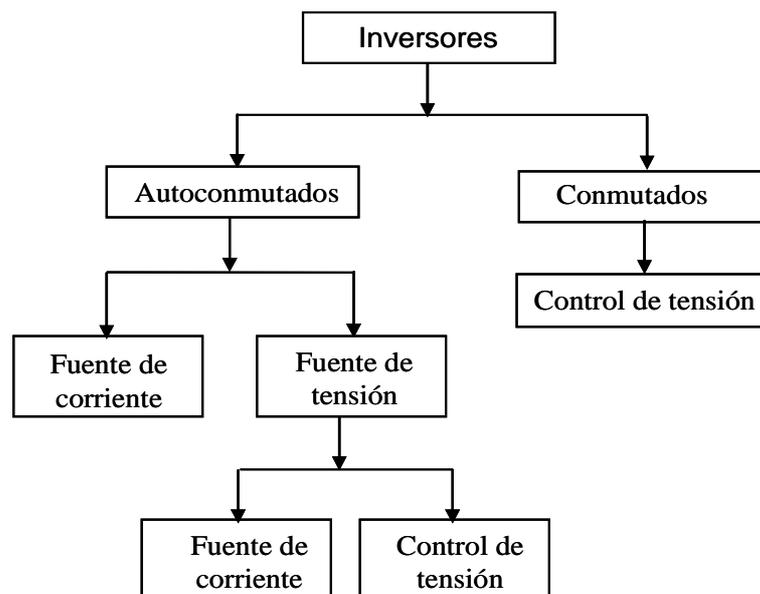


Figura 3.3. Clasificación de inversores

El inversor conmutado usa un dispositivo para cambiar de un estado a otro. Normalmente el dispositivo empleado suele ser un tiristor capaz por sí mismo de saber cuándo ha de encenderse pero que no lo es de apagarse por sí solo. Para lograr que el tiristor se apague, hay que reducir la corriente que circula por el circuito a cero, y para ello se necesita algún elemento externo como

por ejemplo una fuente o con la ayuda de un circuito que haga dicha corriente nula. A diferencia del inversor conmutado, el inversor autoconmutado utiliza como interruptor un dispositivo capaz de encenderse o apagarse por sí mismo sin necesidad de ningún otro circuito o elemento adicional. Los dispositivos más comunes son los IGBTs y los MOSFETs.

Este tipo de inversores tienen la característica de poder controlar libremente tanto la tensión como la forma de onda de la corriente en el lado de alterna (CA). Además puede ajustar el factor de potencia y suprimir los armónicos de corriente y es muy resistente a las distorsiones provocadas por la utilización del sistema. Actualmente este tipo de inversores son los más usados debido al gran desarrollo que ha tenido en los últimos años toda la parte de interruptores controlados y a su fiabilidad.

Los inversores autoconmutados pueden ser de tipo corriente o de tipo tensión. El de tipo tensión es un sistema en el cual el lado de CC es una fuente de tensión y la forma de onda de la tensión es de amplitud constante y ancho variable y puede ser obtenida en el lado de CA. Mientras que el tipo corriente es un sistema en el que en el lado de CC hay una fuente de corriente con forma de onda de la corriente de amplitud constante y ancho variable que puede ser obtenida en el lado de CA. En el caso de la generación de potencia fotovoltaica, la salida del lado de CC del módulo fotovoltaico es una fuente de tensión, por lo tanto el tipo de inversor utilizado es de tensión. El inversor de tipo tensión puede ser utilizado con fuente tanto de corriente como de tensión, si es visto desde el lado de CA únicamente cambiando el sistema de control del inversor. Cuando el control está seleccionado para utilizarlo como fuente de tensión, el valor de la tensión a la salida es usado como un valor de referencia y el control es efectuado para obtener la forma de onda de la tensión correspondiente al valor de referencia. Se utiliza el control mediante una PWM para controlar la forma de onda de la salida. Este sistema determina la frecuencia de conmutación o cambio, comparando la forma de la onda sinusoidal de la salida con la forma de onda triangular de alta frecuencia, que sigue a un tren de pulsos de amplitud constante y con diferente anchura. Una de las mayores y más importantes ventajas de este sistema es que se puede obtener una onda con una menor cantidad de armónicos.

Sin embargo, cuando el control es realizado mediante fuente de corriente, la forma de onda de corriente instantánea que debe haber en la salida es fijada como el valor de referencia. El

dispositivo que actúa a modo de interruptor es cerrado y abierto de tal forma que la corriente a la salida coincida con la corriente de referencia dentro de unos márgenes de tolerancia [Ishikawa, *et al.*,02].

Aunque las formas de onda de corriente y tensión parezcan iguales y se puede llegar a pensar que es indiferente controlar de una forma o de otra, la verdad es que las características son totalmente diferentes, básicamente porque lo que se ha de controlar en un caso y en el otro son cosas sustancialmente distintas.

3.5. CONTROL POR TENSIÓN Y CONTROL POR CORRIENTE

A continuación se van a mostrar algunas de las diferencias existentes entre el control por corriente y el control por tensión del inversor.

Para el caso de un sistema fotovoltaico aislado sin conexión a la red eléctrica el control que debe ser usado es el de tensión. Sin embargo, tanto el control por tensión como el control por corriente pueden ser usados con inversores que estén conectados a la red. El más utilizado de los dos para aplicaciones fotovoltaicas es el inversor autoconmutado de control por corriente debido a que se puede obtener un alto factor de potencia con un circuito de control sencillo y además es posible suprimir el transitorio de corriente cuando hay algún tipo de distorsión o ruido como, por ejemplo, cambios de tensión acaecidos en el sistema de potencia. Sin embargo, los inversores autoconmutados se pueden conectar a la red ya que pueden sincronizar su tensión alterna de salida con la tensión de la red eléctrica, de manera que inyectan cualquier nivel de corriente a la red. La regulación de tensión se realiza mediante modulación del ancho del pulso PWM, aumentado el ancho de los pulsos que disparan los interruptores de potencia en el caso de que la tensión a la salida disminuya y viceversa. Son inversores que conmutan a alta frecuencia y pueden generar la señal de corriente en fase con la señal de la tensión de la red corrigiendo el factor de potencia.

Un inversor en fuente de tensión VSI puede operar en modo de control de corriente si se le dota un lazo de regulación de la corriente y viceversa [Gimeno, *et al.*, 02]. Un inversor en fuente de corriente CSI puede operar en modo de control de tensión si se le añade un lazo de regulación de tensión

Dentro de las técnicas de modulación de inversores VSI, se puede distinguir dos tipos de control:

- El control escalar de inversores VSI: en este tipo de control se actúa modificando el valor de una magnitud eléctrica a señal de referencia, que determina las señales de disparo de los interruptores.
- El control vectorial de inversores VSI: en este tipo de control se actúa modificando la amplitud y la fase de una referencia, que se denomina vector de referencia, a partir del cual se determinarán las señales de disparo de los interruptores controlados que permiten obtener la señal deseada a la salida.

A continuación, se explica en detalle la topología de un convertidor VSC y su funcionamiento como inversor VSI.

3.6. CONVERTIDORES DE FUENTE DE TENSIÓN

Los VSC's (Voltage Source Converter), Figura. 3.1, se pueden comportar como rectificadores (VSR.- rectificadores de fuente de tensión) o como inversores (VSI.- inversores de fuente de tensión) en función del sentido que tenga la transferencia de energía, por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional. Cuando están conectados a la red eléctrica y funcionan como circuitos regenerativos reciben el nombre de rectificadores PWM, rectificadores activos, rectificadores boost, etc. [Kazmierkowski, *et al.*, 02].

Si el VSC conectado a la red eléctrica trabaja como rectificador, es la red eléctrica la que entrega energía al convertidor, mientras que si trabaja como inversor (también se denomina modo regenerativo) es el convertidor el que entrega energía a la red eléctrica.

Esta estructura tiene numerosas ventajas frente a los rectificadores no controlados o controlados basados en diodos rectificadores o tiristores. Así, los rectificadores activos están ganando cada vez más interés para aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, y de interface entre la red eléctrica y máquinas de corriente alterna de alta potencia, debido al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de

regeneración, etc. Algunos de los inconvenientes de los rectificadores controlados o no controlados frente a los rectificadores activos son:

- Inyección de armónicos en las corrientes de la red, distorsión de las formas de onda de la tensión y otros efectos negativos que se inducen en equipos cercanos y en la red de distribución eléctrica.
- Factor de potencia reducido, lo que aumenta significativamente el rango de la potencia aparente y consecuentemente el consumo eléctrico y el coste.
- Uso de bobinas pesadas y grandes en el lado de la red eléctrica, y grandes condensadores en el lado DC, lo cual en ocasiones no está permitido por limitaciones de peso o coste.

Los rectificadores activos resuelven los problemas previamente comentados a través del uso de transistores (MOSFET's, IGBT's, IGCT's, etc.) excitados por un generador de PWM en sustitución de tiristores o diodos rectificadores. Éstos tienen como ventajas, menor rizado del bus-DC con condensadores menores, control del flujo de potencias entre la red eléctrica y el convertidor, reducción de la distorsión armónica de la corriente de la red eléctrica, desplazamiento del factor potencia (*DPF*) controlable, etc. El control del flujo de la potencia activa permite realizar funciones de regeneración, y por otro lado el control del flujo de la potencia reactiva permite fijar el desplazamiento del factor de potencia y si es necesario, dependiendo de la aplicación del VSC, compensar potencia reactiva.

Debido a estas ventajas y al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de regeneración, etc., el uso de los rectificadores activos cada vez se está extendiendo más en aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, de interfaz entre la red eléctrica y máquinas de corriente alterna de alta potencia, de interfaz entre la red eléctrica y sistemas de energía renovables, etc.

El VSC (Figura 3.4) trabaja como etapa interfaz con la red eléctrica, principalmente para obtener una baja distorsión armónica de la corriente AC (i_{red}) y un desplazamiento de fase controlable en la tensión de salida del convertidor con respecto a la tensión de red (v_{red}). Desde el punto de vista del balance de potencia, esto significa que el armónico fundamental de las potencias activa y reactiva debería ser controlado y los otros armónicos de las potencias activa y reactiva deberían ser cero. Además el VSC usado como rectificador activo trabaja también como etapa interfaz con

la carga DC. Así, el VSC debe ser controlado para tener una componente DC controlable de la tensión del DC-bus, u_{DC} , y los otros armónicos cerca de cero, independientemente de que la carga DC sea lineal, no lineal, pasiva o activa.

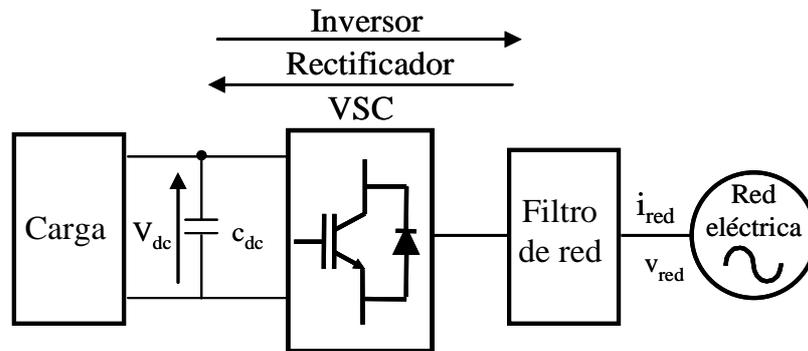


Figura 3.4. VSC usado como inversor o rectificador

La selección del filtro de línea es importante porque afecta al comportamiento dinámico del sistema, al coste de éste y a la calidad de la energía que se entrega a la red eléctrica. El objetivo es que con el menor coste posible se obtenga una determinada atenuación a la frecuencia de conmutación o a una frecuencia concreta en función de la normativa que se aplique. La opción más sencilla desde el punto de vista del montaje del convertidor y diseño del controlador es emplear un filtro L (Figura. 3.5), pero para obtener una corriente de línea sinusoidal a frecuencias de conmutación relativamente bajas, el coste es muy elevado. Por esta razón se propone el empleo de filtros LC o LCL, los cuales presentan muy altas atenuaciones para los armónicos debidos a la PWM, incluso para frecuencias de conmutación moderadas (por debajo aproximadamente de 2,5kHz), y con costes más bajos. Los criterios para diseñar los componentes del filtro se encuentran en diferentes normativas IEC, IEEE, etc [M.Lindgren., 98c].

La Figura. 3.5, representa un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, mientras que la Figura. 3.6, muestra un circuito simplificado del esquema anterior, cuando el filtro de conexión a la red es un filtro L, donde:

- L y R son, respectivamente, la inductancia y resistencia de la bobina representada en la Figura. 3.6. En el caso de que exista un transformador en el acoplamiento, los parámetros L y R incluyen

la resistencia y la inductancia de cortocircuito del mismo. Del mismo modo, en estas impedancias se han de incluir la resistencia e inductancia interna de la red cuando ésta no pueda considerarse de potencia infinita.

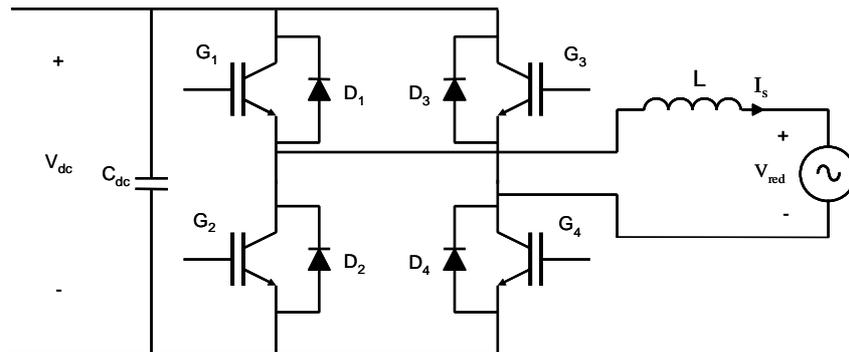


Figura 3.5. Inversor monofásico conectado a la red

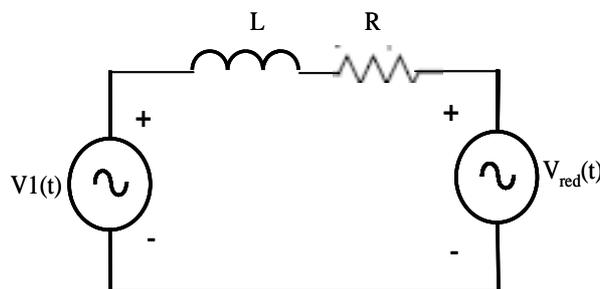


Figura 3.6. Circuito equivalente

La Figura. 3.7, representa el diagrama fasorial del circuito de la Figura. 3.6, sin incluir e incluyendo el efecto de R, respectivamente. El significado de los distintos parámetros es:

- V_{red} es el valor eficaz de la tensión de la red.
- V_{1con} es el valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del VSC.
- I_1 es el valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del VSC.
- φ es el desfase entre la tensión de red y la corriente de salida del VSC.
- δ es el desfase entre V_{1con} y V_{red}

- X_L es la inductancia de la bobina a la frecuencia de la red eléctrica.

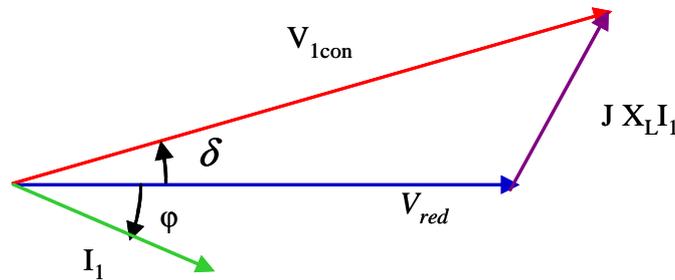


Figura 3.7. Diagrama fasorial del circuito despreciando el efecto de R

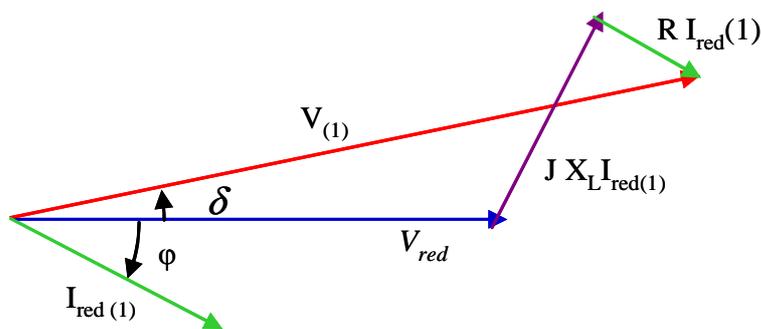


Figura 3.8. Diagrama fasorial incluyendo el efecto de R .

En ocasiones, por simplicidad se desprecia R , considerando únicamente la reactancia de conexión. No obstante, tal aproximación no supone una manera en la validez de los resultados que se obtengan, ya que típicamente la resistencia de los elementos de conexión es un orden de magnitud inferior a la de la reactancia de conexión.

Para los sentidos de las tensiones y corrientes representados en la Figura 3.7, en función del valor de la potencia activa en la red eléctrica, el VSC se comporta como se muestra en la Tabla 3.1.

También es posible controlar la potencia reactiva de tal forma que el circuito se comporte como inductivo o como capacitivo, o incluso presente un $PF = 1$. Esta capacidad de control de las

potencias activa y reactiva supone una ventaja muy importante de los VSC's respecto, por ejemplo, a los rectificadores no controlados.

Tabla 3.1. Modos de funcionamiento del VSC en función del sentido de la potencia en la red eléctrica.

P(W) en la red	VSC	Red
Positiva	Inversor	Absorbe energía
Negativa	Rectificador Controlado	Entrega energía

Las potencias activa y reactiva en la red eléctrica, despreciando el efecto de la resistencia del filtro, toman los siguientes valores respectivamente [B.Lindgren, 98]:

$$\vec{S} = P + jQ = \frac{V_{red} \cdot V_{1con}}{X_L} \sin(\delta) + \frac{V_{red}}{X_L} (V_{1con} \cos(\delta) - V_{red}) \tag{3.1}$$

Donde S , P y Q son las potencias aparente, activa y reactiva de la red eléctrica, respectivamente. Si no se desprecia la caída de tensión en la resistencia de fase, entonces las potencias activa y reactiva toman el valor:

$$P = \left[-V_{red}^2 \frac{R}{Z^2} + V_{red} V_{1con} \left(\frac{X_L}{Z^2} \sin(\delta) + \frac{R}{Z^2} \cos(\delta) \right) \right] \tag{3.2}$$

$$Q = \left[-V_{red}^2 \frac{X_L}{Z^2} + V_{red} V_{1con} \left(\frac{X_L}{Z^2} \cos(\delta) + \frac{R}{Z^2} \sin(\delta) \right) \right] \tag{3.3}$$

Donde $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$. Por otro lado, si en vez de conectar el VSC a la red eléctrica mediante un filtro L se conecta mediante un filtro LCL, entonces las expresiones de las potencias activa y reactiva, despreciando la caída de tensión en las resistencias del filtro,

$$P = V_{red} \frac{V_{1con} \sin(\delta)}{X_{L1} + X_{L2} + \frac{X_{L1} X_{L2}}{X_c}} \tag{3.4}$$

$$Q = V_{red} \frac{V_{1con} \cos(\delta) - V_{red} \left(1 - \frac{X_{L1}}{X_c}\right)}{X_{L1} + X_{L2} - \frac{X_{L1} X_{L2}}{X_c}} \tag{3.5}$$

Según la ecuación 3.2, la ecuación 3.3, la ecuación 3.4 y la ecuación 3.5, el control de las potencias activa y reactiva que intercambian el convertidor y la red eléctrica se puede realizar modificando el valor de V_{1con} y el valor de δ , pues el resto de los términos son constantes. El valor de V_{1con} varía con el índice de amplitud de las señales moduladoras del convertidor, y el ángulo δ se modifica actuando sobre la fase relativa de las señales moduladoras respecto a la fase de las señales de la red eléctrica.

Las potencias activas y reactivas en la red se muestran en la Figura 3.9. En esta Figura se representa P y Q para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor entre $0 < V_{1con} < V_{dc}$.

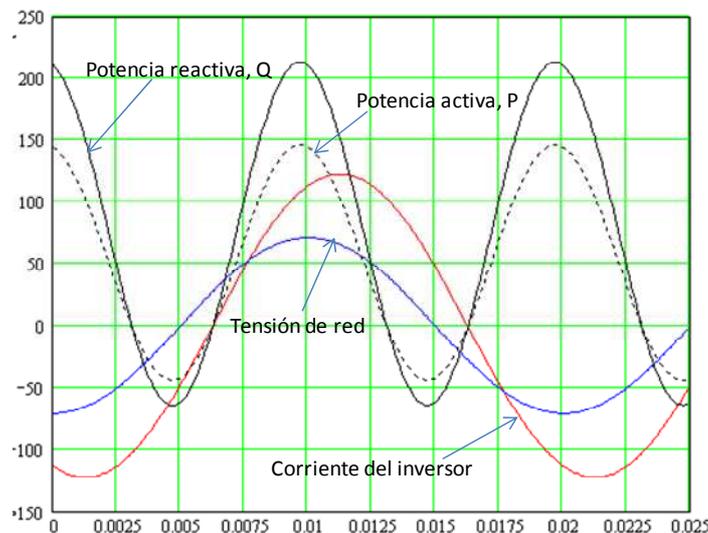


Figura 3.9. Potencia activa y reactiva para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor

De la Figura 3.9, se puede deducir las siguientes conclusiones:

$P > 0$ inversor, $P < 0$ rectificador, $Q > 0$ inductivo y $Q < 0$ capacitivo

Los modos de funcionamiento del VSC se pueden representar en los ejes d_q , como muestra la Figura. 3.10. En esta Figura se representa $v_{red} = jv_q$ e $i_{red} = i_d + ji_q$

Si $i_d > 0$ el circuito presenta efecto inductivo en la red, mientras que si $i_d < 0$ el circuito presenta efecto capacitivo en la red. Por otro lado, si $i_q > 0$ el convertidor funciona como inversor, mientras que si $i_q < 0$ el convertidor funciona como rectificador.

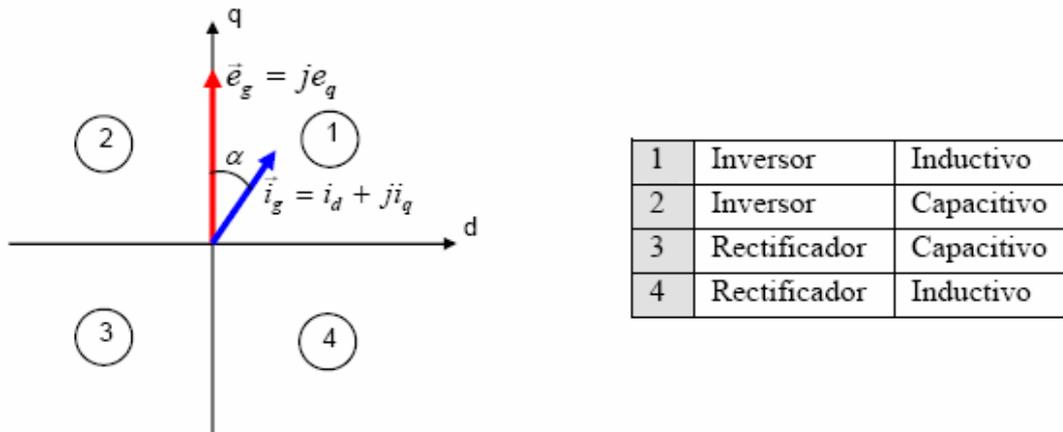


Figura 3.10. Modos de funcionamiento del VSC en los ejes dq .

3.7. CONTROL PWM DEL INVERSOR

En un inversor monofásico se obtienen las señales de control mediante la comparación de una señal sinusoidal que actúa como señal de referencia (V_{ref}) y una señal triangular, V_{tri} . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la tensión de la salida y la frecuencia de la señal de la triangular determina el número de pulsos.

Antes de proceder al desarrollo de las dos técnicas principales de conmutación PWM sinusoidal, se explican unos conceptos importantes para describir el modo de operación del control.

Existen dos índices de modulación que consideran las frecuencias y las amplitudes de la señal triangular y la de referencia.

Uno de ellos es el índice de modulación de amplitud (m_a) y se define de la siguiente manera:

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (3.6)$$

Y muestra la relación entre la amplitud máxima de la onda triangular y la de la onda de referencia o de control.

El otro es el índice de modulación de frecuencia (m_f) y su definición es la siguiente:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (3.7)$$

Al igual que en el caso del índice de modulación de amplitud, este indica la relación entre las frecuencias fundamentales de ambas señales.

A partir de ambos índices podemos controlar la tensión de salida del inversor tanto en magnitud como en frecuencia. Variando el valor de m_f (por lo general, mediante la frecuencia de la onda triangular), variará con él el número de conmutaciones en cada semiciclo. De igual forma, si modificamos el valor de la amplitud de la señal triangular, estaremos variando el ancho de los pulsos.

Estos dos parámetros explicados son de gran importancia a la hora de controlar la calidad en cuanto al contenido de armónicos de la onda resultante a la salida del inversor.

El valor de m_f , y por consiguiente de la frecuencia de conmutación de los interruptores del puente, puede estar limitado por las pérdidas de conmutación de los mismos. Hay que encontrar un valor óptimo, ya que un valor excesivamente reducido, puede suponer la aparición de componentes armónicas próximas al fundamental.

3.7.1. INVERSOR MONOFÁSICO CON CONTROL PWM Y SALIDA DE TENSIÓN UNIPOLAR

En los inversores de modulación PWM, la salida del inversor no será una señal sinusoidal perfecta y contendrá componentes armónicas que pueden obtenerse realizando el desarrollo en serie de Fourier de la tensión de salida. Para poder obtener una señal de salida sinusoidal de la frecuencia deseada, con la modulación SPWM, se realiza la comparación de dos señales:

- Una señal de control V_{ref} de tipo sinusoidal de frecuencia igual a la frecuencia de la componente armónica fundamental que se desea obtener a la salida del inversor. La señal se utiliza para variar el ancho de pulso es decir el ciclo de trabajo.
- Una señal triangular V_{tri} de frecuencia superior a la sinusoidal y que es la que establecerá la frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia. La amplitud de la señal triangular es constante.

En este tipo de control los interruptores de las ramas del puente completo no se disparan simultáneamente. Cada rama del puente es controlada por separado comparando una señal triangular, V_{tri} , con una señal de control, V_{ref} y su opuesta $-V_{ref}$ (Figura 3.11). Las señales V_{tri} y V_{ref} se muestran en la Figura 3.11.

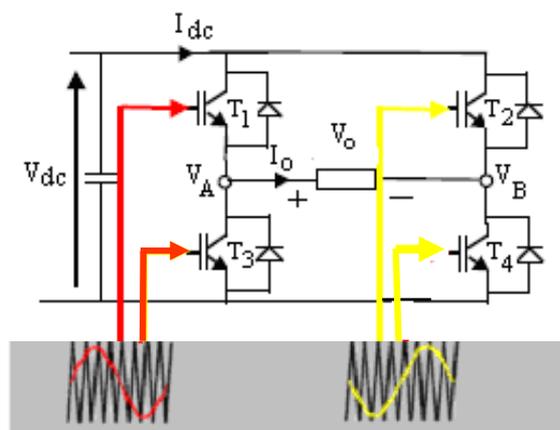


Figura 3.11. Inversor monofásico con PWM unipolar

Las formas de onda mostradas indican que hay cuatro combinaciones posibles de interruptores en estado de conducción. Las posibles combinaciones de interruptores en conducción y la tensión que se obtiene a la salida son:

- T_1, T_4 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ y $V_B = 0 \Rightarrow V_o = +V_{dc}$
- T_2, T_3 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ y $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = -V_{dc}$
- T_1, T_2 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ y $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = 0$
- T_3, T_4 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ y $V_B = 0 \Rightarrow V_o = 0$

En este tipo de control cuando los interruptores (IGBTs) conmutan, la tensión de la salida cambia entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$. Tiene la ventaja de doblar la frecuencia de conmutación, donde las componentes armónicas aparecen como múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación.

La forma de onda de V_o se muestra a continuación, Figura 3.12.

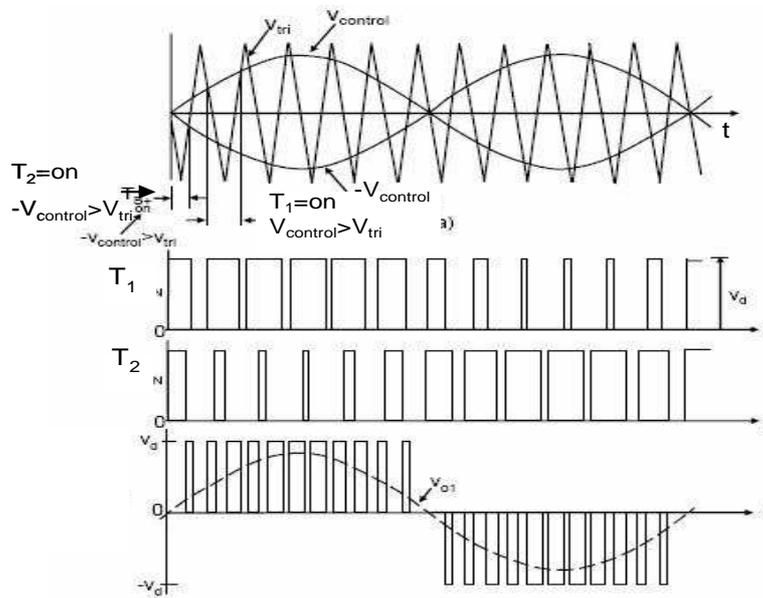


Figura 3.12. Modulación PWM Unipolar

3.7.2. INVERSOR MONOFÁSICO CON CONTROL PWM Y SALIDA DE TENSIÓN BIPOLAR

La Figura 3.13, muestra un inversor monofásico con control PWM bipolar.

En este método de control por conmutación de tensión bipolar, los interruptores en diagonales opuestas de las dos ramas del puente inversor (T_1, T_4 y T_2, T_3) conmutan a la vez.

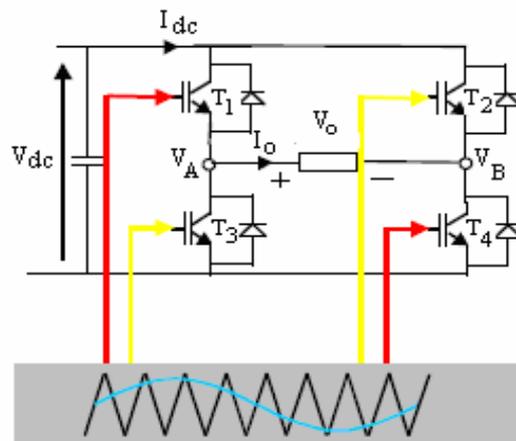


Figura 3.13. Inversor monofásico con PWM Bipolar

La forma de onda de V_o , se muestra a continuación, Figura 3.14.

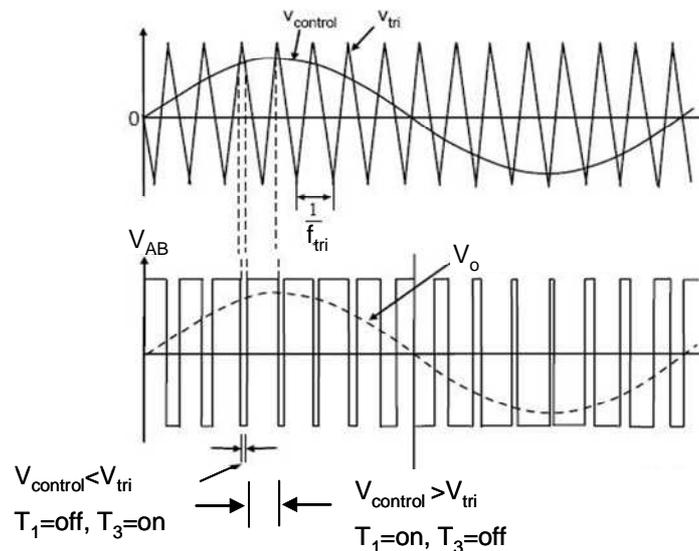


Figura 3.14. Modulación PWM Bipolar

3.8. CONTENIDO ARMÓNICO DE LAS TENSIONES OBTENIDAS MEDIANTE MODULACIÓN UNIPOLAR Y BIPOLAR

Simplemente con observar la señal obtenida mediante modulación unipolar de la Figura.3.15, se aprecia que es más parecida a una señal sinusoidal que las tensiones obtenidas mediante modulación bipolar. Para “construir” la señal modulada en este tipo de inversores se dispondrá de tres niveles de tensión: V_{dc} , $-V_{dc}$ y 0. La tensión nula sobre la carga se obtendrá cuando estén cerrados simultáneamente los dos interruptores de la parte superior (T1 y T2) o los dos interruptores de la parte inferior (T 3 y T4).

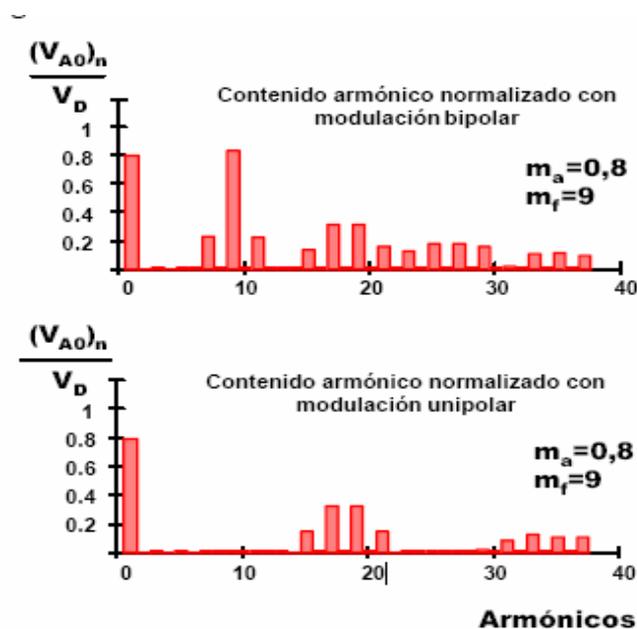


Figura 3.15. Contenido armónico de las tensiones obtenidas mediante modulación unipolar y bipolar

La Figura.3.15, muestra una comparativa entre el contenido armónico de dos señales obtenidas con iguales índices de modulación pero con diferentes estrategias de conmutación. Como puede comprobarse, el contenido armónico de la tensión obtenida mediante modulación bipolar es mucho menor que el de la señal obtenida con modulación unipolar. Además de ser menor está más alejado en la frecuencia por lo que su filtrado será más sencillo. Al utilizar modulación unipolar

con desfase entre las señales de control de 180° se anulan los armónicos en las cercanías de la frecuencia de la triangular y sus múltiplos impares (m_f , $3m_f$, etc.).

- **Recomendaciones para los valores m_a y m_f**

En este apartado nos centraremos en los criterios para seleccionar el valor de los parámetros normalizados m_a y m_f , tomando en cuenta los criterios expuestos. Así, atendiendo a la etapa de filtrado que es necesario añadir, interesa trabajar con valores de m_f lo más altos posible, ya que los armónicos aparecerán a frecuencias elevadas, lo cual facilita el filtrado de las mismas; sin embargo, no se debe dejar de lado que las pérdidas en conmutación aumentan al elevar la frecuencia; si se tiene en cuenta que es preciso funcionar fuera del rango audible, la frecuencia suele elegirse o bien por encima de 20kHz o por debajo de 6kHz (para casos de muy elevada potencia), con el objeto de evitar las frecuencias en dicho margen. Como se puede observar, existe un compromiso en la elección de este parámetro; la mayoría de los autores fijan el valor de 21 como frontera para que el valor de este parámetro pueda considerarse elevado o bajo. Se pueden suministrar recomendaciones según el valor de este parámetro (asumiendo $m_a < 1$) [Gimeno, *et al.*, 02]. Para valores pequeños de m_f , las señales sinusoidal y triangular deben de estar sincronizadas, lo cual requiere obligatoriamente que m_f sea un valor entero. Lo que se denomina control PWM síncrono. La razón hay que buscarla en que para el caso de trabajar con ambas señales desincronizadas, donde m_f no es un número entero (Control PWM asíncrono), la señal de salida tendría subarmónicos, lo cual es claramente indeseable. La utilización del modo PWM síncrono implica que la frecuencia de la señal triangular varía con la frecuencia deseada del inversor. Si además, m_f es un valor impar se tiene la ventaja de que sólo los armónicos impares están presentes en la tensión de salida mientras que los armónicos pares desaparecen de la tensión de salida.

Para valores altos de m_f , la utilización del modo PWM asíncrono es más usual, ya que las amplitudes de los subarmónicos son más pequeñas. Por tanto, si el valor de m_f es elevado, se puede fijar la frecuencia de la señal triangular y variar la frecuencia de la señal sinusoidal.

Para el índice de modulación de amplitud, m_a , se ha considerado que es siempre menor o igual que la unidad, correspondiente a la denominada zona lineal del control PWM sinusoidal. En esta zona la amplitud de la componente fundamental obtenida a la salida del inversor es linealmente dependiente del valor de m_a . La ventaja que presenta es que los armónicos aparecen a altas

frecuencias alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Un inconveniente a trabajar en esta zona es que la amplitud de la componente fundamental no es todo lo grande que se podría desear.

Para poder incrementar la amplitud de la componente armónica fundamental en la tensión de salida, el valor de m_a debe superar el valor de la unidad o que se denomina sobremodulación ($m_a > 1$) Trabajar en la zona de sobremodulación provoca la aparición de mas cantidad de armónicos con amplitudes significativas que en el caso de trabajar en la zona lineal.

En resumen, el valor de m_a indicará la zona de funcionamiento en la que se encuentre el inversor. Hay tres posibles zonas de funcionamiento:

- Zona lineal. ($0 < m_a < 1$): La amplitud de la componente fundamental de la señal de salida es proporcional a m_a .
- Zona de sobremodulación. ($m_a > 1$): tiene mayor contenido armónico. La relación con la tensión de entrada deja de ser lineal, ya que depende también de m_f .
- Zona de onda cuadrada: la amplitud de la componente fundamental de la señal de salida toma el máximo valor en todo el periodo. El número de armónicos es mayor que en los dos casos anteriores.

La siguiente Figura 3.16, muestra las posibles zonas de funcionamiento, para un valor fijo de m_f .

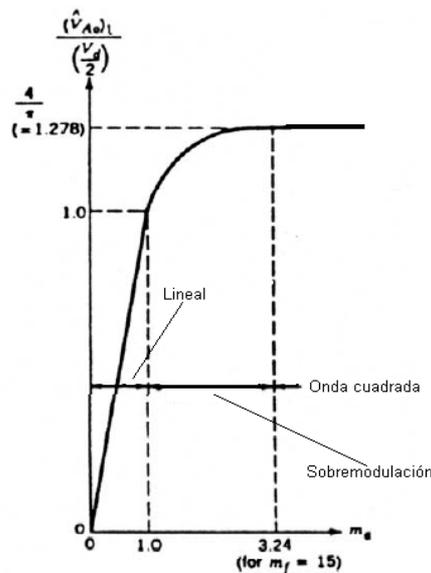


Figura 3.16. Representación gráfica de la evolución de los modos de funcionamiento en función de m_a

3.9. EFICIENCIA DE LA CONVERSIÓN CC/CA

La eficiencia de la conversión CC/CA de un inversor es un parámetro indicativo de las pérdidas que introduce el equipo durante el proceso de conversión. Es función de su potencia de operación.

Un parámetro de especial interés es la eficiencia energética del inversor en un periodo más o menos largo de tiempo (de un año por ejemplo). Aquí van a influir de nuevo parámetros externos al inversor. En lo que respecta a la influencia de factores internos (parámetros característicos del inversor), se ha comprobado como tienen un peso relativo alto las pérdidas que podríamos denominar de autoconsumo del propio inversor, independientes de la potencia de operación, por ejemplo en el transformador de salida, dispositivos de seguridad, dispositivos de control, de regulación, etc.

Cabe destacar aún en este apartado, el comportamiento del inversor en el arranque y ante una sobrecarga. El inversor debe mantener sus equipos de potencia apagados, cuando la potencia disponible en el generador sea inferior a las pérdidas del propio inversor. En lo relativo a las posibles sobrecargas, que se dan cuando la potencia en CC supera la potencia máxima que puede manejar el inversor, el inversor debe actuar de tal forma que desplace adecuadamente el punto de trabajo del generador [CIEMAT, 05], [NABCEP, 05].

3.10. CALIDAD DEL SUMINISTRO. FIABILIDAD

Es importante que la señal que se inyecta en la red sea de una cierta calidad. Esta cualidad la podemos comprobar mediante dos parámetros. Por un lado el contenido de armónicos de la corriente de salida y, de otra forma, mediante el factor de potencia, que cuantifica el desfase entre las ondas de tensión y de corriente inyectada en la red.

En lo relativo a la fiabilidad, el inversor debe soportar, de forma que no afecte a su funcionamiento, el hecho de que ocurran situaciones peligrosas como la operación en cortocircuito y de circuito abierto del generador, sobretensiones en CC y en CA, desviaciones de tensión y frecuencia de la red, etc. [Alonso, 01], [CIEMAT, 05].

3.11. FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia de un dispositivo es la medida como se consume o genera la potencia activa desde / o a la red eléctrica [Faraile, 93].

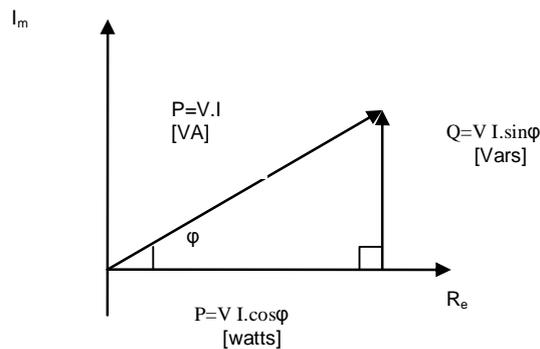


Figura 3.17. Potencia activa y reactiva

Esta sección explicará la teoría del factor de potencia y de su importancia para los suministradores y los consumidores de energía.

- **Cargas Lineales**

Un dispositivo lineal consume una corriente sinusoidal pura desde la red eléctrica y a la misma frecuencia. Eso está determinado por la diferencia de fase expresada por ϕ .

El esquema ilustra la potencia compleja, suministrada a un circuito lineal Figura 3.18.

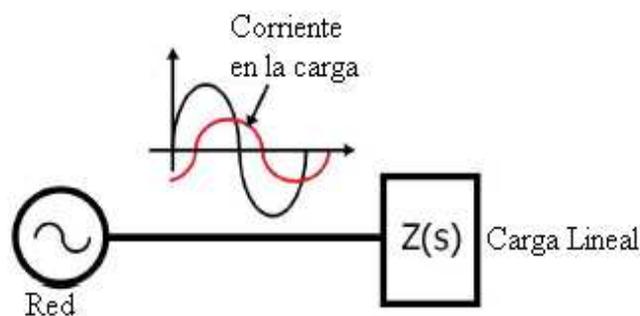


Figura 3.18. Corriente en una carga lineal

La potencia activa, es la responsable de todo el trabajo real o de transferencia de energía efectuada.

- **Cargas no Lineales**

Son dispositivos que consumen una corriente de forma no sinusoidal, como ilustra la Figura 3.19, evidentemente hay presencia de componentes de frecuencias diferentes en la corriente de carga.

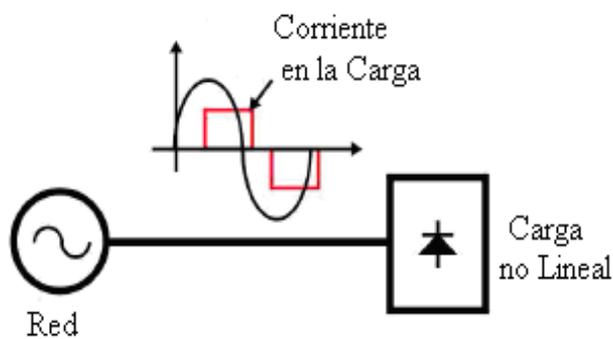


Figura 3.19. Corriente en una carga no lineal

El factor de potencia se calcula utilizando las formulas siguientes:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot DPF \tag{3.8}$$

PF: Factor de potencia

THD: Distorsión armónica total

DPF: Desplazamiento del factor de potencia

La distorsión armónica proporcional entre el fundamental de la corriente y la suma del resto de componentes armónicos se expresa como:

$$THD = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \tag{3.9}$$

I_s : la corriente total y I_{s1} el fundamental de la corriente.

El desplazamiento del factor de potencia es igual a $\cos \varphi$; φ es la diferencia de fase entre el fundamental de la corriente y la tensión de la red eléctrica.

3.11.1. FACTOR DE POTENCIA Y SU IMPORTANCIA PRÁCTICA

El factor de potencia representa el coseno del ángulo que forman la tensión y la corriente de un circuito en régimen sinusoidal puro, también es el cociente entre la potencia activa y aparente de la red

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (3.10)$$

Históricamente la introducción técnica de los diversos tipos de potencia: activa, reactiva, aparente y el factor de potencia se debe a las compañías eléctricas que tienen a su cargo la explotación de las centrales que necesitan transportar grandes cantidades de energías de un punto a otro. La eficacia con que se realice este transporte ejerce una acción directa sobre el coste de la energía eléctrica. Un usuario que aporta una carga que da origen a un rendimiento relativamente pobre a la red de transporte debe pagar un precio mayor por cada kWh de energía activa que realmente recibe y utiliza [Faraile, 93].

La potencia activa representa realmente la potencia media que se consume, mientras que la potencia reactiva representa una oscilación de energía entre el generador y el receptor, su función consiste en suministrar energía para los campos magnéticos y carga de condensadores.

3.11.2. CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

Para mejorar el rendimiento de las instalaciones eléctricas y evitar el pago de cantidades suplementarias en las facturas, es conveniente trabajar con factores de potencia elevados. Normalmente los consumidores requieren energía reactiva de la red de tipo inductivo, ya que la mayor parte de la industria utiliza máquinas eléctricas que necesitan este tipo de energía para desarrollar los campos magnéticos que requieren su funcionamiento. El factor de potencia

inductivo de estas cargas es inherente a las mismas. Para que la red vea un mejor factor de potencia, se puede modificar, utilizando receptores que consumen potencia reactiva de diferente signo a la de los motores, lo que se logra satisfactoriamente conectando condensadores en la instalación. Es decir generar un factor de potencia capacitivo.

Por definición este desfase se considera positivo cuando la corriente se retrasa respecto de la tensión para cargas inductivas. Y se considera negativo cuando la corriente se adelanta a la tensión para cargas capacitivas.

3.12. CALIDAD DE LA RED

Según el reglamento de la red española, la curva de demanda diaria informa, en cada momento, sobre el consumo de energía eléctrica que se está produciendo en el sistema eléctrico peninsular.

Utilizando una avanzada tecnología, cada segundo la red eléctrica capta en todo el país los datos precisos para la operación del sistema eléctrico, los reúne y analiza. Así gestiona toda la energía que se produce y se consume, prevé la demanda y transporta la producción necesaria para satisfacerla en tiempo real.

Con estos datos se elabora el gráfico de la Figura 3.20, en el que podrá ver 3 curvas diferentes:

La demanda real (curva amarilla), que refleja el valor instantáneo de la demanda de energía eléctrica. Su evolución recoge las peculiaridades estacionales y horarias, así como la actividad y el ritmo vital del país.

La previsión de la demanda (curva verde), se elabora con los valores de consumo en períodos precedentes similares, corrigiéndola con una serie de factores que influyen en el consumo, como la laboralidad, climatología y actividad económica.

La programación horaria operativa (línea escalonada roja), es la producción programada para los grupos de generación a los que se haya adjudicado el suministro de energía en la casación de los mercados diario e intradiario así como en los mercados de gestión de desvíos y regulación terciaria. Estos dos últimos son gestionados por Red Eléctrica teniendo en cuenta la evolución de

la demanda con el fin de ajustar de forma efectiva el programa de generación a la demanda real del sistema.

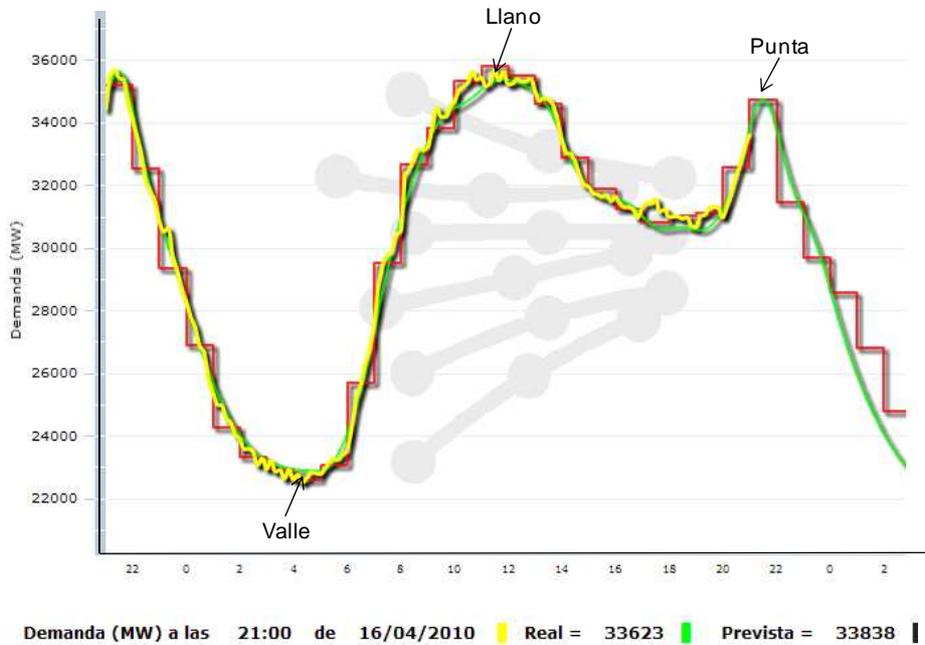


Figura 3.20. Curva de demanda de energía eléctrica en España

Con estos valores se gestionan la disponibilidad de las centrales de producción de energía, las restricciones de red y los intercambios internacionales.

Todas estas curvas están realizadas con datos obtenidos por los sistemas de telecontrol y gestión de red eléctrica (www.ree.es).

La previsión de la demanda calculada y la estimación de las necesidades operativas de producción de energía son esenciales para realizar una operación segura del sistema [R.D 436/2004], [R.D 661/2007].

La actual legislación exige la medida de reactiva a todas las instalaciones, y bonifica o penaliza a las instalaciones en régimen especial dependiendo de la reactiva inyectada en la red.

El Sector Fotovoltaico debe por tanto considerar este tema, no sólo para conocer la normativa, sino porque, en ciertos casos, le puede interesar acogerse a las bonificaciones existentes.

La bonificación (o penalización) correspondiente al complemento por energía reactiva viene determinado por la tabla del Anexo V del RD 661/2007, representada en la Tabla 3.2, en la cual se indica que dependiendo del Factor de Potencia (FP) que se tenga en cada momento y dependiendo si este momento es en periodo punta, llano o valle, se tendrán bonificaciones (porcentajes positivos en la Tabla 3.2), y en algunos casos penalizaciones (cifras negativas).

Tabla 3.2. Complemento por energía reactiva

Tipo de FP	Energía activa y reactiva	Bonificación por ciento		
	Factor de potencia	Punta	Llano	Valle
Inductivo.	< 0,95	-4	-4	8
	< 0,96 y ≥ 0,95	-3	0	6
	< 0,97 y ≥ 0,96	-2	0	4
	< 0,98 y ≥ 0,97	-1	0	2
	< 1 y ≥ 0,98	0	2	0
Capacitivo.	1	0	4	0
	< 1 y ≥ 0,98	0	2	0
	< 0,98 y ≥ 0,97	2	0	-1
	< 0,97 y ≥ 0,96	4	0	-2
	< 0,96 y ≥ 0,95	6	0	-3
	< 0,95	8	-4	-4

3.13. CONCLUSIÓN

En este capítulo, se ha realizado una revisión del principio de funcionamiento de los convertidores conectados a la red, los convertidores fotovoltaicos utilizados pueden funcionar como fuente de corriente (CSI) para inversores autoconmutados o de tensión (VSI) para inversores conmutados por red con control por tensión o control por corriente.

El diagrama fasorial de un convertidor VSC monofásico conectado a la red, permite determinar las expresiones de potencia activa y reactiva, el factor de potencia y los límites de funcionamiento del convertidor VSC como inversor.

Se ha hecho un repaso de las técnicas de control PWM, por lo que el inversor que se utiliza es un inversor con control PWM unipolar. En el capítulo siguiente, el desarrollo de la estrategia de control propuesta se basa fundamentalmente en esta revisión.

CAPÍTULO 4

DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA

4.1. INTRODUCCIÓN

En los sistemas fotovoltaicos conectados a la red, uno de los objetivos que debe cumplir el inversor es controlar la potencia inyectada a la red respetando las normativas vigentes. Debido a esto, a las especificaciones que históricamente se atendían para diseñar un inversor, como la potencia nominal, tensión nominal de la red, tensión máxima del DC-bus, el control del inversor etc., actualmente hay que añadir las especificaciones relacionadas con la calidad y el tipo de energía eléctrica que se entrega a la red.

Algunos aspectos sobre los que se pueden llevar a cabo mejoras significativas en el diseño y la realización práctica de los inversores conectados a la red son el control del factor de potencia, la reducción de la distorsión armónica, la eliminación de la componente continua de la corriente inyectada en la red, el uso del control digital, [Barbosa, *et al.*, 98], [Blaabjerg, *et al.*, 04], [Blaabjerg, *et al.*, 06], [Haeberlin, 06], [Ishikawa, *et al.*, 02], [Kjaer, *et al.*, 02], [Mekhilef, *et al.*, 02], [Mekhilef, *et al.*, 04.]

Otro aspecto muy importante de los sistemas conectados a la red es el tipo de potencia inyectada según las exigencias de la red; potencia activa o reactiva y en dependencia de ésta, modificar el carácter del factor de potencia [Braun, 07], [Wachenfeld *et al.*, 08]. Así, los sistemas más eficientes son aquellos que permiten variar la potencia inyectada a la red, tanto activa como reactiva, dependiendo de las necesidades de la red eléctrica.

Teniendo en cuenta estas premisas, en la tesis, el desarrollo se centra en el “Diseño del inversor” y en el “Sistema de control”. Se ha desarrollado e implementado el control digital del inversor. En el presente capítulo, se describen las contribuciones más relevantes de la tesis dentro la topología de control desarrollada.

Las aportaciones se centran en el “Sistema de control” del inversor. Se muestran las características y ventajas de esta topología como interfaz con la red eléctrica. En trabajos

como el referenciado y similares a éste, no se hace ningún análisis de la capacidad del inversor para entregar potencia reactiva a la red eléctrica. Y tampoco se analiza un control sencillo y robusto. Así, en este capítulo, se analizan las limitaciones del inversor diseñado para entregar potencia activa y reactiva a la red eléctrica, se presenta el desarrollo de la estrategia de control basada en un número reducido de patrones de conmutación y el desfase de la tensión del inversor respecto la tensión de la red, que permite lograr un rango amplio de potencia transferida a la red.

Se presenta el método para el seguimiento del punto de máxima potencia y la estructura de los lazos de control de la corriente, así como el método seguido para calcular los reguladores y la implementación del control.

4.2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED

Antes de la conexión de un sistema fotovoltaico a la red eléctrica, la tensión de los paneles fotovoltaicos debe ser convertida en una tensión alterna. El objetivo del inversor en un sistema de energía fotovoltaica conectado a la red, es convertir la corriente continua de los paneles fotovoltaicos en una corriente alterna e inyectarla a la red, con la mayor eficiencia, el menor coste y mantener un elevado rendimiento. Algunos de los sistemas de protección necesarios para evitar fallas en el sistema fotovoltaico causados por la red y viceversa se han mencionado en el capítulo 2. Los sistemas fotovoltaicos requieren normas para la utilización y la eficiencia de los inversores conectados a la red, generalmente un factor de potencia elevado y una distorsión armónica baja [Std 929-2000].

Un tema polémico para los inversores fotovoltaicos es el nivel de armónicos. La norma estándar IEEE 929 permite un límite de 5% de la distorsión armónica total (THD) de la corriente con 4% de los límites individuales para cada armónico impar, del 3 al 9 y 2% para los armónicos del 11 al 15, mientras que un reciente proyecto europeo de IEC61727, propone casi lo mismo que se ha mencionado anteriormente. La interfaz básica de un sistema fotovoltaico de conexión a la red, se muestra en la Figura 4.1.

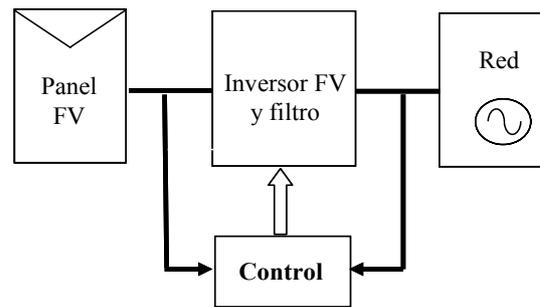


Figura 4.1. Sistema fotovoltaico conectado a la red

Por lo general, para la conversión de la potencia de la fuente de continua de los paneles fotovoltaicos a la red se utiliza un convertidor en una sola etapa: convertidor CC-CA o un convertidor en dos etapas: el convertidor CC-CC y el convertidor CC-CA. Esta topología puede ser una interesante solución para reducir el número de paneles fotovoltaicos. El nivel de tensión continua necesario se garantiza con un convertidor de CC. Por otra parte se reducen también los fallos debidos al sombreado de los paneles fotovoltaicos en serie y aumenta la energía generada por el sistema fotovoltaico mejorando la eficiencia global de todo el sistema de conversión.

La topología de una sola etapa en que el convertidor CC-CC se evita, requiere varias ramas de paneles fotovoltaicos para garantizar el nivel necesario de tensión de CC. La principal desventaja del convertidor a una sola etapa son los paneles fotovoltaicos que se encuentran en serie y si se produce una sombra en uno o varios paneles fotovoltaicos la eficiencia de todo el sistema disminuye (Ver capítulo 2).

En esta tesis se ha utilizado una topología a dos etapas como se muestra en la Figura 4.2, el sistema consiste en una rama de paneles fotovoltaicos, un condensador C_{dc} y un filtro de salida (L), El número de paneles en la rama tiene que asegurar una tensión de CC deseada y que es mayor al pico de tensión de CA en todo momento. Para la conversión de potencia CC a CA se utiliza un inversor monofásico.

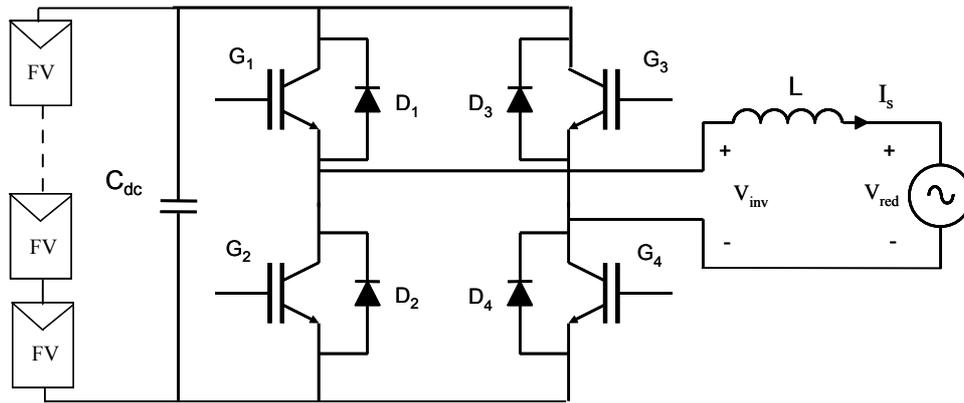


Figura 4.2. Inversor fotovoltaico monofásico conectado a la red a través de un filtro L

4.2.1. PANEL SOLAR FOTOVOLTAICO

El panel solar se encarga de la conversión directa de la energía solar en energía eléctrica dependiendo de las condiciones de la temperatura y la irradiancia solar.

Los paneles fotovoltaicos pueden asociarse entre ellos para conseguir potencias mayores, ya que la potencia de un solo panel no siempre es suficiente para ciertas instalaciones. Los paneles pueden asociarse en serie, consiguiendo un aumento de la tensión suministrada pero conservando el valor de corriente, y en paralelo, con lo que se consigue un aumento de la corriente mientras que el valor de la tensión se mantiene (Capítulo 1). Con estas asociaciones se consigue configurar una red de paneles para que existan unos valores de tensión y corriente adecuados.

4.2.2. CONVERTIDOR CC/CC

El convertidor CC/CC es un elevador de la tensión que el panel suministra. Este aumento es necesario para que el inversor tenga el funcionamiento deseado. Está formado por IGBTs, que funcionan a modo de interruptores, controlados por la señal PWM. Este convertidor está utilizado también para realizar la función de seguidor de máxima potencia. Su esquema general puede verse en la figura siguiente, Figura 4.3.

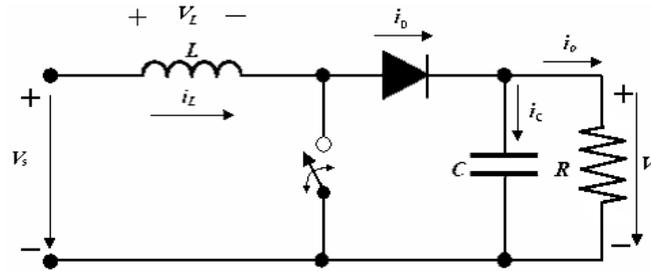


Figura 4.3. Convertidor elevador

Las funciones de transferencia específicas de tensión, dependerán del modo de conducción en el que opere el convertidor, así tenemos:

- En modo de conducción continua (MCC):

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{1}{1-d} \quad (4.1)$$

- En modo de conducción discontinua (MCD):

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot d^2}{K}}}{2} \quad (4.2)$$

Siendo:

$$K = \frac{2 \cdot L}{R \cdot T} \quad (4.3)$$

Cabe destacar que $d \leq 1$, por lo que se ve clara su acción elevadora al menos en el modo de conducción continua.

Para el funcionamiento completo de los convertidores se encuentran muchas referencias de electrónica de potencia [Mohan, 03], [Mohan, 05], [Rashid, 04]

Y su función de seguidor de máxima potencia se basa en el algoritmo dado en el apartado 4.9. [Lawrance, *et al.*, 92], [Lasnier, *et al.*, 90] [Hohm, 00], [Salas *et al.*, 05].

4.3. DIAGRAMA BLOQUE DEL INVERSOR FOTOVOLTAICO CONECTADO A LA RED

En la Figura 4.4, se muestra el diagrama de bloques de la estructura de un sistema fotovoltaico conectado a la red y las variables de control. Se trata de inyectar en todo momento la potencia máxima de los paneles.

El sistema tendrá un control del punto de máxima potencia MPPT y el control del inversor. El control del inversor está compuesto de 2 lazos uno interno de corriente y otro externo de tensión.

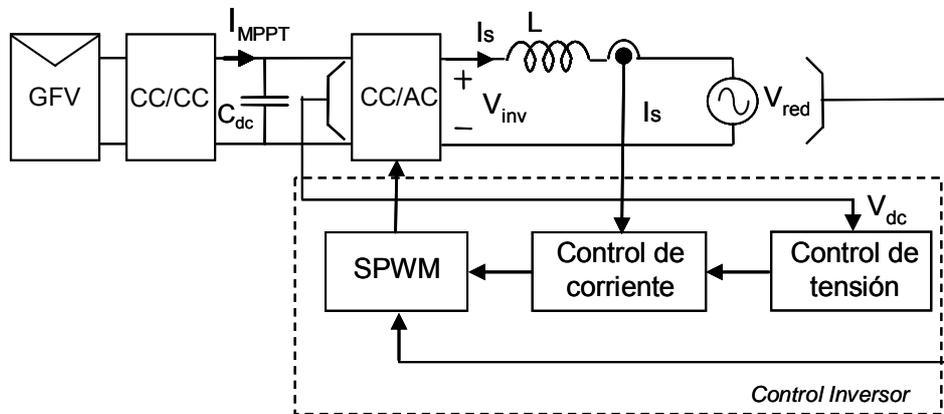


Figura 4.4. Diagrama de bloques del sistema fotovoltaico conectado a la red

Para el control del inversor que es el tema más desarrollado en esta tesis, se ha desarrollado una estrategia de control que se presenta en detalle a continuación.

4.4. DESCRIPCIÓN DE LA TOPOLOGÍA DE CONTROL

Para el control del inversor se ha desarrollado una estrategia de control que se basa en el diagrama fasorial del inversor (capítulo 3), teniendo en cuenta los límites de funcionamiento del inversor como VSC para entregar potencia a la red. Este método de control del inversor es muy sencillo y permite controlar no solo la corriente inyectada a la red y el factor de potencia sino que de forma dinámica puede reconfigurarse para cambiar el tipo de factor de potencia que se desea entregar a la red en cada momento. La idea básica del control es utilizar un patrón de disparo fijo previamente calculado y

tabulado (SPWM, cancelación de armónicos, etc.) aplicado a una tensión del bus de continua constante. Actuando sobre el desfase de la tensión de salida del inversor como parámetro de control se puede controlar la amplitud de corriente de salida, el factor de potencia y por lo tanto la magnitud de la potencia entregada a la red, tanto activa como reactiva.

4.4.1. MODELO DEL INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE COMPLETO Y PRINCIPIO DE CONTROL

En primer lugar, veremos el funcionamiento completo del inversor monofásico. El objetivo es explicar el control de la corriente a través del puente.

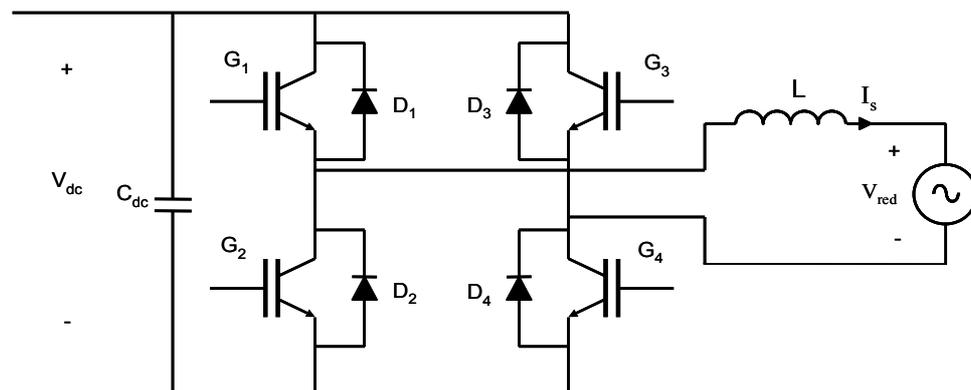


Figura 4.5. Circuito eléctrico del inversor monofásico conectado a la red

La especificación principal del inversor conectado a la red es que la corriente debe ser inyectada a partir del panel fotovoltaico a la red con un factor de potencia dentro de un rango determinado [R.D 1663/2000].

Considérese el inversor conectado a la red según la Figura. 4.5. El circuito equivalente para el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor se muestra en la Figura 4.6.

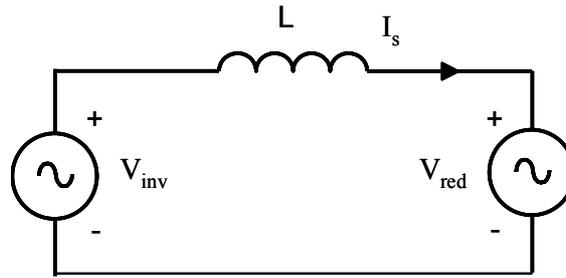


Figura 4.6. Circuito equivalente de un inversor monofásico conectado a la red

Las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito son las siguientes:

$$V_{inv} = V_{red} + V_L = V_{red} + L \frac{dI_s}{dt} \quad (4.4)$$

Teniendo en cuenta que las expresiones las referimos a la componente fundamental, donde:

- V_{inv} : Valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del inversor (componente fundamental de la tensión de salida del inversor a la frecuencia de la tensión de red).
- V_L : tensión de la componente armónica fundamental en la bobina L.
- V_{red} : Valor eficaz de la tensión de la red.
- I_s : Valor eficaz de la corriente de salida del inversor.

En este caso, la ecuación correspondiente al primer armónico resulta:

$$\vec{V}_{inv} = \vec{V}_{red} + \omega \cdot L \cdot \vec{I}_s \quad (4.5)$$

Cuyo diagrama fasorial se muestra en la Figura 4.7

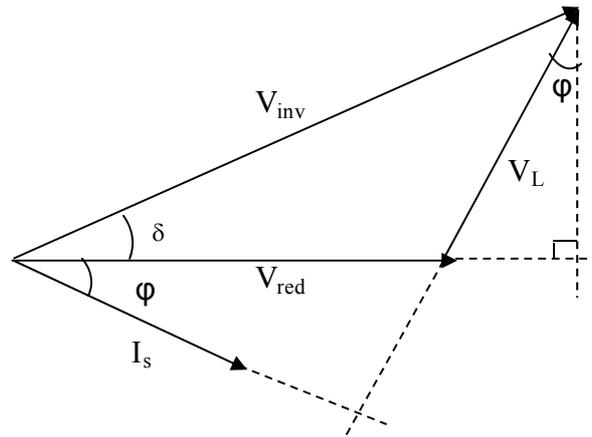


Figura 4.7. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red}

A partir de este diagrama es posible representar la potencia activa y reactiva que el inversor puede entregar a la red.

Suponiendo en todo el desarrollo de la estrategia de control, que la tensión alterna de la red es sinusoidal pura, con lo que contiene solo la componente fundamental, entonces:

1. La potencia activa suministrada por el inversor a la red viene expresada por:

$$P = V_{red} \cdot I_s \cdot \cos \varphi \quad (4.6)$$

Observando el diagrama fasorial, Figura 4.7, se obtienen las siguientes relaciones:

$$V_L \cdot \cos(\varphi) = V_{inv} \cdot \text{sen}(\delta) \quad (4.7)$$

Donde:

$$V_L = \omega \cdot L \cdot I_s \quad (4.8)$$

Substituyendo en la ecuación (4.7):

$$\omega \cdot L \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) = V_{inv} \cdot \text{sen}(\delta) \quad (4.9)$$

De la ecuación (4.9) se deduce:

$$I_s \cdot \cos(\varphi) = \frac{V_{inv} \cdot \text{sen}(\delta)}{\omega \cdot L} \quad (4.10)$$

Y por lo tanto se obtiene la potencia activa P suministrada por el inversor a la red

$$P = \frac{V_{red}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \text{sen}(\delta)) \quad (4.11)$$

Esta ecuación es muy importante ya que la potencia activa depende de la amplitud de la componente fundamental de la tensión del inversor V_{inv} y el desfase δ entre la tensión de la red y la componente fundamental de la tensión del inversor.

2. De otra parte la potencia reactiva (Q) suministrada por el inversor a la red viene expresada por:

$$Q = V_{red} \cdot I_s \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (4.12)$$

De la figura anterior del diagrama fasorial, Figura 4.7 se obtiene la siguiente relación:

$$V_{red} + \omega \cdot L \cdot I_s \cdot \text{sen}(\varphi) = V_{inv} \cos(\delta) \quad (4.13)$$

De donde se obtiene que:

$$I_s \cdot \text{sen}(\varphi) = \frac{V_{inv} \cos(\delta) - V_{red}}{\omega L} \quad (4.14)$$

Sustituyendo en la expresión (4.12) de la potencia reactiva se obtiene:

$$Q = V_{red} \cdot I_s \cdot \text{sen}(\varphi) = \left(\frac{V_{inv} \cos(\delta) - V_{red}}{\omega L} \right) V_{red} \quad (4.15)$$

$$Q = \frac{V_{red}}{\omega \cdot L} (V_{inv} \cdot \cos(\delta) - V_{red}) \quad (4.16)$$

Esta ecuación es muy importante ya que la potencia reactiva depende también de la amplitud de la componente fundamental de la tensión del inversor V_{inv} y el desfase δ entre la tensión de la red y la tensión de la componente fundamental del inversor.

Hay que tener en cuenta que la potencia reactiva Q es la entregada por el inversor conmutado y por la inductancia en serie con el inversor. Si la frecuencia de conmutación del inversor es elevada entonces el valor de la bobina L puede ser pequeño. La potencia reactiva calculada con la expresión anterior (4.16) es prácticamente la potencia entregada por el inversor a la red.

Para el caso en que la frecuencia de conmutación sea mayor que 20kHz, entonces la inductancia L necesaria para el correcto funcionamiento del inversor puede ser pequeña y por lo tanto se puede hacer la aproximación de que los valores eficaces son:

$$V_{inv} \approx V_{red} \quad (4.17)$$

En conclusión, para el valor y el sentido (generación y absorción) de la potencia activa y reactiva, se debe controlar los siguientes parámetros:

- La amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor V_{inv} .
- El ángulo de desfase δ entre la componente fundamental de la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

3. Amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida del inversor

V_{inv}

En el puente del inversor, la tensión de continua en bornes del condensador C_{dc} es de valor V_{dc} (Figura 4.5), que aparece al cargar el condensador a través del convertidor conmutado.

El valor de la tensión continua debe ser suficiente alto ya que la tensión V_{inv} debe tener un valor máximo, mayor o igual que la tensión máxima de la red.

Teniendo en cuenta que el inversor se debe controlar por modulación de ancho de pulso en la zona lineal, el índice de modulación de amplitud deberá ser menor o igual a 1, por lo tanto el valor máximo de la componente armónica fundamental de la tensión de salida del inversor es:

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \geq V_{red} \cdot \sqrt{2} \quad (4.18)$$

Teniendo en cuenta que la zona lineal $0 \leq m_a \leq 1$

El circuito de control de regulación de la tensión del bus de continua V_{dc} del condensador C_{dc} (Figura 4.5), debe de partir de una tensión de referencia del condensador $V_{dc(ref)}$ y utilizando un amplificador de error, se sugiere un (PI) para regular la tensión actual del condensador a partir de la referencia deseada.

4. Por otra parte se expresa el ángulo de desfase δ entre la tensión del inversor y la tensión de la red, en función de las magnitudes de las tensiones:

Del diagrama fasorial, Figura 4.7, se tiene:

$$V_L^2 = V_{inv}^2 + V_{red}^2 - 2 V_{inv} \cdot V_{red} \cdot \cos \delta \quad (4.19)$$

El ángulo del desfase se define como:

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{V_{inv}^2 + V_{red}^2 - V_L^2}{2 \cdot V_{inv} \cdot V_{red}} \right) \quad (4.20)$$

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{V_{inv}^2 + V_{red}^2 - \omega^2 \cdot L^2 \cdot I_s^2}{2 \cdot V_{inv} \cdot V_{red}} \right) \quad (4.21)$$

5. *Mediante la representación fasorial se obtendrán de forma sencilla las potencias activa y reactiva, el control del factor de potencia para determinados valores de la inductancia, del bus de continua V_{dc} y del índice de modulación m_a , como se demostrará a continuación.*

Para poder inyectar potencia a la red, una condición indispensable es que el valor de la tensión del bus de continua debe ser suficientemente alto ya que la tensión V_{inv} debe tener un valor máximo, mayor o igual que la tensión máxima de la red. La tensión V_{inv} puede ser modificada variando el índice de modulación m_a (si se utiliza un patrón de tipo PWM) (ver ecuación 4.18).

De la ecuación (4.10), se puede deducir que la magnitud y la fase de la corriente de salida del inversor I_s dependen por una parte de la magnitud de V_{inv} (para diferentes índices de modulación m_a) y por otra parte de su fase. Se puede demostrar que para diferentes combinaciones de los parámetros L , V_{dc} y m_a constantes, se puede expresar la corriente de salida I_s **sólo en función del desfase δ** .

$I_s = f(\delta)$, para determinadas condiciones de potencia entregada a la red, como se demostrará a continuación.

Para seleccionar estos parámetros (L , V_{dc} , m_a) es necesario realizar un análisis sistemático de la influencia de cada variable sobre la potencia activa y reactiva máximas transferibles a la red.

4.4.2. INFLUENCIA DE LA VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE SALIDA DEL INVERSOR V_{INV} (VARIACIÓN DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN m_a)

Hay que realizar un dimensionado óptimo del inversor, eligiendo de forma óptima sus componentes, la tensión V_{dc} , y el valor de la inductancia.

Estudiar la influencia de la tensión V_{inv} ($V_{inv} = m_a V_{dc}$), en la capacidad de entregar potencia activa y reactiva a la red y analizar los valores límites de funcionamiento del inversor al variar tal magnitud V_{inv} .

A partir de las ecuaciones (4.11) y (4.16) y una vez se ha calculado el ángulo de desfase δ en función de la corriente de salida I_s (ver ecuación 4.21), se calcula la potencia activa y reactiva que el inversor puede entregar a la red.

En la Figura 4.8, se representa la potencia activa y la potencia reactiva inyectadas a la red en función de la amplitud de la corriente de salida I_s (ecuaciones 4.11 y 4.16), para diferentes tensiones de salida del inversor V_{inv} y para $V_{red} = 240V$ y $L = 20mH$.

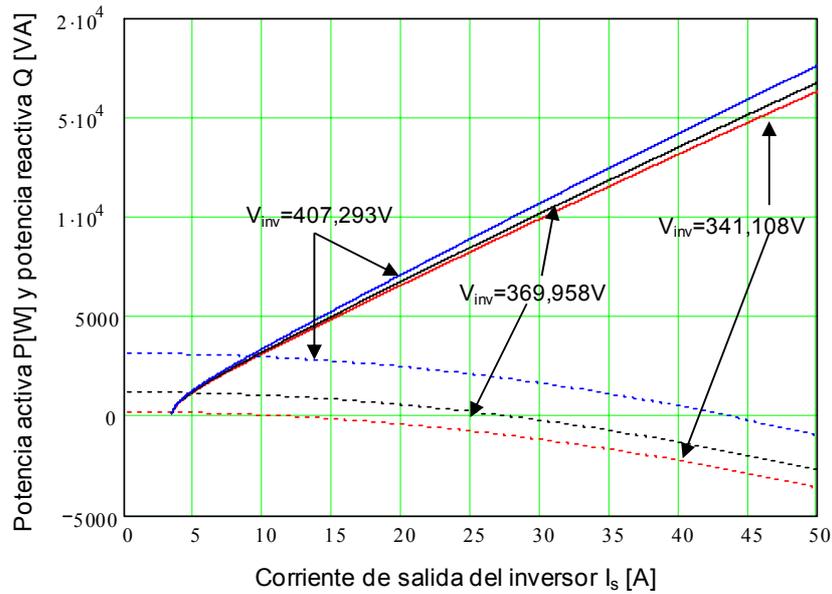


Figura 4.8. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv}

De la Figura 4.8, se puede observar que las potencias activa y reactiva entregadas por el inversor a la red, dependen de la tensión de salida del inversor V_{inv} .

Por otra parte, teniendo en cuenta que la sinusoidal es pura y a partir de la ecuación obtenida del diagrama fasorial (ver Figura 4.7), el factor de potencia PF está determinado solamente por el desplazamiento del factor de potencia $\cos(\varphi)$ y se expresa como:

$$PF = \cos(\varphi) = \frac{V_{inv} \cdot \text{sen}(\delta)}{\omega \cdot L \cdot I_s} \quad (4.22)$$

En la Figura 4.9, se representa el factor de potencia en función de la corriente de salida I_s para diferentes tensiones de salida del inversor V_{inv} .

El factor de potencia se calculó a partir del ángulo de desfase, δ , calculado anteriormente, ecuación (4.21).

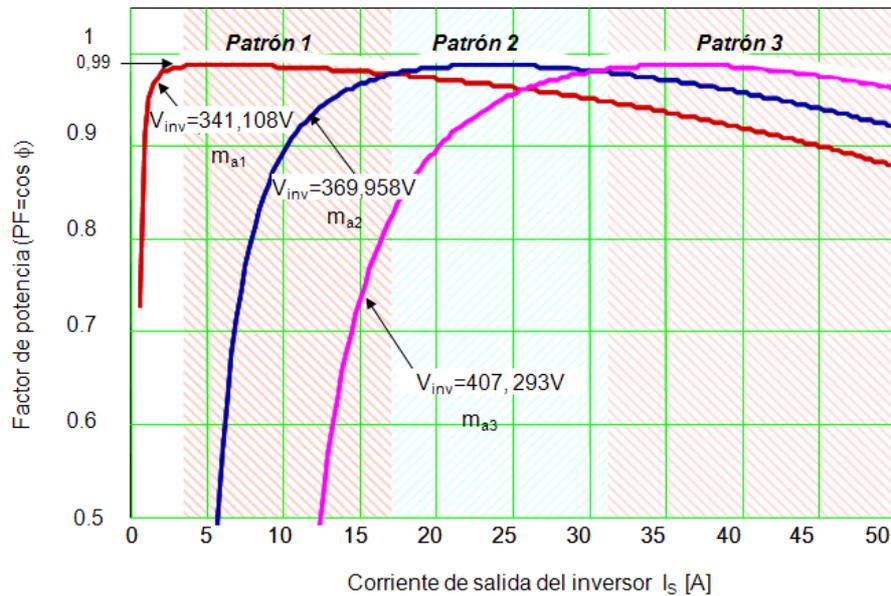


Figura 4.9. Factor de potencia (PF) para diferentes V_{inv}

Analizando los resultados obtenidos en la Figura 4.9, se puede concluir que:

- Se puede asumir que para una determinada tensión de salida del inversor, el factor de potencia se mantiene constante ($PF > 0,99$) para un determinado rango de corrientes de salida del inversor.

De 1A hasta 15A, V_{inv} óptimo igual a 341,108V

De 15A hasta 30A, V_{inv} óptimo igual a 369,958V

De 15A hasta 50A, V_{inv} óptimo igual a 407,293V

- El límite inferior de la corriente inyectada, está determinado por el valor mínimo de la tensión de salida del inversor. Es decir que para mantener el factor de potencia dentro de las especificaciones, manteniendo el índice de modulación (m_a) constante, sólo es posible para un determinado rango de corriente.

- Para un factor de potencia cercano a la unidad para un amplio rango de corriente I_s , se puede lograr con menos valores de V_{inv} (es decir para valores limitados de m_a), considerando una tensión del bus de continua fija. Dos o tres valores de m_a pueden ser suficiente como se aprecia en la Figura 4.9.

Si se expresa la corriente de salida I_s en función del desfase existente entre la tensión de red y la tensión de salida del inversor, se obtiene que:

$$I_s^2 = \frac{(m_a \cdot V_{dc})^2 + V_{red}^2 - 2(m_a \cdot V_{dc})V_{red} \cdot \cos \delta}{\omega^2 \cdot L^2} \tag{4.23}$$

Representado $I_s = f(\delta)$, Figura 4.10, para diferentes tensiones de salida del inversor.

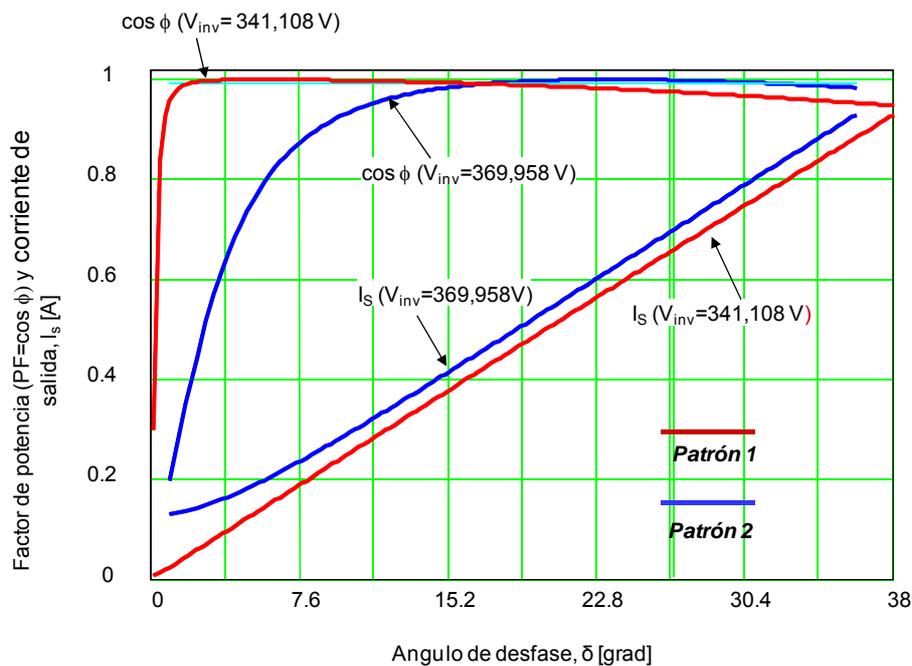


Figura 4.10. Factor de Potencia (PF) y corriente de salida I_s en función del desfase δ

En la Figura 4.10, se muestran, además del factor de potencia, la corriente de salida para ambos valores de V_{inv} . Dado que el factor de potencia es, en este caso, muy próximo a la unidad. Se puede concluir, que se puede inyectar corriente en un determinado rango manteniendo constante el valor de la tensión de salida del inversor y variando el desfase δ entre la tensión de la red y la tensión de salida del inversor.

Por ejemplo (ver Figura 4.10), se puede entregar una corriente dentro el rango de 1A a 15A, manteniendo $V_{inv} = 341,108V$, un factor de potencia próximo a la unidad (0,99) variando solamente el desfase δ entre la tensión de la red y la tensión del inversor.

Por lo tanto, el valor del índice de modulación m_a que se quiere utilizar dependerá del valor de la corriente mínima que se quiere inyectar a la red.

Como la corriente es prácticamente proporcional a la potencia activa inyectada a la red. La gráfica de la Figura 4.10, muestra que se puede cubrir un amplio rango de potencias con sólo dos índices de modulación diferentes, manteniendo en todo caso un factor de potencia prácticamente unitario.

En la Figura 4.11, se puede representar de otra manera el factor de potencia en función del desfase δ . Esta Figura representa un zoom de la Figura 4.11.

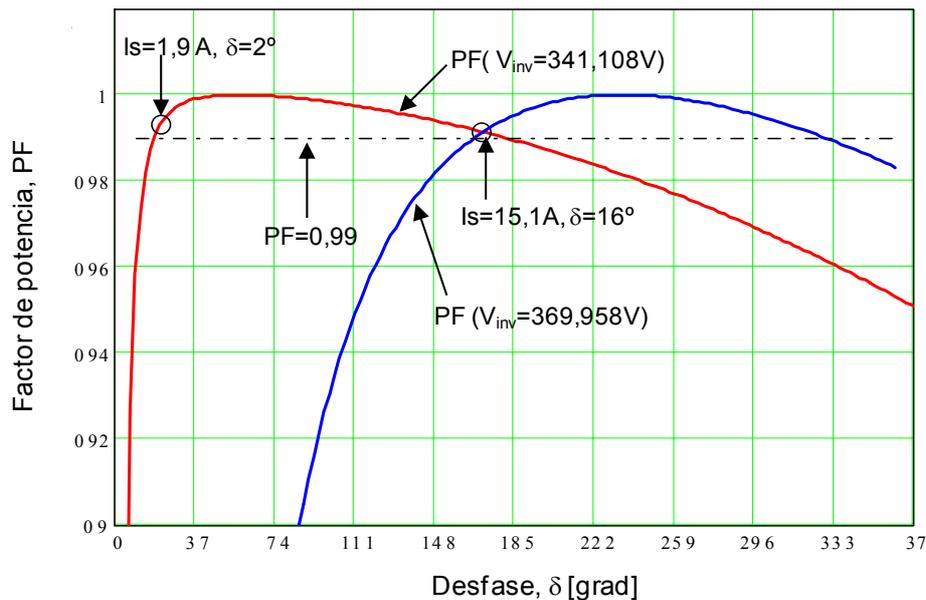


Figura 4.11. Factor de Potencia (PF) en función del desfase δ

Se puede concluir que, solamente con dos valores de m_a , se puede mantener un factor de potencia muy elevado ($PF > 0,99$) en un amplio rango de corriente I_s .

Por ejemplo, (ver Figura 4.9), si se fija la tensión del bus de continua $V_{dc} = 375V$:

Para $V_{inv} = 341,108V$, $m_{a1} = 0,901$ y para $V_{inv} = 369,958V$, $m_{a2} = 0,986$.

En la Figura 4.12, se muestra la corriente de salida del inversor I_s en función del ángulo del desfase δ . Se puede ver la corriente de salida I_{s1} para una tensión de salida del inversor $V_{inv1} = 341,108V$ ($m_{a1} = 0,910$) y la corriente de salida I_{s2} para $V_{inv2} = 369.958V$ ($m_{a2} = 0,986$), garantizando un factor de potencia $PF > 0,99$.

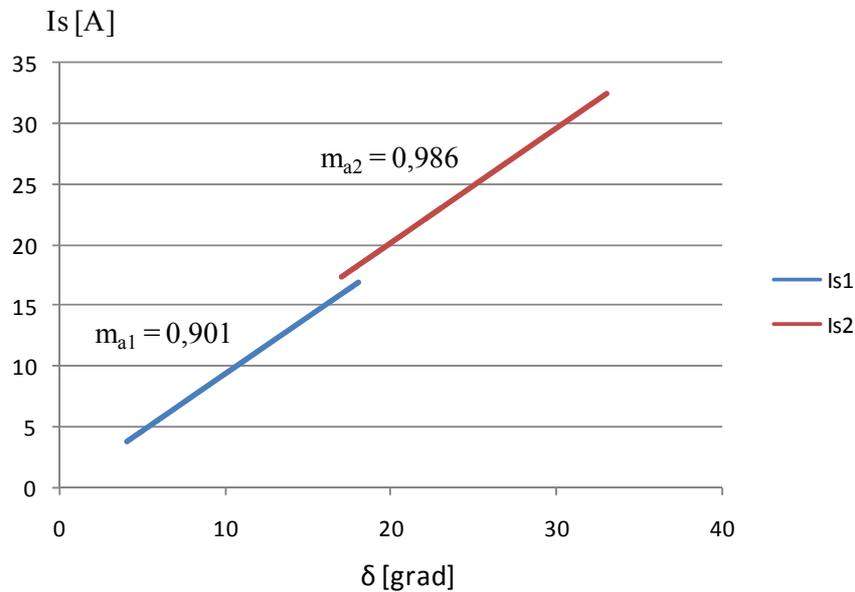


Figura 4.12. Corriente de salida I_s en función del desfase δ para dos m_a

Se puede concluir que la corriente de salida del inversor I_s varía de manera lineal con el desfase δ .

Variando el desfase δ y manteniendo un índice de modulación m_a constante se puede lograr un rango amplio de la corriente de salida del inversor.

Por ejemplo (Figura 4.12), con m_{a1} se puede lograr una corriente de salida de 1A hasta 15A y si se desea más corriente (más potencia), se necesita otro índice de modulación m_{a2} para lograr un rango de corriente de 15A hasta 30A. Garantizando un factor de potencia $PF > 0,99$.

De todas estas graficas (Figura 4.8, Figura 4.9, Figura 4.10, Figura 4.11 y Figura 4.12), se puede deducir que la potencia activa y reactiva se controlan por la adaptación de la magnitud de la tensión de la entrada del inversor o sea de la tensión de continua V_{dc} ,

junto al desplazamiento de fase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

Esta última conclusión es muy importante, y es lo que hace que el control presentado se base en el control de la corriente de salida del inversor en función del desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

Tener un número reducido de valores de m_a facilita el control digital, optimizando el tamaño del sistema digital y mejorando la respuesta.

A continuación se presenta la influencia de la inductancia en la potencia activa y reactiva que se desea entregar a la red.

4.4.3. INFLUENCIA DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA

La elección de la inductancia de conexión a la red tiene influencia en el contenido en armónicos de la corriente inyectada a la red y en la máxima potencia activa y reactiva que el inversor puede entregar a la red.

Inductancias elevadas conducen a una distorsión armónica reducida. Sin embargo el incremento de la inductancia del filtrado presenta una serie de desventajas: coste y reducción de la transferencia de la potencia del inversor. Se elige como elemento de conexión a la red la menor inductancia que haga cumplir los requisitos de calidad exigidos a la corriente de salida del inversor.

A continuación se muestra el caso de que se quiera inyectar solamente potencia activa a la red.

En la Figura 4.13, se muestra la potencia activa y la potencia reactiva en función de la corriente de salida para diferentes tensiones de V_{inv} y para un valor de inductancia $L=5\text{mH}$.

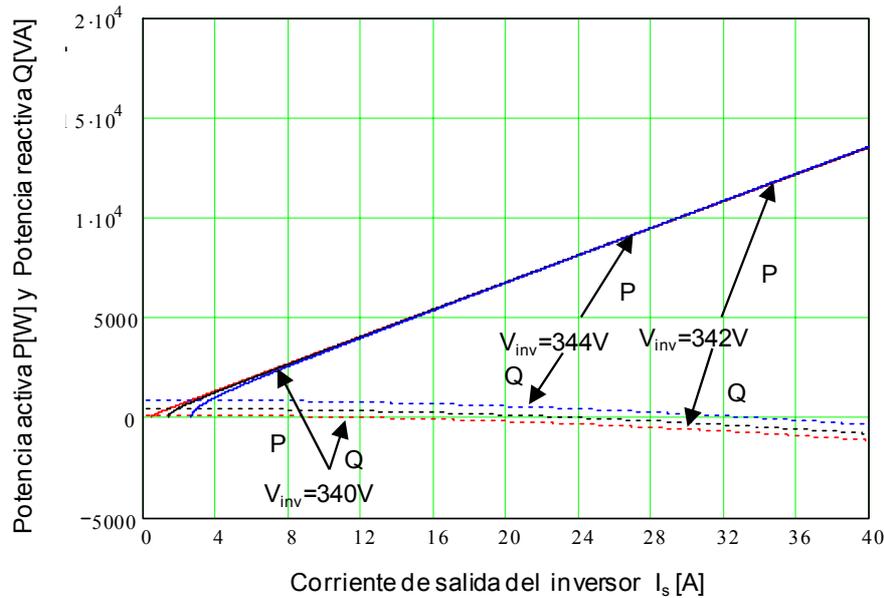


Figura 4.13. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv} , $L=5mH$

De la Figura 4.13, se puede concluir que si se quiere inyectar solamente potencia activa, hay que trabajar con un valor máximo de la componente armónica fundamental de la tensión de salida muy próxima al valor de la tensión de la red (ver ecuación 4.18), teniendo en cuenta que el inversor se controla por modulación de ancho de pulso en la zona lineal. En este caso, por ejemplo, para solamente 2 índices de modulación, se puede alcanzar una potencia activa de 9kW, o sea una corriente máxima de 27A, para un valor determinado de la tensión de salida del inversor V_{inv} de 342V.

La Figura 4.14, muestra la misma grafica que la Figura 4.13 para una inductancia de 20mH.

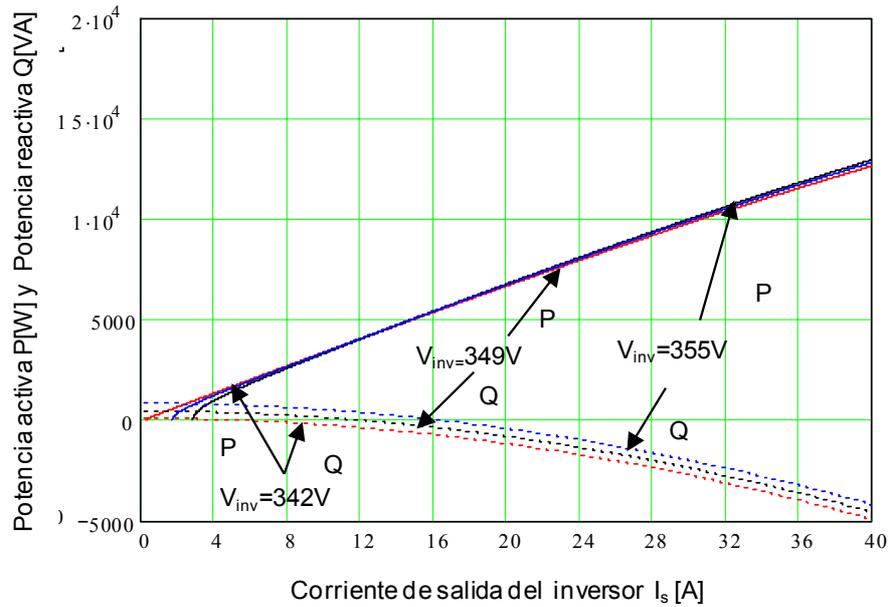


Figura 4.14. Potencia activa y reactiva para diferentes V_{inv} , $L=20mH$

De la Figura 4.14, se aprecia que para este valor de inductancia de 20mH, se puede controlar también las potencias activa y reactiva inyectadas a la red.

En dependencia del valor de la potencia a inyectar a la red, se toma el número de índice de modulación.

Para 2 índices de modulación, se puede lograr una corriente de salida del inversor de 12A (una potencia activa de 4kW), para una tensión del inversor $V_{inv} = 355V$.

4.4.4. FACTOR DE POTENCIA Y LA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL

En un sistema fotovoltaico conectado a la red, la corriente inyectada a la red no es una sinusoidal pura, tiene otros componentes de otras frecuencias. Sin embargo, la calidad de la corriente depende del contenido armónico. El factor de potencia se calcula según la expresión dada en la ecuación 4.24 [Liserre, *et al.*, 05]:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot DPF \quad (4.24)$$

Donde:

THD, Distorsión armónica total de la corriente

DPF: desplazamiento del factor de potencia.

El desplazamiento del factor de potencia (DPF) es igual a $\cos \varphi$, donde φ es la diferencia de fase entre el fundamental de la corriente y la tensión de la red. Para determinar la distorsión de la corriente de salida, se utiliza la distorsión armónica total, THD. Distorsión armónica total es una medida de la proporcionalidad entre la fundamental y la suma de todas las otras frecuencias de la onda de la corriente. El contenido THD de la corriente inyectada a la red debe ser inferior al 5% [Std 929-2000]. La ecuación (4.25) define el THD utilizado en este trabajo:

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (4.25)$$

Donde:

I_s : Valor eficaz de la corriente total (RMS);

I_{s1} : Valor eficaz del fundamental de la corriente (RMS).

El factor de potencia se expresa como:

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos \varphi \quad (4.26)$$

Para garantizar la eficiencia de la estrategia de control propuesta, basada en el desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor, por un lado, es necesario que la distorsión armónica total sea igual a cero ($THD \approx 0$).

Esta especificación está previamente calculada y optimizada utilizando diferentes estrategias de generación del patrón SPWM, la selección del filtro de acoplamiento y la selección del índice de modulación de frecuencia.

Por otra parte, la magnitud $\cos \varphi$ puede ser controlada mediante la selección de un índice de modulación de amplitud adecuado m_a y el desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto a la tensión de la red.

4.4.5. RELACIÓN ENTRE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y EL VALOR DE LA INDUCTANCIA PARA UN FILTRO L

Para analizar el comportamiento de la estrategia de control desarrollada en este capítulo (apartado 4.4.2) para el inversor monofásico conectado a la red a través un filtro L Figura 2.38 (capítulo 2) o un filtro LCL Figura 2.39 (capítulo 2), se ha utilizado las expresiones del factor de potencia y de la distorsión armónica mencionadas en el párrafo anterior 4.4.4.

En la Figura 4.15, se presenta la relación entre la frecuencia de conmutación f_c y el valor de la inductancia para un filtro de salida L, consiguiendo un factor de potencia $PF = 0,996$.

En esta figura (Figura 4.15), se muestra como la inductancia del filtro L varía en función de la frecuencia de conmutación (o del índice de modulación de frecuencia).

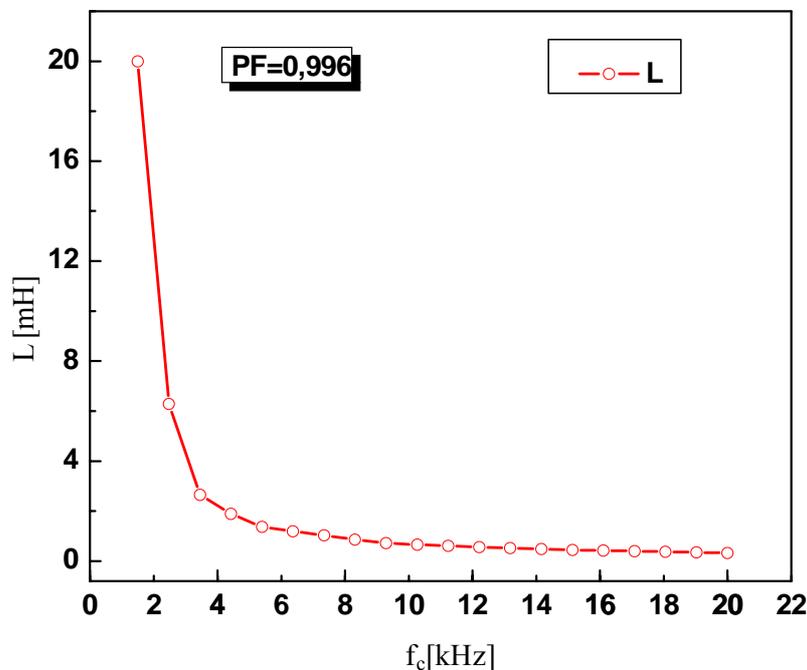


Figura 4.15. Inductancia del filtro L en función de la frecuencia de conmutación f_c

$$L = f(f_c)$$

Con este método se puede conseguir valores de las inductancias del orden de 0,327mH para una frecuencia de conmutación de 20kHz y de 8mH para una frecuencia de 2,2kHz. En la Tabla 4.1, se da algunos valores de la frecuencia de conmutación f_c en función del valor de la inductancia L.

Tabla 4.1. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L

$$PF = 0,996$$

f_c [kHz]	L [mH]
1,5	20
2,2	8
3	3
5	1,43
9	0,74
10	0,67
12	0,56
15	0,45
20	0,325

4.4.6. RELACIÓN ENTRE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y EL VALOR DE LA INDUCTANCIA PARA UN FILTRO LCL

De la misma manera que para un filtro L, se ha simulado un inversor monofásico conectado a la red a través un filtro LCL, Figura 2.39 (capítulo 2) calculado según la referencia [Liserre, *et al.*, 05] y utilizando la estrategia de control desarrollada. Se puede determinar la relación entre la frecuencia de conmutación (el índice de modulación de frecuencia) y el valor de las inductancias y con el objetivo de conseguir un factor de potencia $PF = 0,996$. El valor del condensador C, se ha tomado de 2,2uF según el cálculo propuesto en [Liserre, *et al.*, 05].

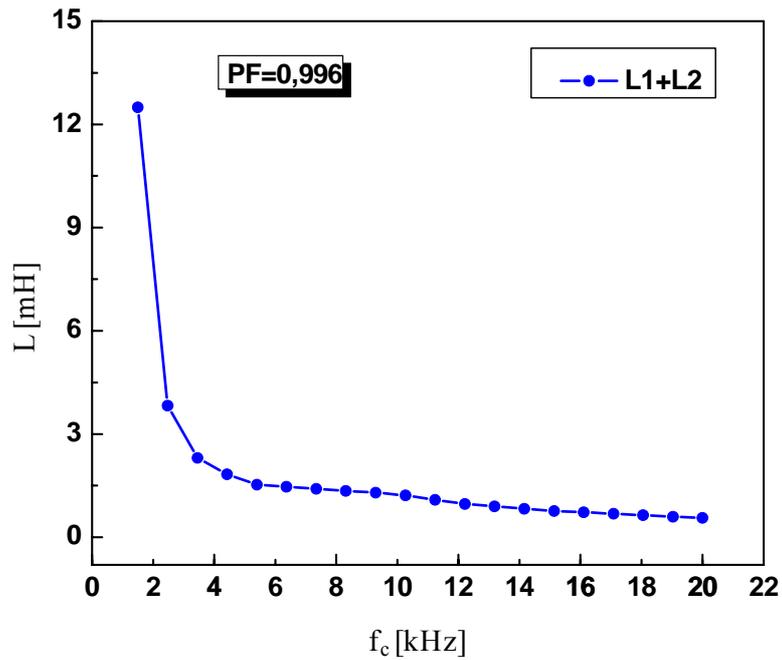


Figura 4.16. Inductancia del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c
 $L1+L2 = f(f_c)$

En la Tabla 4.2, se resume algunos valores del índice de modulación de frecuencia en función del valor de la inductancia L.

Tabla 4.2. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro LCL

PF = 0,996

f_c [kHz]	L1 [mH]	L2 [mH]	L1+L2 [mH]
1,5	8	4,5	12,5
2,2	3	1,5	4,5
3	1,8	0,72	2,52
5	1	0,55	1,55
9	0,98	0,7	1,68
10	0,86	0,4	1,26
12	0,68	0,3	0,98
15	0,52	0,25	0,77
20	0,36	0,2	0,56

El objetivo en el diseño de los filtros L y LCL es emplear las inductancias de menor valor posible para reducir el coste del sistema. Con este método se pueden conseguir valores de las inductancias (L_1+L_2) del orden de 0,56mH para una frecuencia de conmutación de 20kHz y de 4,5mH para una frecuencia de 2,2kHz.

Si comparamos en la Figura 4.17, los resultados de simulación del inversor conectado a la red a través un filtro L y un filtro LCL, asumiendo un $PF = 0,996$, se puede concluir que para frecuencias de conmutación bajas (índices de modulación de frecuencias bajos), menores a 5kHz, el valor de la inductancia del filtro L es mayor que el valor de las inductancias (L_1+L_2) del filtro LCL.

En el caso en que la frecuencia de conmutación sea mayor a 5kHz, el valor de las inductancias (L_1+L_2) del filtro LCL es mayor (prácticamente el doble) que el valor de la inductancia del filtro L.

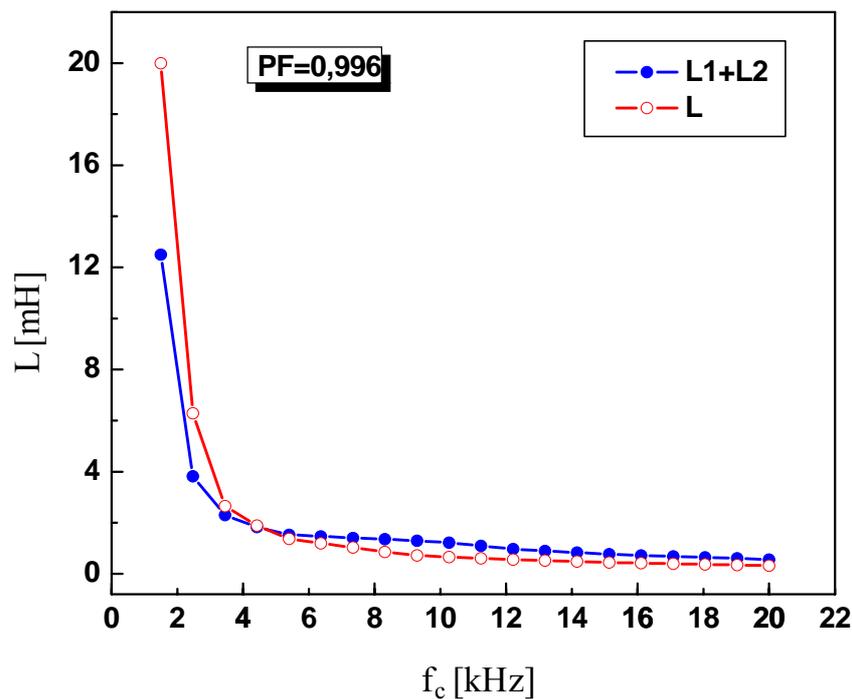


Figura 4.17. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un $PF = 0,996$.

Por otra parte, para un $PF = 0,95$, se ha determinado los valores de las inductancias para un filtro L y un filtro LCL en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y el filtro LCL, $PF = 0,95$

	Filtro L		Filtro LCL		
f_c [kHz]	L [mH]	L1 [mH]	L2 [mH]	L1+L2 [mH]	
1,5	1,3	1	0,5	1,5	
2,2	0,85	0,6	0,26	0,86	
3	0,6	0,56	0,23	0,79	
5	0,36	0,4	0,2	0,6	
9	0,1025	0,12	0,09	0,21	
10	0,094	0,115	0,065	0,18	
12	0,08	0,075	0,065	0,14	
15	0,07	0,06	0,038	0,098	
20	0,05	0,04	0,02	0,06	

En la Figura 4.18, se representa la inductancia para un filtro L y un filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c garantizando un factor de potencia de 0,95.

Como se puede ver que para frecuencias de conmutación inferiores a 12kHz, el valor de la inductancia del filtro L es menor que el valor de la suma de las inductancias del filtro LCL.

Para frecuencias superiores a 12kHz, el valor de la inductancia del filtro L es mayor que el valor de la suma de las inductancias L1+L2 del filtro LCL.

Asumiendo un $PF = 0,9$, en la Tabla 4.4, se han resumido los valores de las inductancias para un filtro L y un filtro LCL.

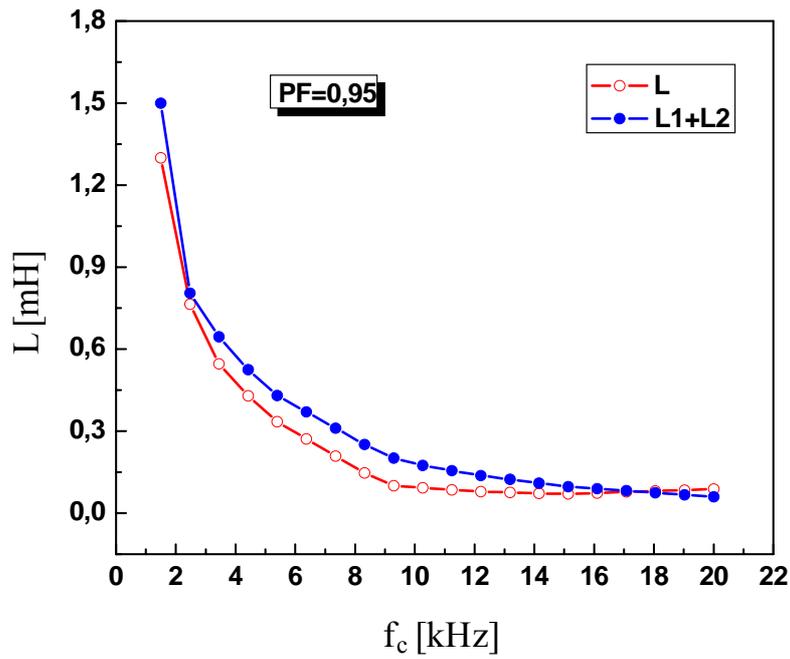


Figura 4.18. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un $PF = 0,95$.

Tabla 4.4. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y el filtro LCL, $PF = 0,95$.

f_c [kHz]	Filtro L	Filtro LCL		
	L [mH]	L1 [mH]	L2 [mH]	L1+L2 [mH]
1,5	0,85	0,63	0,27	0,9
2,2	0,58	0,52	0,26	0,78
3	0,41	0,28	0,25	0,53
5	0,25	0,18	0,09	0,27
9	0,14	0,13	0,06	0,19
10	0,121	0,1	0,055	0,155
12	0,101	0,077	0,038	0,115
15	0,083	0,051	0,03	0,081
20	0,06	0,035	0,018	0,053

En la Figura 4.19, se muestra la grafica de la inductancia en función de la frecuencia de conmutación f_c .

Para frecuencias inferiores a 5kHz, el valor de la inductancia del filtro L es menor que el valor de la suma de las inductancias del filtro LCL.

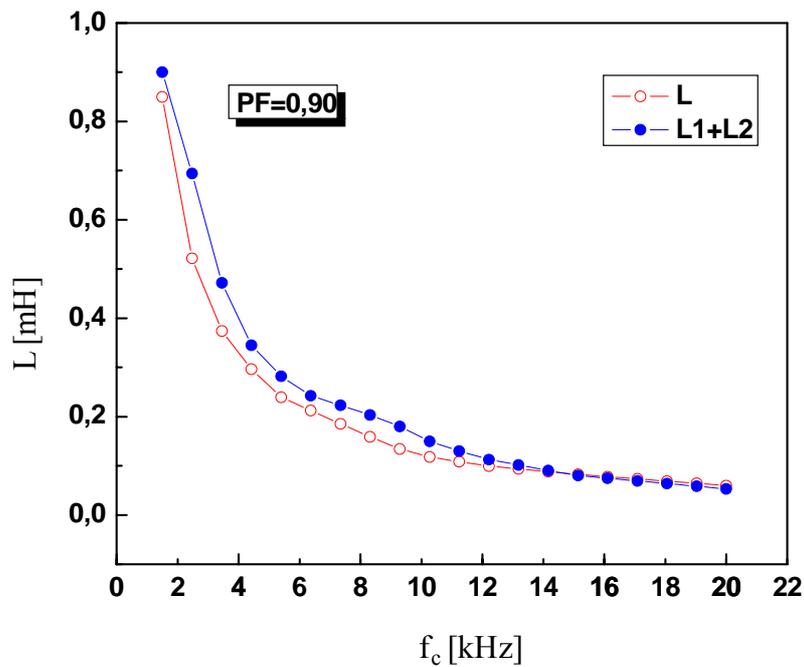


Figura 4.19. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un $PF = 0,9$.

Para frecuencias de conmutación superiores a 5kHz, el valor de la inductancia del filtro L es mayor que el valor de la suma de las inductancias L1+L2 del filtro LCL.

De la misma manera, se han calculado las inductancias para un filtro L y un filtro LCL para factores de potencia bajos, $PF = 0,85$ y $PF = 0,8$ como se indica respectivamente en la Tabla 4.5 y la Tabla 4.6.

Tabla 4.5. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y del filtro LCL, PF = 0,85.

	Filtro L		Filtro LCL		
f_c [kHz]	L [mH]	L1 [mH]	L2 [mH]	L1+L2 [mH]	
1,5	0,85	0,44	0,2	0,64	
2,2	0,425	0,307	0,13	0,437	
3	0,311	0,21	0,098	0,308	
5	0,187	0,15	0,0924	0,2424	
9	0,1025	0,1172	0,06	0,1772	
10	0,094	0,1	0,04815	0,14815	
12	0,0787	0,0815	0,031	0,1125	
15	0,063	0,0578	0,02	0,0778	
20	0,0462	0,0437	0,01	0,0537	

Tabla 4.6. Relación entre la frecuencia de conmutación y la inductancia del filtro L y del filtro LCL, PF = 0,8.

	Filtro L		Filtro LCL		
f_c [kHz]	L [mH]	L1 [mH]	L2 [mH]	L1+L2 [mH]	
1,5	0,53	0,38	0,15	0,53	
2,2	0,36	0,27	0,09	0,36	
3	0,26	0,2	0,066	0,266	
5	0,155	0,09	0,06	0,15	
9	0,085	0,08	0,057	0,137	
10	0,078	0,078	0,04	0,118	
12	0,065	0,076	0,031	0,107	
15	0,052	0,0525	0,02	0,0725	
20	0,039	0,039	0,01	0,049	

En la Figura 4.20, se puede deducir que para frecuencias de conmutación bajas, inferiores a 3kHz, el valor de la suma de las inductancias $L1+L2$ del filtro LCL es muy próximo al valor de la inductancia del filtro L. Para frecuencias superiores a 3kHz el valor del filtro L es menor que la suma de las inductancias $L1+L2$ del filtro LCL.

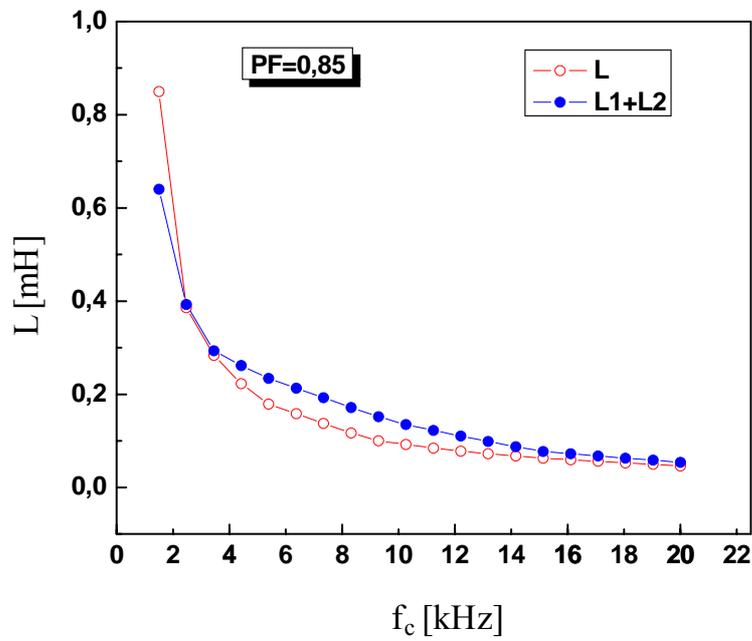


Figura 4.20. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un $PF = 0,85$.

En la Figura 4,21, se puede deducir que para frecuencias de conmutación inferiores a 5kHz, el valor de la suma de las inductancias $L1+L2$ del filtro LCL es muy próximo al valor de la inductancia del filtro L.

Para frecuencias superiores a 5kHz, la diferencia entre el valor de la inductancia del filtro L y el valor de la suma de las inductancias $L1+L2$ del filtro LCL no es muy significativo.

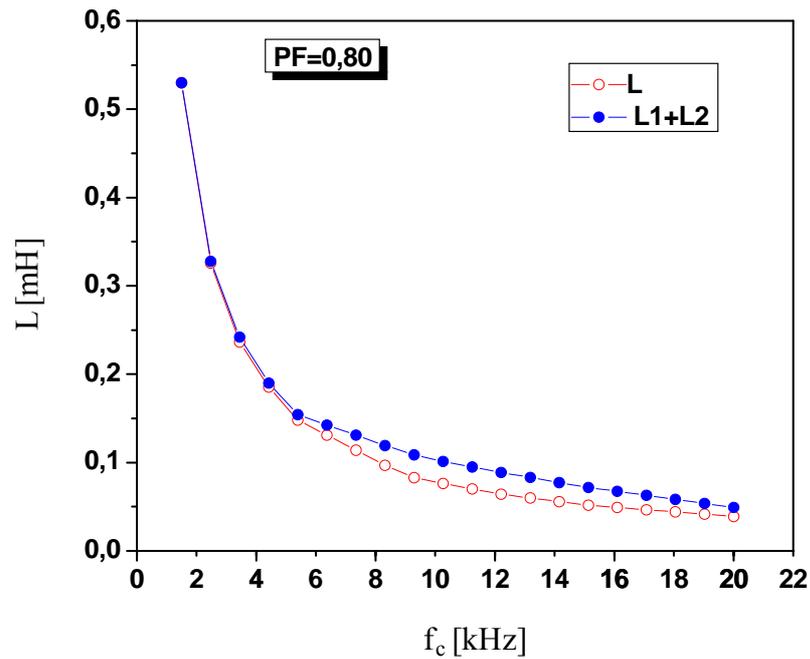


Figura 4.21. Inductancia del filtro L y del filtro LCL en función de la frecuencia de conmutación f_c , para un $PF = 0,8$.

Estas figuras muestran la relación entre la frecuencia de conmutación (índice de modulación de frecuencia m_f) y la inductancia del filtro L y del filtro LCL.

Para garantizar factores de potencia en un rango deseado y una distorsión armónica total de la corriente de salida del inversor baja ($THD \approx 0$), es recomendable utilizar una inductancia de un valor bien determinado a una frecuencia de conmutación determinada para cada una de las configuraciones del filtro de salida del inversor.

Utilizar un Filtro L o un filtro LCL dependerá de los criterios de diseño estabilizados.

4.5. CASO PARTICULAR

El caso particular del diagrama fasorial de la Figura 4.8, se muestra en la Figura 4.22. Este diagrama fasorial, representa un inversor conectado a la red donde la corriente debe estar en fase con la tensión de la red, o sea el ángulo de desfase φ entre la corriente de salida del inversor y la tensión de la red es igual a cero para cumplir la condición del factor de potencia igual a la unidad en todo momento.

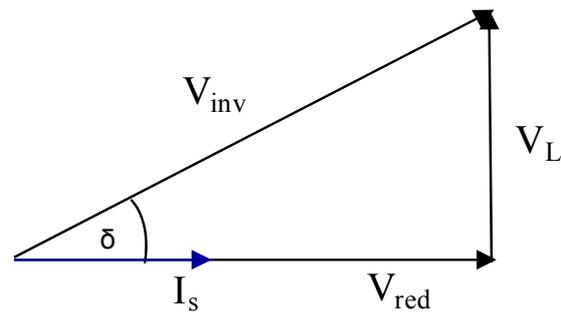


Figura 4.22. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red} , corriente de salida del inversor en fase con la tensión de la red

De la Figura 4.22 se tiene:

$$\overline{V_{inv}} = \overline{V_{red}} + \overline{V_L} \quad (4.27)$$

Donde:

$$\overline{V_{inv}} = \overline{V_{red}} + j.L.\omega.\overline{I_s} \quad (4.28)$$

De la ecuación 4.28, se obtiene la corriente de salida del inversor:

$$\overline{I_s} = \frac{\overline{V_{inv}} - \overline{V_{red}}}{j\omega L} \quad (4.29)$$

Para controlar la amplitud de la corriente de salida del inversor I_s y mantener su desfase respecto la tensión de la red igual a cero (Figura 4.22), hay que controlar la amplitud y la fase de la tensión de salida del inversor V_{inv} .

En la Figura 4.22, se muestra el desfase δ entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red. Se puede observar que la magnitud y la dirección de la corriente actual, por lo tanto la energía se puede controlar por el desplazamiento de fase δ y la magnitud de la tensión de salida del inversor.

Del diagrama fasorial Figura 4.22, se tiene la relación siguiente:

$$\tan \delta = \frac{|\overline{V}_L|}{|\overline{V}_{red}|} = \frac{2\pi \cdot \omega \cdot L \cdot |\overline{I}_s|}{|\overline{V}_{red}|} \quad (4.30)$$

Conocemos la corriente a inyectar que junto con el valor de la bobina, pueden determinar el ángulo de desfase δ entre la tensión del inversor y la red.

De la expresión (4.30), se determina el ángulo δ para cada valor de la corriente del inversor.

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{I_s \cdot 2\pi\omega \cdot L}{V_{red}\sqrt{2}} \right) \quad (4.31)$$

Por otra parte, se puede determinar del diagrama fasorial, Figura 4.22, la relación de la tensión del inversor V_{inv} en función de la tensión de la red y del ángulo δ :

$$\cos \delta = \frac{V_{red}\sqrt{2}}{|\overline{V}_{inv}|} \quad (4.32)$$

La ecuación 4.33, permite de determinar la amplitud de la tensión de salida del inversor en función del ángulo de desfase δ y la tensión de la red:

$$|\overline{V_{inv}}| = \frac{V_{red}\sqrt{2}}{\cos \delta} \tag{4.33}$$

En la Figura 4.23 se representa el diagrama fasorial de las corrientes de salida del inversor en fase con la tensión de la red para diferentes desfases y amplitudes de la tensión de salida del inversor.

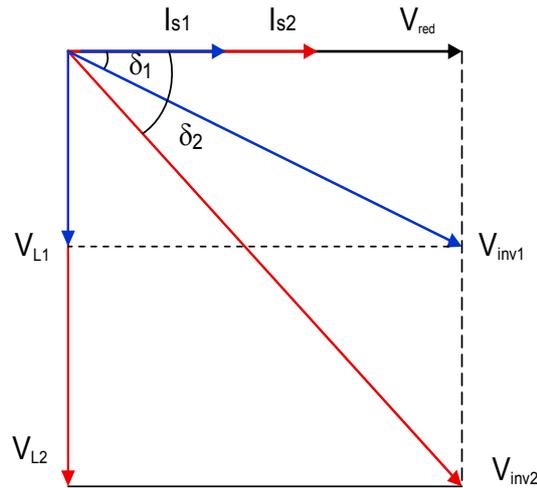


Figura 4.23. Diagrama fasorial de las tensiones V_{inv} , V_L y V_{red} para diferentes desfases δ_1 y δ_2

Se puede concluir que, en este caso, el control de la amplitud y la fase de la corriente de salida del inversor I_s , se puede lograr con el desplazamiento del ángulo de desfase (δ) entre la tensión del inversor y la tensión de la red.

La amplitud de la tensión de salida del inversor, V_{inv} , tiene una relación directa en función del ángulo δ (ver ecuación 4.33). A cada desfase le corresponde una magnitud V_{inv} , o sea un índice de modulación m_a , (δ_1 , le corresponde V_{inv1} y δ_2 , le corresponde V_{inv2}).

En conclusión, en este caso, para que la corriente se inyecte siempre en fase con la red ($\varphi = 0$), factor de potencia igual a la unidad, se puede realizar un control por desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor.

4.6. CONTROL DEL INVERSOR

El sistema de control del inversor tiene los siguientes objetivos: mantener la tensión de la etapa de continua y transferir la potencia entregada por el generador fotovoltaico a la red con un factor de potencia seleccionado sin que superen los límites de funcionamiento del convertidor como inversor. A partir de la estrategia desarrollada en los apartados anteriores, se propone un método de control del inversor muy sencillo que permite controlar no solo la corriente inyectada a la red y el factor de potencia sino que de forma dinámica puede reconfigurarse para cambiar el tipo de factor de potencia que se desea entregar a la red en cada momento. La idea básica del control es utilizar un número reducido de patrones de disparo fijos previamente calculado y tabulado (SPWM, cancelación de armónicos, etc.) aplicado a una tensión del bus de continua constante. Actuando sobre el desfase de la tensión de salida del inversor como parámetro de control se puede controlar la amplitud de corriente de salida, el factor de potencia y por lo tanto la magnitud de la potencia entregada a la red, tanto activa como reactiva.

4.7. ESTRUCTURA DEL CONTROL PROPUESTO PARA EL INVERSOR

La estructura de control que se ha realizado para el inversor monofásico se muestra en la Figura 4.24. V_{inv} es la tensión de salida del inversor, V_{red} la tensión de la red, I_s la corriente promediada a la salida del inversor.

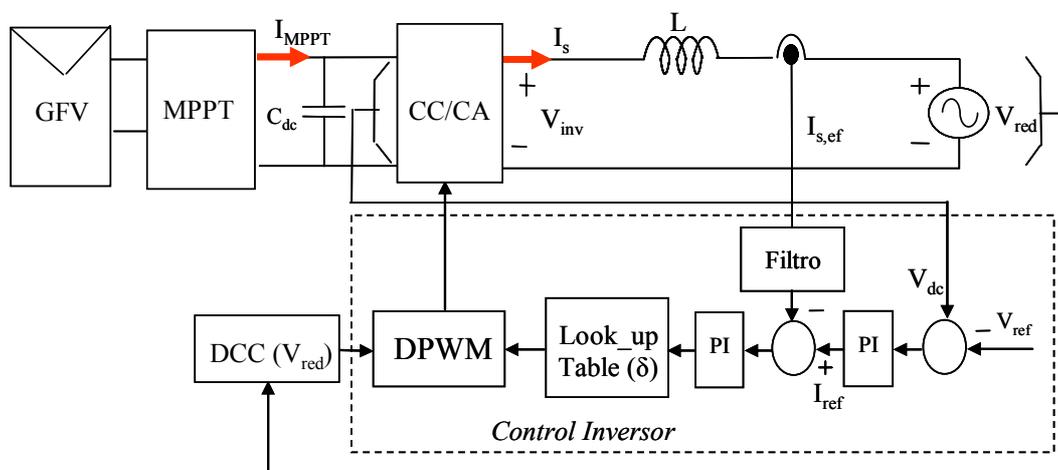


Figura 4.24. Estructura de control para el inversor monofásico

En la Figura 4.24, se muestra el sistema fotovoltaico formado por un generador fotovoltaico (GFV), un controlador del punto de máxima potencia (MPPT) y el inversor. La estructura del control propuesta es un control de potencia mediante desplazamiento de fase (CPDF). El diagrama representado corresponde a un control tradicional con 2 lazos de control: uno interno, que permite el control de la corriente de salida del inversor y otro externo que permite el control de la tensión del bus de continua V_{dc} . La corriente de salida de referencia (I_{ref}) depende de la tensión del bus de continua y de la tensión de continua de referencia (V_{ref}).

Un filtro paso bajo se asocia al sensor de la corriente de salida del inversor para filtrar la corriente y garantizar la eliminación del ruido que se presenta en la corriente de salida. Se utiliza un regulador proporcional – integral (PI) para el lazo de corriente y otro para el lazo de tensión. Generalmente el regulador PI asegura un comportamiento satisfactorio para regular variables continuas (valores eficaces) como se muestra en la Figura 4.19.

Los ángulos de desfases (δ) de la tensión del inversor respecto la tensión de red se almacenan en un tabla “*Look-up table*”.

Al modulador SPWM le corresponde otra tabla donde se almacenan los patrones de conmutación previamente calculados.

Lo que lo hace diferente al control propuesto es que la corriente de salida I_s no se controla variando el índice de modulación m_a , sino que se mantiene m_a constante y se desplaza la fase de la tensión del inversor para obtener el valor de la corriente deseada (modulador de fase).

Una de las ventajas que proporciona este método de control es su simplicidad en cuanto a los requerimientos de capacidad de cómputo del circuito de control y por otra parte permite reconfigurar el control de manera rápida y sencilla en caso de que se requiera inyectar no solo potencia activa, sino también potencia reactiva.

La principal desventaja de este control es que el factor de potencia no se controla directamente (ver Figura 4.8) y, en general, siempre existe una cierta cantidad de potencia reactiva. Como se vio en el apartado anterior, una adecuada selección de los

valores de V_{inv} y el valor de la inductancia de acoplamiento puede dar lugar a factores de potencia próximos a la unidad y con muy pequeñas variaciones.

A la hora de elegir el método adecuado deberemos tener en cuenta principalmente el contenido armónico permitido de la corriente inyectada a la red. Este aspecto es importante ya que los métodos que proporcionan un alto contenido armónico generalmente llevan asociado un control más sencillo, pero también precisan filtros más grande y caros. Este control se basa sobre el control del desfase y la magnitud de la corriente I_s , sólo variando (δ) y consideramos V_{inv} fija.

Existen muchas técnicas de control para el control del inversor, entre ellas la modulación del ancho de los pulsos SPWM unipolar elegida en este trabajo.

El control propuesto del inversor está realizado mediante la combinación del control por ancho de pulso, la SPWM y el desplazamiento del desfase de la tensión de salida del inversor, Figura 4.19, es decir, controlando el desfase (δ) de la tensión de salida del inversor. Para cada desfase entre la tensión de la red y la tensión a la salida del inversor le corresponde un nivel de corriente, aprovechando las ventajas de cada uno de ellos.

Se eligió la modulación unipolar porque se dobla la frecuencia de conmutación y al mismo tiempo reduce la distorsión armónica. Desplazamiento de la fase de la tensión de salida del inversor permite obtener el desfase correspondiente para cada nivel de la corriente a inyectar a la red y la ventaja de este método es utilizar un mismo patrón de conmutación regulando el factor de potencia.

Para la implementación digital del control, el método utilizado es la creación de una look up table donde se guardaran los diferentes desfases correspondientes a cada valor de I_s y que aseguran un factor de potencia dentro la norma [R.D 436/2004]. Para el cálculo de los pulsos, se implementó un programa en Matlab de la estrategia de control elegida SPWM. Que se validó mediante la simulación en PSIM y posteriormente se transformó en código VHDL para ser implementado en FPGA.

De los resultados desarrollados, se deduce que en el rango de variación de la corriente de la salida I_s se obtiene con un índice de modulación constante, variando el desfase de la tensión de salida del inversor V_{inv} , Figura 4.19.

Para el control de la corriente suministrada por el inversor a la red, realizamos la regulación cuya consigna es la corriente del punto de máxima potencia I_{mppt} .

4.8. BLOQUE REGULADORES

La calidad de un sistema de control viene determinada por el comportamiento del sistema tanto en régimen permanente como en régimen transitorio; los requisitos más frecuentes que se consideran a la hora de diseñar un sistema de control son:

- En estado estacionario y en presencia de todas las perturbaciones, el error del sistema, que es la desviación entre la variable controlada y la referencia, debe ser cercano a cero.
- El sistema debe ser estable. Ante un cambio de consigna o ante una perturbación el sistema debe alcanzar un nuevo régimen permanente admisible.
- Después de un cambio de consigna o de una perturbación, el nuevo régimen permanente debe alcanzarse lo más rápido posible.

4.8.1. REGULADOR DEL LAZO DE CONTROL DE LA CORRIENTE

La estructura del lazo interno de control se muestra en la Figura 4.25.

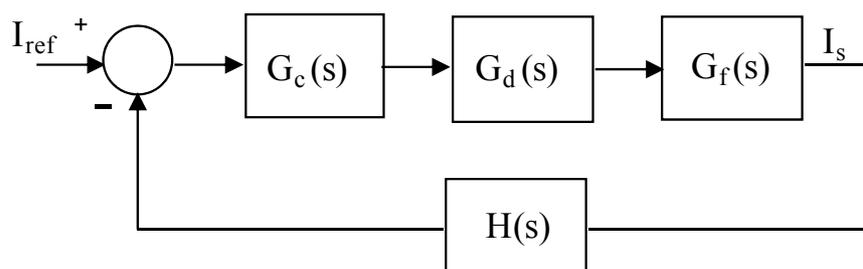


Figura 4.25. Diagrama de bloques de la estructura del lazo de control de la corriente del inversor

Las funciones de transferencia de cada bloque se definen como sigue:

G_c : La función de transferencia del regulador PI (controlador)

G_d : la función de transferencia del modulador PWM (retardo de procesamiento digital)

G_f : La función de transferencia del Filtro de salida

$H(s)$: La función de transferencia del Filtro de medición

El regulador es de tipo proporcional-integral (PI). Su función de transferencia es:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.34)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1}{\frac{K_p}{K_i} \cdot s} = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s} \quad (4.35)$$

K_p y K_i , los parámetros proporcional e integral del controlador, respectivamente.

La función de transferencia del filtro de salida se define por la siguiente ecuación:

$$I_s = \frac{V_{inv} - V_{red}}{L \cdot s} = \frac{m_a \cdot V_{dc} - V_{red}}{L \cdot s} \quad (4.36)$$

Dado que el controlador se implementa digitalmente, debe tener en cuenta el retardo introducido de 1,5 veces el tiempo de muestreo T_M [Barrado *et al.*, 07], [Bueno, 05]. La función de transferencia del modulador PWM digital, G_d , tiene por expresión:

$$G_d(s) = \frac{1}{1,5 \cdot T_M \cdot s + 1} \quad (4.37)$$

De las ecuaciones (4.36) y (4.37), la función de transferencia de la planta definida para $P_i(s)$, viene dada por:

$$P_i(s) = \frac{1}{1,5 T_M \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{L \cdot s} \quad (4.38)$$

La función de transferencia del bloque de medición y filtrado de la corriente es:

$$H(s) = \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (4.39)$$

K_{sc} : la ganancia del sensor de corriente

τ_{sc} : la constante de tiempo del filtro asociado.

$$K_{sc} = 0,25 \text{ V/A}$$

La función de transferencia en el lazo abierto de la corriente $T_i(s)$

$$T_i(s) = G_c(s) \cdot P_i(s) \cdot H(s)$$

Sustituyendo: $G_c(s)$, $P_i(s)$ y $H(s)$

Se obtiene la función de transferencia $T_i(s)$:

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s} \cdot \frac{1}{1,5 T_M \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{L \cdot s} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (4.40)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 T_M \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot s + 1} \quad (4.41)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{\frac{1}{\omega_r} \cdot s + 1}{\frac{1}{\omega_r} \cdot L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 T_M \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc}}{\frac{1}{\omega_{sc}} \cdot s + 1} \quad (4.42)$$

$$T_i(s) = K_p \cdot \frac{s + \omega_r}{L} \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1,5 T_M \cdot s + 1} \cdot \frac{K_{sc} \omega_{sc}}{s + \omega_{sc}} \quad (4.43)$$

Substituyendo cada bloque de este lazo en la Figura 4.25 para su función de transferencia se tiene:

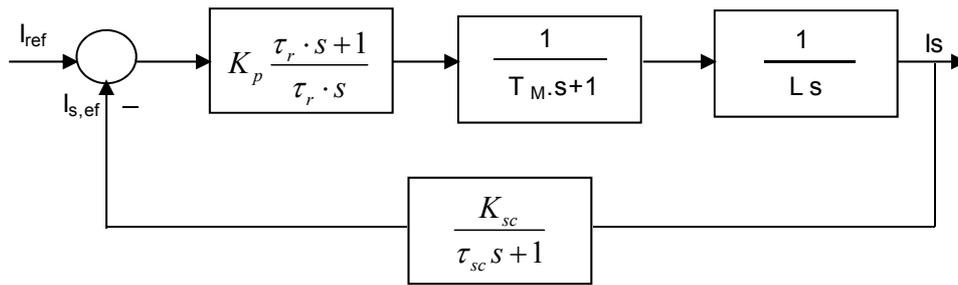


Figura 4.26. Estructura del lazo de control de la corriente del inversor

- **Dimensionado del regulador de corriente**

En primer lugar se define el criterio de estabilidad a partir de la función de transferencia en el lazo abierto.

- Para asegurar un margen de fase suficiente, la curva de ganancia debe cruzar el eje 0dB con una pendiente de - 20dB/dec.
- Un margen de fase $M_F \geq 45^\circ$
- Una frecuencia de cruce $f_c = f_{sw}/10$

El margen de fase M_F es por tanto:

$$M_F = 180 + \angle T_i(j\omega_c) = \arctg(\tau_r \omega_c) - \arctg(\tau_{sc} \omega_c) - \arctg(1,5T_M \omega_c) \quad (4.44)$$

$$\arctg(\tau_r \omega_c) = M_F + \arctg(\tau_{sc} \omega_c) + \arctg(1,5T_M \omega_c) \quad (4.45)$$

Donde:

$$\tau_{sc} = \frac{1}{2\pi f_{cs}}$$

$$f_{sc} = 500\text{H} \Rightarrow \tau_{sc} = 3,18310^{-4}$$

Para el margen de 45° se deduce la frecuencia del cruce $f_c = 300\text{Hz}$

Se deduce entonces $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 1884,9556 \text{ rad /s}$

$$\begin{aligned} \arctg(\tau_r \omega_c) &= 45 + \arctg(3,183 \cdot 10^{-4} \times 1884,9556) - \\ &\arctg(1,5 \times 10^{-4} \times 1884,9556) \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\tau_r = \frac{\text{tg}75,9629}{1884,9556} = 2,122 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

De otra parte el parámetro K_p , se determina de la condición de ganancia unitaria de $T(s)$

a la frecuencia de cruce ω_c : $\|T(j\omega_c)\| = 1$

$$T(j\omega_c) = K_p \frac{\tau_r \cdot j\omega_c + 1}{\tau_r \cdot (j\omega_c)^2} \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{K_{sc}}{\tau_{sc} \cdot j\omega_c + 1} \quad (4.46)$$

$$K_p = \frac{\tau_r \cdot L \cdot \omega_c^2}{K_{sc}} \cdot \frac{\sqrt{(\tau_{sc} \cdot \omega_c)^2 + 1}}{\sqrt{\omega_c^2 + 1}} \quad (4.47)$$

$$K_p = 0,735$$

En las Figuras siguientes se muestra el diagrama de Bode en amplitud y en fase del lazo de corriente en lazo abierto representado por su función de transferencia $T_i(s)$.

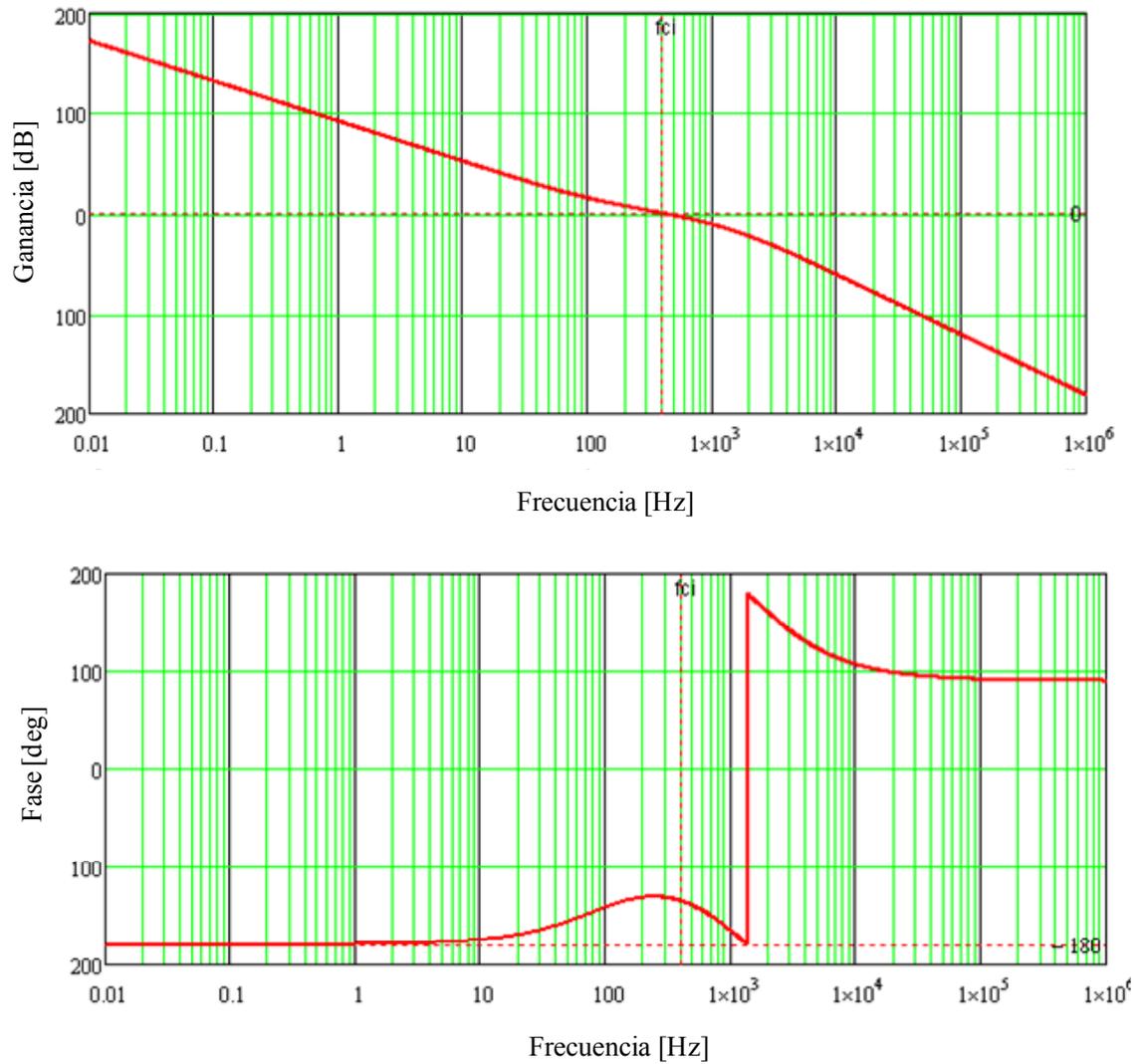


Figura 4.27. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo de corriente en el lazo abierto

4.8.2. REGULADOR DEL LAZO EXTERNO DE TENSIÓN

El lazo de tensión controla la tensión del bus de continua (V_{dc}) y permite estabilizar la corriente directa mediante un regulador PI. De este modo, midiendo la tensión en bornes del condensador, a la entrada del inversor y conociendo la referencia de tensión (tensión V_{ref}), se establece la referencia directa de la corriente eficaz, Figura 4.28.

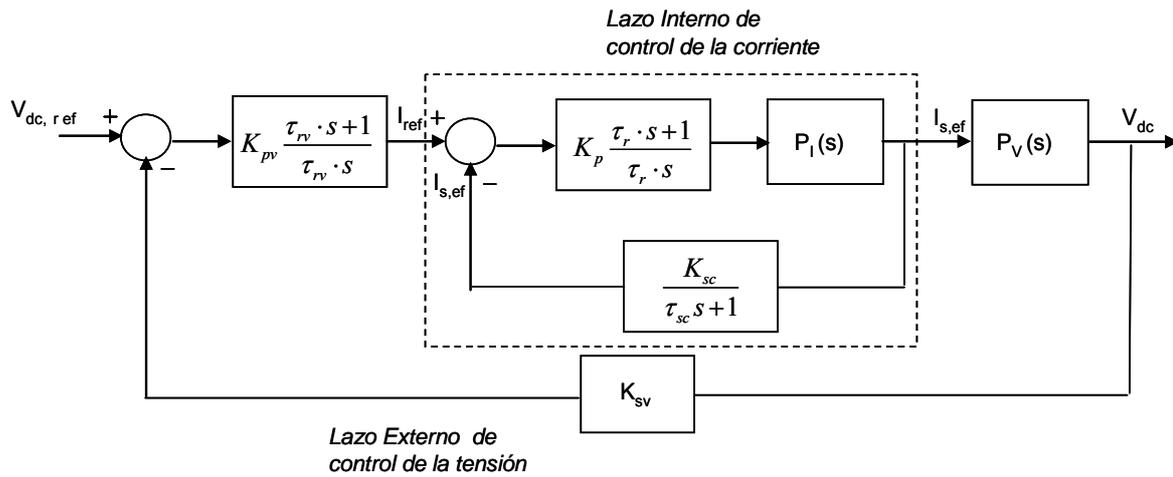


Figura 4.28. Lazo de control de la tensión y lazo de control interno de corriente

Dado que la frecuencia de cruce del lazo de control de la tensión es mucho menor que la frecuencia de cruce del lazo de corriente, el polo de la función de transferencia del lazo de corriente no influye en la estabilidad del lazo de tensión. Se puede aproximar por la ganancia del lazo, $T_1(P) = 1/K_{sc}$. La Figura 4.29, muestra el lazo externo de la tensión.

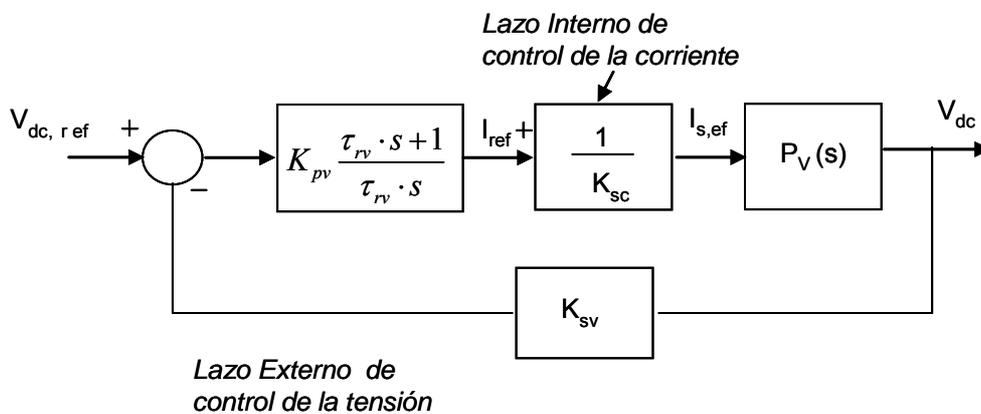


Figura 4.29. Estructura de control del lazo de tensión

El regulador es de tipo proporcional-integral (PI). Su función de transferencia es:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{4.48}$$

$$G_c(s) = K_p \cdot \frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{\tau_{rv} \cdot s} \quad (4.49)$$

K_p y K_i los parámetros proporcional e integral del controlador, respectivamente.

La función de transferencia $H(s)$ es un constante tal:

$$H(s) = \beta = K_{sv} \quad (4.50)$$

Determinación de la función de transferencia de la planta $P_v(s)$.

Se establece la función de transferencia $P_v(s)$, considerando una pequeña variación de la tensión continua V_{dc} alrededor de su valor medio.

Por otra parte, utilizamos el principio de conservación de energía, $P_{CC} = P_{AC}$

$$V_{dc} \cdot C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = V_{s,ef} \cdot I_{s,ef} \quad (4.51)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{V_{s,ef} \cdot I_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (4.52)$$

$$V_{dc}(s) = \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef} \cdot I_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (4.53)$$

La función de transferencia de la planta $P_v(s)$ será

$$P_v(s) = \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef}}{V_{dc}} \quad (4.54)$$

En definitiva la función de transferencia en el lazo abierto del lazo de tensión $T_v(s)$ es:

$$T_v(s) = K_p \frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{\tau_{rv} \cdot s} \cdot \frac{1}{K_{sc}} \cdot \frac{1}{C_{dc} s} \frac{V_{s,ef}}{V_{dc}} \cdot K_{sv} \quad (4.55)$$

$$T_v(s) = \frac{K_p \cdot V_{s,ef} \cdot K_{sv}}{\tau_{rv} \cdot K_{sc} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}} \left(\frac{\tau_{rv} \cdot s + 1}{s^2} \right) \quad (4.56)$$

- **Dimensionado del regulador de tensión**

El controlador de tensión debe ser más lento que el controlador de corriente, para que ambos sean independientes. Así, el tiempo de establecimiento, t_s , se delimita en el margen $10\text{ms} < t_s < 20\text{ms}$. La primera limitación asegura que el controlador de V_{dc} es mucho más lento que el controlador de corriente propuesto (apartado 4.1), mientras que la segunda limitación permite que el controlador sea capaz de responder en un ciclo de la señal de red.

En primer lugar se define el criterio de estabilidad a partir de la función de transferencia en lazo abierto.

- Para asegurar un margen de fase suficiente, la curva de ganancia debe cruzar el eje 0db con una pendiente de -20db/dec
- Un margen de fase $M_F \geq 45^\circ$. Para este lazo se ha especificado un margen de fase de 60° .
- Una frecuencia de cruce de 10Hz, mucho menor que la frecuencia de cruce del lazo de control de la corriente

El margen de fase M_f es:

$$M_F = 180 + \angle T_v(j\omega_c) = \text{arctg}(\tau_{sv} \cdot \omega_c) \quad (4.57)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c = 62,8 \text{ rad /s}$$

$$\tau_{rv} = \frac{\text{tg}(M_f)}{\omega_c} = \frac{\text{tg}(60)}{62,8} = 27,58 \cdot 10^{-3}$$

El parámetro proporcional K_p , puede obtenerse de la condición de ganancia unitaria de $T_v(s)$ a la frecuencia de cruce ω_c .

$$\|T_v(j\omega_c)\| = 1 \Rightarrow K_p = \frac{\tau_{rv} \cdot K_{sc} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \omega_c^2}{V_{s,ef} \cdot K_{sv}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\tau_{rv} \cdot \omega_c)^2 + 1}} \quad (4.58)$$

El valor eficaz $V_{s,ef} = V_{red,ef} = 240$, y el valor de la tensión de referencia $V_{dc} = 341V$
 $K_p = 2,127$.

En las Figuras siguientes se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia del lazo de tensión en el lazo abierto.

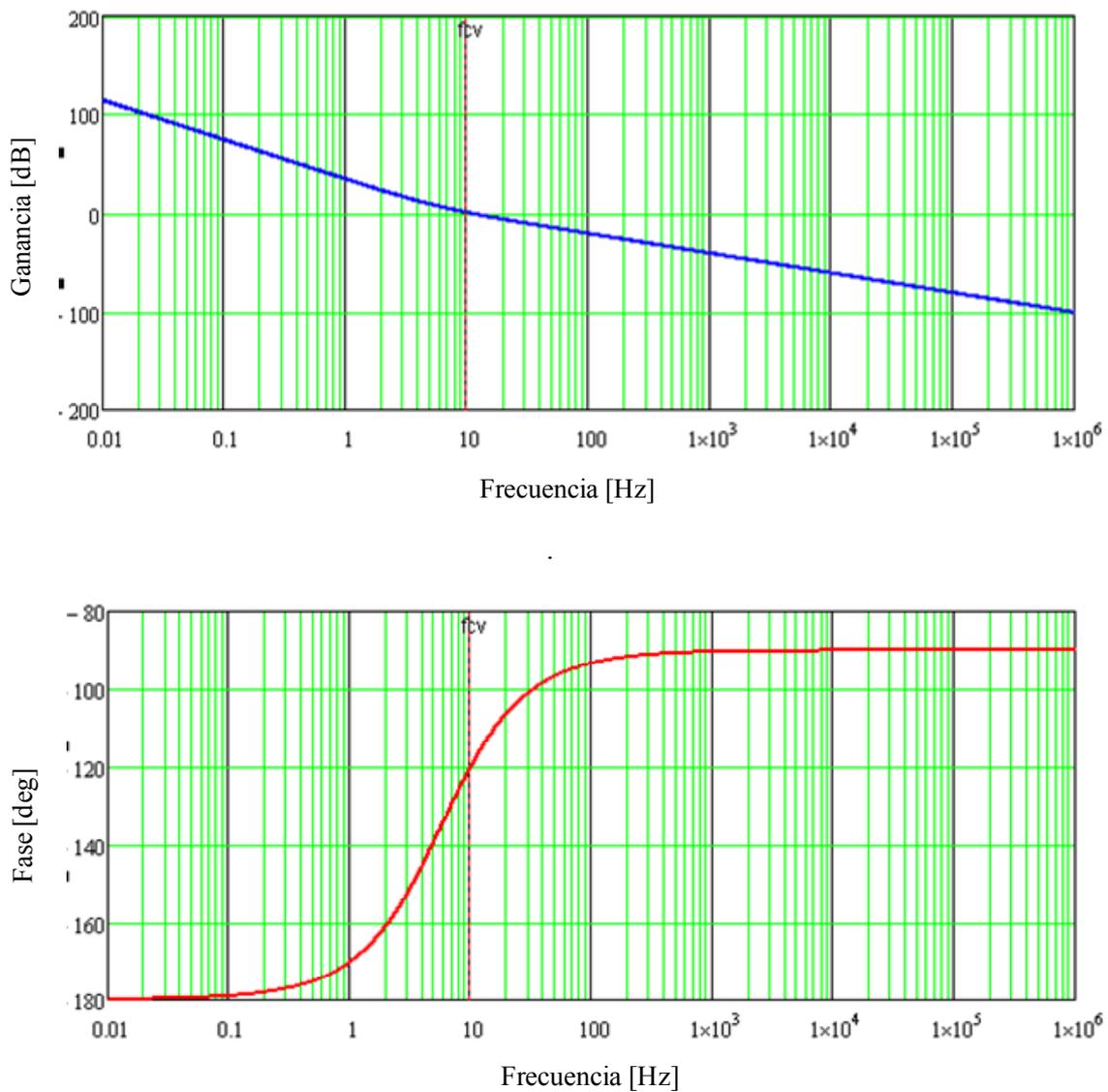


Figura 4.30. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo de tensión en el lazo abierto

Para el seguimiento del punto de máxima potencia MPPT, que es una parte del sistema fotovoltaico conectado a la red (ver capítulo 1), se ha elegido el método de perturbación y observación con control de una variable para adaptar el control de la potencia inyectada a la red.

4.9. CONTROL DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA MPPT

En un sistema conectado a la red es necesario extraer siempre la máxima potencia disponible en el sistema fotovoltaico.

Como está indicado en las características I-V del panel fotovoltaico, la máxima potencia del panel depende del nivel de irradiación y la temperatura, para cada uno de ellos el panel entregará una determinada potencia y en un punto, para las mismas condiciones de irradiación y temperatura, entrega la máxima potencia. Este punto recibe el nombre de MPP (Maximum Power Point).

Para conseguir la máxima potencia disponible en el sistema fotovoltaico siguiendo la corriente máxima del panel I_{mppt} que deberá inyectar a la red, un convertidor CC/CC se incluye al inversor, encargado de transferir la potencia desde la entrada a la salida y adaptar los niveles de tensión y corriente necesarios para hacer que el funcionamiento del sistema sea óptimo. Además ha de ser capaz de regular los valores de estas variables eléctricas tratando de disminuir rizados, picos, etc.

La corriente I_{mppt} que será inyectada a la red, por parte del inversor, será tomada como referencia por el control del inversor.

En otros sistemas conectados a la red el inversor realiza la búsqueda del punto de máxima potencia, variando el ancho de pulso en los inversores, sin que sea obligatoria la etapa de CC/CC anteriormente mencionada.

El algoritmo de control se basa en el cálculo constantemente de la potencia extraída multiplicando la corriente y la tensión a la salida del campo fotovoltaico. El control varía la corriente que pasa por el convertidor y calcula de nuevo para ese nuevo punto de

trabajo, el producto de la corriente por la tensión, tomando decisiones sobre el control para tratar de alcanzar el máximo de potencia desde los paneles.

4.9.1. SEGUIDORES DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA MPPT

Los seguidores del punto de máxima potencia, MPPT (Maximum Power Point Trakers) son dispositivos electrónicos capaces de hacer operar a los módulos fotovoltaicos alrededor del punto de trabajo donde se genera la máxima potencia capaz de obtenerse para las condiciones de irradiancia y temperatura de ese momento.

Los sistemas de seguimiento del tipo MPPT, se basan en un control de las variables eléctricas del panel (tensión y corriente), aunque también es posible controlar las variables eléctricas de salida del convertidor (tensión y corriente), debido a que están relacionadas con las del panel por medio de una variable también conocida que es el ciclo de trabajo (D). Con el conocimiento de estos datos, se define el punto de trabajo del generador, con el fin de aproximarlos, en cada instante, con el punto de máxima potencia (MPP), y así aumentar la eficiencia de todo el sistema [Ramón, 05].

El comportamiento de los paneles solares, se puede analizar a partir de la curva característica I-V, Figura 1.7 (Capítulo 1). El punto de trabajo en el que opera un generador fotovoltaico, corresponde a la intersección de dicha curva con la recta de carga característica del conjunto de dispositivos conectados a su salida.

En la siguiente Figura 4.31, se pueden observar tres posibles puntos de funcionamiento, cada uno de ellos determinado por sus coordenadas (V, I) correspondientes a tres hipotéticas cargas. La potencia extraída del panel no es la misma para las tres situaciones representadas. Así, la recta de carga 2 coloca al generador fotovoltaico en un punto de trabajo, P2, en el cual el generador es capaz de producir el máximo de sus posibilidades para unas determinadas condiciones de funcionamiento, es decir la recta de carga 2 hace que el generador fotovoltaico opere en su punto de máxima potencia (MPP) [Ramon, 05].

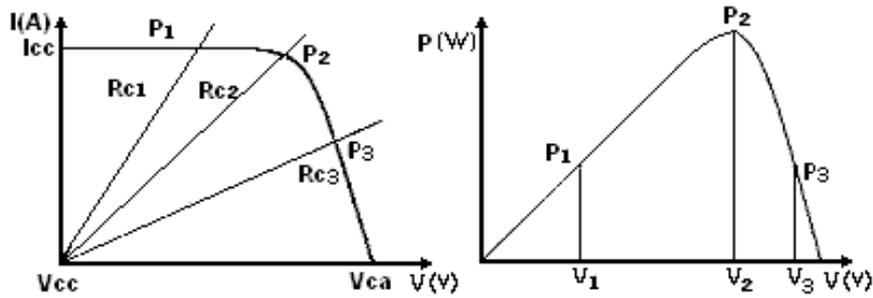


Figura 4.31. Puntos de funcionamiento del panel fotovoltaico

En cualquiera de los otros puntos de trabajo (por ejemplo P_1 y P_3), el sistema fotovoltaico opera lejos del MPP por lo que se está desperdiciando una energía que el panel sería capaz de entregar.

Una de las consecuencias directas de la implantación de un MPPT en un sistema fotovoltaico, es la reducción del área de captación necesaria para alimentar a un determinado consumo, con el consiguiente ahorro tanto económico como espacial.

Los MPPT se suelen implementar en los reguladores de carga, aumentando la complejidad y el coste del sistema. No obstante, los convertidores con seguidores del punto de máxima potencia son en la actualidad dispositivos fiables, cuyo coste, al igual que el resto de los componentes, va disminuyendo paulatinamente. Además, el encarecimiento inicial queda amortizado a medio o corto plazo por el incremento del rendimiento global del sistema.

4.9.2. ELEMENTOS QUE COMPONEN UN MPPT

Con el fin de captar la máxima potencia de los paneles fotovoltaicos, el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) es obligatorio. El punto de máxima potencia de los paneles fotovoltaicos es una función de la irradiancia solar como se muestra en la Figura.1.7 (Capítulo 1).

El MPPT es un circuito electrónico que incorpora dos etapas fundamentales, la etapa de potencia y la etapa de control. Esta función puede ser aplicada tanto en el convertidor CC-CC o en el inversor CC-CA.

Varios algoritmos se pueden utilizar para la implementación del MPPT.

- **Etapa de potencia.**

Encargada de transferir la potencia desde la entrada a la salida y de adaptar los niveles de tensión y corriente necesarios para hacer que el funcionamiento del sistema sea óptimo. Además debe ser capaz de regular los valores de estas variables eléctricas, tratando de disminuir rizados, picos etc. En esta parte del circuito también se suelen incluir protecciones para evitar la destrucción del regulador.

El elemento fundamental de esta etapa, es el convertidor CC/CC que se debe diseñar a partir de las diferentes topologías de potencia, eligiendo aquella que se adapte mejor a las especificaciones de la instalación.

Cabe destacar que el principal problema de esta etapa se encuentra en la realización de un correcto dimensionado de los componentes y pistas del circuito impreso, de forma que sean capaces de resistir los niveles de potencia a los que están sometidos (valores de tensión y corriente).

- **Etapa de control.**

Se trata de un circuito electrónico, de naturaleza analógica o digital, capaz de implementar algún algoritmo de control encargado de hacer operar al panel en el punto óptimo en función de las diferentes condiciones meteorológicas.

4.9.3. ALGORITMOS DE CONTROL

Estos algoritmos actúan sobre el ciclo de trabajo del regulador de potencia, con el fin de encontrar los valores de tensión y corriente de la curva I-V del panel que hacen que el panel produzca más potencia.

Existen varios métodos para el seguimiento del punto de máxima potencia entre ellas: [Hohm, *et al.*, 00], [Hohm, 03,] [Salas *et al.*, 05], [Salas *et al.*, 06] [Hussein *et al.*, 00]

- Método de perturbación y observación (P&B) (*Perturb and Observe*)
- Método de la conductancia incremental (INC) (*Incremental Conductance*).
- Tensión constante (*Fractional Open-Circuit Voltage*).
- Derivada de potencia (*Hill Climbing Method*)

4.9.3.1. PERTURBACIÓN Y OBSERVACIÓN

El algoritmo el más utilizado para el seguimiento de máxima potencia (MPPT) es el algoritmo de perturbación y observación (P & O), debido a su implementación fácil en su forma básica [Hohm, *et al.*, 00]. La Figura 4.32, muestra la característica de un generador fotovoltaico, que tiene un máximo en el MPP. Por lo tanto, si la tensión de funcionamiento del generador fotovoltaico se perturba en una dirección determinada y $dP / dV > 0$, se sabe que la perturbación se trasladó al punto de funcionamiento del generador fotovoltaico hacia el MPP. El algoritmo de P & O puede entonces seguir perturbando la tensión FV en la misma dirección. Si $dP / dV < 0$, entonces el cambio en el punto de funcionamiento del panel PV se trasladó fuera de la zona del MPP, y el algoritmo P & O invierte la dirección de la perturbación. Un problema con el algoritmo de P & O es que oscila alrededor del MPP en el régimen permanente. También puede realizar un seguimiento en la dirección equivocada, lejos del MPP, en rápido cambio en los niveles de irradiancia.

4.9.3.1.1. Algoritmo de perturbación y observación clásico.

Este algoritmo se basa en provocar un cambio o perturbación en el ciclo de trabajo del convertidor, y analizar los efectos que se producen en el punto de trabajo como consecuencia de dicha acción. Cuando los resultados reflejan un incremento en la potencia generada por el panel se procede a perturbar de nuevo en la misma dirección que la última vez. En caso de que la potencia haya disminuido respecto al estado anterior, la perturbación se realizará en dirección opuesta. De esta forma, una vez alcanzado el punto de potencia máximo (MPP), se oscilará en torno a él. Si cambian las condiciones meteorológicas, el algoritmo volverá a buscar el punto de máxima potencia.

En las siguientes Figuras se presenta desde un punto de vista gráfico el principio de funcionamiento de este algoritmo de control.

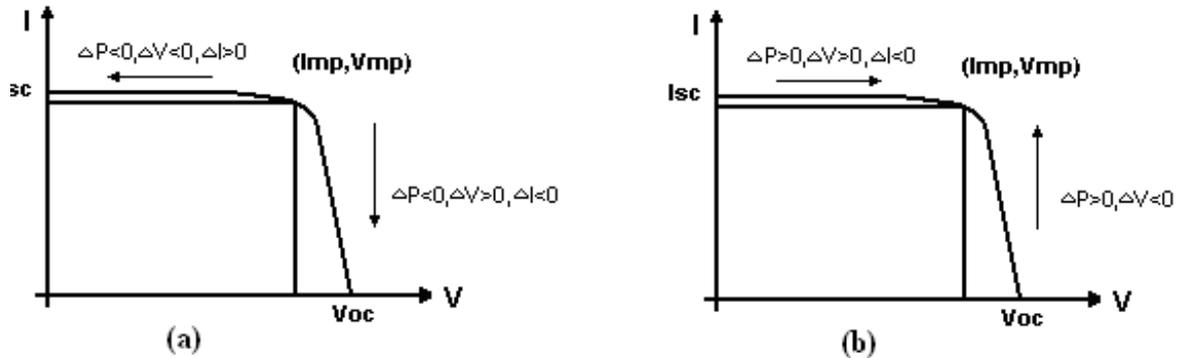


Figura 4.32. Impacto en la curva de potencia al variar el punto de trabajo

En la Figura 4.32 (a), se observa lo que sucede cuando el sistema se encuentra operando en el punto de máxima potencia y se varía el ciclo de trabajo, modificando con ello la tensión de trabajo del panel. Sea cual sea la dirección del cambio, la potencia será inferior a la existente antes de la perturbación [Hussein *et al.*, 00].

En la Figura 4.32 (b), se observa la situación contraria, es decir partimos de un punto de trabajo que no se corresponde con el MPP, de modo que, cuando el punto inicial se encuentre a la izquierda del MPP, las perturbaciones que provocan aumentos en la tensión del panel, producirán potencias crecientes, hasta que se deje atrás el MPP, situación que se da en la parte de la derecha, donde las perturbaciones que aumentan la potencia generada son en el sentido descendente de la tensión de operación del panel.

El diagrama de flujo genérico se presenta en la Figura 4.33.

Este algoritmo de control es sencillo, de bajo coste y muy rápido en la localización del MPP. Su principal inconveniente es que su eficiencia depende principalmente de dos parámetros que deben ser bien estudiados.

Tiempo de muestreo de las variables. La velocidad con la que se miden la tensión y la corriente provoca que el sistema trabaje adecuadamente o no.

Un muestreo lento produce que el sistema tarde demasiado tiempo en alcanzar el MPP en condiciones meteorológicas estables, o que no se ajuste en torno al MPP si éstas son inestables. Por el contrario, si las medidas se realizan a alta frecuencia, es posible que el panel no alcance un régimen estable de funcionamiento, debido a su constante de tiempo, y se cometa un error a la hora de hallar el camino hacia el MPP.

El límite de frecuencia máxima de muestreo viene físicamente impuesto por el hardware utilizado y por el diseño del software de control, aunque éste es suficiente como para evitar los inconvenientes antes mencionados [Ramón, 05].

Incremento del ciclo de trabajo seleccionado. Un incremento porcentual elevado en el ciclo de trabajo provoca que las oscilaciones en torno al MPP sean más lejanas respecto a éste, y que por lo tanto, se genere menos potencia. Si por el contrario la variación porcentual del ciclo de trabajo es demasiado pequeña, el algoritmo podría perderse ya que, si éste varía muy poco, también lo hacen la tensión y la corriente pudiendo no hallar el camino, o en el mejor de los casos, tardando demasiado tiempo en alcanzar el MPP.

Existe un límite en el incremento mínimo del ciclo de trabajo, y éste se debe al hardware utilizado y a la frecuencia de la señal PWM de control elegida. Por ejemplo, si se usa un reloj de 20MHz y la frecuencia de trabajo es de 200kHz, el mínimo incremento que puede producirse en la señal PWM es del 1% ($20\text{MHz} / 200\text{kHz} = 0,01$). Mientras que el algoritmo de perturbación observación clásico calcula la potencia instantánea midiendo la corriente y la tensión en los paneles, existe una variante capaz de obtener los mismos resultados midiendo únicamente una variable. A continuación se presenta dicho método.

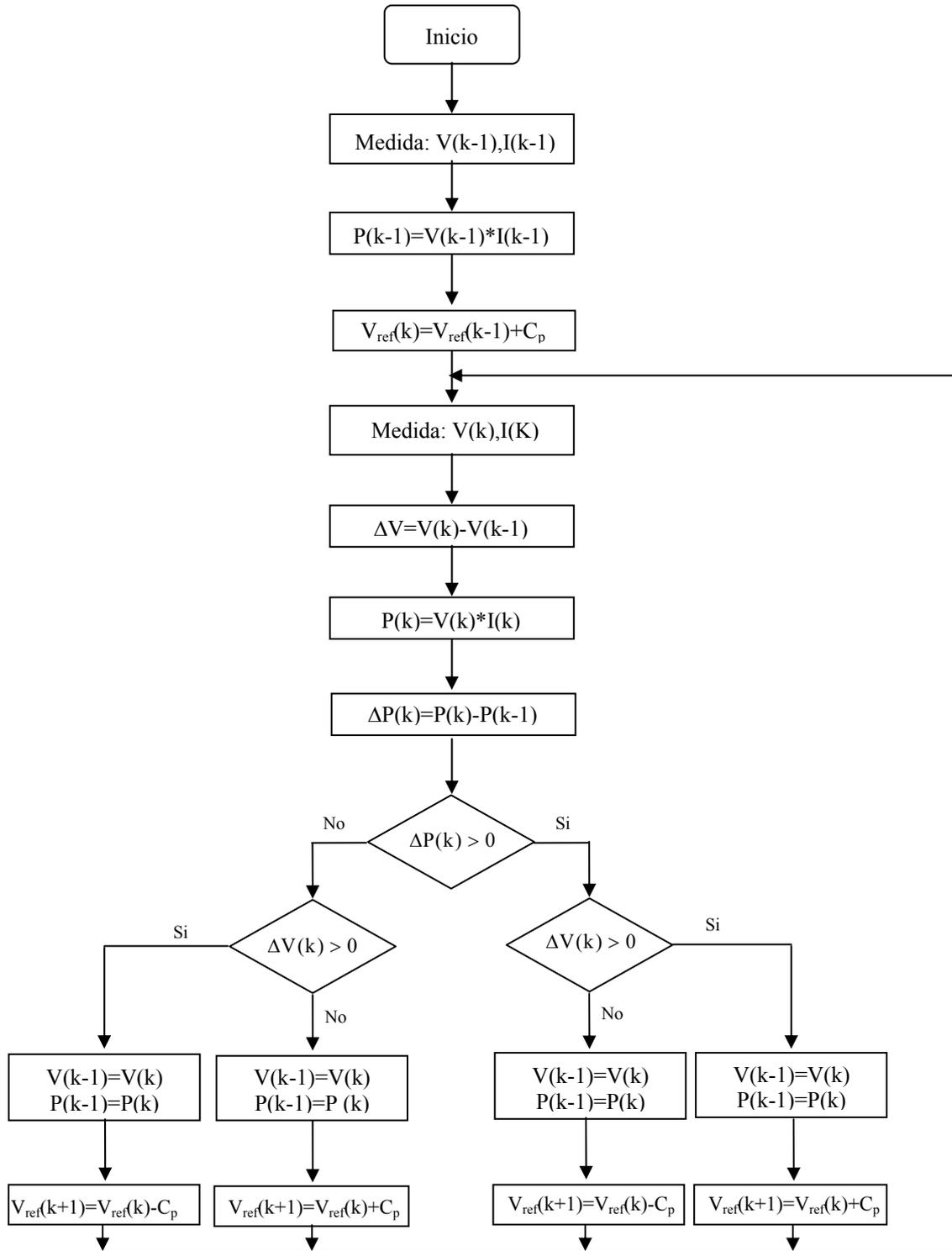


Figura 4.33. Algoritmo de perturbación observación clásico.

4.9.3.1.2. ALGORITMO DE PERTURBACIÓN OBSERVACIÓN DE UNA VARIABLE

El método de perturbación y observación de una variable se determina directamente del algoritmo de perturbación y observación clásico a dos variables (tensión y corriente) dado que la tensión de los paneles solares varía muy poco con la irradiación solar.

Este método presenta la ventaja de ser capaz de alcanzar el MPP midiendo únicamente una variable [Ramón, 04], [Salas *et al.*, 05], [Salas *et al.*, 06], lo que implica un menor tiempo de procesamiento y menor error de medida. El diagrama de flujo, en detalle, se presenta en la Figura 4.34.

Este algoritmo de control se basa en dos hipótesis fundamentales:

- Conservación de la potencia de entrada.
- Tensión de salida del convertidor constante.

Este algoritmo se basa en la medida de la corriente de salida del convertidor, I_o , (Figura 4.3). Según la segunda hipótesis, la tensión de salida se supone constante durante cada perturbación; por tanto, se puede decir que la potencia de salida ' P_s ' será mayor cuanto mayor sea la corriente de salida, ya que, $P_s = V_o * I_o$ con V_s constante, de modo que P_s aumenta cuando I_s aumenta. Debido a la primera hipótesis si P_s aumenta entonces P_e aumenta.

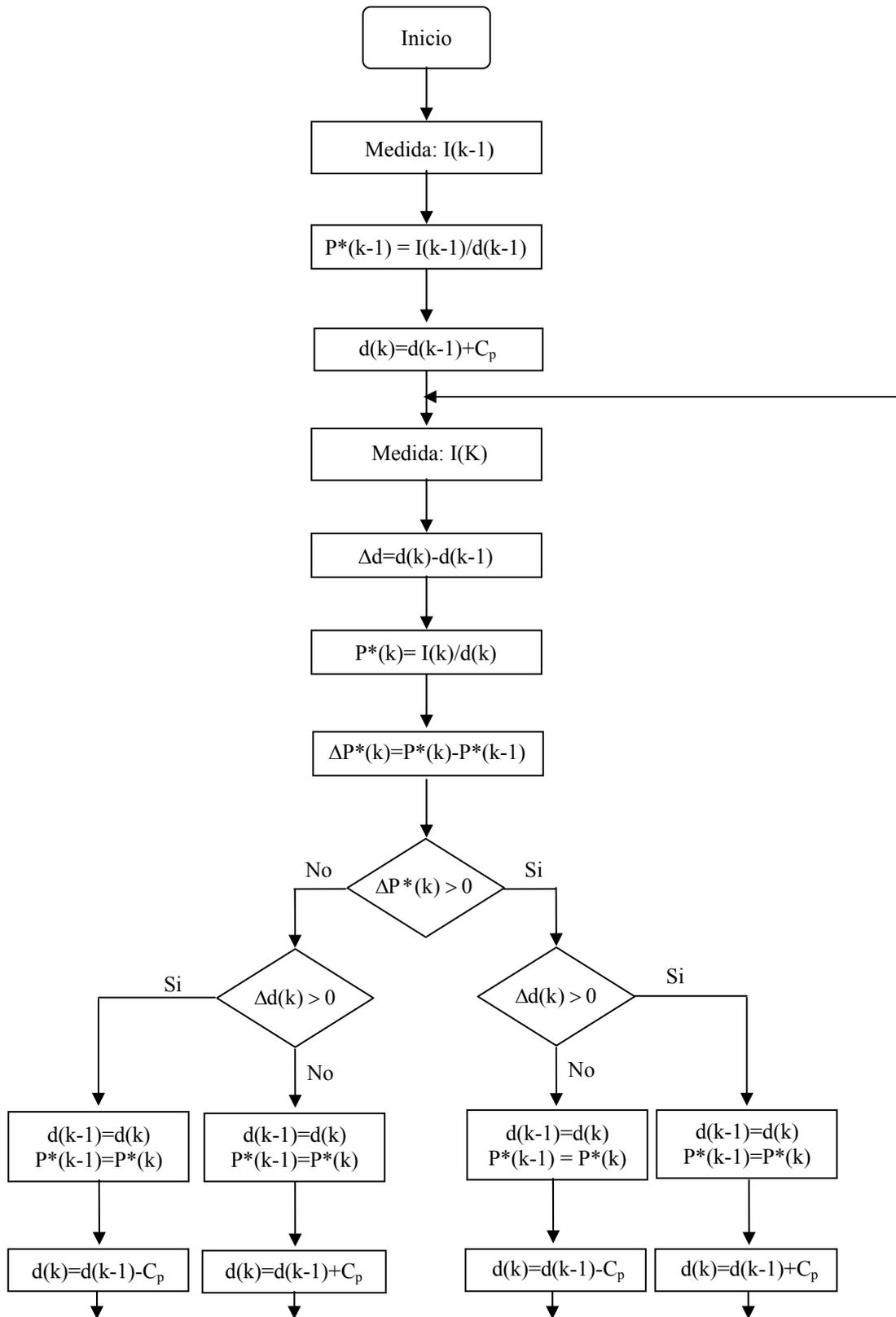


Figura 4.34. Algoritmo de perturbación observación de una variable

4.9.3.2. CONDUCTANCIA INCREMENTAL

El algoritmo intenta superar las limitaciones del algoritmo de P & O. Utilizando el algoritmo de la conductancia incremental para calcular el signo de dP/dV sin perturbación [Hohm, *et al.*, 00]. Esto se consigue utilizando una expresión derivada de la condición de que, en el MPP, $dP / dV = 0$. Figura 4.35.

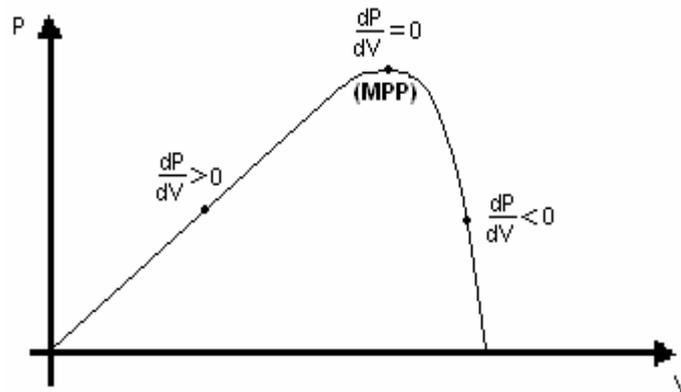


Figura 4.35. Curva de potencia, en función de la tensión, de un panel solar

La potencia se calcula como $P = V \cdot I$, por lo que se puede calcular su derivada parcial respecto a la tensión, para después igualarla a cero y de esta forma calcular el máximo, respecto a la variable V .

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I \cdot V)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} = 0 \Rightarrow \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (4.59)$$

A partir de esta condición, es posible mostrar que, en el MPP, $dI / dV = - I / V$. Por lo tanto, la conductancia incremental puede determinar que el MPPT ha alcanzado el MPP y dejar de perturbar el punto de funcionamiento. Si no se cumple esta condición, la dirección en la que el punto de MPPT debe ser perturbado, se puede calcular utilizando la relación entre dI / dV y I / V . Esta relación se deriva del hecho de que dP / dV es negativo cuando el MPPT se encuentra a la derecha del MPP y positivo cuando está a la izquierda del MPP [Hussein *et al.*, 00].

Su principio de funcionamiento se basa en el cálculo de las derivadas de la tensión y de la corriente, por lo que el algoritmo empleará en su lugar, los incrementos producidos en estas magnitudes para pequeños incrementos de tiempo. Su diagrama de flujo se presenta a continuación Figura 4.36.

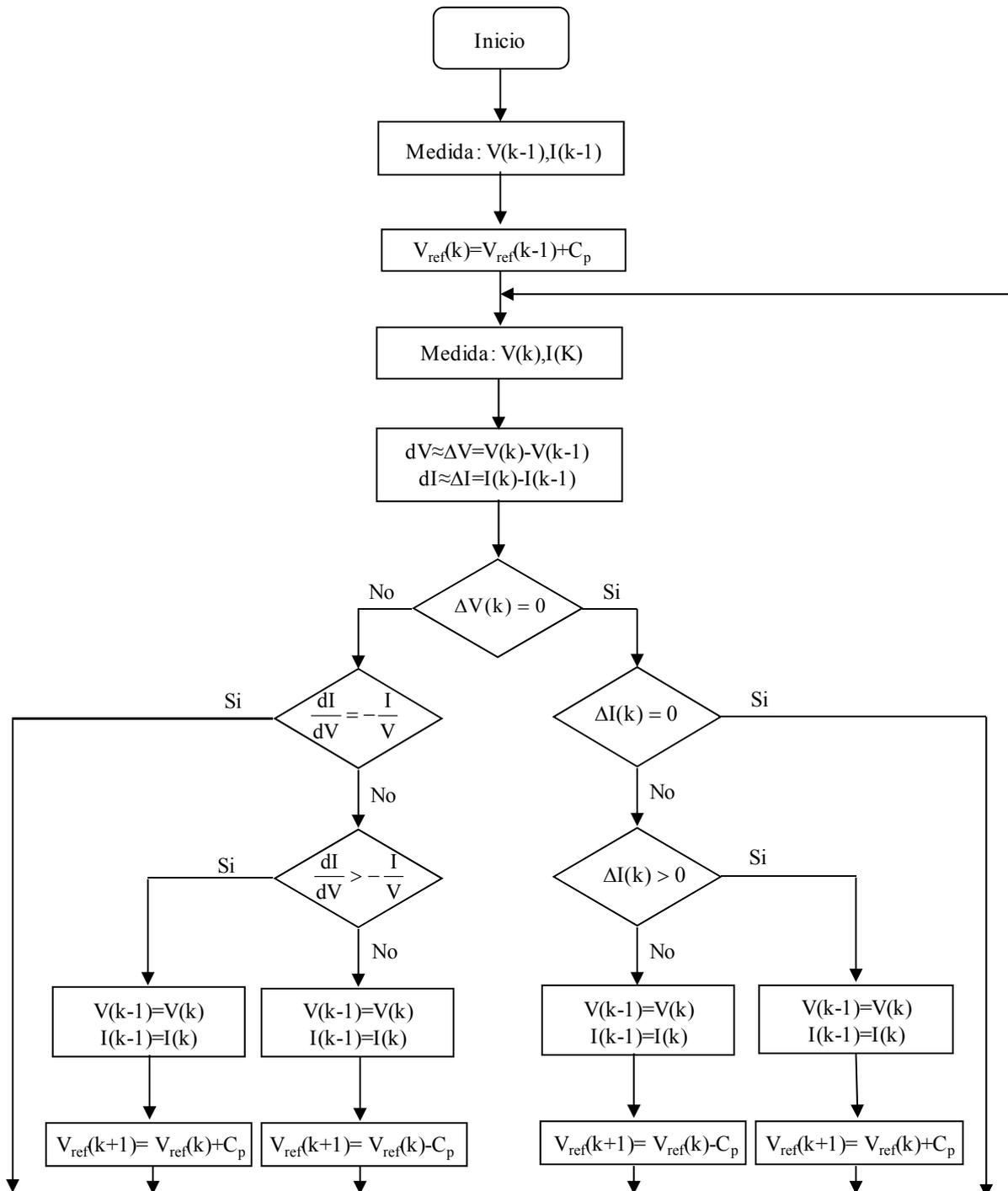


Figura 4.36. Algoritmo de la conductancia incremental

Este algoritmo tiene ventajas respecto a la perturbación y observación en el sentido de que se puede determinar cuando el MPPT ha alcanzado el MPP, o se oscila alrededor del MPP. Además, ofrece un buen rendimiento y una rápida respuesta ante cambios en las condiciones meteorológicas. Este método en cambio necesita un control más complejo en comparación con P & O. El problema puede surgir a la hora de implementar este algoritmo en un circuito real, ya que la condición de igualdad, para un micro-controlador, puede tener un error de redondeo que debe controlarse para que el sistema no se equivoque a la hora de encontrar el MPP.

4.9.3.3. TENSIÓN CONSTANTE (*Fractional Open-Circuit Voltage*)

Este algoritmo utiliza el hecho de que la tensión del MPP cambia poco con la irradiancia, como se muestra en la característica de I- V, Figura 1.7 (capítulo 1).

La proporción de la tensión óptima, V_{MP} , en circuito abierto depende de los parámetros de la célula solar (célula de referencia), sino el valor comúnmente usado es de 76% [Hohm, *et al.*, 00]. En este algoritmo, el MPPT establece momentáneamente la corriente a cero para permitir una medición de la tensión del circuito abierto.

La tensión de funcionamiento se establece en el 76% de este valor medido. Este punto de funcionamiento se mantiene durante un periodo de tiempo y, se repite el ciclo de nuevo.

La desventaja de este algoritmo es que la energía disponible se pierde cuando la carga está desconectada del sistema fotovoltaico; Además el MPP no siempre se encuentra en el 76% de la tensión de circuito abierto.

4.10. CONCLUSIÓN

En este capítulo se ha determinado una nueva estrategia para el control del inversor basada en un control SPWM asociado al control del desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red, que permite controlar no sólo la potencia máxima inyectada a la red y el factor de potencia sino que de forma dinámica puede reconfigurarse para cambiar el tipo de factor de potencia que se desea entregar a la red en cada momento. Con este sistema se consigue cubrir un amplio rango de potencias con muy pocos patrones de disparo. La implementación digital del control propuesto se presenta en el capítulo siguiente.

CAPÍTULO 5

IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROL

PROPUESTO

5.1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se han observado los sistemas de conversión de la energía usando el control analógico para alcanzar funcionamientos requeridos. Estos sistemas aunque sencillos y conocidos son difíciles de modificar. Así pues, hoy, las industrias electrónicas y los investigadores intentan desarrollar el control digital para el sistema de conversión de la energía (convertidores) usando los nuevos procesadores de datos, microcontroladores de nueva generación (DSP) y la plataforma basada en el hardware específico, FPGA.

El interés en el control digital es cada vez mayor, debido a su consumo de baja potencia y alta inmunidad al ruido (cambios de temperatura, componentes que envejecen, etc.). Por otra parte los sistemas digitales son los más convenientes a los esquemas del control y a los circuitos de interconexión sofisticada.

En cuanto a la forma de implementar el control digital, los más usados son los de tipo microprocesador (microcontroladores y DSP), pero el hardware específico (FPGA y ASIC), permite superar una serie de inconvenientes que dificultan la transición al control digital, como el retardo por tiempo de cálculo o la generación precisa de las señales de control (DPWM). Entre las varias ventajas de la implementación digital [DeCastro, 03], pueden citarse:

- Capacidad de reprogramación del control, buena parte de los dispositivos, digitales, como microprocesadores, DSP o FPGA, son reprogramables. Esta característica permite cambiar el algoritmo de control sin necesidad de efectuar ningún cambio sobre el hardware, con lo que se dota al control digital de gran flexibilidad.

- Capacidad de monitorización. Usando un control digital, éste puede conectarse a otros sistemas (típicamente un PC) encargados de la vigilancia general del sistema y ayuda en la fase de pruebas del control, pues permite depurar el control mediante más medios que la simple observación de señales accesibles al osciloscopio.
- Disminución del tiempo de diseño. El diseño de un control digital requiere menos tiempo que el de un control analógico, al menos cuando el control a desarrollar es nuevo. Esto se debe a la facilidad de realizar cambios durante el prototipado.
- Atenuación de la sensibilidad al ruido. Una señal digital sólo admite dos valores, por lo que es muy difícil que el ruido llegue a variar su valor efectivo. Por el contrario, las señales analógicas se ven mucho más influidas por el ruido, ya que ligeros cambios en el valor de una tensión, por ejemplo, pueden suponer cambios en la actuación del control. Por tanto, la parte digital del lazo de control es mucho menos sensible al ruido y sólo la parte analógica, es decir, la anterior a los CAD (Convertidores Analógicos Digitales), presenta problemas de ruido. Es en esta parte del lazo de control, la de sensado y conversión a formato digital, en la que hay que poner el mayor cuidado durante el diseño en lo que se refiere a efectos o problemas de ruido.

Los inconvenientes del control digital son:

- Necesidad de utilizar convertidores analógicos/digitales (CAD). El hecho de controlar variables analógicas, como la tensión o la corriente de un convertidor conmutado, a través de medios digitales obliga a la conversión de las variables observadas a formato digital. Esta conversión se realiza, en general, mediante CAD.
- Limitación de la resolución de medida y cálculo. Los datos digitales están representados por un número finito de bits, por lo que la resolución del valor representado queda truncada.

- Limitación de la resolución de la señal de control. En caso de generarse la señal de control del convertidor mediante medios digitales (*Digital Pulse Width Modulation* o DPWM), hay que tener en cuenta la limitación en la resolución del ciclo de trabajo que impone el dispositivo digital.
- Introducción de retardos en el control. Dos factores generan retardos en un control digital. Uno es el retardo en la conversión del CAD que sirve los datos al control, el cual se debe al tiempo de conversión. El otro es el retardo de cálculo en el propio control. Desde que llega el nuevo dato del convertidor hasta que se genera el nuevo ciclo de trabajo pasa un pequeño tiempo que puede no ser despreciable. Los retardos influyen en la respuesta dinámica del control y pueden afectar incluso a la estabilidad del sistema. Por tanto, es necesario tener en cuenta estos retardos en el diseño del control.
- Limitación en el ancho de banda del control. Esto se debe al retardo inherente al control digital que se produce, en la conversión analógica/digital, el tiempo de cálculo y la actuación desde que se calcula un ciclo de trabajo hasta que se impone de manera efectiva. Estos retardos degradan la actuación del control.

De aquí que la implementación digital haya encontrado su espacio en el diseño de nuevas soluciones topológicas para solucionar las limitaciones principalmente de los convertidores A/D y de moduladores DPWM, [Pat00], [Petechev, *et al.*,03], [Maksimovic *et al.*,04], [Peng, *et al.*,07].

Por otra parte optimizar el control minimizando los recursos, los costes y aumentando la densidad de potencia de los mismos, es la tendencia que marca el desarrollo actual de todos los sistemas electrónicos.

En esta tesis, todas las partes internas del bloque digital han sido diseñadas vía software utilizando el lenguaje de descripción de hardware estándar (VHDL).

La descripción del hardware realizada en VHDL ha sido sintetizada y simulada con otras herramientas de programación que finalmente convierten el código VHDL en celdas lógicas que posteriormente serán implementadas dentro de la FPGA. Se han elegido estos dispositivos por su concurrencia, la velocidad de procesamiento y la

capacidad de manejar con precisión las señales de disparo de los interruptores. Se puede explotar la concurrencia ejecutando múltiples operaciones simultáneamente.

5.2. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL PROPUESTO

La implementación digital del control se basa en el diagrama representado en la Figura 5.1. El mismo consta de dos lazos de control, uno interno de corriente y uno externo de tensión.

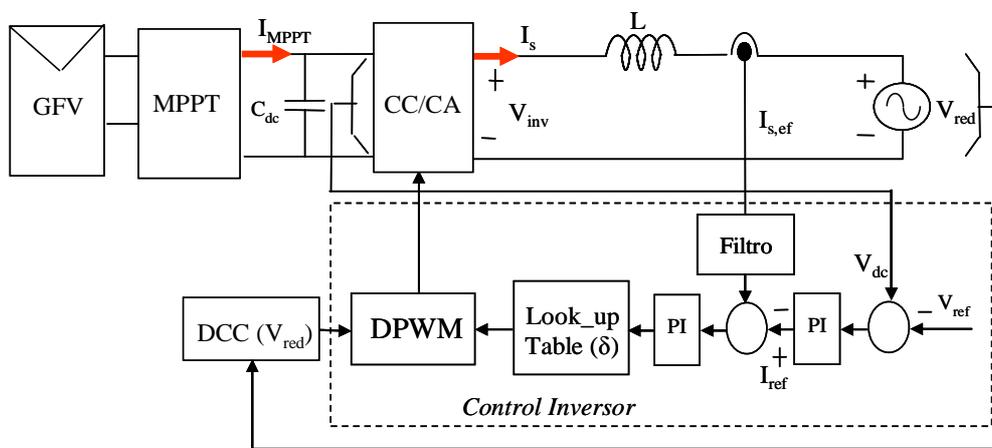


Figura 5.1. Bloques del control del inversor

En este esquema de control, el controlador se implementa mediante hardware específico en FPGA. Estos dispositivos son especialmente adecuados para la generación directa de las señales de disparo de los interruptores, por lo que el bloque DPWM está en realidad embebido dentro del regulador, es una de las ventajas características del hardware específico. Sin embargo, el hardware específico presenta dos ventajas diferenciales: se alcanza una mayor precisión y flexibilidad en el bloque DPWM, y además es posible generar cualquier número de señales de disparo, lo cual es imposible en un DSP porque disponen de uno o como muchos dos bloques DPWM.

Normalmente, todas las señales implicadas en el lazo de control son funciones continuas. Sin embargo, al utilizar un controlador digital algunas de las funciones continuas se sustituyen por secuencias discretas, Así aparecen dos dominios distintos: el dominio continuo (analógico) en el lado del proceso y el dominio discreto (digital) en el

lado del regulador. Para poder conectar ambos dominios se necesita algún tipo de interfaz. Normalmente estas interfaces son convertidores analógico/digitales (CAD) y convertidores digitales/analógicos (CDA).

A continuación se describen y se analizan los requisitos que deben cumplir cada uno de los bloques digitales que forman parte del lazo de control para garantizar ciertas especificaciones de diseño: el filtro, el regulador PI, el modulador DPWM, look up table, detector de cruce por cero DCC. Es evidente, que cada uno de los bloques que forman el lazo de control, influyen directamente en la respuesta del sistema.

5.2.1. CONVERTOR A/D

En cualquier sistema de control digital, es necesaria una conversión de las magnitudes analógicas mediante conversores A/D, los cuales realizan una lectura de la magnitud física y no cambian este valor hasta que no se le ordena una nueva lectura, es decir retienen constante el valor leído durante el tiempo que media entre cada lectura. Esto es lo que se conoce como un retenedor de orden 0.

Para los lazos de control de la corriente y de la tensión, se necesita un Conversor A/D que convierte la señal analógica de corriente a la salida del inversor en una señal discreta. De la misma manera se convierte las magnitudes de tensiones analógicas en magnitudes discretas (digitales).

Un parámetro a tener en cuenta en los conversores A/D, es la sensibilidad al ruido. Los convertidores conmutados son un medio ruidoso por naturaleza, con grandes derivadas y rizados de corriente. Los ruidos de conmutación pueden producir un efecto “aliasing” en el proceso de cuantificación. Por ejemplo, habitualmente el conversor A/D es muestreado a la frecuencia de conmutación, por lo tanto el ruido de conmutación puede provocar un offset de corriente continua. Con el objetivo de prevenir éste fenómeno y mejorar la resolución en la regulación, la señal muestreada (tensión de salida) es promediada en el tiempo.

En la Figura 5.2, se representa la función de transferencia de un conversor A/D ideal. De aquí se pueden definir las especificaciones estáticas del conversor A/D.

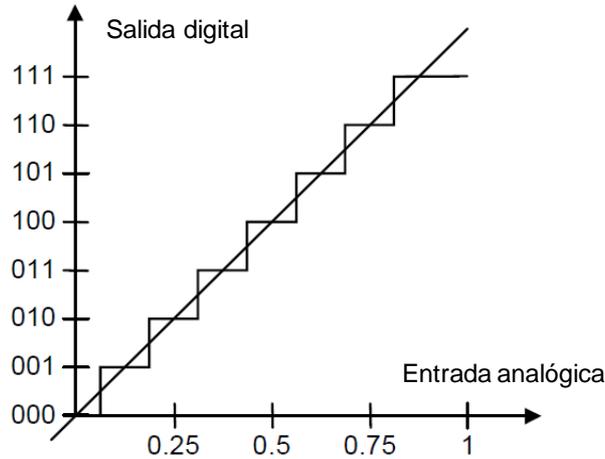


Figura 5.2. Cuantificador ideal

Los conversores A/D tienen varias fuentes de error que hacen que su función de transferencia difiera del caso ideal. Entre ellas se pueden diferenciar dos grupos de errores: los estáticos y los dinámicos. Estos errores son intrínsecos para cualquiera conversión analógico-digital [Petechev, *et al.*, 03].

Los *errores estáticos* se clasifican en:

- error de offset;
- error de ganancia;
- error de no-linealidad. Éste a su vez, se subdivide en no-linealidad diferencial (DNL) e integral (INL).

Entre las especificaciones dinámicas más importantes de un conversor A/D se pueden citar:

- Relación señal ruido del conversor (SNR);
- Número efectivo de bits del conversor (ENOB);
- Error de apertura o jitter.

Aunque en este trabajo, la implementación del conversor no es un objetivo directo del mismo, para el prototipo se ha utilizado un conversor tipo *flash* dentro del lazo de control, como un circuito integrado independiente. Existen trabajos [Quintero, *et al.*, 09a], [Quintero, *et al.*, 09b] que proponen implementaciones de A/D utilizando los

recursos propios de la FPGA. En particular, ambos se basan en configurar los pines de entrada/salida de la FPGA según la aplicación. Estos tipos de implementación de los convertidores A/D resultan de gran interés para trabajos futuros, con el objetivo final de obtener todo el control implementado dentro de la FPGA.

- **Convertidor A/D tipo flash**

Los convertidores A/D con arquitectura tipo *flash*, son los que ofrecen las mejores prestaciones en cuanto a velocidad de conversión. En la Figura 5.3, se muestra el diagrama de bloques de éste tipo de convertor A/D. El mismo basa su funcionamiento en la comparación de la señal de entrada analógica con una señal de referencia. La tensión de referencia, V_{ref} , determina el nivel más alto de cuantificación. Los diferentes niveles de cuantificación, V_0 y V_{j-1} , de la señal de entrada analógica, se fijan con ayuda de un divisor resistivo. En este caso, de $j+1$ elementos (R_0 a R_j), ver Figura 5.3.

Cada comparador genera un '1' lógico cuando la señal analógica de entrada es mayor que la tensión de referencia. De lo contrario, la tensión de salida del comparador es igual a '0' lógico. Un registro (*latch*), es el encargado de almacenar el valor actual a la salida del comparador, en cada período de muestreo del convertor A/D, T_{AD} . Finalmente, el valor digital obtenido de j bits, a la salida de cada registro, (q_0 a q_{j-1}), es codificado según la ley de control implementada.

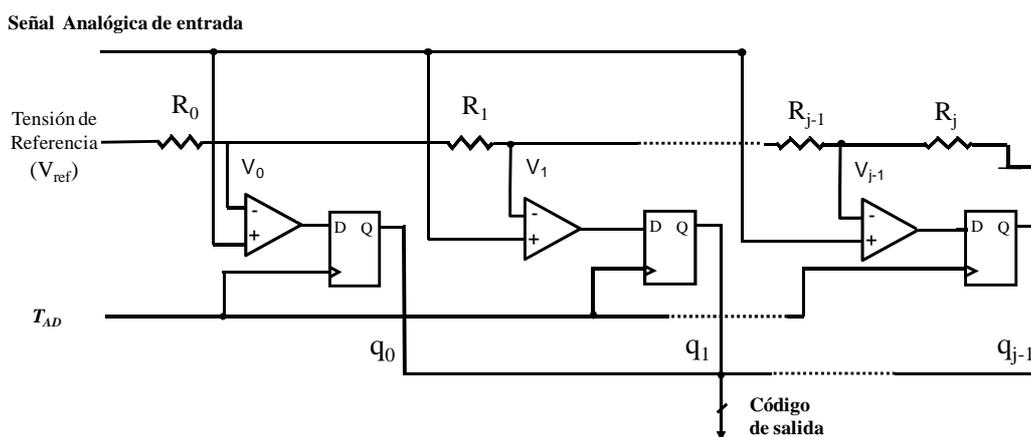


Figura 5.3. Arquitectura del convertor A/D tipo flash

5.2.2. REGULADOR DIGITAL

Los reguladores proporcional integral (PI) son compensaciones que se introducen en los lazos de control digitales para mejorar la respuesta dinámica de los mismos y disminuir el error entre la consigna y el valor medido del parámetro a controlar. Los PI son formas simples de compensación que permiten empíricamente, sin conocer el comportamiento dinámico de la planta, obtener una respuesta relativamente aceptable. Para sistemas de primer orden, permiten obtener un resultado relativamente bueno. Los PI son un buen compromiso entre la sencillez en la implementación digital y la prestación obtenida.

La estructura más habitual utilizada como ley de control en los sistemas realimentados es la proporcional integral derivativa (PID), o una combinación de ella. La forma discreta de representación de ésta ley, es la siguiente:

$$D[n + 1] = k_p e[n] + k_d (e[n] - e[n - 1]) + k_i D_i[n] \quad (5.1)$$

Donde: k_p , k_d y k_i , son los coeficientes que determinan la ganancia proporcional, derivativa e integral, respectivamente.

$D[n]$, es el valor del ciclo de trabajo en el tiempo discreto n ;

$e[n]$, es el valor digitalizado del error;

$D_i[n]$, es el estado del integrador;

Los coeficientes de cada una de las ganancias (k_p , k_d y k_i), en la práctica pueden ser redondeados a potencias de 2. Esto hace que su implementación sea sencilla mediante desplazamientos binarios. Esta ley de control puede ser implementada mediante ecuaciones en diferencias, *look-up tables* o directamente calculados con ayuda de microprocesadores con altas prestaciones. En este trabajo, el control por desplazamiento de fase propuesto basa su funcionamiento en que, para una tensión del bus de corriente continua e índice de modulación, m_a determinados, se puede inyectar corriente a la red variando el desfase que existe entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

El parámetro de control en este caso, es el desfase δ generado entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red. La actualización del valor actual del desfase se realiza en función de la ley de control implementada. Es evidente que el método

utilizado es promediar el error (desviación entre la consigna de la corriente inyectada a la red y el valor actual) en varios ciclos de la tensión de la red, de tal forma que se garanticen los requisitos de regulación y estabilidad del sistema.

5.2.2.1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA EN EL DOMINIO DISCRETO

Los reguladores digitales se describen normalmente en el dominio “z” y se realizan mediante algoritmos basados en ecuaciones en diferencias.

La función de transferencia del regulador puede ser calculada en el dominio continuo $G(s)$, y después ser discretizada con ayuda de la transformación bilineal o puede ser calculada directamente en el dominio discreto $G(z)$, [Castro, 03], [Zumel, et al., 06]. La principal diferencia entre los sistemas discretos y continuos, es que los sistemas discretos tienen definidas sus entradas y salidas por series (conjunto de muestras), en lugar de funciones continuas. Para el análisis de los sistemas continuos se utilizan la transformada discreta de Fourier y de Laplace. Sin embargo, para los sistemas discretos se utiliza la transformada z , y se define según la siguiente expresión:

$$X(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \cdot z^{-k} = Z(\{x_k\}) \quad (5.1)$$

En la Figura 5.4, se representa la función de transferencia del regulador de forma discreta.



Figura 5.4. Representación de la función de transferencia discreta

Una vez determinada la transformada z de la salida, la serie que ésta representa, se puede obtener calculando la transformada inversa. Para ello existen tres métodos fundamentales: el método de los residuos, el de descomposición en fracciones simples y el de división larga. Dado que la mayoría de las transformadas z son funciones

racionales, se puede realizar la división del numerador entre el denominador para llegar a una representación equivalente en un único polinomio, según la siguiente expresión:

$$X(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-n} \quad (5.2)$$

Teniendo en cuenta la definición de transformada z (5.2), se observa fácilmente que la expresión anterior es justo la transformada de la serie:

$$\{a_k\} = \{a_0, a_1, a_2, a_3, \dots\} \quad (5.3)$$

Es importante observar la correspondencia directa que existe entre la serie y los coeficientes de su transformada. Esta relación tan directa, que no tiene su análogo correspondiente en los sistemas continuos, permite una visión mucho más intuitiva de las funciones de transferencia. Por ejemplo, para introducir un retraso de una muestra, basta multiplicar la función de transferencia por $(z-1)$, o para que sea de dos muestras, por $z-2$. De igual forma, se utiliza esta correspondencia directa para extraer la ecuación en diferencias de una función de transferencia.

Teniendo en cuenta la expresión de la transformada z , ecuación (5.2), la función de transferencia se puede representar como:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_n \cdot z^{-k}}{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-k}} \quad (5.4)$$

La función de transferencia obtenida, se presenta como la relación entre dos polinomios, con sus respectivos coeficientes, a_k y b_k .

5.2.2.2. REPRESENTACIÓN MEDIANTE ECUACIONES EN DIFERENCIA

Si se analiza la expresión de la función de transferencia obtenida en (5.4), la misma se puede representar mediante la siguiente igualdad:

$$\begin{aligned}
 (a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-k}) \cdot Y(z) &= \\
 = (b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_n \cdot z^{-k}) \cdot X(z) &
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

La implementación física de la función de transferencia se realiza convirtiéndola a su ecuación en diferencias. Esta conversión es directa y se basa en que z^{-1} equivale a un retardo de un período de muestreo, entonces la relación entre los elementos de la serie de salida $\{y_n\}$ y de entrada $\{x_n\}$ se pueden representar en función del número de muestras n , donde se cumple que:

$$a_0 \cdot y_n + a_1 \cdot y_{n-1} + \dots + a_k \cdot y_{n-k} = b_0 \cdot x_n + b_1 \cdot x_{n-1} + \dots + b_k \cdot x_{n-k} \tag{5.6}$$

La expresión obtenida, ecuación (5.6), se denomina ecuación en diferencias. Esta ecuación es de fácil implementación en los sistemas digitales. Por lo que se puede implementar cualquier función de transferencia de forma simple.

De la ecuación (5.6), se puede obtener el valor actual de la señal de salida:

$$y_n = \frac{b_0}{a_0} \cdot x_n + \frac{b_1}{a_0} \cdot x_{n-1} + \dots + \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k} - \frac{a_1}{a_0} \cdot y_{n-1} - \dots - \frac{a_k}{a_0} \cdot y_{n-k} \tag{5.7}$$

En la práctica, es habitual que se divida el numerador y el denominador entre a_0 , por lo que se obtiene que $a_0=1$, entonces la expresión (5.7) se puede expresar de forma general como:

$$y_n = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k} - \sum_{k=1}^M a_k \cdot y_{n-k} \tag{5.8}$$

En la ecuación (5.8), se pueden diferenciar dos tipos de términos: los que dependen de la señal de entrada, x , (señal de error) y los que dependen de la señal de salida, y , (señal del desfase), y su representación directa se muestra en la Figura 5.5. El cálculo del regulador consiste en determinar el valor de cada uno de los coeficientes, a_k y b_k .

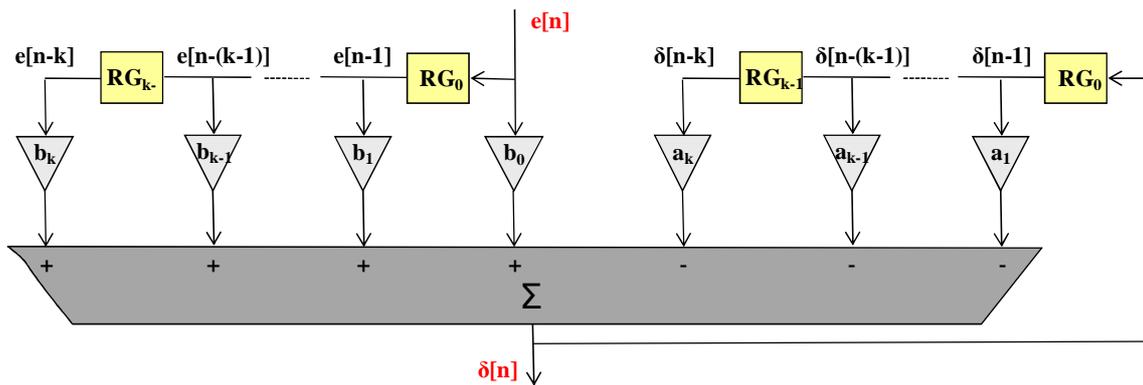


Figura 5.5. Representación directa de la ecuación en diferencias

El algoritmo obtenido puede ser implementado de varias formas, utilizando microprocesadores (DSP) y FPGA, Para el caso de DSP, las instrucciones de programa se ejecutan de forma secuencial. El tiempo que tarda el microprocesador en resolver el algoritmo, depende del número de términos de la función de transferencia. El código del *software* es simple, por lo que no constituye una limitación por complejo que sea el algoritmo, pero sí lo es el tiempo de ejecución.

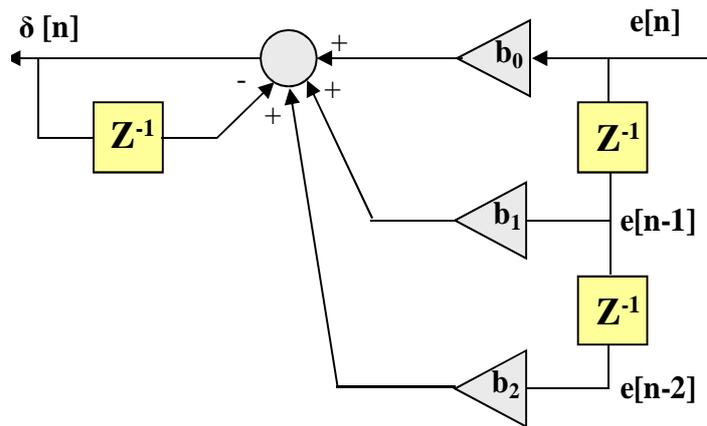
Esta desventaja se minimiza cuando se propone utilizar dispositivos de *hardware* específico como las FPGA. Por ser éstos dispositivos concurrentes, toda su lógica se ejecuta simultáneamente, lo que permite incrementar notablemente la velocidad de ejecución del algoritmo. En cambio, los recursos necesarios se incrementan proporcionalmente al número de términos de la función de transferencia [Castro, 03].

Teniendo en cuenta, estas consideraciones, el proceso de diseño del controlador consiste en obtener la función de transferencia del controlador optimizada por cualquiera de los métodos existentes, (por ejemplo el método directo o método Truxal y el método basado en el lugar de las raíces), y ajustar sus coeficientes a potencias de 2.

Una de las principales desventajas de este tipo de implementación con *hardware* específico, es que ajustar los coeficientes de la ecuación, conlleva a cometer errores, en este caso de redondeo. Existen diferentes propuestas que minimizan éste tipo de error, como el escalado de los coeficientes, [Zumel, *et al.*, 06].

Se necesita un convertor con mayor número de bits (n+1), que para el caso del convertidor con controlador lineal.

El convertor A/D que se necesita para implementar el controlador, debe tener mejores prestaciones (resolución) con mayor número de bits (n+1). Esto se debe a que se necesita un mayor número de niveles de cuantificación. Estos niveles están limitados, por las tensiones que definen la banda de tolerancia. Una vez obtenida la señal de error e[n], el valor del desfase δ[n], se genera de acuerdo con la Figura 5.6.



$$\delta[n] = -\delta[n - 1] + b_0 e[n] + b_1 e[n - 1] + b_2 e[n - 2]$$

Figura 5.6. Modos de funcionamiento del regulador Lineal

5.2.3. ALGORITMO DE CONTROL DEL DESFASE

En la Figura 5.7, se muestra el algoritmo de control de la corriente de salida mediante el desplazamiento del desfase de la tensión del inversor. En un inicio el contador del desfase se precarga con un valor inicial de desfase igual a cero (δ = 0). Posteriormente el control, se encarga de mantener el desfase adecuado de tal forma que cumpla que la corriente de salida I_s sea igual a la consigna I_{ref}, el signo del desfase dependerá del carácter del factor de potencia (inductivo o capacitivo).

En dependencia de la consigna de la corriente, el lazo de control generará una tensión (equivalente al desfase) proporcional a la magnitud y signo del error. El desfase variará en la dirección correspondiente al signo del error hasta compensar el mismo.

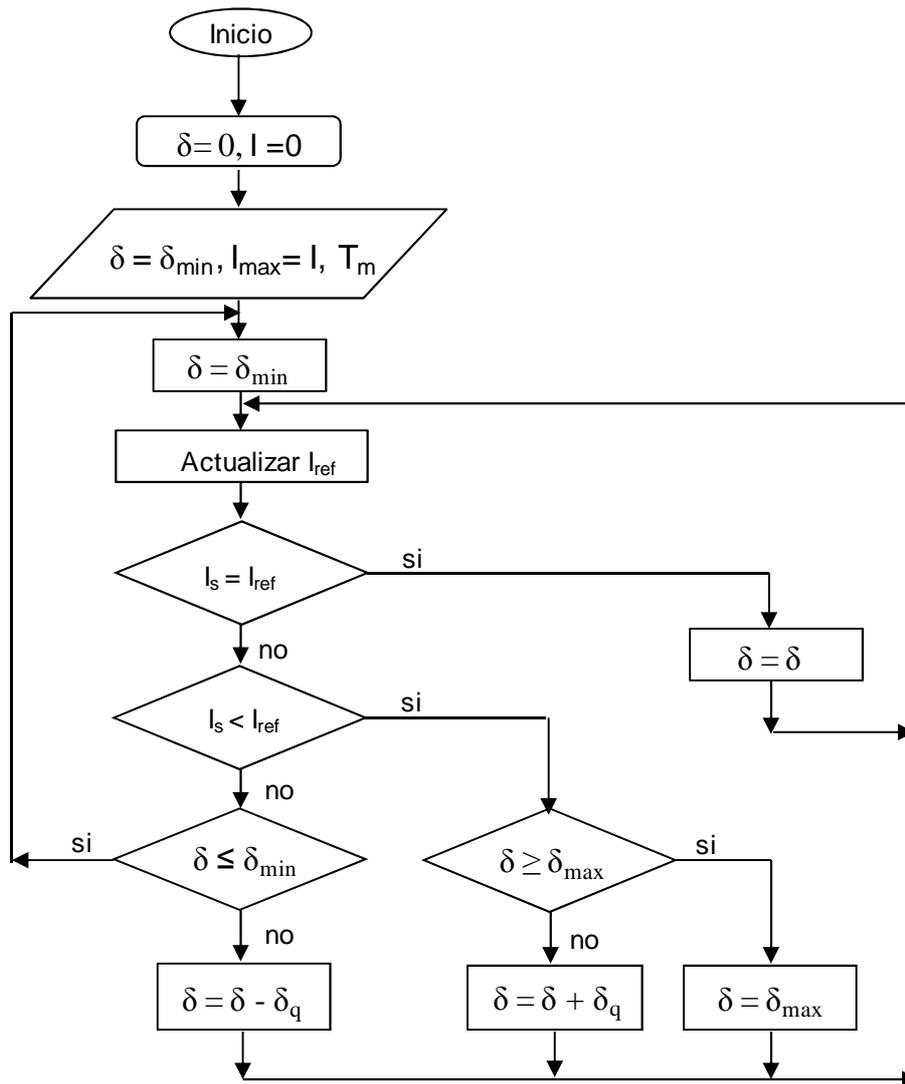


Figura 5.7. Algoritmo simplificado de control del desfase

De la resolución con que se quiere representar la magnitud de la corriente de salida I_s , dependerá la resolución (número de bits) del desfase, es decir I_{ADC} resolución del conversor analógico digital A/D, expresada en corriente.

I_{max} : Corriente máxima de salida

La resolución del conversor A/D depende de la magnitud a regular.

Por ejemplo para $I_q = 100 \text{ mA}$, se tiene:

$$N_{\text{ADC}} = \log_2 \cdot \frac{I_{\text{max}}}{I_q} \quad (5.9)$$

$$I_{\text{max}} = 16 \text{ A} \Rightarrow \log_2 \cdot \frac{16}{0,1} = 7,32 \approx 8 \text{ bits}$$

o sea calculamos el nuevo valor del incremento I_q

$$I_q = \frac{I_{\text{max}}}{2^{N_{\text{ADC}}}} = \frac{16}{2^8} = 62,5 \text{ mA} \quad (5.10)$$

De la topología de diseño detallada en el capítulo 4, la seleccionada ha sido la regulación de la corriente de salida del inversor (I_s) en función del desfase δ , ver ecuación (4.21).

De la ecuación (4.21), se puede calcular cada valor de los ángulos δ para cada valor de corriente de salida del inversor I_s correspondiente a la corriente del punto de máxima potencia del lado del sistema fotovoltaico.

Una vez se ha calculado el ángulo de desfase δ , se determina el ángulo de desfase φ entre la corriente de salida del inversor y la tensión de la red, ecuación (4.22) (ver capítulo 4), que permite determinar y controlar la potencia activa y reactiva integradas a la red por el inversor.

Como la corriente de salida I_s es una función de la tensión de salida del inversor V_{inv} y del desfase δ entonces podemos expresar V_{inv} en función del ciclo de trabajo (d) ecuación (5.11).

$$V_{\text{inv}} = d \cdot V_{dc} \quad (5.11)$$

El principio de funcionamiento de esta estrategia de control, compuesta por un control PWM y desplazamiento de fase, consiste en sensar la corriente y calcular el desfase.

Podemos representar la corriente de salida para un patrón de conmutación PWM único ($d = \text{constante}$) en función de una variable de estado única: el ángulo de desfase δ entre la tensión de salida del inversor V_{inv} y la tensión de la red V_{red} .

$$I_s = f(\delta) \quad (5.12)$$

Esta es una función muy importante ya que simplifica grandemente la complejidad del hardware transfiriendo los cálculos previos a un PC del patrón de conmutación SPWM. En una “look up table” almacenamos cada uno de los valores de desfase para su correspondiente magnitud de corriente I_s .

Utilizando como plataforma de diseño una FPGA podemos generar el desfase en función del reloj y de la frecuencia de la red (t_s correspondiente a f_s).

$$\delta_q = \frac{\delta_{\text{max}}}{2^{N_\delta}} \quad (5.13)$$

Teniendo el número máximo de pulsos correspondiente al desfase máx., por un I_s máx. Podemos dimensionar el contador de desfase.

$$N_\delta = \log_2 \frac{\delta_{\text{max}}}{\delta_q} \Rightarrow 2^{N_\delta} = \frac{\delta_{\text{max}}}{\delta_q} \quad (5.14)$$

El dimensionado de la look up table estará determinado por el máximo ángulo de desfase δ_{max} y por la resolución de la corriente de salida I_s .

En la Figura 5.8, se puede observar como varía la corriente I_s en función del desfase δ . Como resultado, se puede representar la corriente de salida I_s discretizada en 2^{N_δ} intervalos en función del desfase δ representado en un número finito de N_{CD} bits para cada uno de los valores de corriente de nuestro sistema.

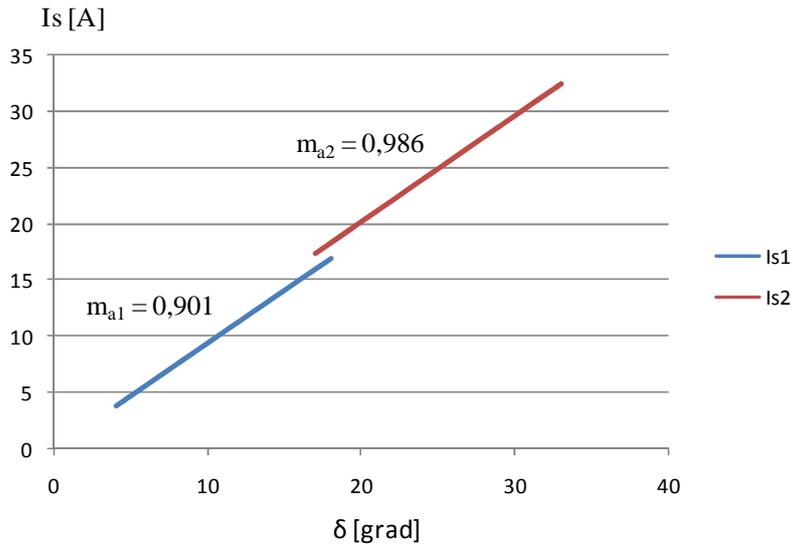


Figura 5.8. La corriente I_s en función del desfase δ

Por ejemplo para una corriente máxima de 16A, le corresponde un desfase de $16,98805^\circ \approx 17^\circ$. Para el caso en que el incremento I_q de 62,5mA (ecuación 5.10), le corresponde un desfase δ de $0,066359^\circ \approx 0,07^\circ$.

La resolución del desfase δ_q (ecuación 5.14), se puede determinar:

$$N_\delta = \log_2 \frac{\delta_{\max}}{\delta_q} = 8 \text{ bits} \tag{5.15}$$

La condición del ciclo de trabajo límite que debe cumplirse:

$$I_{q\delta} < I_{qADC} \tag{5.16}$$

Entonces:

$$N_\delta = N_{ADC} + 1 \tag{5.17}$$

$$N_\delta = 9 \text{ bits} \tag{5.18}$$

Quiere decir que la resolución expresada en corriente debe ser mayor que la del conversor A/D.

5.2.4. ESTRUCTURA DEL BLOQUE DSPWM

El generador de la PWM unipolar digital está basado en un único contador. Esto garantiza que todas las señales ya sean de sincronismo, direccionamiento o control estén debidamente sincronizadas con un único reloj.

La generación de los pulsos DPWM está basada en el cálculo previo de los tiempos en `1` y `0` de cada uno de los pulsos que conforman la onda SPWM. Estos cálculos están realizados con ayuda de Matlab. El contador está compuesto por 2 partes fundamentales: los denominados bits menos significativos (LSB) y los bits más significativos (MSB).

Los bits LSB determinan la frecuencia de los pulsos de alta frecuencia (frecuencia de conmutación). El número de bits estará determinado además por la frecuencia de reloj a utilizar.

$$f_{SW} = \frac{f_{CLK}}{2^n} \Rightarrow n_{LSB} = \log_2 \frac{f_{CLK}}{f_{SW}} \quad (5.19)$$

El número de bits MSB está determinado por el índice de modulación de frecuencia (m_f) y se puede expresar como:

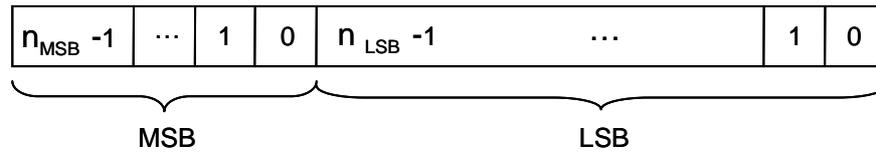
$$n_{MSB} = \log_2 m_f \quad (5.20)$$

Donde:

$$m_f = \frac{f_{SW}}{f_s} \quad (5.21)$$

Donde: f_{SW} , frecuencia de conmutación (triangular)

f_s , frecuencia de salida (sinusoidal)



Entonces la frecuencia de salida del inversor f_s (frecuencia de la sinusoidal), se puede expresar en función del índice de modulación de frecuencia m_f y la frecuencia de reloj:

$$f_s = \frac{f_{SW}}{m_f} = \frac{f_{CLK}}{2^n \cdot m_f} \quad (5.22)$$

o sea, como resumen, los bits menos significativos del contador DPWM determinan la frecuencia de conmutación, los bits más significativos MSB determinan el número de pulsos de la portadora (triangular de alta frecuencia) que conforman medio ciclo de la señal de salida moduladora (sinusoidal de baja frecuencia).

Por otra parte los bits MSB funcionan como puntero de dirección de la tabla de datos que almacenan cada uno de los ciclos de trabajo de cada pulso de la onda DPWM.

5.2.5. BLOQUE LOOK-UP TABLE

En la look up table se almacena los datos correspondientes al patrón de conmutación para cada índice de modulación y el ángulo de desfase, δ .

El patrón de conmutación se genera a partir de las técnicas de modulación SPWM unipolar o bipolar, eliminación de armónicos ect., en dependencia del diseño y la aplicación deseada. En este trabajo, Además de la implementación digital de la SPWM unipolar que se ha utilizado, se presenta también la implementación digital de SPWM bipolar que puede ser utilizada en otros casos.

5.2.5.1. DESCRIPCIÓN DE LA DSPWM UNIPOLAR

La implementación digital de la SPWM unipolar que se ha realizado, se basa en almacenar los anchos de pulsos (ángulos de disparo) en una look up table, Figura 5.9.

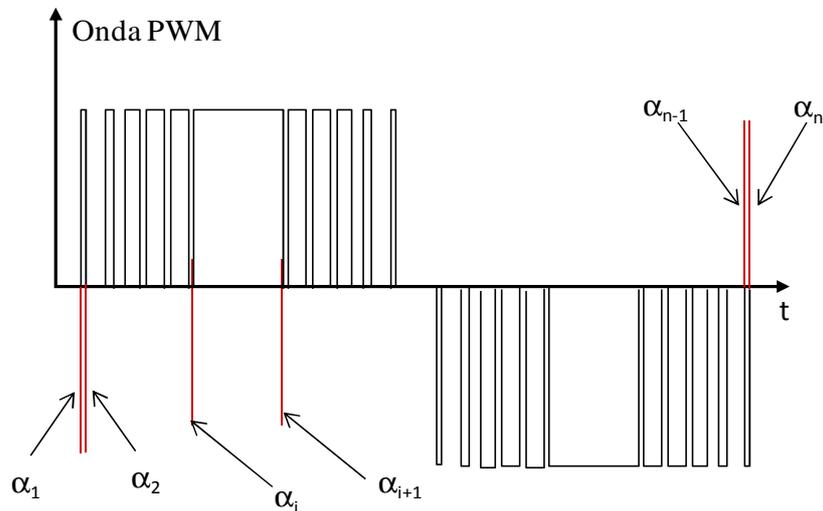


Figura 5.9. Ángulos precalculados en Matlab

Los anchos de pulsos que forman el patrón de conmutación de las señales de disparo de los transistores del inversor, se determinan de la modulación SPWM unipolar analógica, (párrafo 4.3.4.1).

Los anchos de pulsos, se obtienen de la comparación de la señal de control de referencia (señal sinusoidal) y la señal triangular.

El cálculo se realizó en otro programa (Matlab) y los valores de cada ancho del pulso se han almacenado en una look up table (ROM), Figura 5.10.

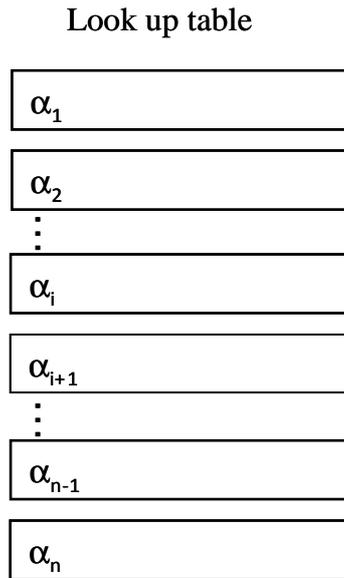


Figura 5.10. Representación de ángulos precalculados en una look up table

El circuito digital equivalente de la SPWM unipolar según el diagrama de bloques, se muestra en la Figura 5.11. Este circuito, se basa en un contador binario de n bits. El número de bits del contador se determina principalmente por la frecuencia de conmutación f_{sw} y la frecuencia del reloj f_{clk} (ver ecuación 5.19).

La implementación del circuito digital de la SPWM unipolar, se explica en los siguientes apartados:

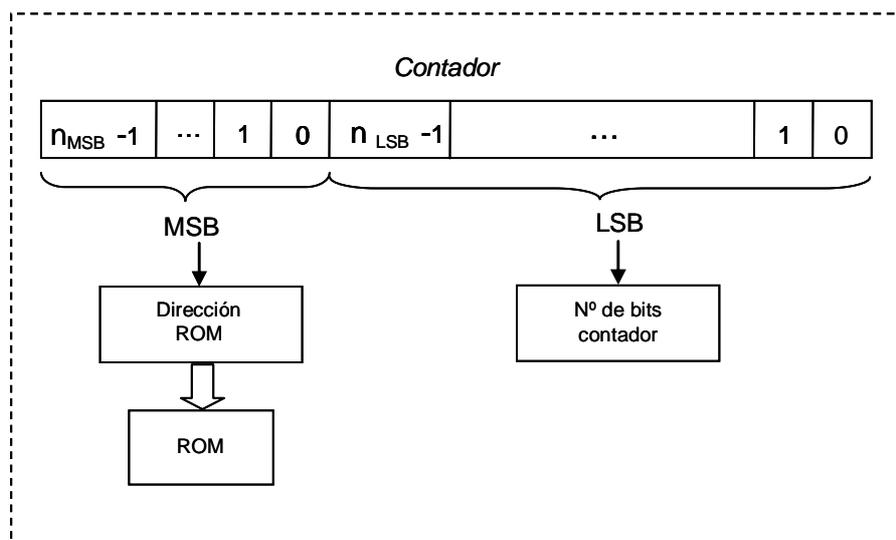


Figura 5.11. Circuito digital equivalente de la SPWM unipolar

1. Determinación del Número de bits del contador

En este caso, el número de bits del contador está determinado por una parte de la frecuencia de conmutación de la triangular y número de pulsos (índice de modulación de frecuencia)

Los bits menos significativos (LSB) del contador están determinados por la frecuencia de conmutación de la triangular. Los bits más significativos (MSB) determinan el índice de modulación de frecuencia m_f .

El contador de n bits que se incrementa al número máximo de pulsos (m_f) correspondiente en el semiciclo de la señal sinusoidal de referencia y se reinicia de nuevo.

El índice de modulación de frecuencia m_f viene dado por la relación en la ecuación (5.21).

Hay que tener en cuenta que para SPWM unipolar, la frecuencia de conmutación se dobla y el número de pulsos (m_f) se dobla también.

Se utiliza una señal externa que determina el intervalo de tiempo correspondiente al número de pulsos deseado. Cada vez que esta señal sea igual a cero, el contador de reinicia a cero.

El contador se reinicia una vez que se hayan generado los pulsos. Ese tiempo se determina para los MSB.

El contador cuenta los pulsos del primero semiciclo, y se reinicializa para contar los pulsos del otro semiciclo.

Con la ayuda de Matlab se han calculado los pulsos y se han almacenados en una look up table para ser importados directamente a una ROM generada en el programa VHDL. Eso simplifica el diseño en el hardware.

Los bits LSB del contador, se determinan de la frecuencia de conmutación de la triangular y la frecuencia del reloj, ecuación (5.19).

Una vez conociendo el número de bits del contador, se puede determinar la frecuencia necesaria para leer los datos de la ROM.

De la ecuación (5.21), se tiene:

$$t_{\sin} = m_f \cdot t_{tri} \quad (5.23)$$

t_{tri} : periodo de señal de conmutación (triangular)

t_{\sin} : periodo de la señal de salida (sinusoidal)

$$f_{tri} = \frac{f_{clk1}}{2^n} \quad (5.24)$$

Donde:

f_{tri} : frecuencia de la triangular

f_{clk1} : frecuencia del reloj para leer los datos de la ROM

De la ecuación (5.24), se obtiene:

$$t_{tri} = t_{clk1} \cdot 2^n \quad (5.25)$$

t_{tri} : periodo de la triangular

t_{clk1} : periodo del reloj

Sustituyendo la ecuación (5.25) en la ecuación (5.23) se obtiene:

$$t_{\sin} = m_f \cdot 2^n \cdot t_{clk1} \quad (5.26)$$

La frecuencia que se utiliza para leer los datos de la ROM viene dada por

$$t_{clk1} = \frac{t_{\sin}}{m_f \cdot 2^n} \quad (5.27)$$

2. Determinación del ancho de cada intervalo de tiempo

Se ha utilizado un registro que se inicializa con el valor de tiempo correspondiente al intervalo de tiempo en que estemos.

Por ejemplo: cuando todos los bits del contador son iguales a cero se cargará siempre el valor del primer intervalo. Aquí hay que tener en cuenta que durante este tiempo no tenemos pulso de salida o sea $PWM = 0$.

Se puede utilizar también una señal que permite seleccionar el patrón para diferentes índices de modulación.

3. Determinación de los estados de la señal de salida PWM

Se definen los valores de salida de PWM, así como los valores máximos del ancho de pulso permitidos como otros valores prohibitivos de la señal de salida PWM.

Por ejemplo: cada vez que se tiene el inicio de un pulso, la señal PWM deberá activarse es decir $PWM = '1'$.

Se debe fijar un ancho máximo de pulso para evitar que dos o más pulsos coincidan en el tiempo, dejar un margen de 1 pulso de reloj en realidad está determinado por el tiempo que se ha prefijado según los transistores a utilizar.

Por otra parte se debe asegurar que la PWM sea igual a cero cuando ya haya pasado el intervalo de tiempo correspondiente a este pulso

Solo se han programado las restricciones principales pero se puede incluir todas aquellas combinaciones o señales que puedan generar estados no permitidos y que afecten el correcto funcionamiento de la señal de salida.

4. Determinación de la señal de salida PWM

Este proceso se encarga de generar dos señales de salida PWM_A y PWM_B, Figura 5.12, desfasadas a 180° para activar los transistores correspondientes la fase positiva y negativa del puente del inversor.

La Figura 5.12, muestra una DSPWM unipolar para una frecuencia de conmutación de 10kHz.

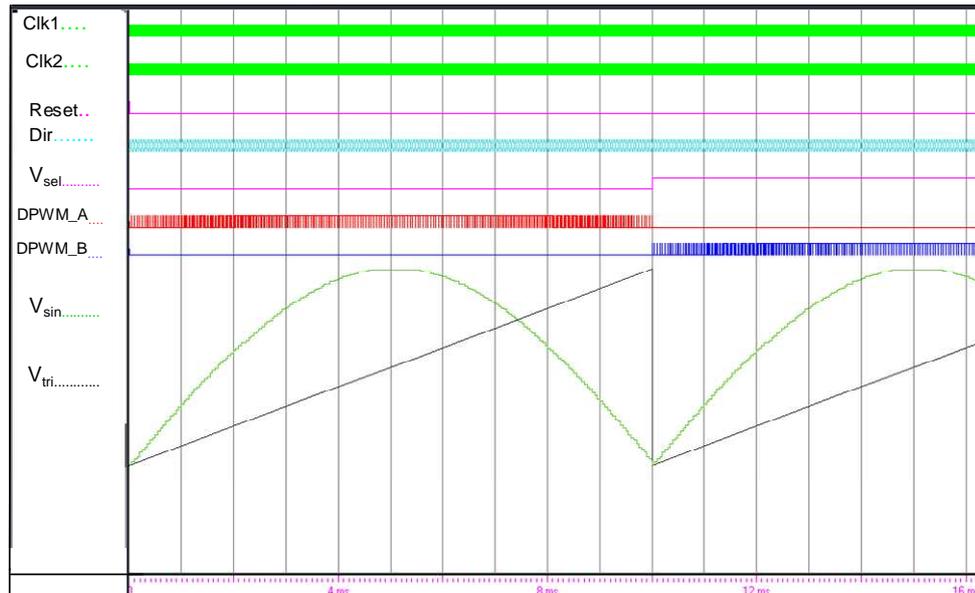


Figura 5.12. Señales del Modulo SPWM (DPWM_A, DPWM_B) unipolar de 20kHz

5.2.5.2. IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DE UNA SPWM UNIPOLAR DE 1500HZ

En esta parte se presenta la implementación digital de una SPWM unipolar, la frecuencia de conmutación es de 1500Hz y una señal de control sinusoidal de 50Hz. El método de implementación seguí el método del diagrama de bloques de la Figura 5.9. La información más importante para este tipo de implementación es el índice de modulación de frecuencia, en este caso $m_f = 15$.

El procedimiento de implementación es el mismo que la implementación de la unipolar de frecuencia de conmutación de 20kHz.

En este caso se ha implementado SPWM digital, teniendo en cuenta también la variación del índice de modulación de amplitud, o sea diferentes patrones de conmutación son almacenados en una ROM.

A cada índice de modulación (m_a), le corresponde su patrón calculado posteriormente. Se ha añadido una señal que permite seleccionar el patrón para cada índice de modulación.

En la grafica siguiente, Figura 5.13, se presentan los resultados de simulación en Modelsim.

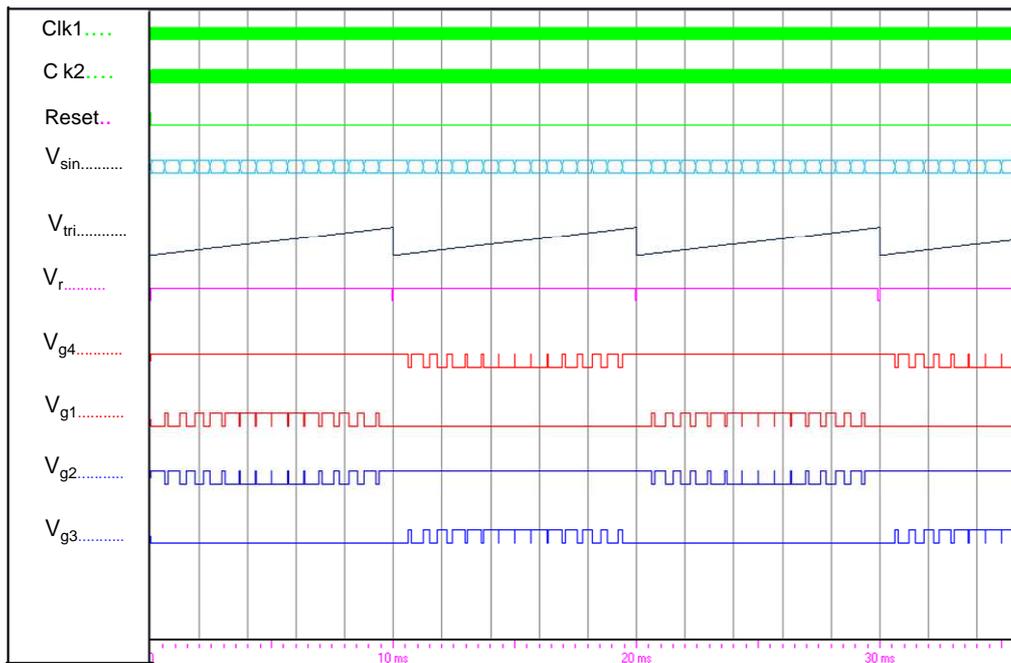


Figura 5.13. Señales del Modulo SPWM unipolar de 1500Hz

Se puede, ver la señal sinusoidal, la señal triangular y los patrones de conmutación para cada transistor del puente del inversor (V_{g1} , V_{g2} , V_{g3} , y V_{g4}).

5.2.5.3. DESCRIPCIÓN DE LA SPWM BIPOLAR

En este caso se utiliza la técnica de modulación sinusoidal “SPWM”, bipolar, para generar el patrón de conmutación y se ha realizado también la implementación digital de esta última.

De la modulación SPWM bipolar analógica (párrafo 4.3.4.2), dos informaciones importantes para su implementación digital, la frecuencia de la portadora (triangular) y la onda moduladora (sinusoidal).

Se puede tener su circuito digital equivalente presentado en la Figura 5.14.

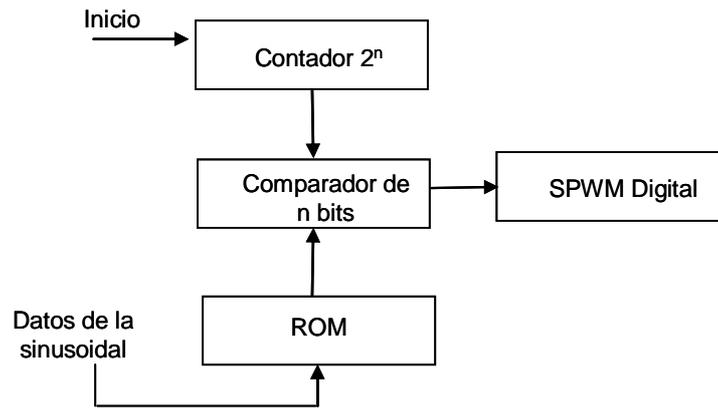


Figura 5.14. Circuito digital equivalente de la SPWM bipolar

En este circuito, la señal de la triangular se genera utilizando un contador (up/down) de n bits que se incrementa al valor máximo deseado y de nuevo se decrementa al valor mínimo deseado. La determinación de la frecuencia de la triangular es el primer paso del procesamiento del diseño.

La frecuencia de la triangular se ha elegido de 10kHz. Generalmente una frecuencia elevada de la portadora es recomendable para la eliminación de distorsión armónica y desplazar los armónicos a un orden más lejano.

La Figura 5.15, muestra el diagrama de bloques de la implementación del circuito digital equivalente de la Figura 5.15, y que relaciona los diferentes módulos que interactúan para generar la SPWM.

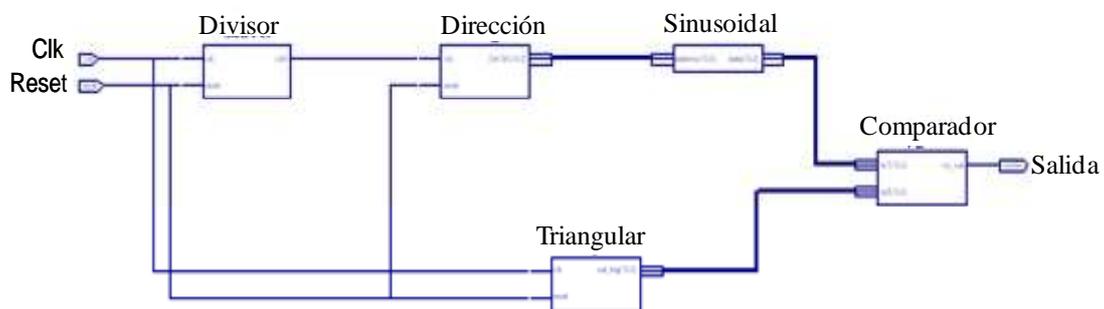


Figura 5.15. Diagrama de bloques de la implementación de la SPWM bipolar digital

El diagrama de bloques se compone de:

1. Generador de onda triangular

Para generar la onda triangular se ha utilizado un contador de n bits. La frecuencia de la triangular tiene una relación con la frecuencia del reloj y el número de bits del contador ecuación (5.25).

De la ecuación (5.25), se determina el número de bits del contador a partir de la frecuencia del reloj que viene dado por la ecuación siguiente:

$$2^n = \frac{t_{tri}}{t_{clk}} \quad (5.28)$$

El número de bits es igual:

$$n = \log_2 \frac{t_{tri}}{t_{clk}} \quad (5.29)$$

El contador se incrementa hasta el valor máximo deseado y se decrementa al valor mínimo deseado.

2. Generador de onda sinusoidal

La amplitud de la onda sinusoidal, se determina con el contador de n bits utilizado para generar la triangular, es decir que las amplitudes de la onda triangular y la sinusoidal son iguales, donde el índice de modulación de amplitud es igual a 1 ($m_a = 1$). La amplitud máxima de la sinusoidal viene dada por 2^n .

El número de bits para la descritización de la onda sinusoidal ha sido determinado por la frecuencia de la triangular y la frecuencia de la sinusoidal.

La función de la sinusoidal definida por:

$$v(t) = A_m \text{Sen}\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \quad (5.30)$$

A_m : amplitud máxima de señal sinusoidal

T : el periodo de la señal sinusoidal

La función discreta de la onda sinusoidal $v(n)$ se expresa como:

$$v(n) = A_m \text{Sen}\left(\frac{2\pi n}{N_p}\right) \quad (5.31)$$

N_p : Número de puntos por periodo de la onda sinusoidal $N_p = 2^m$

La función discreta de la onda sinusoidal de la ecuación (5.6) ha sido determinada en Matlab, Los valores de muestreo (descritización) de la señal sinusoidal se exportan al programa VHDL y se almacenan en una ROM.

3. Bloque de dirección

Este modulo se encarga de determinar el bus de dirección de la memoria ROM y cargar en todo momento el valor de la memoria para su comparación con el valor de la triangular.

4. Bloque divisor

Este modulo, se encarga de determinar la frecuencia necesaria para leer los datos de la ROM y adaptarlos al sistema. En la ecuación (5.32), se expresa la relación entre la frecuencia de la triangular y la frecuencia de la onda sinusoidal

$$f_d = N \cdot 2^n \cdot f_{\text{sin}} \quad (5.32)$$

f_{sin} : frecuencia de la sinusoidal

f_d : la frecuencia del divisor

N : el número de triangular

Donde se tiene:

$$t_{\sin} = N \cdot 2^n \cdot t_d \quad (5.33)$$

De la ecuación (5.33), se obtiene:

$$t_d = \frac{t_{\sin}}{N \cdot 2^n} \quad (5.34)$$

5. Comparador

Este modulo compara punto a punto la señal sinusoidal de baja frecuencia y la señal de la triangular de alta frecuencia. Al interior de este modulo se realizan comparaciones de de dos datos de n bits, determinados anteriormente, es por esta razón que los datos de la amplitud de la sinusoidal y la amplitud de la triangular son iguales.

La señal de la salida es la señal de disparo de los transistores del inversor.

6. Integración de los bloques

Se genero el código VHDL para toda la jerarquía de módulos y se procedió a sintetizar y simular a través la herramienta de Xilinx. A continuación, se presenta las graficas de simulaciones en Modelsim.

La Figura 5.16, muestra $\frac{1}{4}$ de ciclo de la onda sinusoidal de referencia V_{\sin} descritizada y almacenada en una ROM y la señal PWM digital generada para cada transistor (T_1 , T_4 , T_2 , T_3).

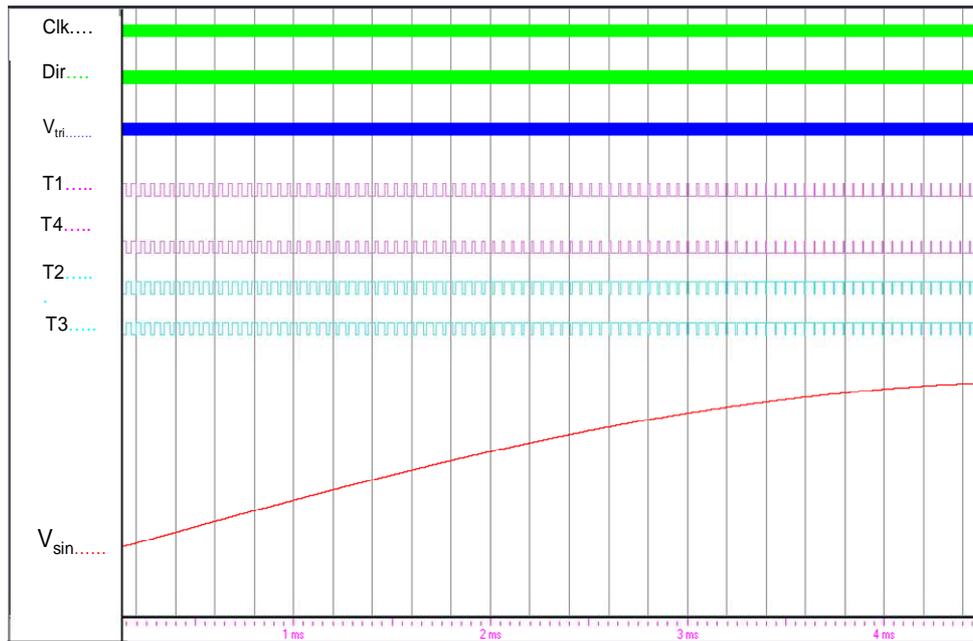


Figura 5.16. Onda de la señal sinusoidal en $\frac{1}{4}$ de ciclo y señal de salida DPWM bipolar

La Figura 5.17, muestra $\frac{1}{4}$ de ciclo de las señales. Se puede apreciar la señal PWM digital generada, la señal de la triangular V_{tri} y la señal de la sinusoidal V_{sin} .

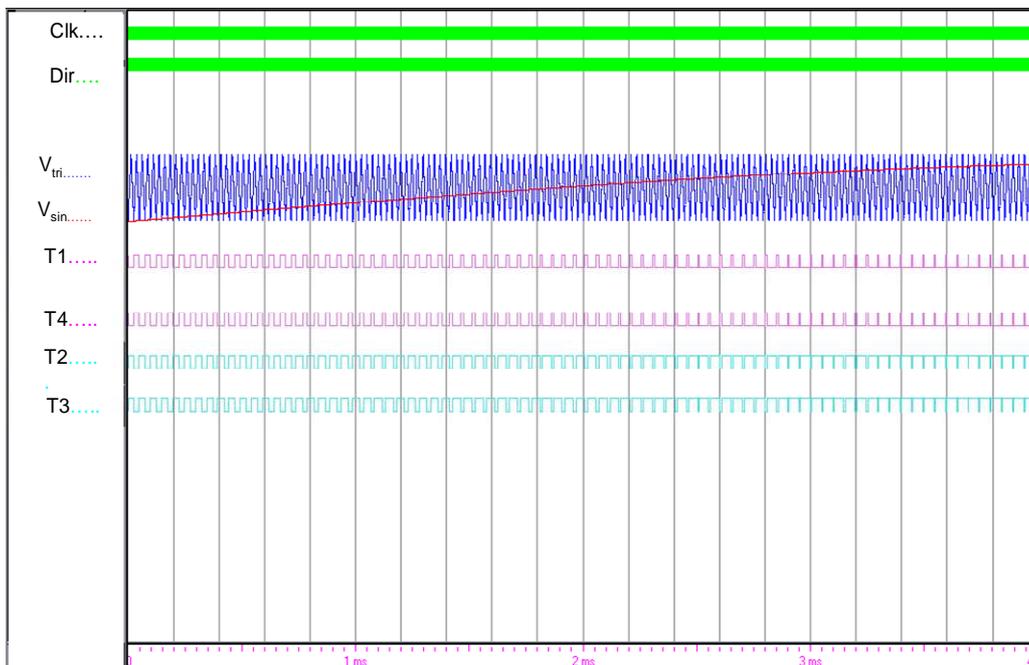


Figura 5.17. Señal triangular (V_{tri}) señal sinusoidal (V_{sin}) y señales de disparo (T_1, T_2, T_3, T_4)

Esta Figura 5.17, muestra las señales de disparo para cada transistor del puente del inversor monofásico. Se puede apreciar la variación del ancho del pulso de cada señal. En este método de control por conmutación de tensión bipolar, los interruptores en diagonales opuestas de las dos ramas del puente inversor (T_1 , T_4 y T_2 , T_3) conmutan a la vez.

5.2.6. SINCRONISMO DE LAS SEÑALES

En la look up table se almacena los datos correspondientes al patrón de conmutación generado de la SPWM unipolar para cada índice de modulación y el ángulo de desfase, δ .

En una ROM, cuyo bus de datos de salida está determinado por la resolución de la PWM y su bus de direccionamiento está determinado por el índice de modulación de frecuencia. Por otra parte la información correspondiente al desfase se almacena en otra ROM cuyo bus de datos de salida está determinado por el ángulo máximo de desfase entre la tensión de la red y la tensión de salida del inversor y en función de la resolución del desfase.

En la Figura 5.18, se muestra como se forman las señales de disparo. Un puntero de dirección apunta a la dirección de memoria correspondiente a la información del pulso actual de la SPWM. Los pulsos SPWM en función de la consigna de corriente, de la tensión de bus de continua y del carácter del factor de potencia se generan adelantados o retrasados de un ángulo δ respecto a la tensión de la red.

Un circuito de control se encarga de la temporización y el sincronismo de la señal.

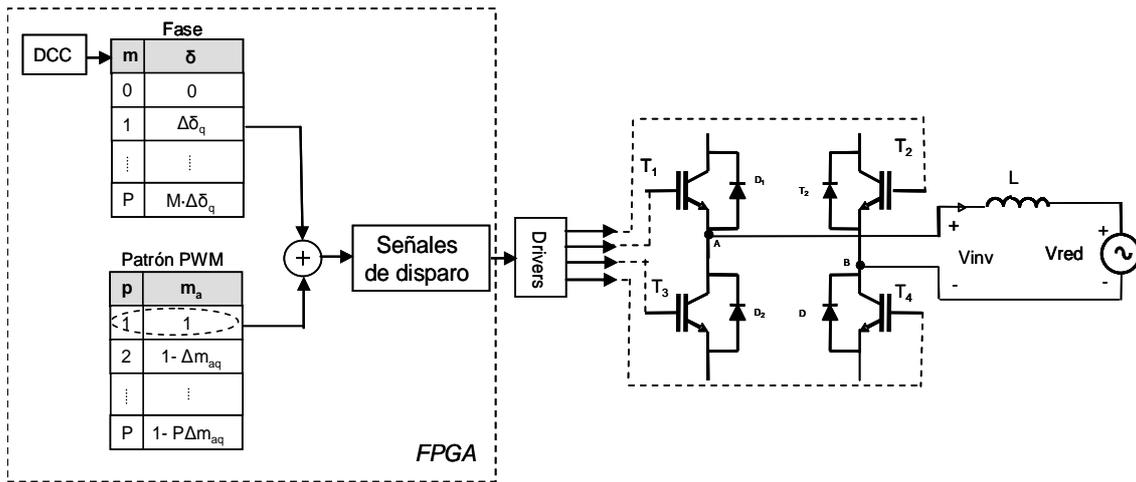


Figura 5.18. Diagrama bloque de la PWM digital con el desplazamiento de fase

En la Figura 5.19 (párrafo siguiente), se muestra un diagrama de bloques más detallado del controlador.

5.2.7. BLOQUE DETECTOR DE CRUCE POR CERO (DCC) Y GENERACIÓN DEL DESFASE

En la Figura 5.19, se muestra el diagrama de tiempos que representa cada una de las señales internas del control que intervienen en la generación del desfase.

La generación del desfase se basa en un contador de desfase que se activa en dependencia de la consigna de corriente. La consigna del desfase (como función de la corriente de salida) se actualiza al inicio de cada ciclo de la tensión de la red.

El arranque del contador de desfase se efectúa mediante una señal de arranque Figura 5.19 (b). Esta señal es generada cuando la señal de la red (referencia) cruza por cero, con ayuda de un detector de cruce por cero (DCC). Solo se interesa el inicio del ciclo de la tensión de la red por lo que se detectará solo el cruce por cero positivo, o sea cuando la tensión de la red cambia de signo negativo a positivo.

Esta señal funciona como señal de sincronismo y permite sincronizar el circuito de control con la tensión de red.

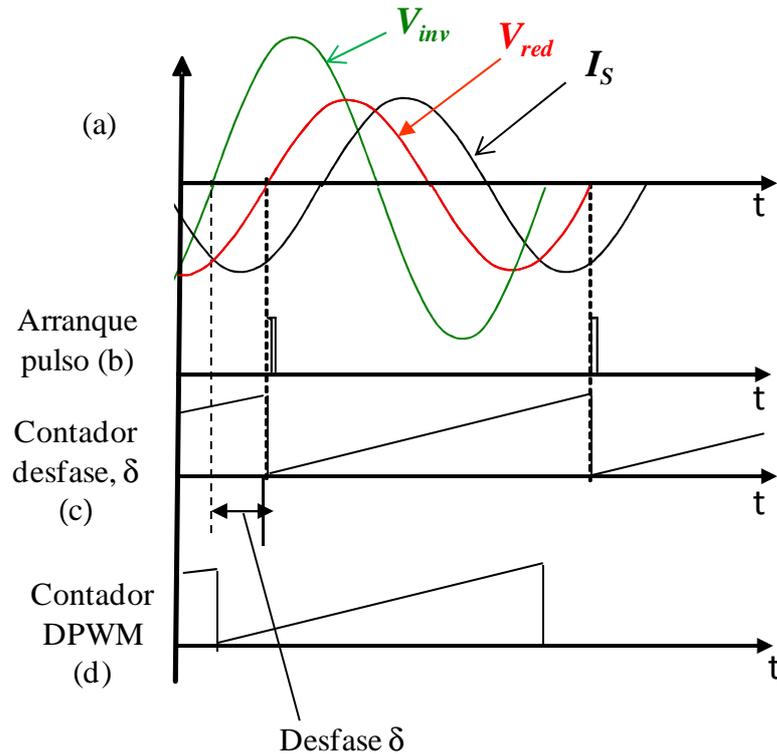


Figura 5.19. Generación del desfase entre la tensión de la red y la tensión del inversor

Durante el frente positivo de la señal de sincronismo, el contador de desfase comienza a contar. Se activará cuando el código del contador de desfase se iguale con la magnitud del desfase previamente cargada al inicio de cada ciclo de la tensión de red.

La magnitud de cada desfase está tabulada previamente y almacenada en una tabla de datos (*look-up table*). El control actualiza en cada ciclo de la tensión de red, el valor del desfase mediante un puntero. La señal de sincronismo actualiza un puntero que apunta al desfase correspondiente a la consigna de corriente de salida.

La posición del puntero en la tabla depende de la consigna de la corriente de salida del inversor. El pulso generado durante el cruce por cero de la tensión de salida inicializa los registros cargando el valor de desfase. Una vez transcurrido el tiempo correspondiente al desfase δ se cargan en los registros correspondientes los diferentes ángulos del patrón de conmutación SPWM.

Para muchas aplicaciones donde el control de la corriente inyectada se realiza con factor de potencia igual a la unidad, cualquier error en la detección de cruce por cero genera un error en la fase de la corriente inyectada y como resultado una corriente reactiva se inyecta a la red.

El control propuesto basa su funcionamiento en el control de la fase y desde un inicio se asume una cantidad de potencia reactiva inyectada a la red debido a un desfase inicial. De aquí, que cualquier error generado por el circuito de detección de cruce por cero es corregido por el mismo control.

En la Figura 5.20, se muestra un diagrama de bloques más detallado del controlador

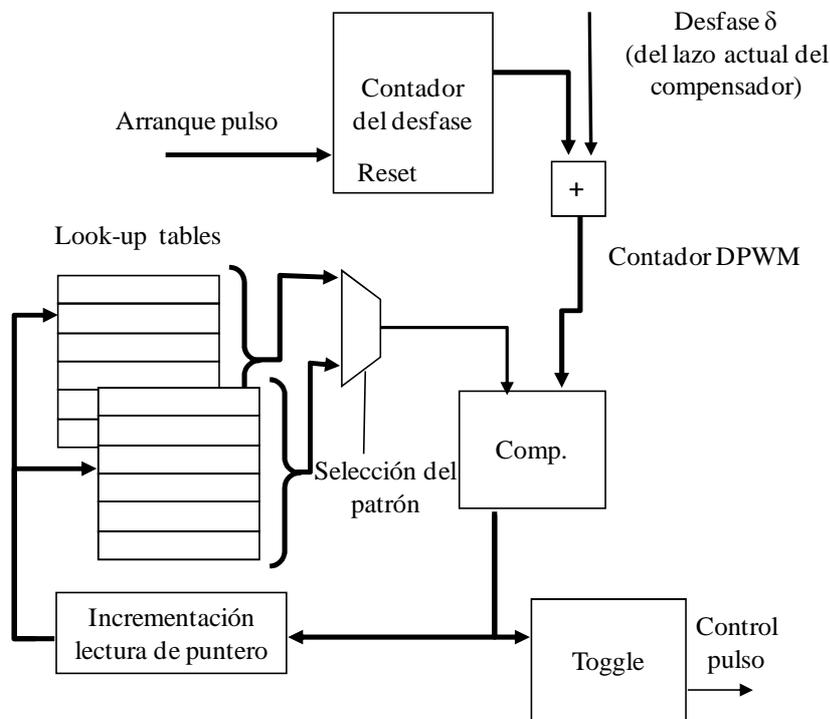


Figura 5.20. Diagrama de bloques simplificado del controlador SPWM con desplazamiento de fase

Para que el control del punto de máxima potencia (MPPT) funcione correctamente, es necesario mantener constante la tensión de entrada del inversor (bus de continua) por lo que habrá un lazo externo de tensión.

Un lazo interno de corriente controla el flujo de potencia que se entrega a la red colocando el puntero de la tabla de datos del desfase en la posición que compensa el error entre la consigna y la corriente que se inyecta a la red.

El control de la potencia entregada a la red consiste en ajustar la máxima corriente de salida manteniendo constante la tensión del bus de continua del inversor.

Para un rápido prototipado del inversor fue seleccionada como plataforma de diseño del bloque digital una FPGA Spartan III de Xilinx aprovechando toda la flexibilidad que este tipo de plataforma ofrece, en cuanto a reconfiguración del sistema se refiere.

5.3. CONCLUSIÓN

Todas las partes internas del bloque digital han sido diseñadas vía software utilizando un lenguaje de descripción de hardware estándar (VHDL).

La descripción del hardware realizada en VHDL ha sido sintetizada y simulada con otras herramientas de programación que finalmente convierten el código VHDL en celdas lógicas que posteriormente serán implementadas dentro de la FPGA.

Se ha realizado en primer lugar la implementación digital de las técnicas de control del ancho del pulso sinusoidal SPWM bipolar y unipolar.

En segundo lugar, se ha implementado el control digital del control por desplazamiento de fase asociado al control SPWM unipolar propuesto en este trabajo.

Los resultados de simulaciones y experimentales se presentan en el capítulo siguiente.

CAPÍTULO 6

SIMULACIONES DEL SISTEMA

6.1. INTRODUCCIÓN

Este capítulo se propone como objetivo mostrar los resultados obtenidos mediante simulaciones que validan las predicciones teóricas del control propuesto en este trabajo.

Para estudiar el comportamiento del inversor conectado a la red, se han realizado las primeras simulaciones del inversor CC/CA en lazo abierto.

En primer lugar, se presenta la simulación del inversor monofásico con control SPWM y salida bipolar, y la simulación del inversor monofásico con control SPWM, y salida unipolar. Las dos técnicas de control que han sido implementadas de forma digital en este trabajo (capítulo 5).

En segundo lugar, se presenta la simulación de cada uno de los componentes que forman el sistema fotovoltaico conectado a la red: La simulación del panel solar con control del punto de máxima potencia utilizando el algoritmo de perturbación y observación de una variable et la simulación en lazo abierto del conjunto panel solar con el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y el inversor monofásico con control SPWM y salida unipolar.

En tercer lugar, se ha realizado el modelo promediado y el modelo conmutado del inversor y la simulación en el lazo cerrado de todo el sistema utilizando el control propuesto. Los resultados de simulación validan el funcionamiento del control, para diferentes amplitudes de la corriente de salida.

6.2. SIMULACIÓN DEL INVERSOR MONOFÁSICO CONECTADO A LA RED CON CONTROL SPWM Y SALIDA DE TENSIÓN BIPOLAR

Para estudiar el comportamiento del inversor conectado a la red, y realizar su control basado en la modulación SPWM, se han realizado las primeras simulaciones del inversor CC/CA en Lazo abierto con control SPWM bipolar y control SPWM unipolar. Se han utilizado las mismas frecuencias de conmutación utilizadas en la implementación digital.

La Figura 6.1, muestra el circuito de simulación de un inversor monofásico conectado a la red con control SPWM bipolar. La modulación SPWM bipolar, generada de la comparación de una onda sinusoidal de 50Hz, comparada a una onda triangular de 10 KHz. La tensión continua del generador fotovoltaico se representa con una fuente de tensión continua y la conexión a la red se realiza mediante una inductancia de acoplamiento $L = 20\text{mH}$.

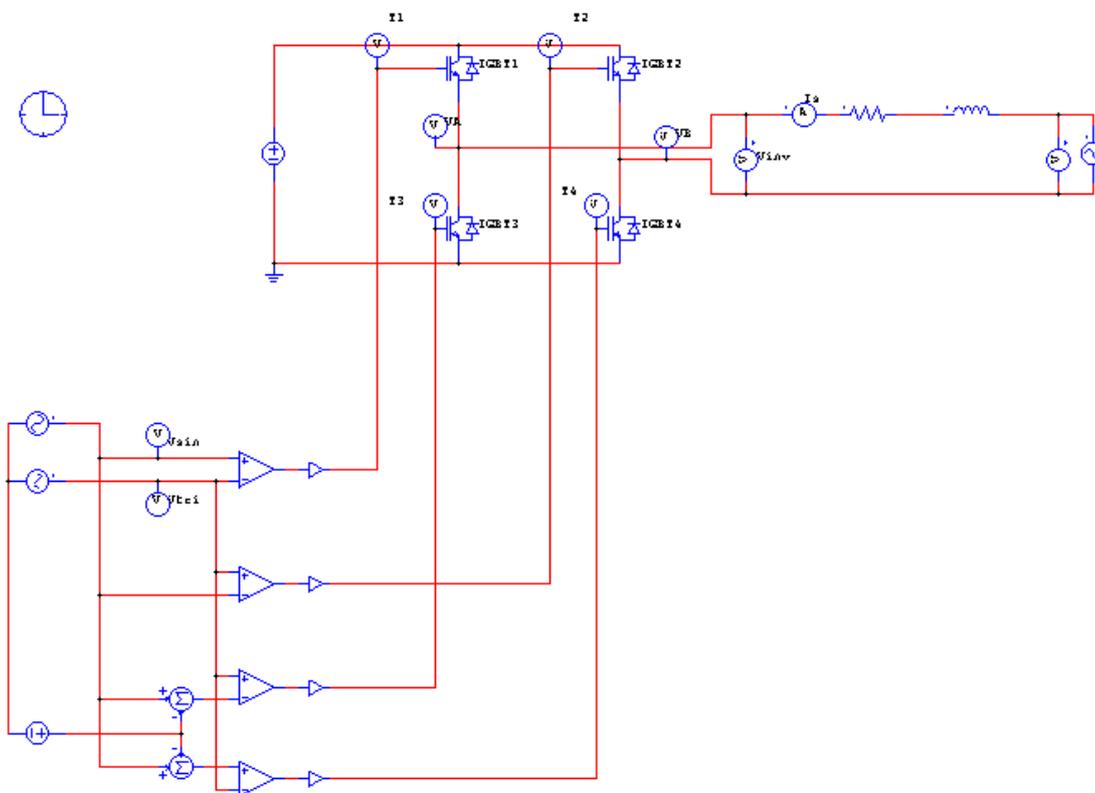


Figura 6.1. Circuito de simulación del inversor conectado a la red y salida bipolar

En la Figura 6.2, se presenta la tensión de salida del inversor con control SPWM bipolar

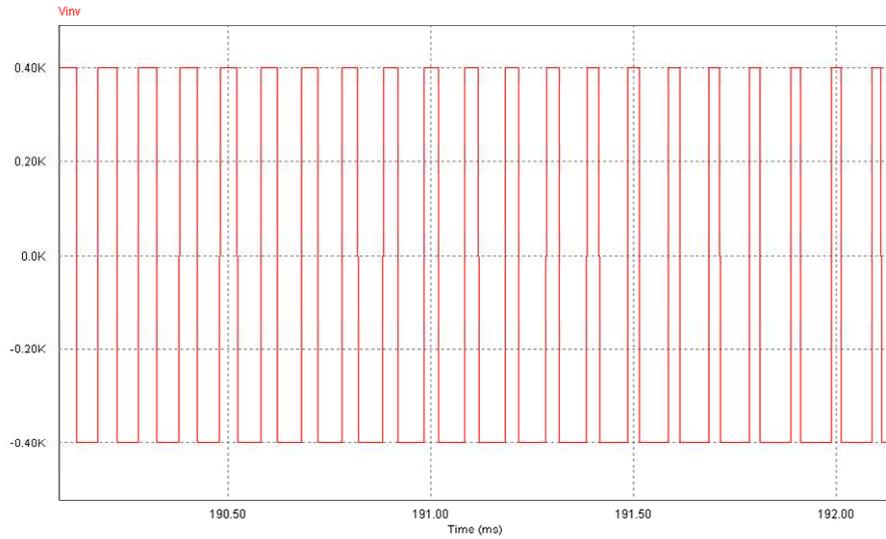


Figura 6.2. Tensión de salida bipolar del inversor

En la Figura 6.3, se presenta el espectro frecuencial de la tensión de salida del inversor bipolar.

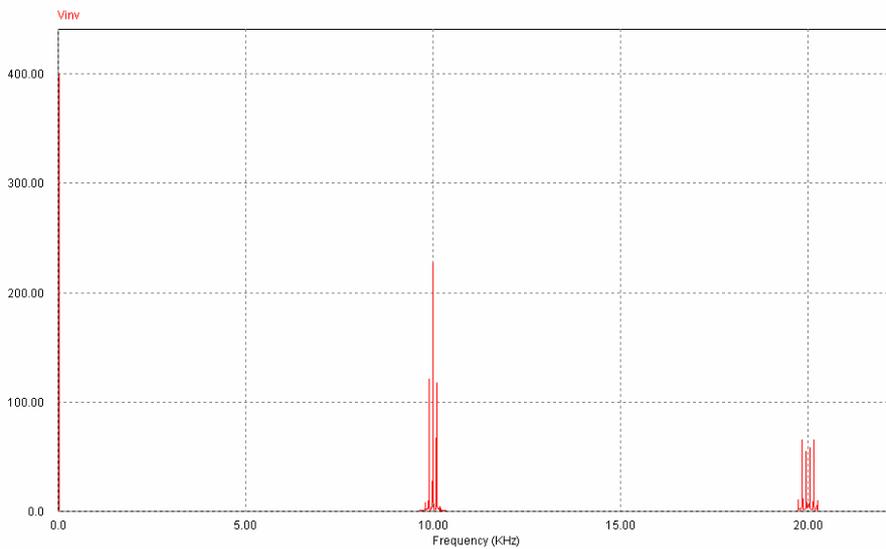


Figura 6.3. Espectro frecuencial de la tensión de salida bipolar del inversor

Las componentes armónicas de frecuencias aparecen como múltiplos de la frecuencia de conmutación. El valor máximo de la componente fundamental trabajando en la zona lineal alcanza el valor:

$$V_{inv} = m_a \cdot V_{dc} \geq V_{red} \cdot \sqrt{2} \tag{6.1}$$

En la Figura 6.4, se presenta el espectro frecuencial de la corriente de salida de inversor

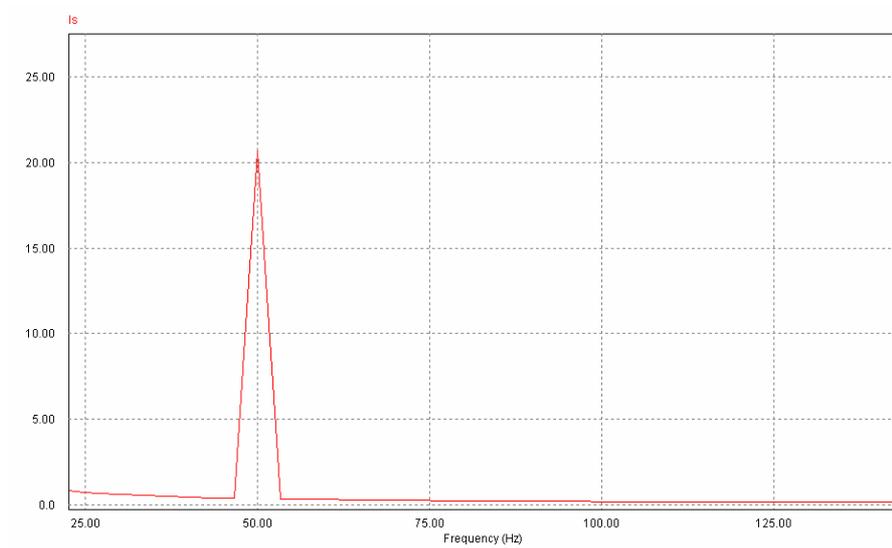


Figura 6.4. Espectro frecuencial de la corriente de salida bipolar del inversor

Los resultados de simulación, en la Figura 6.5, muestran la onda sinusoidal de la corriente de salida del inversor I_s , la tensión de red V_{red} . Se puede apreciar que la corriente I_s está retrasado respecto la tensión de la red V_{red} y presenta un desfase.

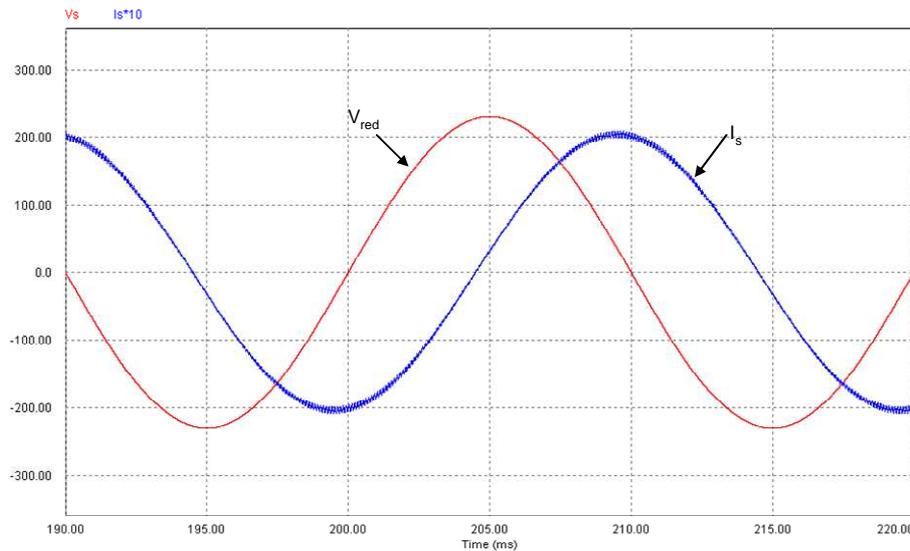


Figura 6.5. Corriente de salida del inversor y tensión de la red

6.3. SIMULACIÓN DEL INVERSOR MONOFÁSICO CONECTADO A LA RED CON CONTROL SPWM Y SALIDA DE TENSIÓN UNIPOLAR

La modulación SPWM unipolar, se genera a partir de dos ondas sinusoidales de 50Hz desfasadas de 180° y comparadas a una onda triangular de 750Hz. La tensión continua del generador fotovoltaico se representa con una fuente de tensión continua y la conexión a la red se realiza mediante una inductancia de acoplamiento $L = 20\text{mH}$.

La Figura 6.6, muestra el circuito de simulación.

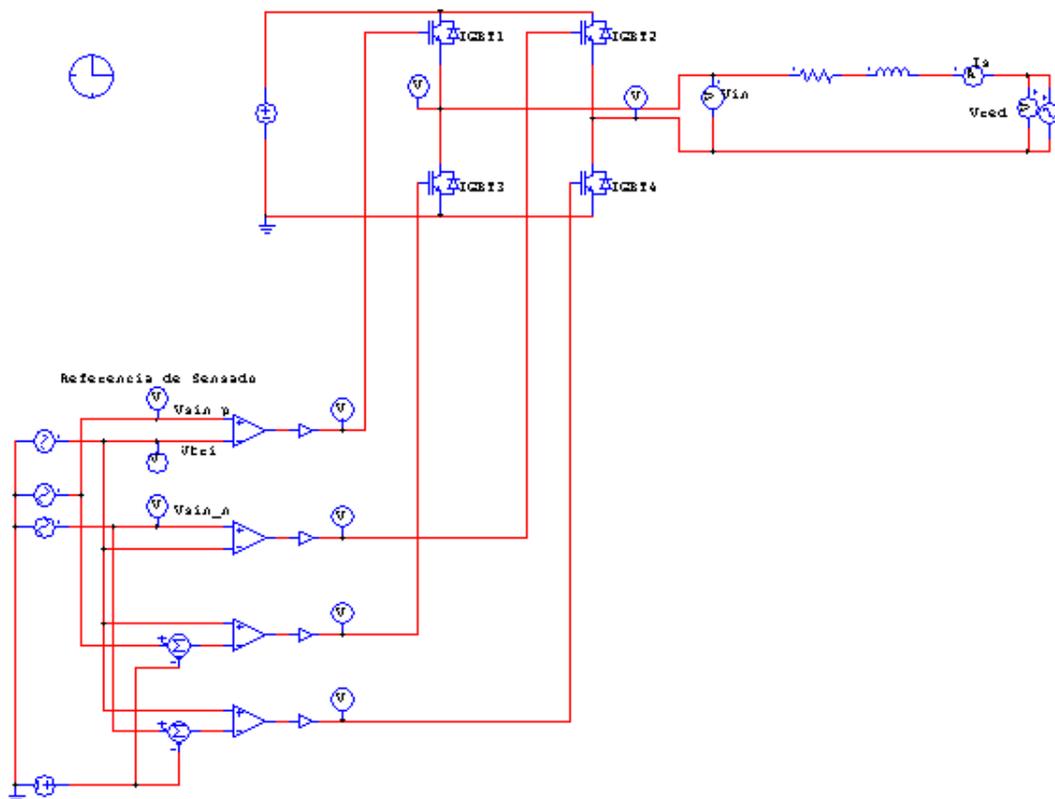


Figura 6.6. Circuito de simulación del inversor conectado a la red y salida unipolar

Los resultados de simulación, Figura 6.7, muestran la corriente a la salida del inversor I_s , la tensión de la red V_{red} y la tensión a la salida del inversor V_{inv} , la corriente I_s presenta un desfase respecto la tensión de la red V_{red} .

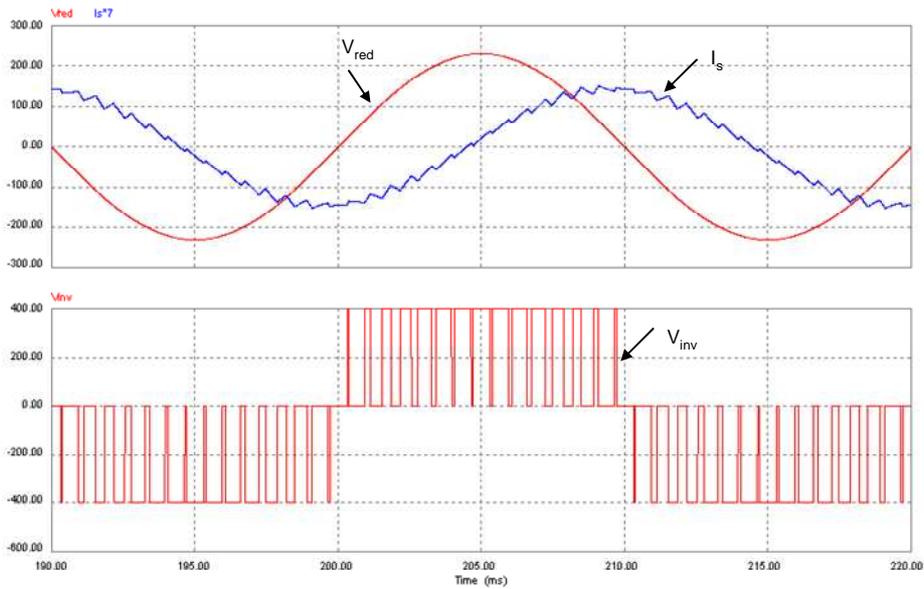


Figura 6.7. Formas de onda de la corriente, la tensión de la red y la tensión unipolar a la salida del inversor

Para corregir el factor de potencia e inyectar la corriente en fase con la red, hay que corregir el desfase entre la corriente de salida del inversor I_s y la tensión de la red V_{red} . La corrección de este desfase, y la sincronización de la corriente de salida del inversor y la tensión de la red, se realiza mediante el control del inversor en corriente.

En la Figura 6.8, se muestra el espectro frecuencial de la tensión de salida del inversor con un control SPWM unipolar. Frecuencia de conmutación 750Hz.

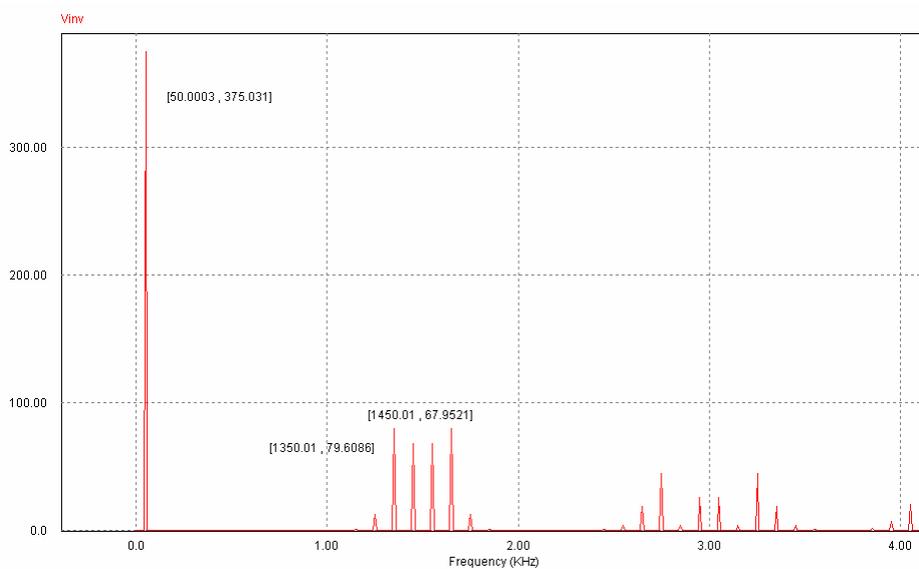


Figura 6.8. Espectro frecuencial de la tensión de salida unipolar del inversor

La ventaja de doblar la frecuencia de conmutación, se aprecia en el espectro frecuencial de la tensión de salida del inversor, donde las componentes armónicas de frecuencias más bajas aparecen como bandas laterales de múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación. Se puede apreciar también la cancelación de las componentes armónicas a la frecuencia de conmutación y la desaparición de las bandas laterales.

El valor máximo de la componente fundamental trabajando en la zona lineal alcanza el valor de ecuación (6.1).

En la Figura 6.9, se muestra el espectro frecuencial de la corriente de salida del inversor con la SPWM unipolar.

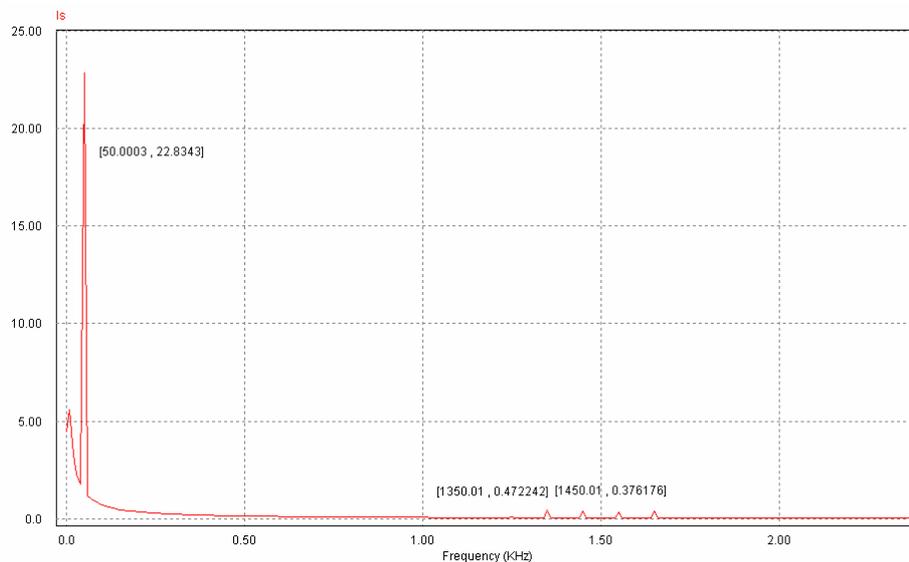


Figura 6.9. Espectro frecuencial de la corriente de salida unipolar del inversor

El espectro frecuencial de la corriente, es muy importante ya que determina la calidad de la corriente inyecta a la red. En un sistema fotovoltaico conectado a la red la distorsión armónica de la corriente THD tiene que ser inferior a 5%.

Como se ha trabajado con patrones de conmutación, a continuación, se presentan todas las simulaciones del inversor monofásico conectado a la red con el patrón de conmutación SPWM de índice de modulación igual a 1 almacenado en una *look-up table*.

6.4. DETERMINACIÓN DEL PATRÓN DE CONMUTACIÓN SPWM UNIPOLAR

Se ha implementado un programa en Matlab que permite de calcular los pulsos de disparo basado en la SPWM unipolar. El patrón obtenido de la comparación de dos sinusoidales de frecuencia 50Hz y desfasadas de 180° con una triangular de frecuencia de 750Hz, como se muestra en la Figura 6.10.

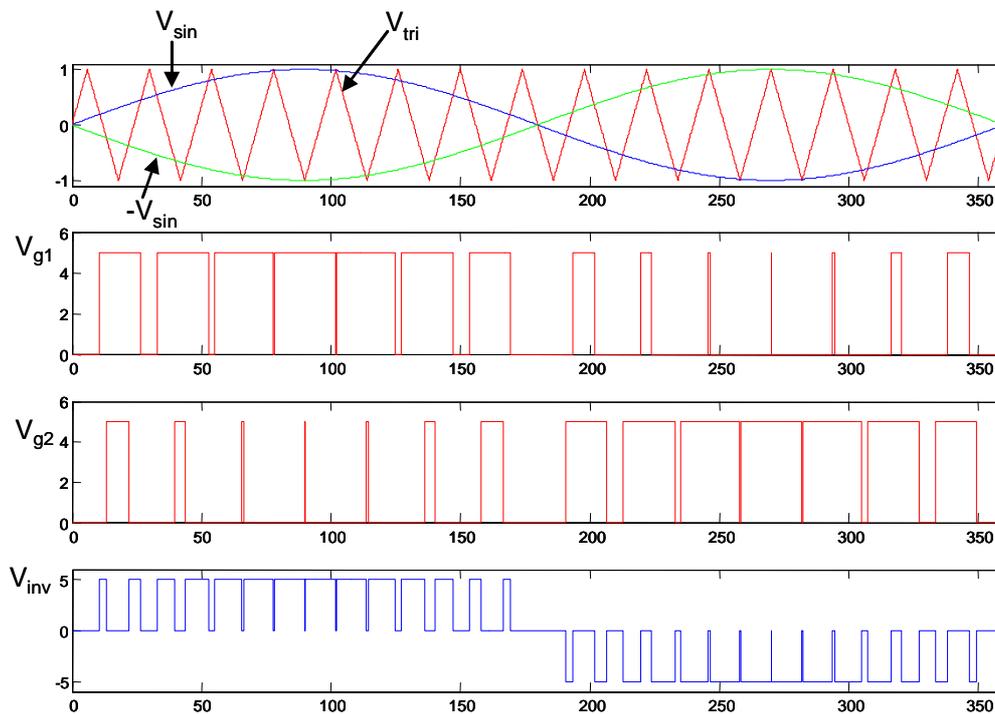


Figura 6.10. SPWM Unipolar

Los valores de los ángulos de disparo obtenidos se almacenan en una *look-up table* para sus utilidades como patrón de conmutación de los transistores del inversor.

6.5. SIMULACIÓN DEL INVERSOR CON EL PATRÓN SPWM CALCULADO

En primer lugar, se ha simulado el inversor en el lazo abierto con el patrón calculado para el control de los IGBTs. El circuito de simulación está presentado en la

Figura 6.11. Para la simplificación de la implementación digital, se ha utilizado el mismo patrón de conmutación para todos los transistores. Cada uno de los transistores conmuta solamente en un semiciclo con una frecuencia de conmutación de 1500Hz.

Esta forma de conmutación es equivalente cuando los transistores conmutan durante todo el ciclo con una frecuencia de conmutación de 750Hz.

A continuación se muestran los resultados de simulación de esta forma de implementación, el espectro frecuencial de la tensión de salida y la corriente del inversor, las pérdidas de conmutación y las formas de onda de la corriente de salida del inversor respecto la tensión de la red.

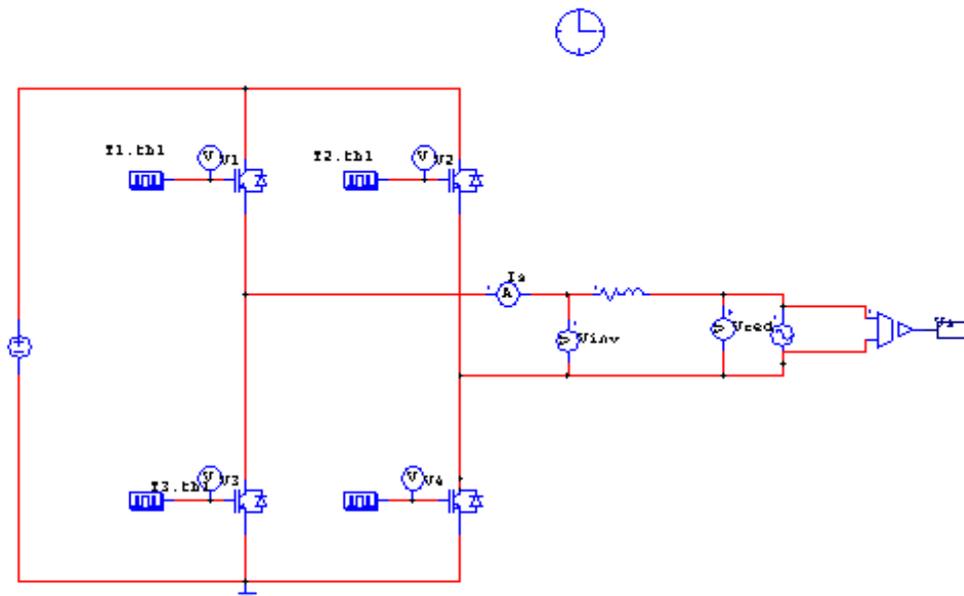


Figura 6.11. Circuito de simulación con un look-up table

En la Figura 6.12, se muestra el patrón de conmutación utilizado por cada transistor.

- $V_{g1}=1$, $V_{g4}=PWM$, $V_{g2}=\overline{PWM}$, $V_{g3}=0$
- $V_{g2}=1$, $V_{g3}=PWM$, $V_{g4}=\overline{PWM}$, $V_{g1}=0$

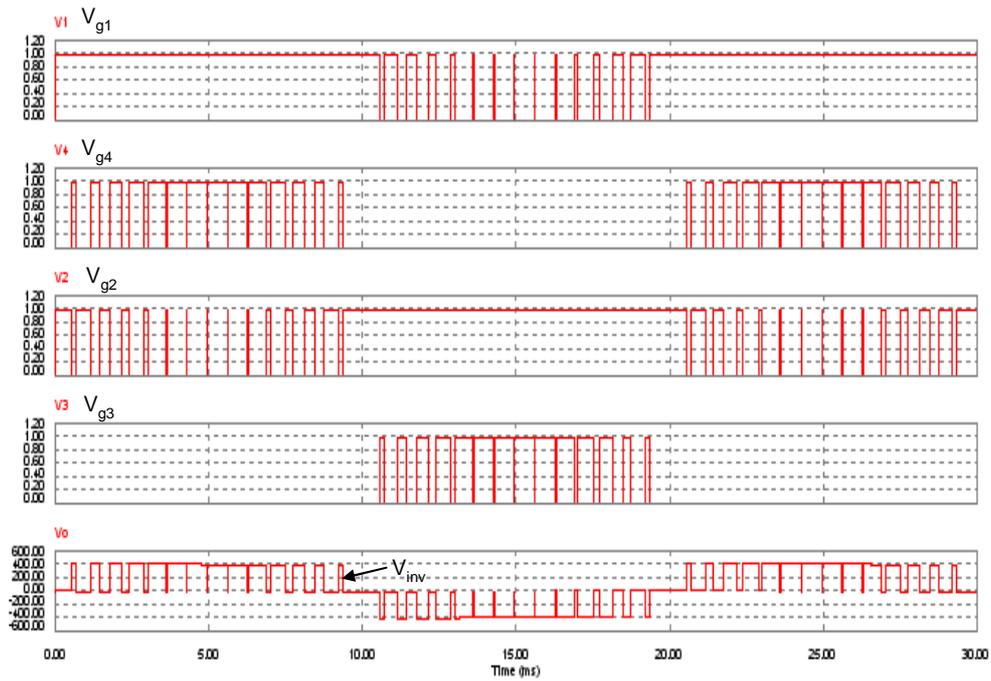


Figura 6.12. Patrón de conmutación propuesto para cada transistor

El resultado de simulación del sistema en lazo abierto obtenido, se presenta en la Figura siguiente 6.13. La corriente de salida del inversor está desfasada respecto la tensión de la red como se ha muestreado en las simulaciones anteriores.

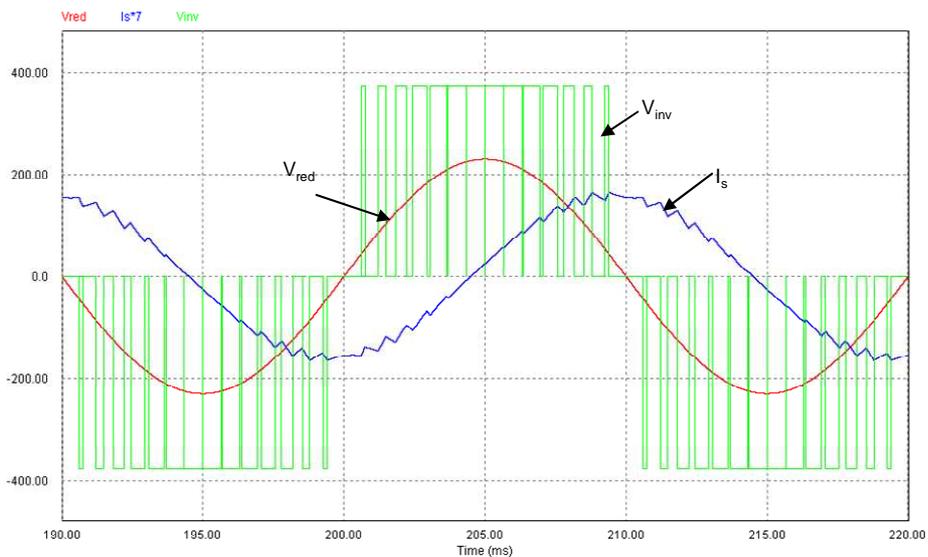


Figura 6.13. Formas de onda de la corriente y la tensión de salida del inversor, y la tensión de la red

En la Figura 6.14, se presenta el espectro frecuencial de la tensión de salida del inversor utilizando el patrón de conmutación de la Figura 6.12.

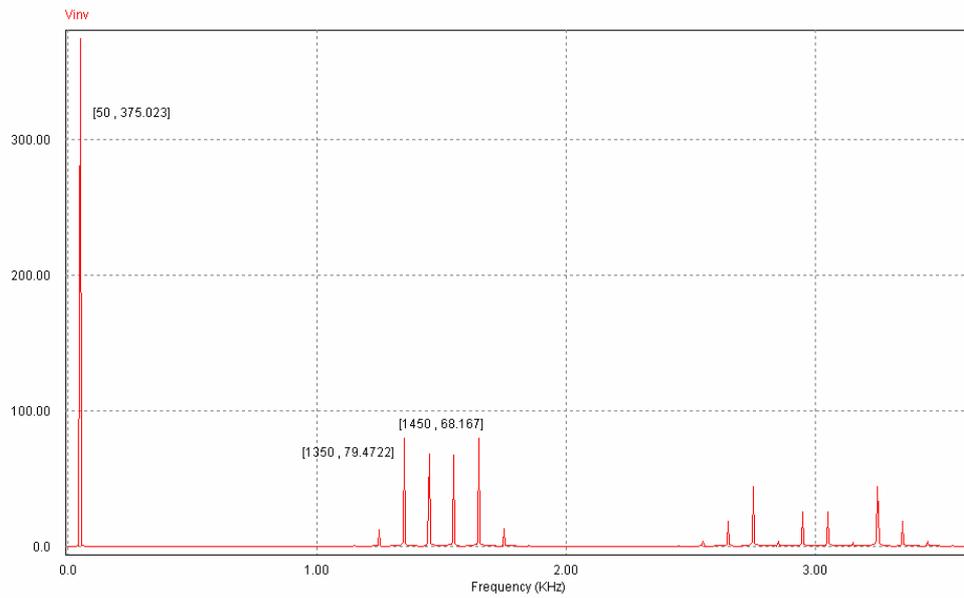


Figura 6.14. Espectro frecuencial de la tensión de salida unipolar del inversor utilizando el patrón SPWM propuesto

En la Figura 6.15, se representa el espectro frecuencial de la corriente de salida del inversor

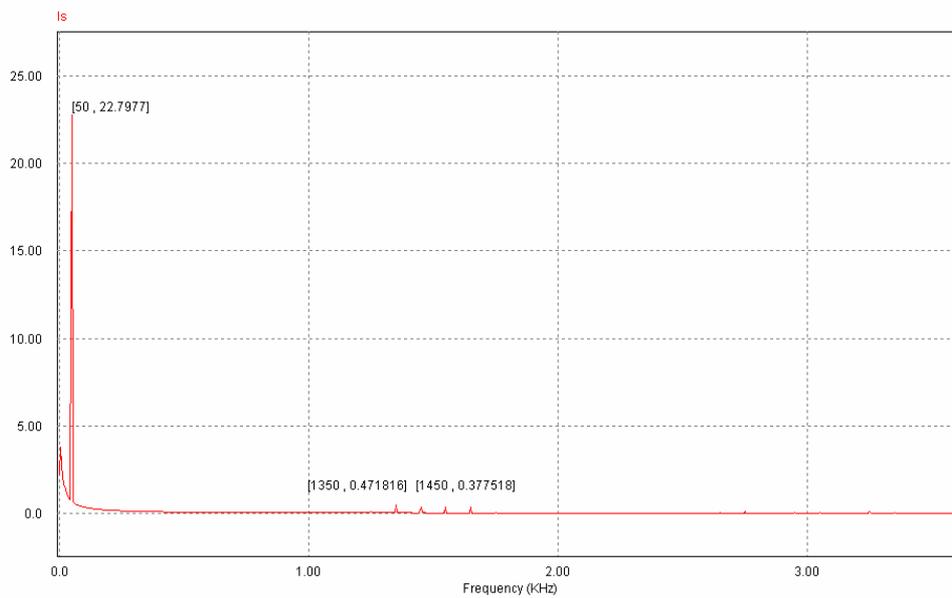


Figura 6.15. Espectro frecuencial de la corriente de salida unipolar del inversor utilizando el patrón SPWM propuesto

Se puede concluir que el espectro frecuencial de la tensión de salida y la corriente (figuras 6.14 y 6.15) utilizando el patrón de la Figura 6.12, es el mismo que la SPWM unipolar clásica de 750Hz. (ver figuras 6.8 y 6.9).

6.6. PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN

En la Figura 6.16, se muestra las pérdidas de conmutación de los IGBTs, utilizando el patrón unipolar propuesto en la Figura 6.12.

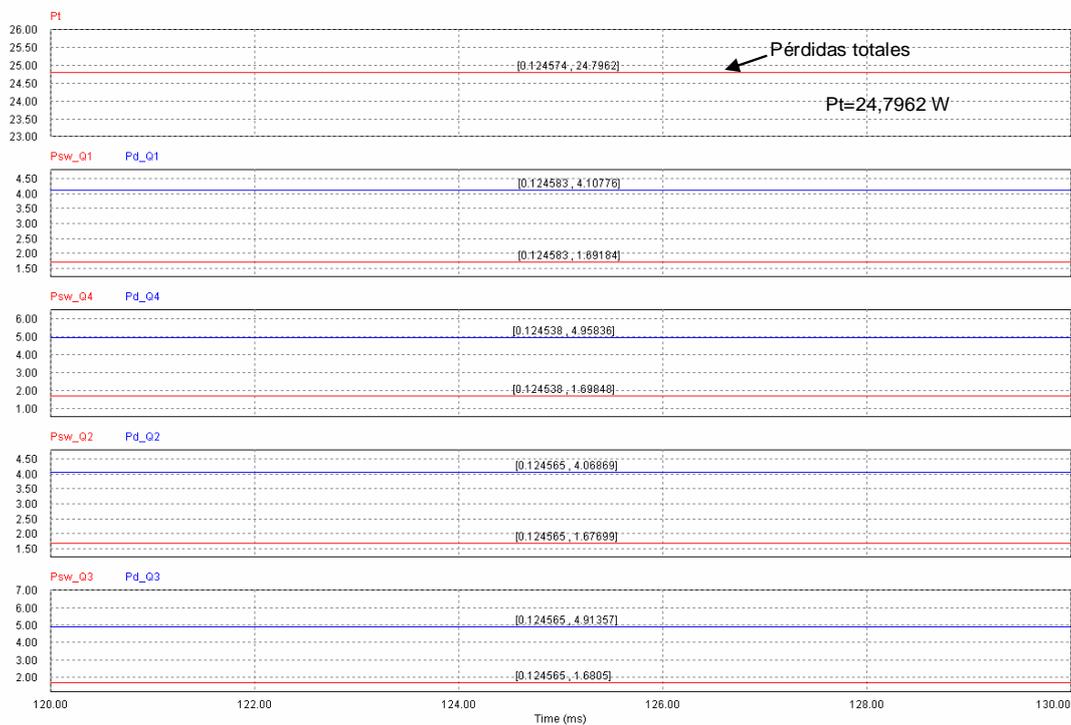


Figura 6.16. Pérdidas en los IGBTs utilizando el patrón de conmutación SPWM unipolar propuesto

En la Figura 6.17, se muestra las pérdidas de conmutación de los IGBTs del puente del inversor con un patrón de una SPWM unipolar.

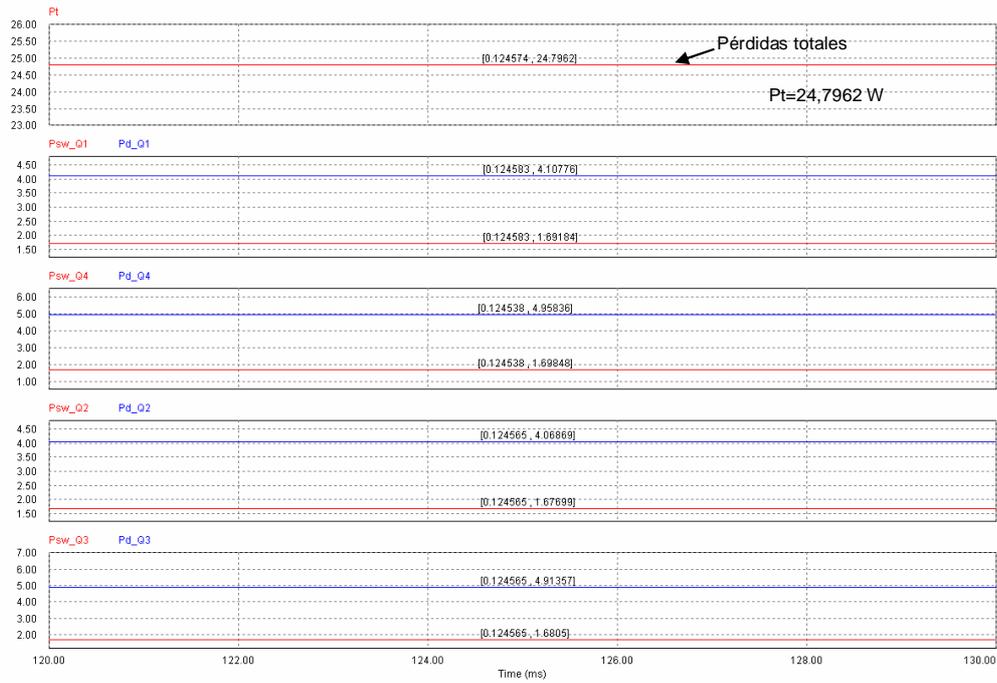


Figura 6.17. Pérdidas en los IGBTs utilizando un patrón de conmutación SPWM unipolar

Se han comparado los resultados de la Figura 6.16 con las pérdidas de conmutación de una SPWM unipolar (Figura 6.17).

En las Figura 6.18, se muestran las pérdidas de conmutación y de conducción para tres frecuencias diferentes 1500Hz, 10kHz y 20kHz. Utilizando una SPWM unipolar (Unipolar1) donde los transistores conmutan solamente en un semiciclo.

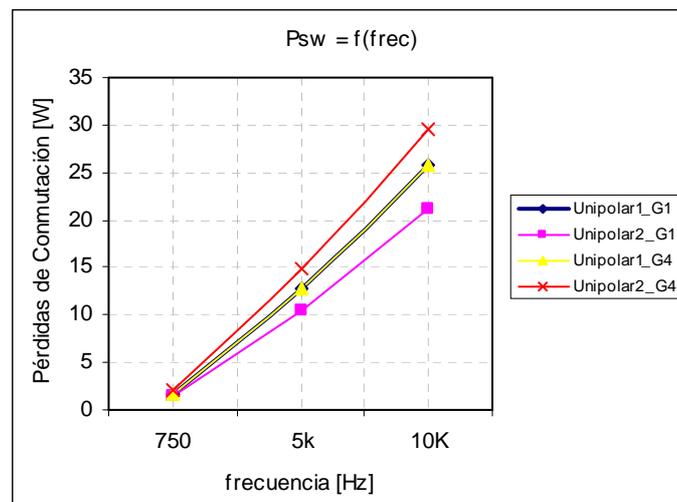


Figura 6.18. Pérdidas de conmutación

De la misma manera en la Figura 6.19, se muestran las pérdidas de conmutación y de conducción para tres frecuencias diferentes 1500Hz, 10kHz y 20kHz, utilizando la SPWM unipolar propuesta (unipolar 2) donde los transistores conmutan solamente en un semiciclo.

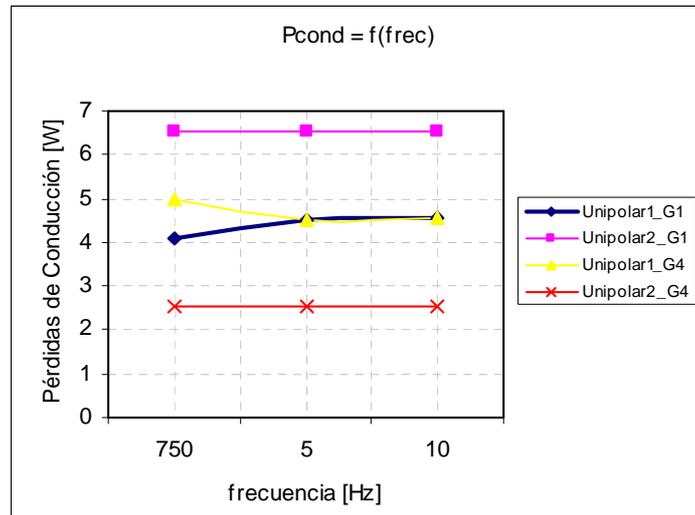


Figura 6.19. Pérdidas de conducción

En la Figura 20, se muestra las pérdidas totales de los transistores para cada método.

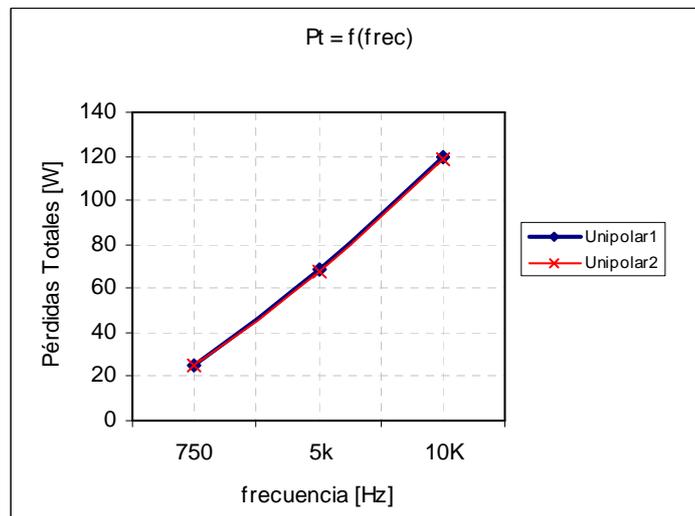


Figura 6.20. Pérdidas totales

La Figura 6.21, muestra las pérdidas totales de los transistores para cada método en función de la tensión V_{dc} .

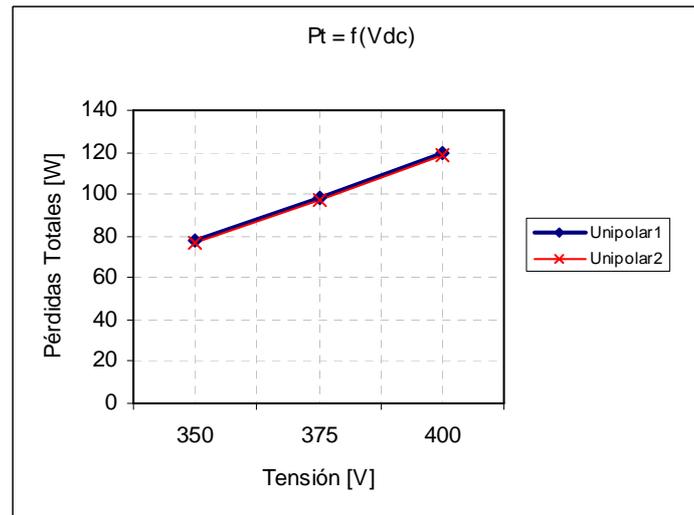


Figura 6.21. Pérdidas totales para diferentes corrientes

De las Figuras 6.21 y 6.22, se puede apreciar que las pérdidas totales son aproximadamente iguales, la diferencia se nota en las pérdidas de conmutación y conducción de cada transistor.

6.7. SIMULACIÓN DEL SISTEMA GLOBAL

Una vez comprobado el funcionamiento del inversor CC/CA conectado a la red, se ha realizado la simulación del conjunto del sistema (Panel-Elevador-Inversor) conectado a la red, con Matlab Simulink y PSIM

6.7.1. SIMULACIÓN DE ALGORITMOS DE MPPT

La simulación del circuito del modelo equivalente del panel es importante ya que nos permite simular el sistema fotovoltaico conectado a la red y verificar que aproximadamente cumple las características I-V dadas por el fabricante.

Básicamente esta parte de la simulación comprende dos funciones escritas en código Matlab, Figura 6.22, estas son:

- Función ‘Panel’. Contiene las ecuaciones de simulación física de un panel fotovoltaico, y puede reproducir el comportamiento de cualquier número de módulos (n_s es el número de ramas de paneles en serie y n_p el número de ramas de paneles en paralelo).
- Función ‘Control’. Contiene el algoritmo de perturbación y observación de una variable.

En la Figura 6.22, se muestra el bloque de implementación de las funciones.

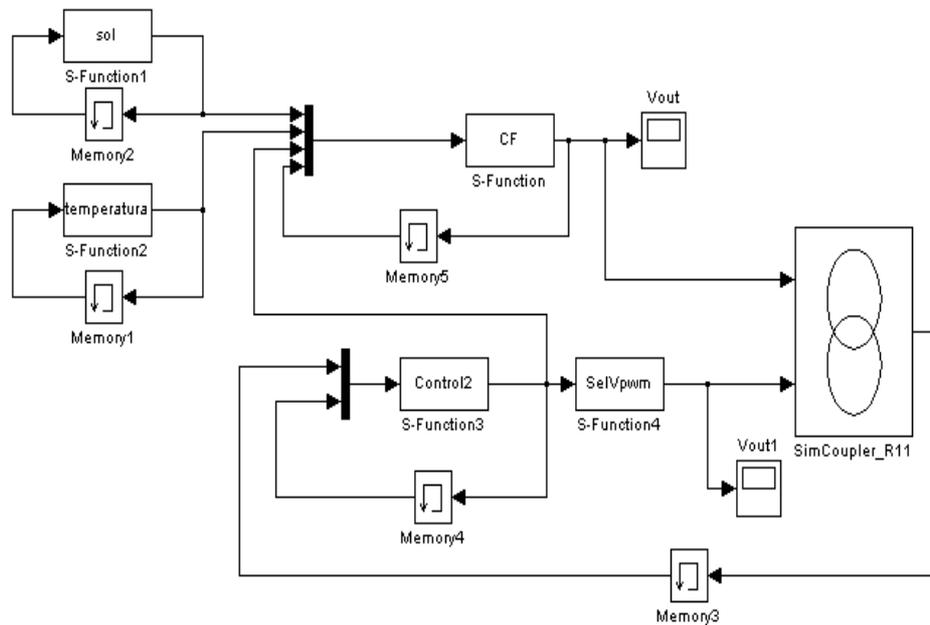


Figura 6.22. Bloque de simulación del MPPT

A continuación se presentan los resultados obtenidos por la función

1. El resultado de simulación de la corriente a la salida del panel teniendo en cuenta la variación de la irradiancia esta mostrada en la Figura 6.23.

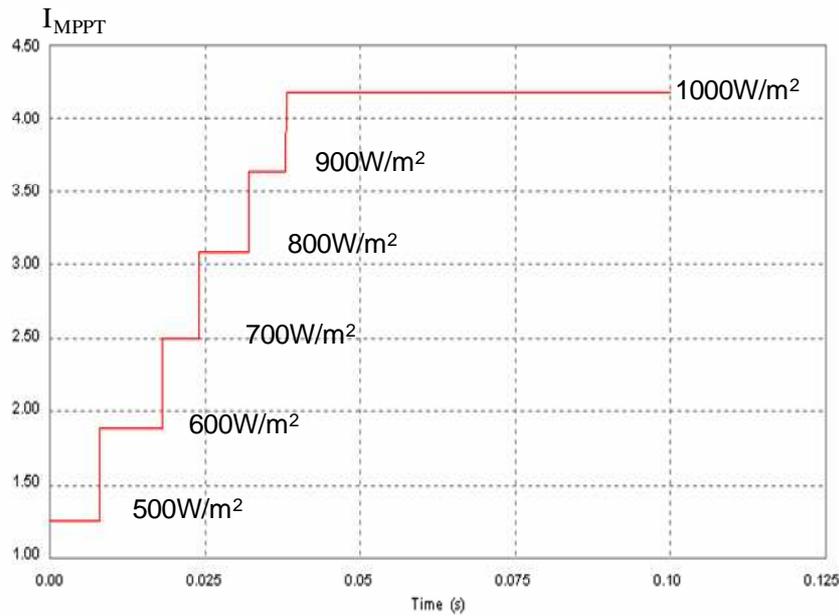


Figura 6.23. Corriente del punto de máxima potencia I_{MPPT} para diferentes irradiancias

En la Figura 6.24, se muestra la corriente del panel a una irradiancia de 1000W/m² y un irradiancia de 600W/m². Eso es válido para cada irradiancia.

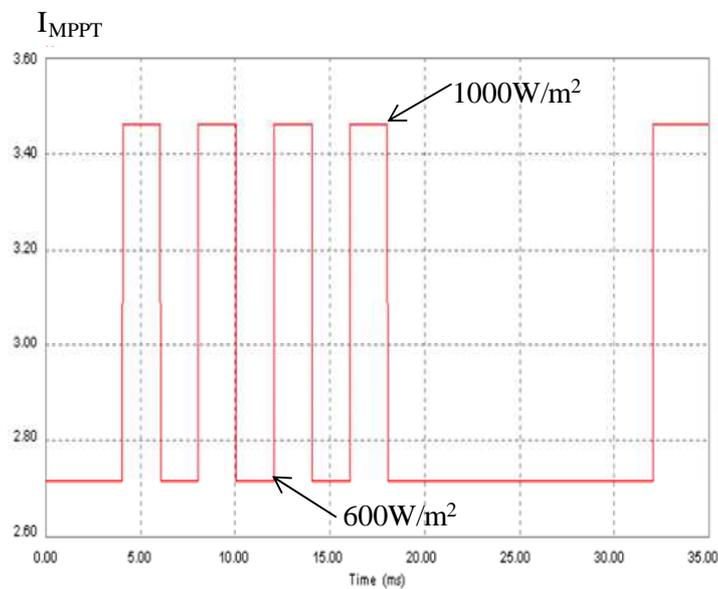


Figura 6.24. Corriente del punto de máxima potencia I_{MPPT} para dos valores de irradiancia

En la Figura 6.25, se muestra la potencia máxima del generador fotovoltaico y la potencia a la salida del elevador, aplicando el algoritmo de perturbación y observación

para el seguimiento de máxima potencia. Se puede observar que las potencias son aproximadamente iguales.

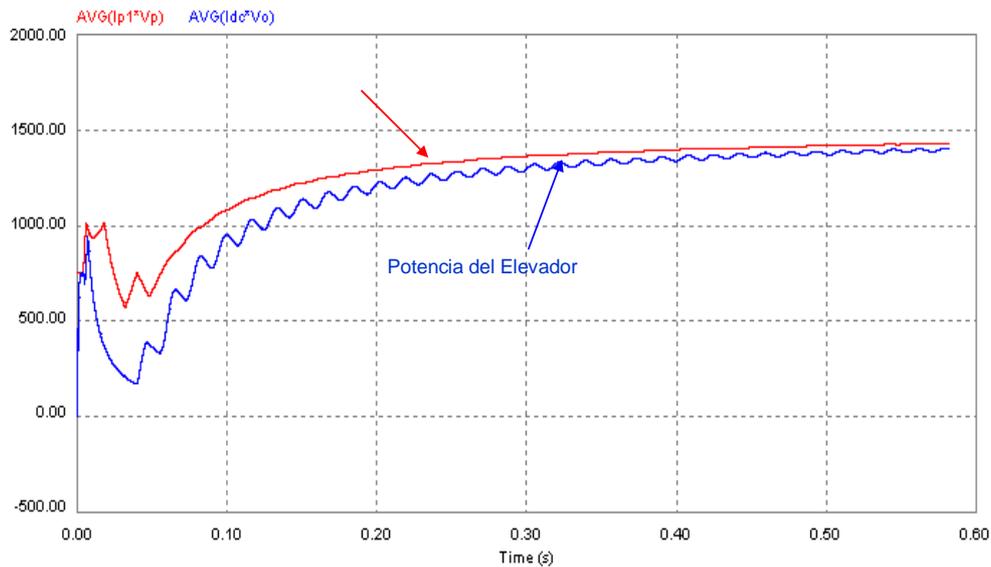


Figura 6.25. Potencia Máxima del panel y a la salida del elevador

Del análisis de las graficas anteriores, se extrae que el algoritmo tiene el comportamiento esperado y que las magnitudes de sus variables eléctricas se corresponden con los teóricos.

6.7.2. SIMULACIÓN DEL CONJUNTO PANEL - MPPT- INVERSOR

CONECTADO A LA RED

Una vez se ha realizado las simulaciones para cada uno de las componentes que forman el sistema fotovoltaico conectado a la red (panel solar, Algoritmo de control del MPPT, inversor monofásico), se ha realizado la simulación del conjunto panel fotovoltaico con el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) utilizando el algoritmo de perturbación y observación a un variable y inversor monofásico CC/CA en lazo abierto. Obteniendo las gráficas correspondientes a la tensión de salida del convertidor elevador con MPPT, la tensión de salida del inversor y la corriente del inversor.

La Figura 6.26, muestra el esquema de simulación del sistema global, integrando Matlab-Simulink-Psim. Utilizando la ventaja de cada uno de los programas.

El resultado de simulación del conjunto, muestra el funcionamiento de un inversor conectado a la red en las condiciones de máxima potencia.

En la Figura 6.27, se muestra la tensión del bus de continua V_{dc} a la entrada del inversor, la tensión de salida del inversor, la corriente de salida del inversor y la tensión de la red en lazo abierto.

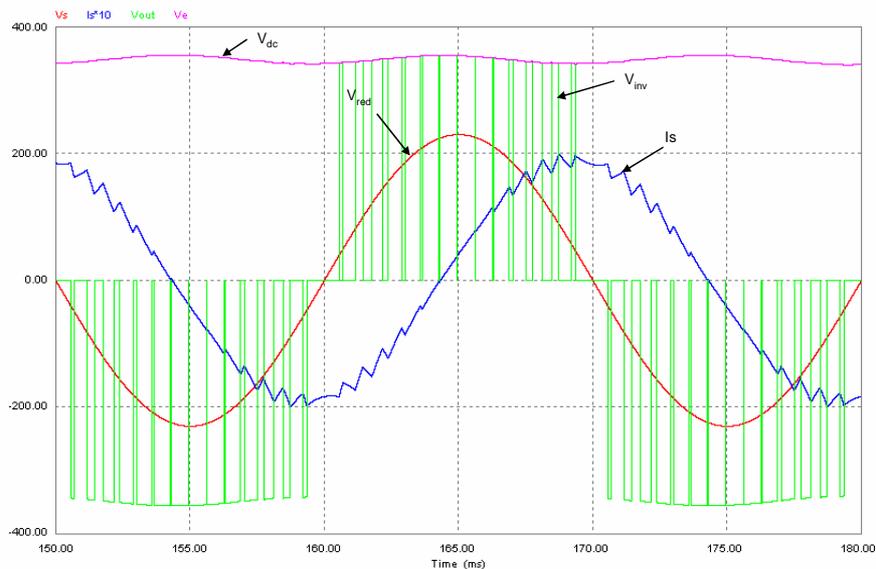


Figura 6.27. Tensiones V_{dc} , V_{inv} , V_{red} y la corriente I_s

Se puede apreciar que el sistema de simulación del conjunto en el lazo abierto funciona como esperado. La tensión del bus de continua, es la fijada en el algoritmo de control de perturbación y observación. Se muestra también la corriente de salida del inversor desfasada respecto la tensión de la red.

Los resultados de la simulación para dos desfases diferentes; por ejemplo $\delta = 16^\circ$ y $\delta = 2^\circ$, les corresponden respectivamente dos valores diferentes de corrientes de salida $I_s = 15,1A$ (Figura 6.28) y $I_s = 1,9A$ (Figura 6.29).

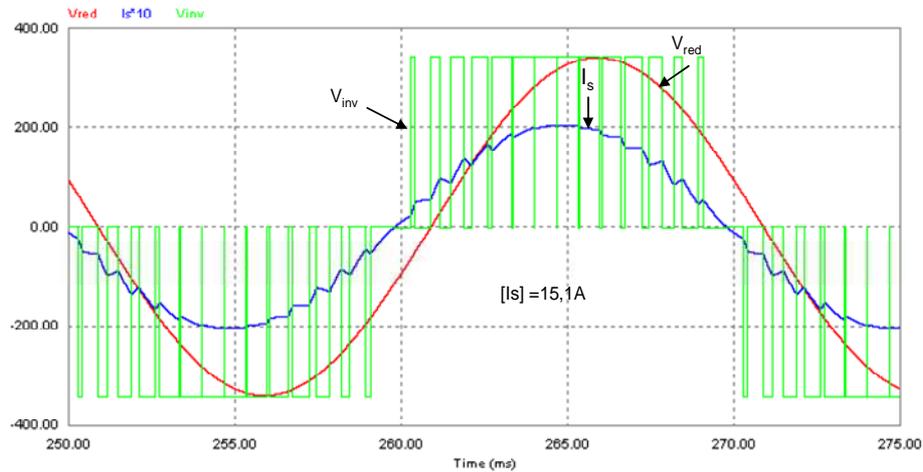


Figura 6.28. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 16^\circ$

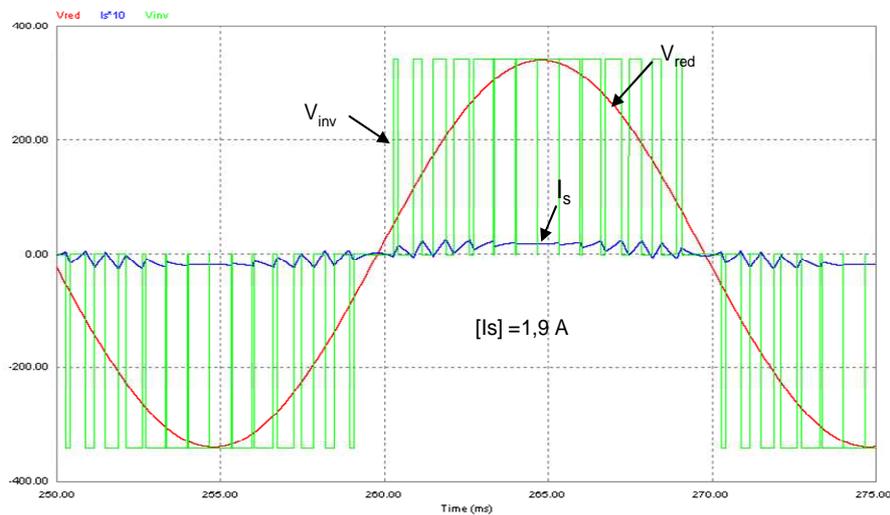


Figura 6.29. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 2^\circ$

Estos resultados se han validado en el capítulo 4 (Figura 4.11). Para un desfase (2° hasta 16°) entre la tensión del inversor y la tensión de la red, se puede entregar una corriente a la red hasta 15,1A con un tensión V_{inv} constante (un solo índice de modulación), variando solamente el desfase y asegurando un factor de potencia próximo a la unidad (0,99).

Si se quiere entregar más corriente a la red con el mismo factor de potencia (0,99), es necesario cambiar la tensión V_{inv} , es decir cambiar el patrón de conmutación (otro índice de modulación m_a) ver Figura 4.9 y Figura 4.11 (capítulo 4).

A continuación se muestra en las figuras siguientes, la capacidad de este método de control, a la hora o se quiere reconfigurar el sistema y entregar energía reactiva de tipo capacitivo.

Los resultados de la simulación para diferentes tipos de potencia entregada a la red, se muestran en la Figura 6.30 y Figura 6.31. Se muestra ambos casos donde el factor de potencia va en retraso (carácter inductivo, cuando la corriente se retrasa a la tensión) Figura 6.31 y está en adelanto (carácter capacitivo, cuando la corriente se adelanta a la tensión) Figura 6.31.

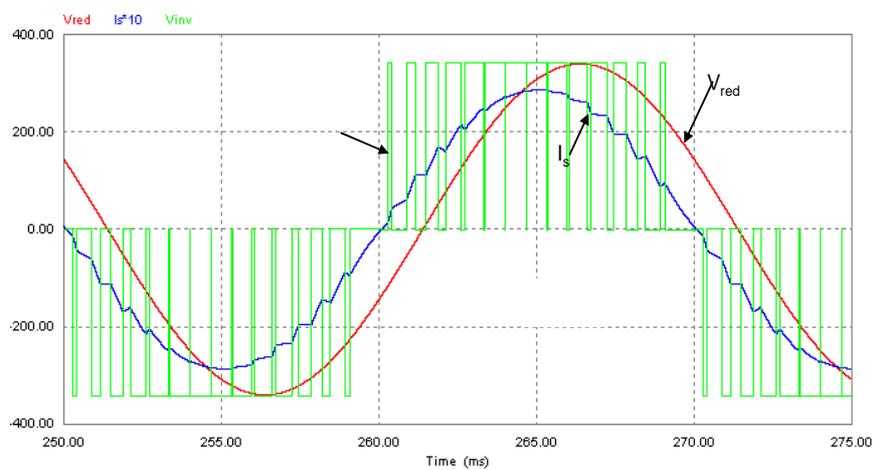


Figura 6.30. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 30.744^\circ$

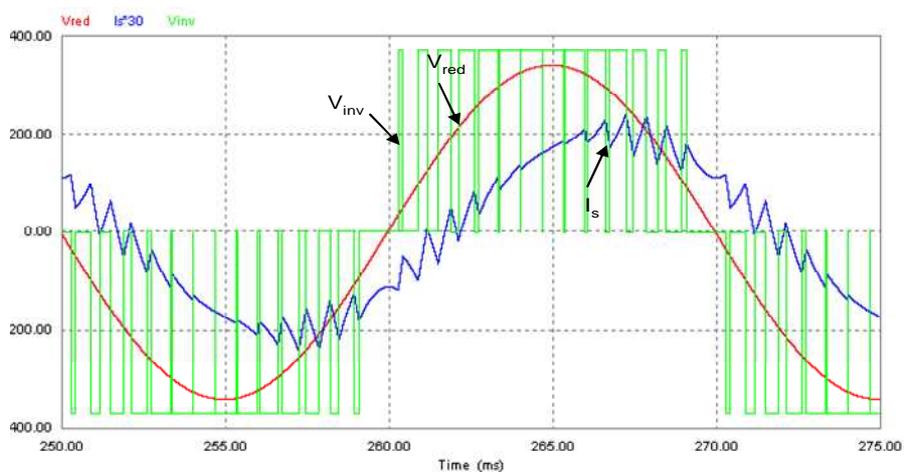


Figura 6.31. Corriente de salida del inversor I_s para $\delta = 5,4^\circ$

6.8. SIMULACIÓN DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO

El circuito de simulación del modelo promediado del inversor en el lazo cerrado, se muestra en la Figura 6.32. Este sistema está compuesto de los dos lazos de control y un modulador de fase

Un lazo externo de control de la tensión y un lazo interno de control de la corriente basado en el desfase entre la tensión del inversor y la tensión de la red.

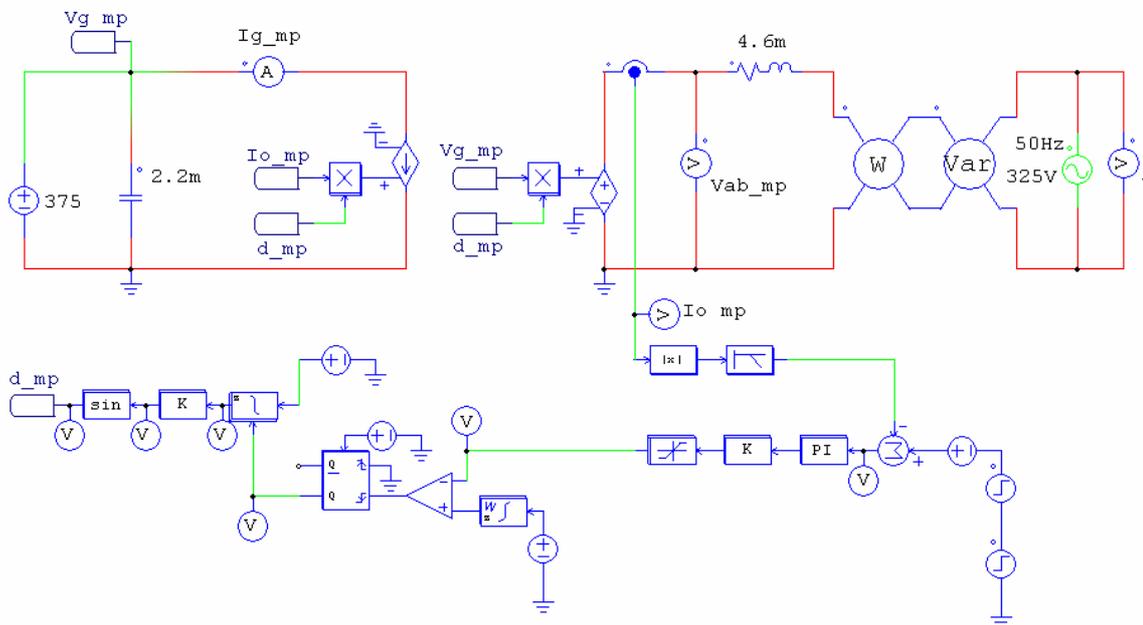


Figura 6.32. Modelo promediado del inversor con control por desplazamiento de fase

La Figura 6.33, muestra los resultados de simulaciones de la corriente de salida del inversor, I_s , y el factor de potencia, PF, cuando la amplitud de la tensión de salida del inversor se mantiene constante.

Se puede deducir que la corriente del inversor, y el factor de potencia varían en función del ángulo de fase, δ , entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red (capítulo 4, ecuación 4.22 y ecuación 4.23).

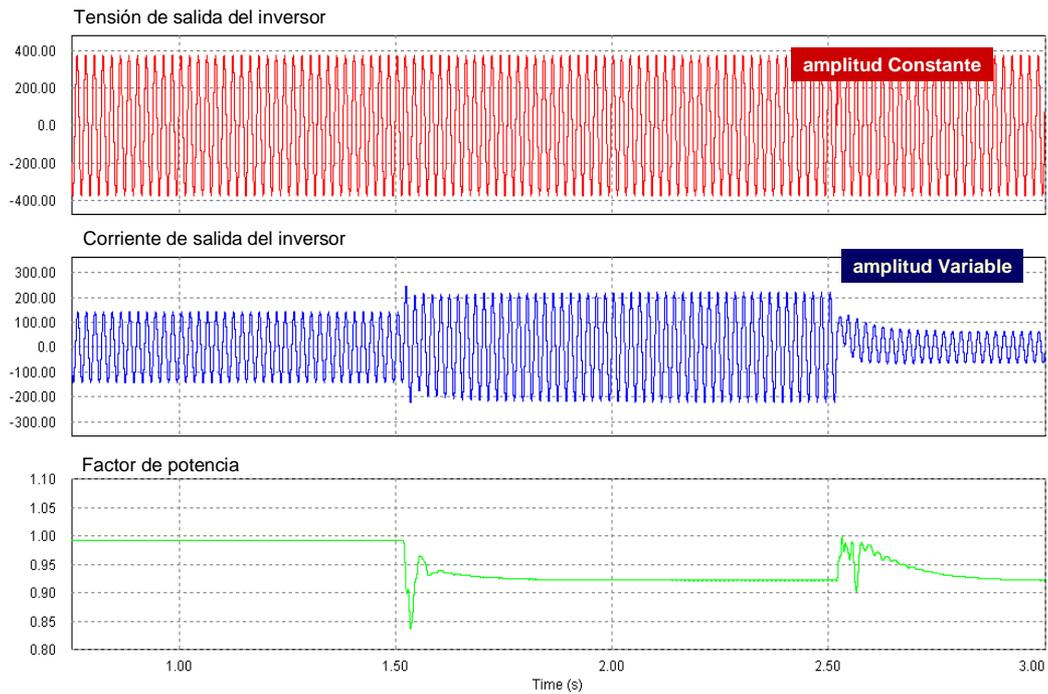


Figura 6.33. Resultados de simulación del modelo promediado del inversor

Se ha simulado también el modelo conmutado del inversor, los resultados de simulación Figura 6.34, validan el funcionamiento del control, para diferentes amplitudes de la corriente de salida.

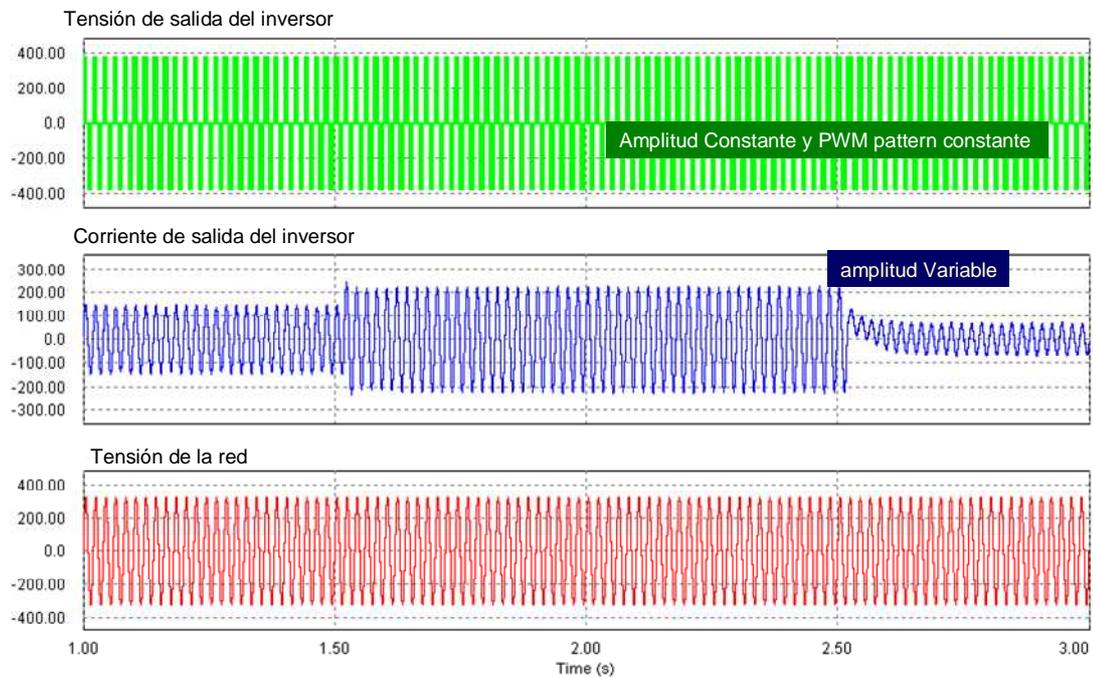


Figura 6.34. Resultados de simulación del modelo conmutado del inversor

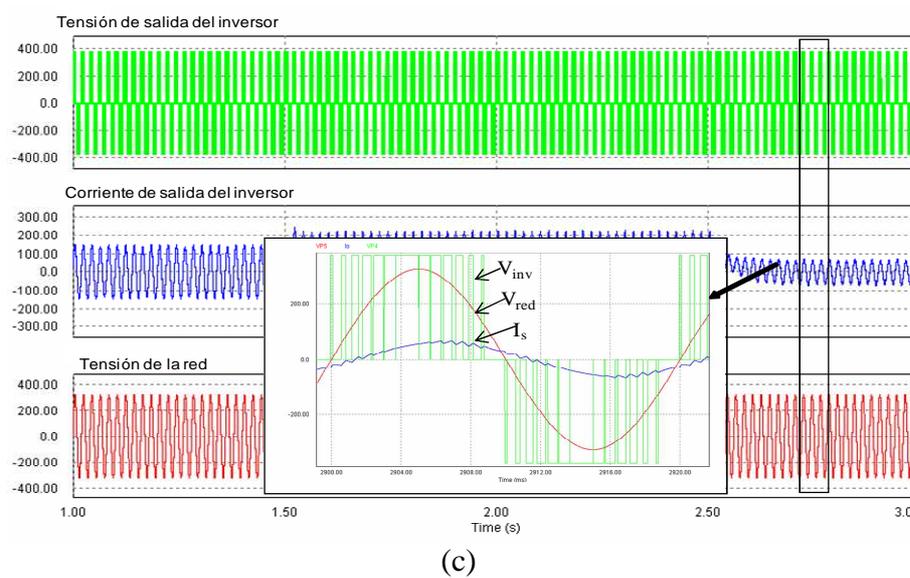
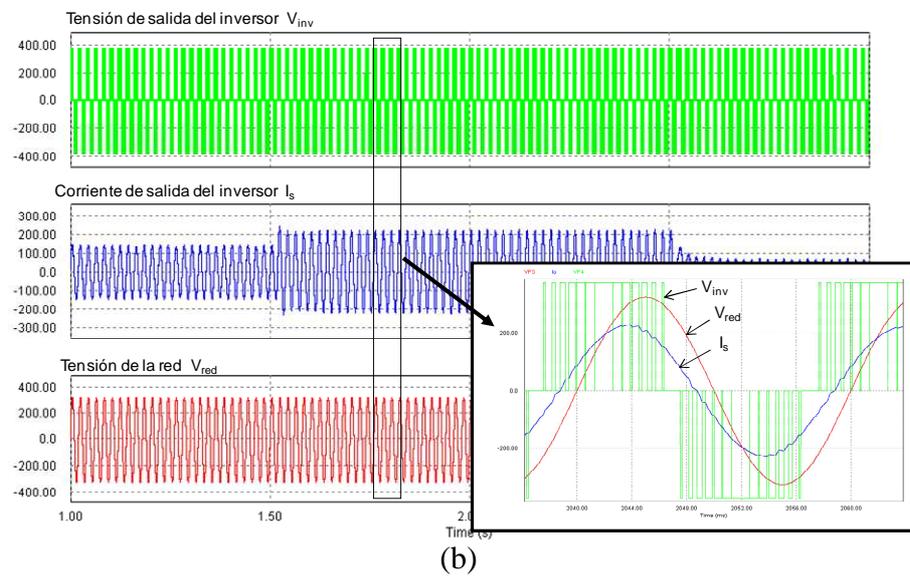
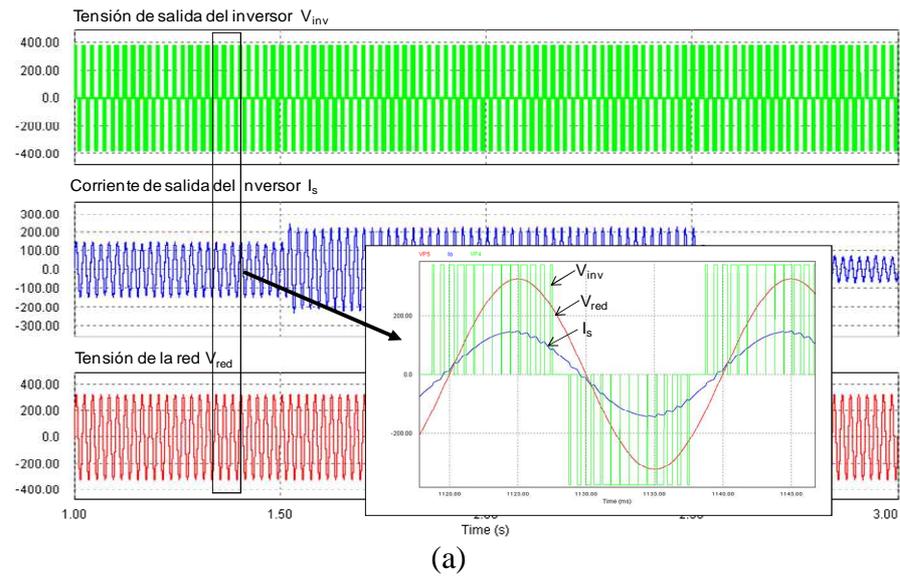


Figura 6.35. Dependencia de la corriente de salida del inversor en función del ángulo de desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red

En la Figura 6.35, se muestra la dependencia de la corriente de salida del inversor en función del ángulo de desfase δ entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red. Con la traza verde se muestra la tensión de salida del inversor, con la traza azul la corriente de salida del inversor (corriente inyectada a la red) y con la traza roja la tensión de red (tensión de referencia).

En la Figura 6.35 (a), (b) y (c), se muestra una vista ampliada (detalle superpuesto) de las formas de onda de la tensión de salida del inversor, de la corriente de salida del inversor y de la tensión de red para diferentes tipos de potencias inyectadas a la red en función del desfase entre la corriente de salida del inversor y la tensión de la red.

6.9. CONCLUSIÓN

En este capítulo se ha realizado todas las simulaciones necesarias para el funcionamiento de un inversor monofásico conectado a la red con la topología desarrollada en esta tesis.

Se ha analizado el espectro frecuencial de la corriente de salida del inversor conectado a la red utilizando patrones de conmutación SPWM unipolar.

Se ha calculado las pérdidas de conmutación y conducción de los transistores del puente del inversor utilizando una forma de implementación de los patrones de conmutación propia a este trabajo.

Se ha simulado el sistema fotovoltaico conectado a la red con el seguimiento del punto de máxima potencia de los paneles solares utilizando el algoritmo de perturbación y observación de una variable.

El funcionamiento del control propuesto en el lazo cerrado, se ha validado mediante simulaciones de los modelos promediado y conmutado del inversor con control de fase.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTALES

7.1. INTRODUCCIÓN

Durante la etapa de investigación se han diseñado y construido un grupo de prototipos para validar experimentalmente cada uno de los resultados que marcan determinadas etapas de la investigación. Cada uno de estos prototipos se ha ido modificando y adaptando a las nuevas necesidades y direcciones que ha tomado la investigación.

Para resumir cada una de las etapas, a continuación se exponen los prototipos más significativos. Cada uno de los prototipos desarrollados, cumple con las especificaciones de partida. Esta condición es imprescindible para la verificación práctica de los resultados, tanto teóricos como de simulación obtenidos.

Los prototipos construidos siguen estrictamente la descripción y el planteamiento realizado en el capítulo 4. Cada uno de los bloques que forman el sistema de Electrónica de Potencia y el Sistema de Control: el Bloque Analógico y el Bloque Digital, están diseñados y construidos como módulos independientes. Como módulo inversor se han utilizado diferentes diseños, que han permitido evaluar satisfactoriamente cada uno de los experimentos marcados en cada una de las etapas.

El diseño del “Sistema de Control” para todos los casos, se ha realizado tomando como plataforma de diseño una FPGA de bajo coste, específicamente la Spartan 3 de Xilinx, aprovechando toda la flexibilidad que este tipo de plataforma ofrece, en cuanto a la capacidad de reconfiguración, velocidad de procesamiento, procesamiento paralelo, etc. Evidentemente hay que destacar que una de las desventajas de este tipo de plataforma es que no cuentan con convertidores analógico/digital (ADC) empotrados. Esto hace que se necesiten ADC externos para esta aplicación.

7.2. PROTOTIPOS

Como se ha introducido en el epígrafe anterior, durante toda la etapa de investigación se han diseñado un grupo de prototipos. En la Figura 7.1, se muestra el prototipo 1 del inversor monofásico, que utiliza un puente completo comercial del fabricante “Semikron”. El módulo de control del inversor está implementado en una FPGA. Este prototipo se ha utilizado para la implementación digital de DSPWM unipolar en la FPGA Spartan 3 de Xilinx.

Este prototipo se ha utilizado para validar la implementación digital de las técnicas de control DSPWM bipolar y unipolar. Los resultados experimentales se presentan a continuación.

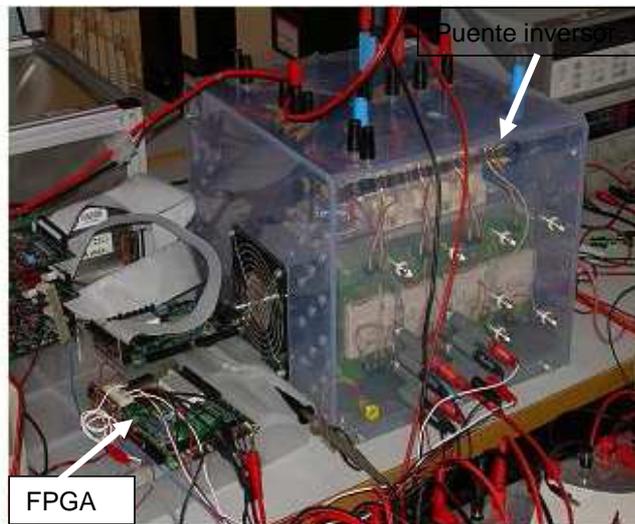


Figura 7.1. Prototipo 1 del inversor monofásico con control DSPWM

En la Figura 7.2, se muestra el prototipo 2 de un inversor monofásico en puente completo, utilizado para la experimentación del control propuesto en lazo cerrado según la estrategia de control propuesta en el capítulo 4. Como ya se ha comentado, el control se ha implementado en una FPGA (ver capítulo 5) y se ha hecho necesario implementar una tarjeta de adquisición de datos necesaria para el acondicionamiento de las señales analógicas del lazo de control.

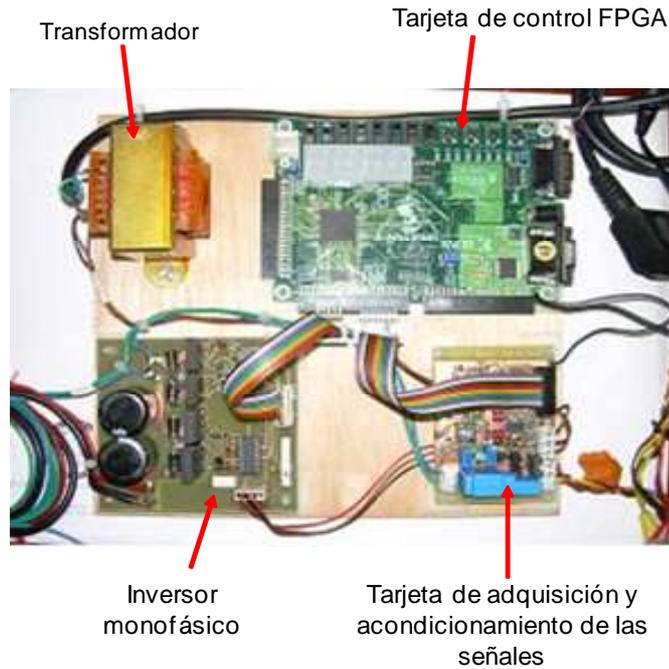


Figura 7.2. Prototipo 2 del inversor monofásico con control por desplazamiento de fase.

A continuación se hace una breve referencia a cada uno de los módulos del prototipo implementado.

- ***Tarjeta de control***

Esta tarjeta contiene la lógica de funcionamiento del control descrita en VHDL e implementado en la FPGA, según la propuesta descrita del control por desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto a la tensión de la red y el control DSPWM unipolar, incluyendo los dos lazos de control, el lazo interno de corriente y el lazo externo de tensión. Como se ha presentado en el diagrama de bloques en la Figura 5.1. El planteamiento teórico de este control se ha desarrollado en el capítulo 4 e implementado en el capítulo 5.

- ***Tarjeta de adquisición y acondicionamiento de las señales.***

Es evidente que en un control digital el procesamiento de las señales es digital. Para ello todas las señales analógicas deben ser transformadas en códigos digitales para su posterior procesamiento digital. Es por ello que se necesitará de un convertidor

analógico digital (ADC) que convierta la señal analógica en un código binario para su posterior procesamiento en la FPGA. El ADC a su vez admite valores de tensión analógica de entrada dentro de un rango, por lo que precisa de una etapa previa que acondicione la señal procedente del circuito de potencia para su entrada al ADC. En la Figura 7.3, se muestran las dos etapas principales en las que estará dividido el circuito.

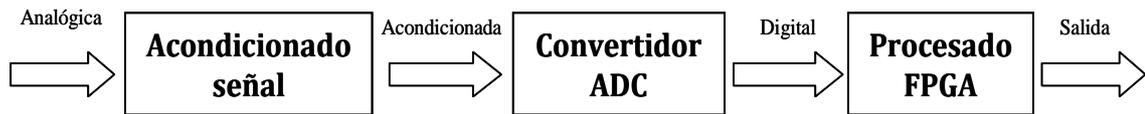


Figura 7.3. Etapas principales que conforman la plataforma de control digital

1. *Acondicionamiento de la señal:* En este bloque se debe conseguir captar la señal y adaptarla para hacerla óptima a fin de que el ADC aproveche al máximo sus capacidades. La señal podrá ser reducida o amplificada, referenciada, filtrada, y centrada para su entrada al convertidor. La finalidad de esta etapa es dar calidad a la tensión de entrada y adecuarla al rango necesario para aprovechar el convertidor A/D. **En primer lugar, en los sistemas de adquisición de datos es imprescindible el uso de un filtro para eliminar el ruido. Por otro lado, al someter a la señal a un proceso de muestreo se debe estar seguro de que la señal muestreada representa fielmente a la señal analógica de partida. En cada ciclo se deben tomar las muestras necesarias para reproducir la forma de onda de cada período.**
2. *Convertidor ADC:* Convierte la señal analógica en una combinación binaria de 10 bits. La salida del convertidor es un valor digital equivalente dentro de una escala que va de cero a 1024 binario. Este valor máximo viene impuesto en hojas de características y se tomará de la tensión de referencia fija del ADC.
3. *Procesado FPGA:* En esta etapa se realiza el procesamiento de las señales que llegan en formato digital desde el convertidor analógico-digital y su preparación hasta convertirse en salidas.

Para llevar a cabo el proceso de control del inversor, es necesario adaptar los niveles de conmutación de los elementos de control a los niveles que precisa el driver para su correcto funcionamiento. **Un circuito digital trabaja con tensiones inferiores a 5V, por ello es evidente que en todos los casos se necesitará un elemento que reduce la tensión de alguna forma.**

Una forma sencilla de llevar a cabo la etapa de adaptación de las señales y los niveles de conmutación es mediante comparadores. De tal forma, que estableciendo una tensión de referencia en uno de sus terminales y aplicando la entrada en el terminal restante, conseguimos que se sature a los niveles de alimentación del comparador.

En la Figura 7.4, se muestra la tarjeta de adquisición y acondicionamiento de las señales

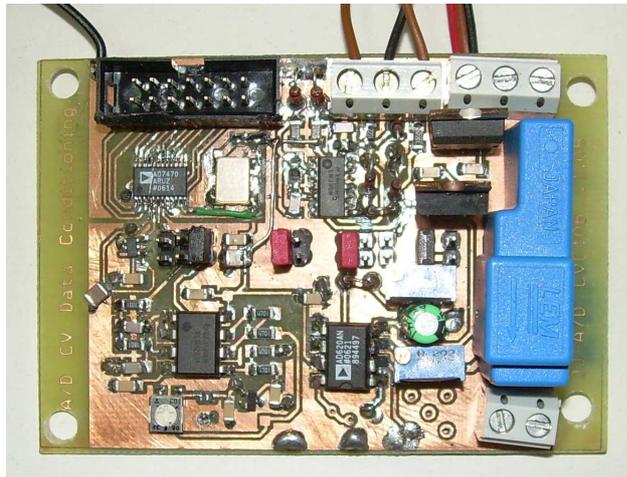


Figura 7.4. Tarjeta de adquisición y acondicionamiento de las señales

Para generar el desfase correspondiente entre la tensión de la red y la tensión de salida del inversor es necesario generar una señal de sincronismo tomando como señal de referencia la tensión de la red. Para ello se ha utilizado un transformador reductor, (ver Figura 7.2), que además de acondicionar la señal de la red a tensiones bajas, permite aislar galvánicamente la etapa de potencia del inversor de la etapa de control. El sincronismo utiliza el principio de detección del cruce por cero de la señal de la red.

En la Figura 7.5, se muestra un tercer prototipo del inversor y el banco de pruebas utilizado para evaluar la propuesta de control por desplazamiento de fase de la señal de salida del inversor en lazo cerrado. En este caso se utiliza un módulo inversor con nuevas prestaciones que permite proteger el módulo IGBT con sobrecorriente y cortocircuito, esto permite incrementar la fiabilidad y seguridad del sistema.



Figura 7.5. Banco de pruebas del inversor

El sistema utiliza los mismos módulos descritos en los epígrafes anteriores, con la única diferencia que la conexión a la red eléctrica se realiza a través de un filtro LC, que permite reducir el contenido armónico de las corrientes que se entregan a la red eléctrica. La inductancia del filtro es de 8mH y la capacidad el condensador es de 33uF.

Se ha diseñado y construido un prototipo del inversor (prototipo 3) basado en el diagrama de bloques de la Figura 5.1 (capítulo 5).

7.3. DSPWM BIPOLAR. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los resultados experimentales de la DSPWM bipolar aplicada al inversor monofásico (prototipo 1), se presentan a continuación. Se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de 10kHz. La Figura 7.6, muestra las señales de disparo de los transistores en diagonales opuestas de las dos ramas del puente inversor (T_1 , T_4 y T_2 , T_3) y la señal de salida bipolar del inversor.

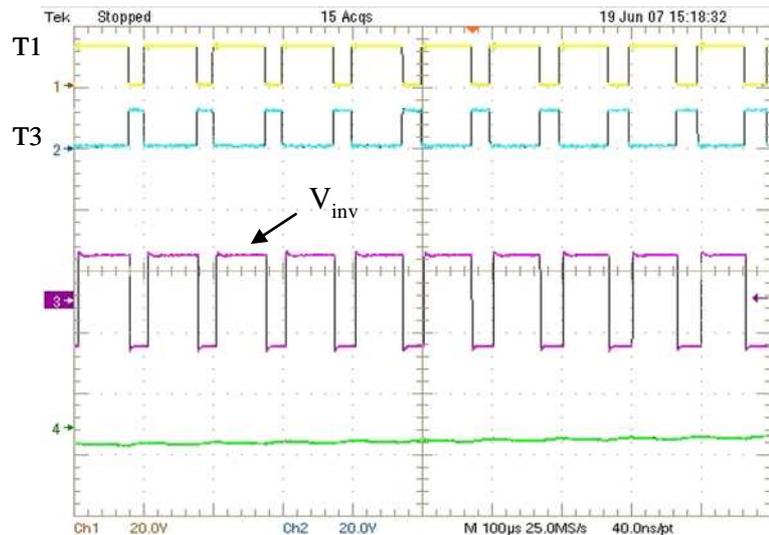


Figura 7.6. Señales de disparo y salida bipolar del inversor

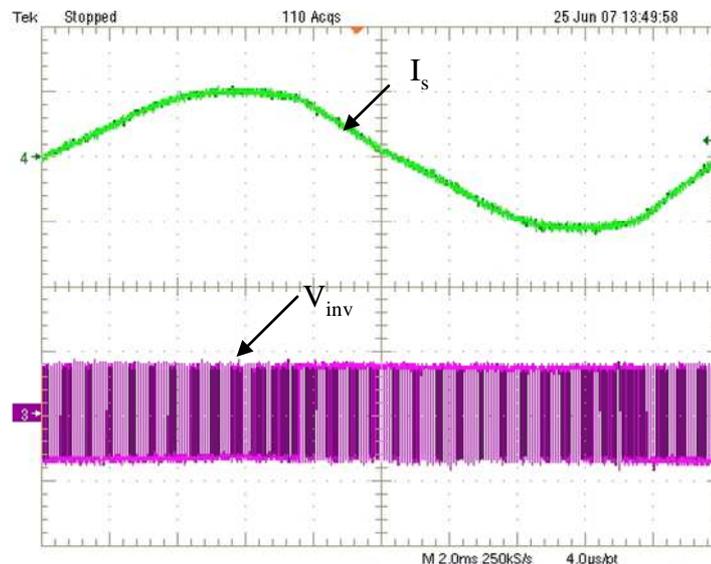


Figura 7.7. Corriente y tensión de salida bipolar del inversor

La Figura 7.7, muestra la corriente de salida del inversor I_s y la tensión bipolar del inversor.

La Figura 7.8, muestra la corriente de salida del inversor I_s , la tensión de salida de la carga resistiva V_s y las señales de disparo correspondientes a los interruptores en diagonales opuestas de las dos ramas del puente inversor (T_1, T_4 y T_2, T_3).

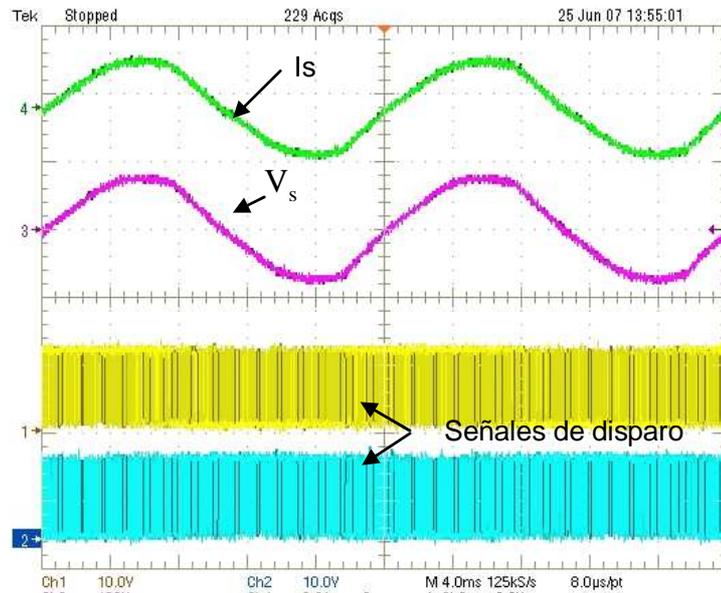


Figura 7.8. Corriente de salida bipolar del inversor, tensión en la carga resistiva y las señales de disparo

7.4. DSPWM UNIPOLAR. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Los resultados experimentales de la DSPWM unipolar aplicada al inversor monofásico en el lazo abierto (prototipo 1), se presentan a continuación. La frecuencia de conmutación 750Hz.

En la Figura 7.9, se muestra la corriente, tensión de salida unipolar del inversor y las señales de disparo del inversor.

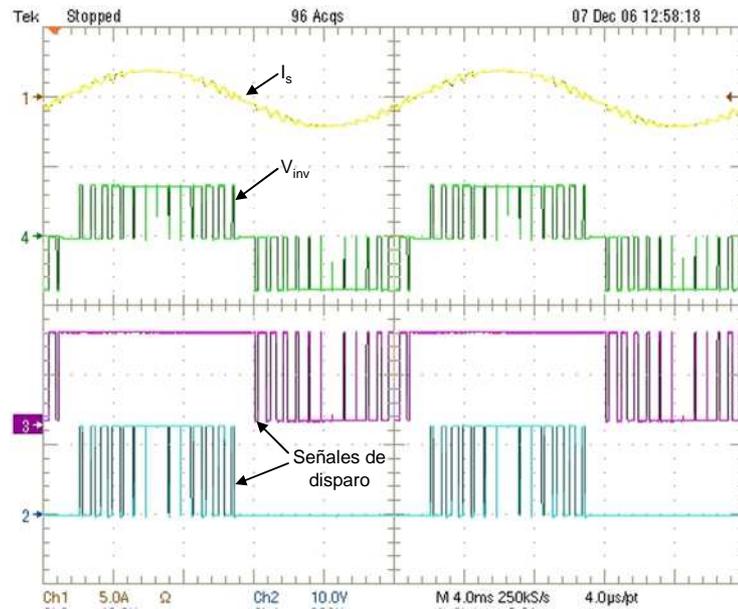


Figura 7.9. Corriente, tensión de salida unipolar del inversor y señales de disparo

La Figura 7.10, muestra la corriente de salida del inversor y la tensión de salida unipolar del inversor.

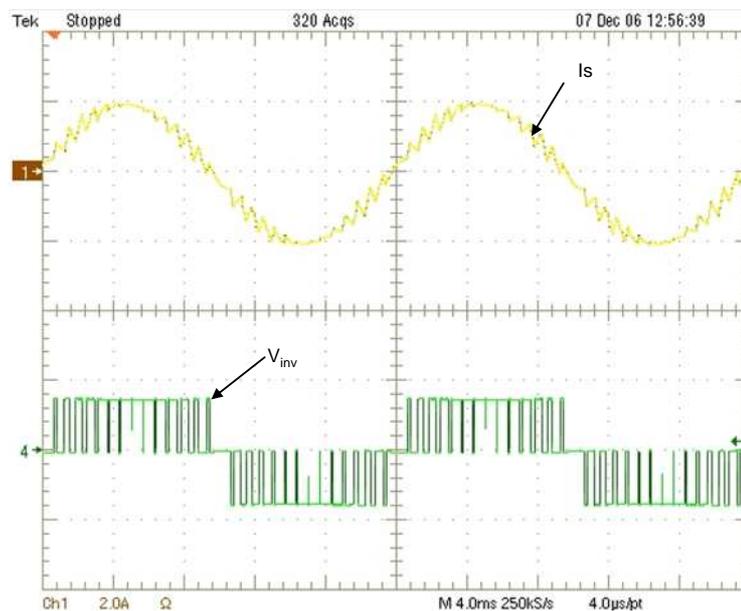


Figura 7.10. Corriente y tensión de salida unipolar del inversor

La Figura 7.11, muestra la corriente de salida del inversor, la tensión de salida en la carga resistiva y las señales de disparo.

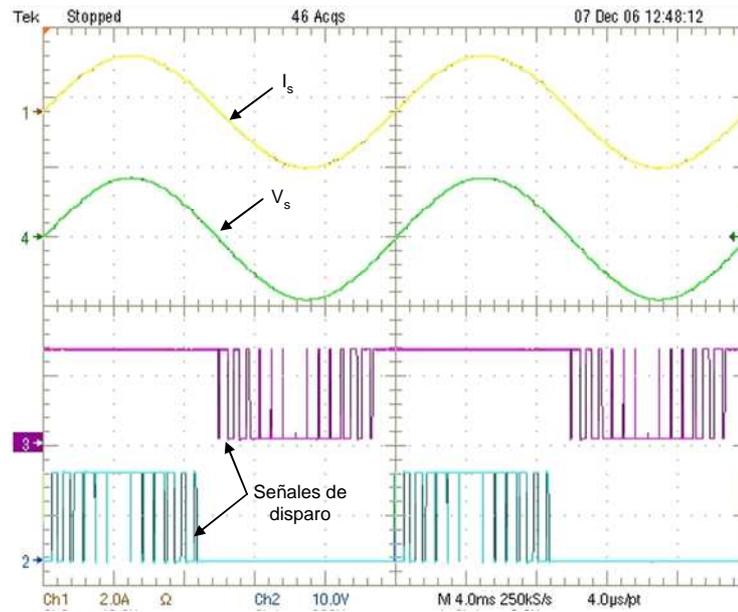


Figura 7.11. Corriente de salida del inversor y tensión en la carga resistiva

La Figura 7.12, muestra la corriente de salida del inversor en fase con la tensión de salida en la carga resistiva.

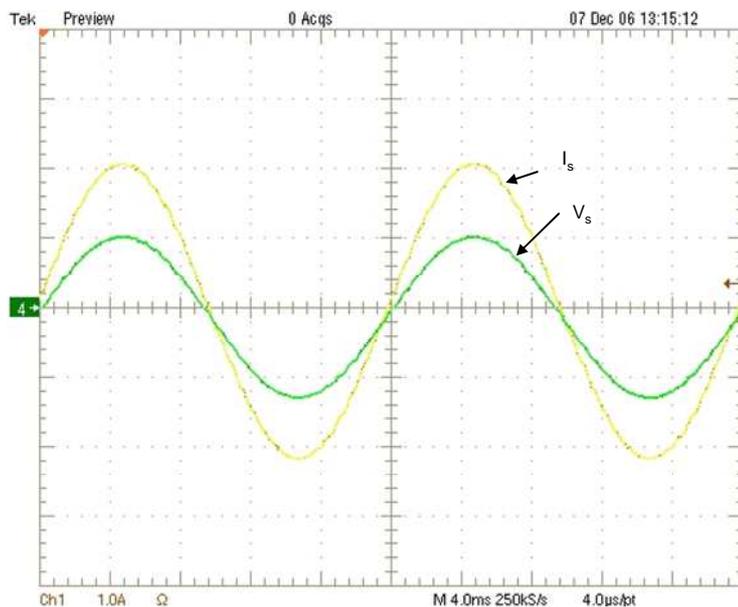


Figura 7.12. Corriente de salida del inversor en fase con la tensión en la carga resistiva

En la Figura 7.13, se muestra el resultado experimental del inversor (prototipo 1) en el lazo abierto. El inversor utiliza el control por desplazamiento de fase asociado al control DSPWM unipolar desarrollado en el capítulo 4 e implementado en el capítulo 5.

Aprovechando la flexibilidad que ofrece el diseño con FPGA, es posible configurar el rango de variación del desfase entre 0° y 180° respecto a la señal de referencia de la tensión de red.

La tensión de referencia de la red; $V_{red,ref}$, Figura 7.13 (a), la tensión de salida del inversor V_{inv} , Figura 7.13 (b), y la corriente de salida del inversor I_s , Figura 7.13 (c). En esta figura el desfase ($\delta = 90^\circ$) entre la tensión de salida del inversor y la tensión de referencia de la red, sin embargo el desfase entre la corriente de salida del inversor y la tensión de la red muestra la posibilidad de controlar el factor de potencia PF.

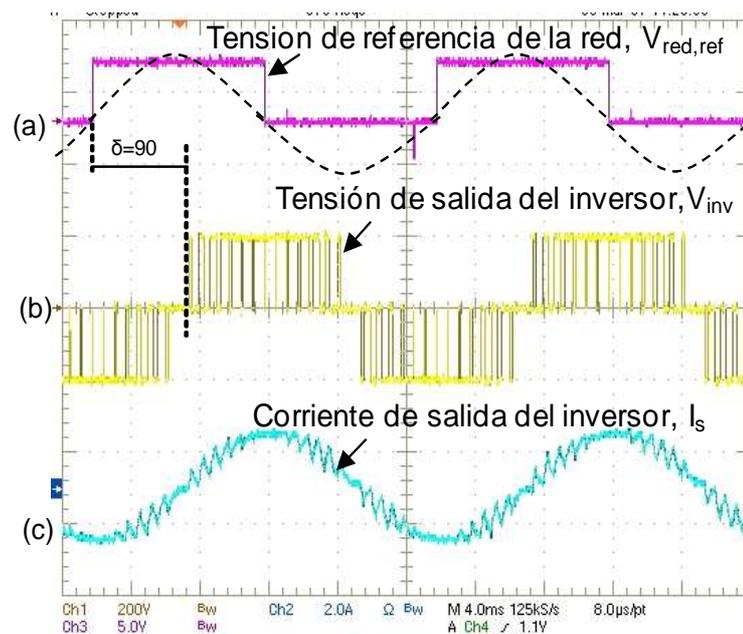
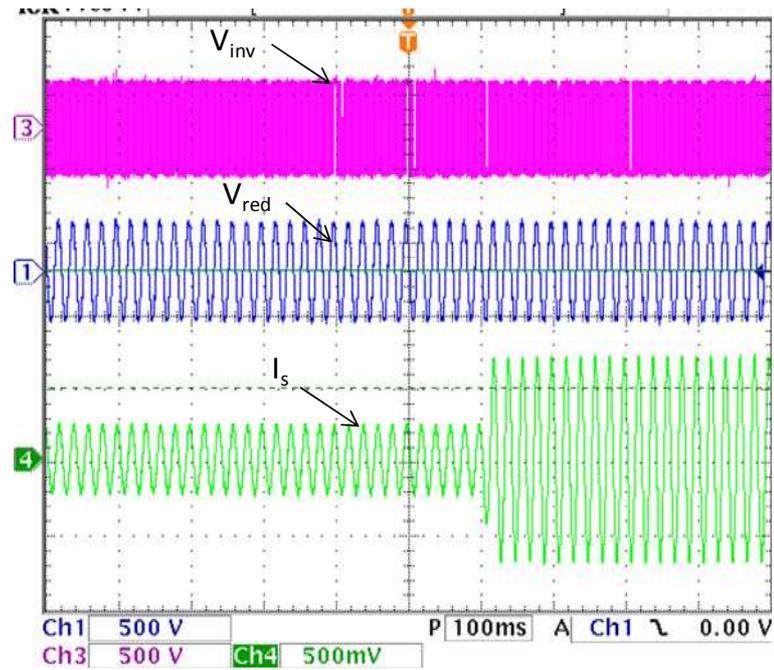
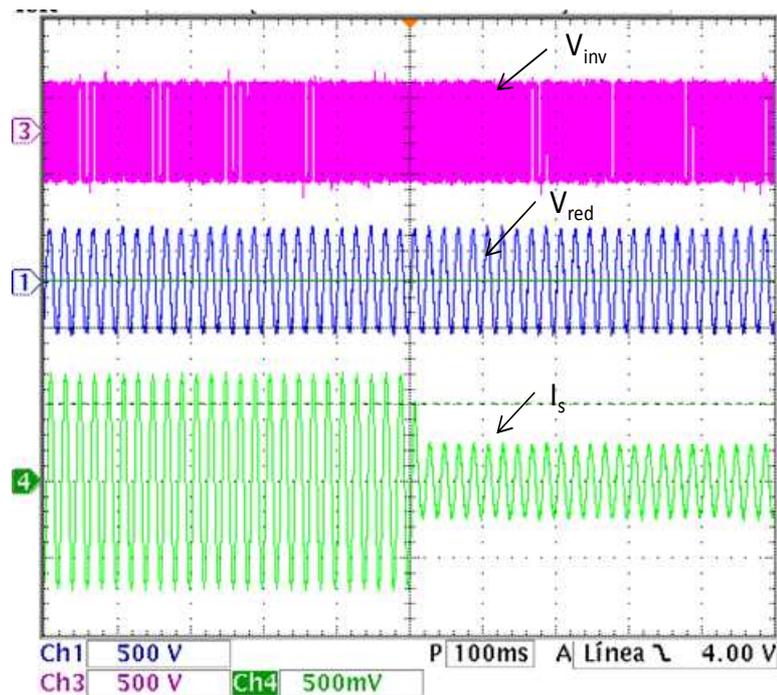


Figura 7.13. Desplazamiento de fase, corriente y tensión a la salida del inversor

Para validar el funcionamiento del inversor en lazo cerrado se ha implementado el banco de pruebas representado en la Figura 7.5. Es evidente que el objetivo de estos experimentos es validar el método propuesto de la corriente inyectada a la red mediante el desplazamiento de la fase de la tensión de salida del inversor respecto a la tensión de la red.



(a)



(b)

Figura 7.14. Respuesta del inversor ante escalones de corriente: a) positivo, b) negativo

En la Figura 7.14, se muestra la respuesta del inversor ante escalones de corriente positivo y negativo. El escalón de corriente representado va desde una corriente de salida de 1,6A hasta

4,8A para el caso del escalón de corriente positivo y al contrario para el caso del escalón de corriente negativo.

Para el estudio del comportamiento del lazo de control se ha tenido en cuenta los desarrollos matemáticos obtenidos en el capítulo 4. Teniendo en cuenta estas conclusiones se han obtenido los parámetros de diseño del inversor para una tensión del bus de tensión continua 640V, bobina del filtro de salida de 8mH, condensador del filtro de salida 33μF, se ha obtenido la dependencia de la corriente de salida del inversor (corriente inyectada a la red) del ángulo de desfase de la tensión de salida respecto a la tensión de la red para un factor de potencia de 0,999, como se muestra en la Figura 7.15.

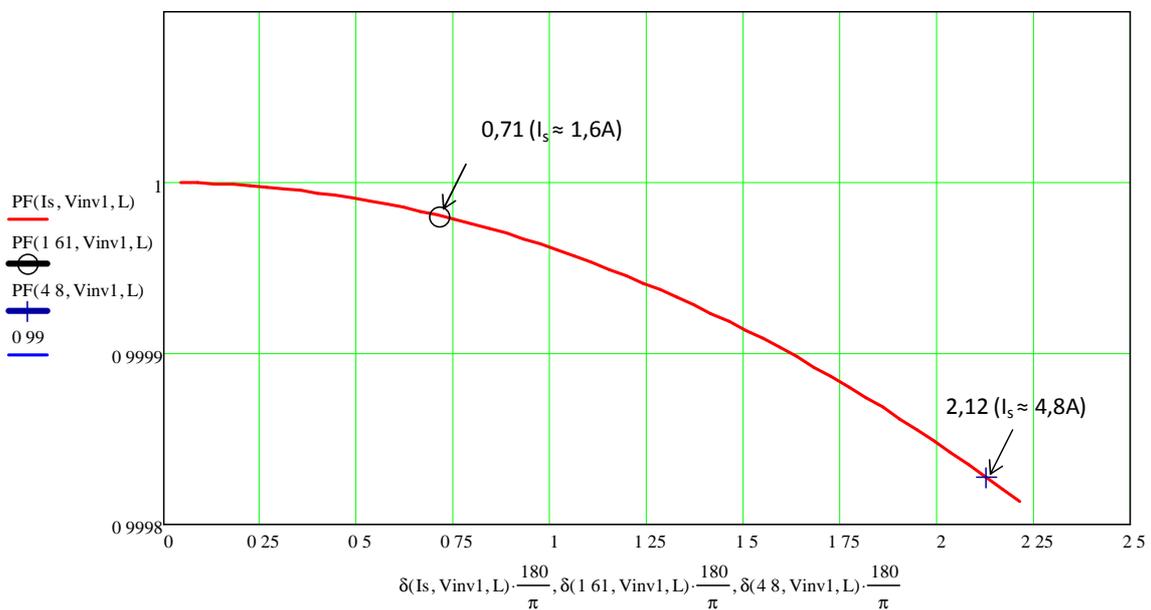
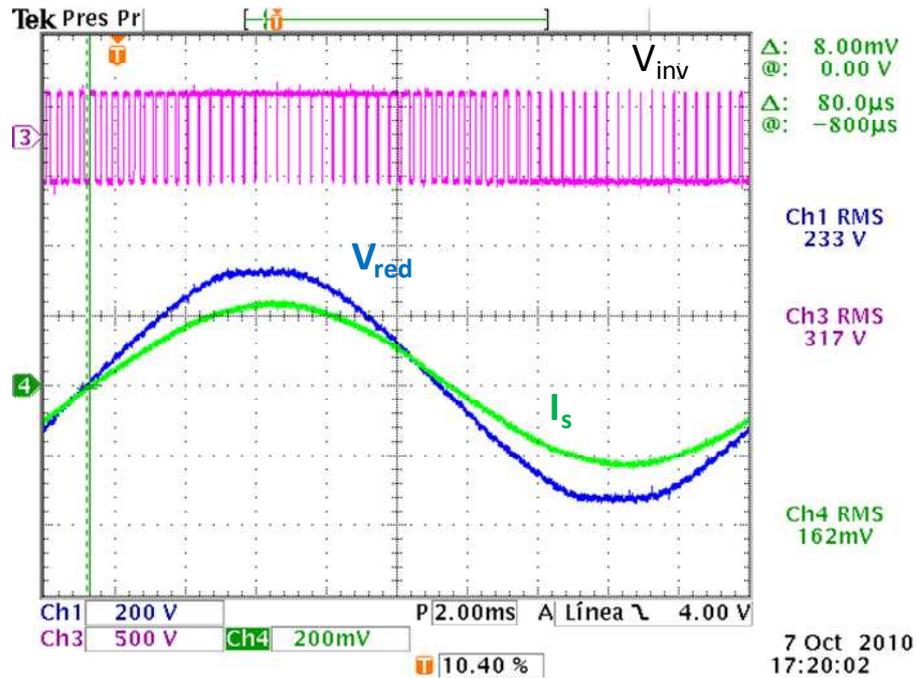


Figura 7.15. Representación teórica del factor de potencia y de la corriente de salida del inversor en función de los parámetros de diseño del inversor

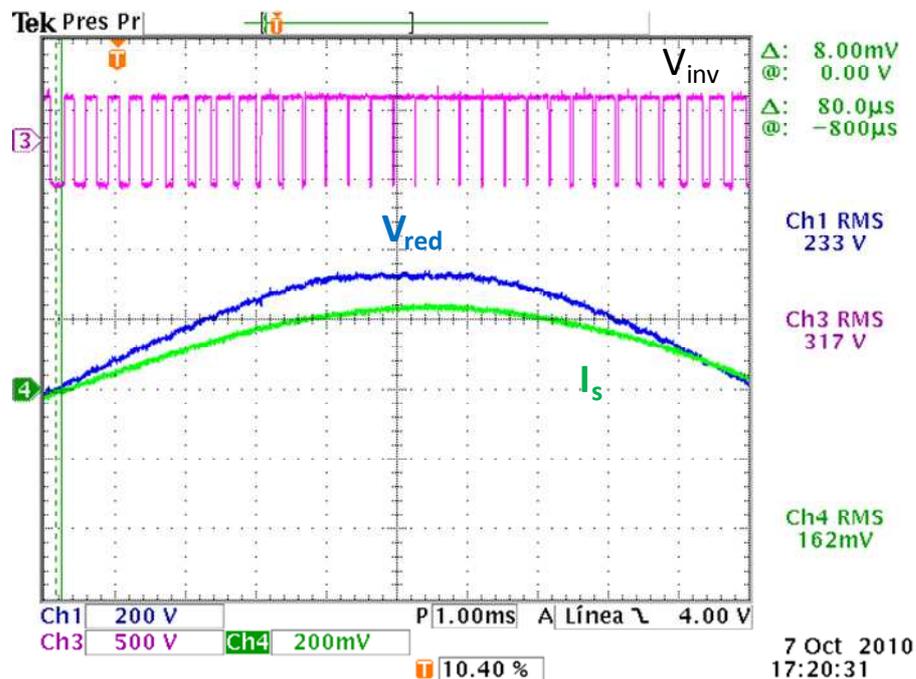
Teniendo en cuenta que el periodo de la tensión de la red es de 20ms se puede calcular el valor en tiempo del desfase para ambas corrientes. Para el caso de 0,71 grados el desfase equivalente en tiempo es de 39,6μs, para el caso de 2,12 grados le corresponde un desfase de 118,1μs.

En la Figura 7.16, se muestran la tensión de salida del inversor, la tensión de red y la corriente de salida del inversor para el caso de una corriente de salida de 1,6A.

Además, en la Figura 7.16 (b), se representa una vista ampliada del cruce por cero de la tensión de red.



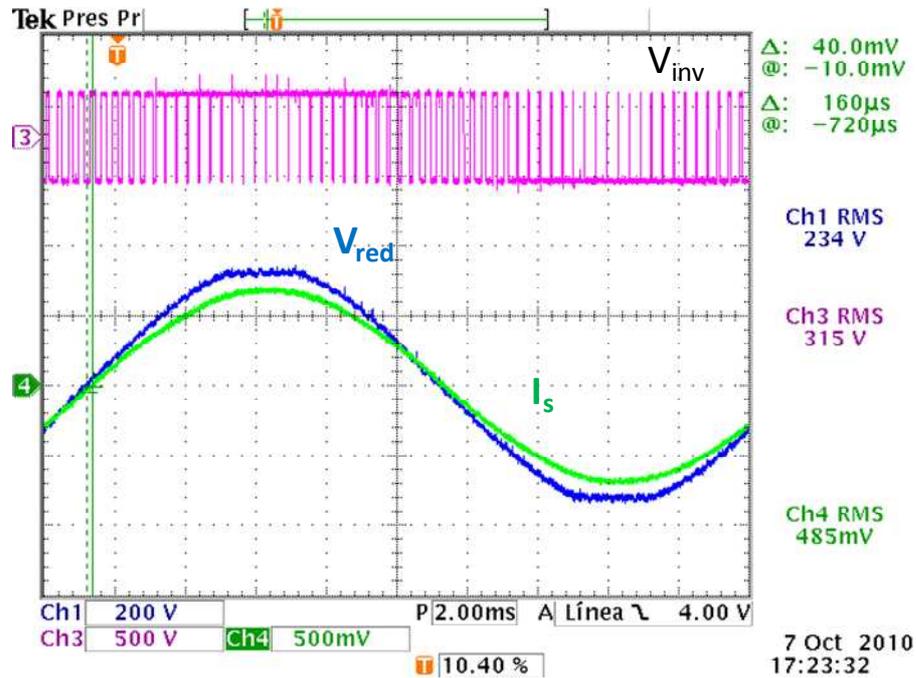
(a)



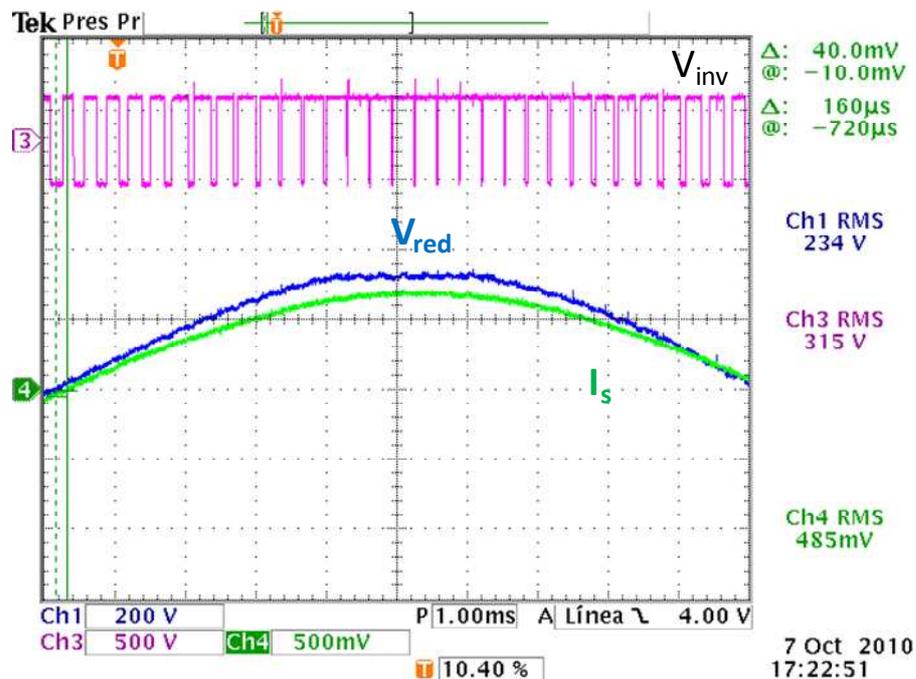
(b)

Figura 7.16. Vista ampliada de las formas de onda del inversor para una corriente de salida del inversor de 1,6A

Por otra parte, en la Figura 7.17, se muestran la tensión de salida del inversor, la tensión de red y la corriente de salida del inversor para el caso de una corriente de salida de 4,8A.



(a)



(b)

Figura 7.17. Vista ampliada de las formas de onda del inversor para una corriente de salida del inversor de 4,8A

Evidentemente el desfase representado en ambos casos entre la señal de la tensión de la red (traza azul) y la corriente inyectada a la red (traza verde) es aproximado ya que no se cuenta con la resolución adecuada para realizar una medición exacta del desfase.

7.5. CONCLUSIÓN

Se ha validado mediante los resultados experimentales el método de control de la corriente inyectada a la red basado en el desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto la tensión de la red.

Actuando sobre el desfase de la tensión de salida del inversor como parámetro de control se ha controlado la amplitud de la corriente de salida del inversor, el factor de potencia y por lo tanto la magnitud de la potencia entregada a la red, tanto activa como reactiva.

CAPÍTULO 8

CONCLUSIONES Y APORTACIONES

8.1. CONCLUSIONES

En esta fase del trabajo de investigación, se ha conseguido el objetivo principal, la implementación digital del control de un inversor monofásico conectado a la red que mejora la eficiencia del sistema fotovoltaico conectado a la red.

En este trabajo se propone un inversor conectado a la red con control de la corriente inyectada a la red mediante el desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto la tensión de la red. Se ha demostrado la dependencia que existe entre el desfase de la corriente de salida del inversor y la tensión de la red y se ha analizado las limitaciones del inversor para entregar potencia activa y reactiva a la red eléctrica.

Se ha desarrollado una nueva estrategia de control, basada en patrones de modulación SPWM y el desfase de la tensión de salida del inversor con la posibilidad de ejercer un control sobre la amplitud de la corriente de salida del inversor, el factor de potencia y por lo tanto la magnitud de la potencia entregada a la red, tanto activa como reactiva.

Este control basado en un control SPWM asociado al control del desfase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red, permite controlar no sólo la potencia máxima inyectada a la red y el factor de potencia sino que de forma dinámica puede reconfigurarse para cambiar el tipo de factor de potencia que se desea entregar a la red en cada momento.

Por otra parte, se puede deducir que las potencias activa y reactiva se controlan por la adaptación de la magnitud de la tensión de la entrada del inversor o sea de la tensión de continua V_{dc} , junto al desplazamiento de fase entre la tensión de salida del inversor y la tensión de la red.

Se ha demostrado que para unos parámetros determinados de tensión de salida del inversor y de la inductancia de salida del filtro, existe un mínimo número de patrones

SPWM mediante con ayuda de los cuales se puede garantizar un amplio rango de potencias.

Tener un número reducido de valores del índice de modulación de amplitud, m_a , facilita el control digital al requiere más información, optimizando el tamaño del sistema digital y mejorando la respuesta.

Además se ha comprobado que el sistema de control es capaz de controlar la potencia entregada a la red por el generador fotovoltaico con un factor de potencia seleccionado sin superar los límites de funcionamiento del inversor.

El control se basa en utilizar un patrón de disparo fijo y variar la fase de la tensión proporcionada por el inversor para controlar la corriente inyectada a la red. Con este sistema se consigue cubrir un amplio rango de potencias con muy pocos patrones de disparo.

La estrategia propuesta es simple, no exige un hardware complicado ni recursos computacionales. Es una solución atractiva para aplicaciones de baja potencia de los sistemas conectados a la red y permite controlar la potencia active y reactiva inyectada a la red.

Todas las partes internas del bloque digital han sido diseñadas vía software utilizando un lenguaje de descripción de hardware estándar (VHDL). La descripción del hardware realizada en VHDL ha sido sintetizada y simulada con otras herramientas de programación que finalmente convierten el código VHDL y serán implementadas dentro de la FPGA.

Se ha realizado en primer lugar la implementación digital de las técnicas de control del ancho del pulso sinusoidal SPWM bipolar y unipolar.

En segundo lugar, se ha implementado el control digital del inversor basado en el control por desplazamiento de fase asociado al control SPWM unipolar propuesto.

En este trabajo, se ha realizado todas las simulaciones necesarias para el funcionamiento de un inversor monofásico conectado a la red con la topología desarrollada en esta tesis.

Se ha analizado el espectro frecuencial de la corriente de salida del inversor conectado a la red utilizando patrones de conmutación SPWM unipolar.

Se ha calculado las pérdidas de conmutación y conducción de los transistores del puente del inversor utilizando una forma de implementación de los patrones de conmutación propia a este trabajo.

Se ha simulado el sistema fotovoltaico conectado a la red con el seguimiento del punto de máxima potencia de los paneles solares utilizando el algoritmo del punto de máxima potencia a una variable.

Se ha validado el funcionamiento del control propuesto en el lazo cerrado, mediante simulaciones de los modelos promediado y conmutado del inversor con control de fase.

Por último, este control ha sido implementado en una FPGA y validado con los resultados experimentales. El algoritmo se basa en tablas de datos (*look-up table*) donde se almacenan los ángulos de disparo. Un módulo de sincronización con la tensión de red permite calcular el ángulo de desfase entre la tensión generada por el inversor y la tensión de red para mantener un factor de potencia deseado.

Los resultados de simulación validan las predicciones teóricas, mientras que los resultados experimentales muestran la viabilidad del control presentado.

8.2. APORTACIONES

1. Se ha propuesto una nueva estrategia de control de potencia activa y reactiva para inversores conectados a la red.

1. Se ha propuesto y validado la implementación digital del control de corriente inyectada a la red mediante el desplazamiento de fase de la tensión de salida del inversor respecto la tensión de la red.
2. Se ha propuesto y validado un algoritmo para el cálculo óptimo de los parámetros del control del inversor conectado a la red.
3. Se ha justificado de forma teórica y práctica el proceso de optimización del control minimizando el número de patrones de conmutación.
4. Se ha implementado digitalmente en FPGA el control propuesto, el cual permite reducir el hardware y la potencia requerida para al control.
5. Se ha diseñado un inversor para la validación experimental de los resultados obtenidos mediante simulación y que ha permitido evaluar la estrategia de control propuesta.
6. El control propuesto permite controlar de forma dinámica el factor de potencia. De esta manera se puede controlar el tipo de energía que demande la red en tiempo real.

8.3. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS

En el trabajo futuro se pretende completar el planteamiento del trabajo de la tesis doctoral. Se propone las siguientes líneas de investigación:

- Completar el desarrollo del método de control complementando con otros bloques del sistema (MPPT, filtro de conexión a la red, etc.)
- Estudios sobre el dimensionamiento del inversor para cada una de las soluciones topológicas propuestas.

- Completar el diseño del sistema de control y continuar sobre la base de los resultados obtenidos y perfeccionar el control para su aplicación a sistemas conectados a la red de pequeña y media potencia.
- Aplicación de este control a un inversor conectado a la red que realiza la función del MPPT (sin CC/CC)
- Implementación digital en FPGA de todo el control incluyendo el algoritmo de seguimiento de máxima potencia.
- Diseño de sistemas inteligentes conectados a la red que permiten controlar a tiempo real la energía reactiva inyectada a la red.
- Diseño e implementación del control propuesto para redes trifásica.
- Estudios comparativos entre el control propuesto y otras soluciones de inversores conectados a la red.
- Estudio sobre la valoración económica del inversor funcionando con el control propuesto en cuanto a la eficiencia del mismo.

1. PUBLICACIONES RELACIONADAS CON EL TEMA

La mayoría de los resultados que se muestran en esta Tesis se han presentado en diferentes conferencias. A continuación se muestran de forma cronológica las más significativas.

1. L. Hassaine, E.Olías, “Simulation of Grid-Interface Connecting Photovoltaic Power Systems” WREC/ WREN World Renewable Energy congress / Network 2006.
2. L. Hassaine, E.Olías, “Asymmetric SPWM used in Inverter Grid Connected” 21st European PV Solar Energy Conference & Exhibition 2006 MESSE. CD-ROM, pp 2343-2346.
3. L. Hassaine, E.Olías, J Quintero, “A new strategy based on SPWM Inverter for utility connected PV System, 22nd European PV Solar Energy Conference & Exhibition 2007 CD-ROM, pp3074-3078.
4. L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, P. Zumel, A. Barrado, “Estrategia de Control por Desplazamiento Digital de Fase para Inversores Conectados a la Red, SAAEI 07, México, September 2007.
5. L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, A. Barrado, “Digital Control based on the Shifting Phase for Grid Connected Photovoltaic Inverter, APEC08 Austin Texas , pp 945-951, 2008.
6. L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, P. Zumel, “Single Phase Inverter for connected PV system with Power factor control, 23rd European PV Solar Energy Conference & Exhibition CD-ROM, pp3546-3549. 2008

7. L. Hassaine, E. Olias, J. Quintero, M. Haddadi “Digital power factor control and reactive power regulation for grid-connected photovoltaic inverter” *Renewable Energy Journal*, vol.34, nº1, pp 315-321.2009.
8. L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, P. Zumel, A. Barrado, “Algoritmo de Diseño e Implementación del Control por Desplazamiento de Fase para Inversores Conectados a la Red SAAEI 09. Leganés, Julio 2009

2. PUBLICACIONES NO RELACIONADAS CON EL TEMA

1. [Quintero, *et al.*, 09] J. Quintero, M. Sanz, A. Barrado, L. Hassaine, C. Fernández, P. Zumel “Modulador de ancho de pulso digital y convertor analógico-digital de altas prestaciones empotrados en FPGA para aplicaciones de electrónica de potencia”, SAAEI 09, pp. ”2419–2424.

3. PUBLICACIONES EN REVISIÓN

1. L. Hassaine, E. Olías, J. Quintero, P. Zumel and A. Barrado, “Power Control for Grid Connected Applications based on Phase Shifting of the Inverter output Voltage with respect to the Grid Voltage”

REFERENCIAS

[Agirman, *et al.*, 03] I. Agirman and V. Blasko, “A novel control method of a VSC without ac line voltage sensors”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 519–524, Mar./Apr. 2003.

[Alonso, 01] Alonso Miguel Abela”, *Introducción al Diseño y Dimensionado de Instalaciones de Energía Solar Fotovoltaica* 2001.

[Barbosa, *et al.*, 98] P.G.Barbosa, L.G.B.Rolim, E.H.Watanabe, R.Hanitsch, “Control Strategy for Grid-connected DC-AC with Load Power Factor Correction Converters” *IEE Proc.-Cener. Transm. distrib.* vol. 145, no. 5, September 1998.

[Barrado *et al.*, 07] A.Barrado, A.Lázaro, “Problemas de Electrónica de Potencia”. Pearson – Prentice Hall, 2007.

[Blaabjerg, *et al.*, 06] F.Blaabjerg, R.Teodorescu, M.Liserre and A.V.Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol.53, no.5, pp. 1389-1409, October 2006.

[Blaabjerg, *et al.*,04] F.Blaabjerg, Z.Chen, and S.B.Kjaer, “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, Sep. 2004.

[Bode, *et al.*, 00] G.H.Bode and D.G.Holmes, “Implementation of three level hysteresis current control for a single phase voltage source inverter”, in *Proc. IEEE, 31st Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Galway, Ireland, June 2000.

[Braun, 07] M.Braun, “Reactive power supplied by PV inverter cost-Benefit analysis”, *Proc. of Photovoltaic Solar Energy Conference*, pp. 2940-2946, 2007

[Bueno, 05] E. J Bueno Peña, “Optimización del comportamiento de un Convertidor de tres Niveles NPC Conectado a la Red Eléctrica”, *Tesis doctoral*, universidad de Alcalá, 2005.

- [Bueno, *et al.*, 03] E.Bueno, F.Espinosa, J.Ureña, M.Marrón, A.Gardel. “Control de corriente y del DC-bus de un VSC trifásico”. SAAEI’2003. Vigo, España, 2003.
- [Bueno, *et al.*, 04] E.J.Bueno, F.Espinosa, F.J.Rodríguez, J.Ureña, S.Cóbreces. “Current Control of Voltage Source Converters connected to the grid through an LCL-filter”. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’04), pp. 68 – 73. 2004.
- [Buso, *et al.*, 98] S.Busso, L.Malesani and P. Matavelli, “Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications: A Survey”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no.5, pp. 722-729. October 1998.
- [Buso, *et al.*, 06] S. Buso and P. Metavelli, “Digital control in power electronics” (synthesis lectures on power electronics), San Rafael, Ca: Morgan & Claypool Publisher, 2006
- [Caceres, *et al.*, 99] R. Caceres and I. Barbi, “A boost DC–AC converter: Analysis, design, and experimentation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 134– 141, Jan. 1999.
- [Calais, *et al.*, 99] M. Calais, V. Agelidis, and M. Meinhardt, "Multilevel converters for singlephase grid connected photovoltaic systems: An overview," *Solar Energy*, vol. 66, no. 5, pp. 325-335, August 1999.
- [Calais, *et al.*, 98] M. Calais and V. G. Agelidis, “Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems—An overview,” in *Proc. ISIE’98 Conf.*, vol. 1, pp. 224–229, 1998.
- [Calais, *et al.*, 00] M. Calais, V. G. Agelidis, L. J. Borle, and M. S. Dymond, “A transformerless five level cascaded inverter based single-phase photovoltaic system,” in *Proc. PESC’00 Conf.*, vol. 1, pp. 224–229, 2000.
- [Calais, *et al.*, 02] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, “Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems— An overview,” in *Proc. IEEE PESC’02*, vol. 2, pp. 1995–2000, 2002.

[Carrasco, *et al.*, 06] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan R. Portillo Guisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp.1002-1016, Jun.2006

[Castro, 03] A. de Castro, "Aplicación del control digital basado en hardware específico para convertidores de potencia conmutados", Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Madrid, 2003.

[CIEMAT, 05] Serie Ponencias, Fundamentos, CIEMAT "Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energía solar fotovoltaica". Madrid 2005.

[Ciobotaru, *et al.*, 05a] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of singlestage singlephase PV inverter," in Proceedings of 11th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2005, Dresden, Germany, Sep. 11-14 2005.

[Ciobotaru, *et al.*, 05b] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Control of single-stage PV inverter," in Proc. PELINCEC, 2005, CDROM.

[Ciobotaru, *et al.*, 05c] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Improved PLL structures for single-phase grid inverters," in *Proc. EPE*, 2005, CD-ROM.

[Chang, *et al.*, 04] Y. Xue, L.Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, and T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1305–1314, Sep. 2004.

[Chiang, *et al.*, 00] S.J.Chiang, K.T.Chang and C.Y.Yen, "Residential Photovoltaic Energy Storage System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 385-394, June 1998.

[Chinchilla, 01] Mónica chinchilla Sánchez, "Control de un sistema de Generación Eólica de Velocidad Variable con Generador Síncrono Multipolar de Imanes Permanentes acoplado a Red ", Tesis Doctoral 2001.

[Chin Qin, *et al.*, 02] Yu Chin Qin, Ned Mohan, Rick West, and Russell Bonn, “Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters” SANDIA REPORT SAND2002-1535 Unlimited Release Printed June 2002.

[Dorofte, *et al.*, 01] C.Dorofte, “Comparative analysis of four dc/dc converters for photovoltaic grid interconnection & design of a dc/dc converter for photovoltaic grid interconnection,” Tech. Rep., Aalborg Univ., Aalborg, Denmark, 2001.

[Faraile, 93] Jesus Faraile Mora, “Electromagnetismo y circuitos Electricos”, 1993.

[Fukuda, *et al.*, 01] S.Fukuda, T.Yoda, “A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model for PWM inverters”, IEEE Transactions Industry Applications, vol. 37, Issue 3, pp. 888 – 895, May/Jun 2001.

[Gimeno, *et al.*, 02] Fco. J.Gimeno Sales, S. Siguí Chilet, S. Ort Grau.”Convertidores Electrónicos, energía solar fotovoltaica, Aplicaciones y diseño”,Ed. Universidad Politécnica de Valencia, 2002.

[Gow, *et al.*, 99] J.A. Gow and C.D. Manning, "Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power-Electronics Simulation Studies", IEE Proc.- Electr. Power Appli., vol. 146, no. 2, pp. 193-200, March 1999.

[Gow, *et al.*, 00] J.A.Gow and C.D.Manning, "Photovoltaic converter system suitable for use in small scale stand-alone or grid connected applications”, IEE Proc.- Electr. Power Application, vol. 147, pp. 535-543, November 2000.

[Haeberlin, 01] H.Haeberlin, “Evolution of inverters for grid connected PV-systems from 1989 to 2000,” in *Proc. 17th Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf.*, pp. 426–430.Munich, Germany, Oct. 22–26, 2001.

[Haeberlin, 06] H.Haeberlin, “New Test at grid-connected PV Inverters: Overview over Test Results and measured values of Total Efficiency η_{tot} , in *Proc. 21 Eur. Photovoltaic Solar Energy Conf.*, pp. 426–430. Dresden, Germany, Sept. 3–7, 2006.

[Hassaine, *et al.*, 06a] L.Hassaine, E.Olías, “Simulation of Grid-Interface Connecting Photovoltaic Power Systems” WREC/ WREN World Renewable Energy congress / Network 2006.

[Hassaine, *et al.*, 06b] L.Hassaine, E.Olías, “Asymmetric SPWM used in Inverter Grid Connected” 21st European PV Solar Energy Conference & Exhibition 2006 MESSE. pp, 2006 .CD-ROM.

[Hassaine, *et al.*, 07a] L.Hassaine, E.Olías, J. Quintero, “A new strategy based on SPWM Inverter for utility connected PV System, 22nd European PV Solar Energy Conference & Exhibition 2007 .CD-ROM.

[Hassaine, *et al.*, 07b] L.Hassaine, E.Olías, J. Quintero, P. Zumel, A. Barrado, “Estrategia de Control por Desplazamiento Digital de Fase para Inversores Conectados a la Red, SAAEI 07.

[Hassaine, *et al.*, 08] L.Hassaine, E.Olías, J. Quintero, A.Barrado, “Digital Control based on the Shifting Phase for Grid Connected Photovoltaic Inverter, APEC08 Austin Texas, pp 945-951.

[Hassaine, *et al.*, 09a] L.Hassaine, E.Olías, J.Quintero, M.Haddadi “Digital power factor control and reactive power regulation for grid-connected photovoltaic inverter” Renewable Energy Journal, vol.34, no.1, pp. 315-321.2009.

[Hassaine, *et al.*, 09b] L.Hassaine, E.Olías, J.Quintero, P.Zumel, A.Barrado, “Algoritmo de Diseño e Implementación del Control por Desplazamiento de Fase para Inversores Conectados a la Red” SAAEI 09.

[Hart, 01] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, Prentice Hall, 2001.

[Holmes, 03] D.Grahame Holmes, Thomas A.Lipo. “Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice”, USA. John Wiley & Sons, Inc. 2003.

[Holtz, 92] J.Holtz, "Pulsewidth modulation—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, pp. 410–420, Oct. 1992.

[Hohm, *et al.*, 00] D.P.Hohm, M.E.Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed", Proc. of Photovoltaic Specialists Conference, pp.1699 – 1702 , 2000.

[Hohm, *et al.*, 03] D.P. Hohm, M.E. Ropp, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms, Prog. Photovolt: Res. Appl. vol11, pp 47–62, 2003.

[Huang, *et al.*, 01] S. J.Huang, F.S. Pai, "Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding", IEE Proceeding, vol.48, no.2, pp. 243-250, 2001.

[Hussein *et al.*, 00] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada, "Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions", IEE Proc. Generation Transmission Distrib. no1, v 142, pp 59–64, 1995.

[Ishikawa, *et al.*, 02] T.Ishikawa, "Grid- Connected photovoltaic power systems: Survey of inverter and related protection equipments" Report IEA PVPS T5-05: 2002.

[Katan, *et al.*, 99] R. E. Katan, V. G. Agelidis and C. V. Nayar, "Performance Analysis of a Solar Water Pumping System", *Renewable Energy*, vol. 2, no.6, pp. 81-87, 1999.

[Kazmierkowski, *et al.*, 98a], M.P.Kazmierkowski and L.Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no.5, pp 691-703. October 1998.

[Kazmierkowski, *et al.*, 98b] M.P.Kazmierkowski and M.A.Dzieniakowski, "Review of current regulation methods for VS-PWM inverters," in *Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics*, Budapest, Hungary, pp. 448–456, June 1993.

- [Kazmierkowski, *et al.*, 02] M.Kazmierkowski, R.Krishnan, and F.Blaabjerg “*Control in Power Electronic, - Selected Problems*. New York: Academic, 2002.
- [Kjaer, *et al.*, 02] S. B. Kjaer, J.K.Pedersen and F.Blaabjerg, “Power inverter topologies for photovoltaic modules — A review,” in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual.Meeting*, vol. 2, pp. 782–788, 2002.
- [Kjaer, *et al.*, 03] S.B.Kjaer and F.Blaabjerg, “Design optimization of a single-phase inverter for photovoltaic applications,” in *Proc. PESC’03 Conf.*, vol. 3, pp. 1183–1190, 2003.
- [Kjaer, *et al.*, 03] S.B.Kjaer and F.Blaabjerg, “A novel single-stage inverter for the AC-module with reduced low-frequency ripple penetration,” in *Proc.EPE’03 Conf.*, 2003.
- [Kjaer, *et al.*, 05] S.B.Kjaer, J.K.Pedersen and F.Blaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules, *IEEE Trans on Industry Application*, vol.41, no. 5, pp. 1292–1306, Sep/oct 2005.
- [Kuo, *et al.*, 01] Y.C. Kuo, T.J.Liang, J.F. Chen, “Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic energy Conversion System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 4, no.3, pp 594-601, June 2001.
- [Ladoux, *et al.*, 02] P.Ladoux, G.Ollé, “Compensateur des harmoniques y de puissance reactiva”, RESELEC 2002.
- [Lasnier, *et al.*, 90] F.Lasnier, T.G. Ang, "Photovoltaic Engineering Handbook", Edition Adam Hilger, 1990.
- [Lawrance, *et al.*, 92] W.B. and R. Troster, “Dynamic Simulation of a Solar Pumping System", *Renewable Energy*, vol. 2, no.6, pp. 591-596, 1992.
- [B.Lindgren, *et al.*, 98] B.Lindgren, P. Carlsson and L. Cider, "Yield Losses due to Shading in a Building-integrated PV Installation; Evaluation, Simulation and Suggestions for

Improvements", Published at the 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna 1998.

[B.Lindgren, *et al.*, 99] B.Lindgren, "Topology for Decentralised Solar Energy Inverters with a Low Voltage AC-Bus", Published at the 8th European Conference on Power Electronics Applications, Lausanne, Switzerland, and 7-9 September 1999. *Proc EPE'99*.

[B.Lindgren, *et al.*, 00] B.Lindgren, "A Power Converter for Photovoltaic Applications" Tesis Doctoral Sweden 2000.

[M.Lindgren *et al.*, 98a] M.Lindgren and J.Svensson, "Control of a Voltage-source Converter Connected to the Grid through an LCL-filter-Application to Active Filtering," in *Proc. PESC'98*, vol. 1, pp. 229-235.

[M.Lindgren, *et al.*, 98b] M.Lindgren, J.Svensson. "Control of a Voltage-source Converter Connected to the Grid through a LCL-filter- Application to Active Filtering". *IEEE Power Specialists Conference (PESC'98)*, vol. 1, pp. 229-235. Fukuoka, Japan, May 17-22, 1998.

[M.Lindgren, 98c] M.Lindgren. "Modeling and Control of Voltage Source Converters connected to the Grid". Thesis for the degree of doctor of philosophy. Department of Electric Power Engineering. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden. November 1998.

[Liserre, *et al.*, 02] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Stability Improvements of an LCL-filter Based Three-phase Active Rectifier". *Power Electronics Specialists Conference, 2002 (PESC'02)*. *IEEE 33rd Annual*, vol. 2, 23-27, pp. 1195-1201 June 2002.

[Liserre, *et al.*, 03] M.Liserre, A.Dell'Aquila, F.Blaabjerg. "Genetic algorithm based design of the active damping for a LCL-filter three-phase active rectifier", pp. 234-240, *APEC'2003*.

[Liserre, *et al.*, 04] M.Liserre, R.Teodorescu, F.Blaabjerg. "Stability of Grid-Connected PV Inverters with Large Grid Impedance Variation". *IEEE 35th Annual Power Specialists Conference (PESC'04)*. pp. 4773-4779. Aachen, Germany. 20-25 June 2004.

[Liserre, *et al.*, 05] M.Liserre, F.Blaabjerg, S.Hansen. “Design and control of an LCL-filter based Three-Phase Active Rectifier”. *IEEE Transactions on Industry Applications* vol. 41, no.5, pp. 1281- 1291. Sept / Oct. 2005.

[Lohner, *et al.*, 96] A.Lohner, T.Meyer, and A.Nagel, “A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems,” in *Proc. ISIE'96 Conf.*, vol. 2, pp. 827–831, 1996.

[Liu *et al.*, 04] X. Liu, L.A.C. Lopes, “An Improved Perturbation and Observation Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Arrays”, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04. 2004, IEEE 35th Annual* vol. 3, pp 2005–2010, 2004.

[Maksimovic, *et al.*, 04] D.Maksimovic, R.Zane and R. Erickson, “Impact of digital control in power electronics” *IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs*, pp. 13-22, May 2004.

[Malesani, *et al.*, 93] L.Malesani and P.Tomasin, “PWM current control techniques of voltage source converters—A survey,” in *Conf. Rec. IEEE IECON'93*, pp. 670–675. Maui, HI, 1993.

[Malesani, *et al.*, 90] L. Malesani and P. Tenti, “A novel hysteresis control method for current controlled VSI PWM inverters with constant modulation frequency,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 26, pp. 88–92, Jan./Feb. 1990.

[Malesani, *et al.*, 97] L.Malesani, P.Mattavelli, P.Tomasin “Improved Constant-Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters with Simple Feedforward Bandwidth Prediction, *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 33, no. 5, pp 1194-1202 , September/October 1997.

[Malesani, *et al.*, 99] L.Malesani, P.Matavelli and S.Busso, “A robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters”, *IEEE Transactions on Industry Application*, vol.35, no.3 ON MAY/JUNE 1999.

[Markvart, *et al.*, 03] Tom Markvart and Luis Castafier, "Practical Handbook of Photovoltaic Fundamentals and applications", 2003.

[Meinhardt, *et al.*, 95] M.Meinhardt and P.Mutschler, "Inverters without transformer in grid connected photovoltaic applications," in Proceedings of 6th European Conference on Power Electronics and Application (EPE 95), vol. 3, pp. 3086-3091, Sevilla, Sep. 1995.

[Meinhardt, *et al.*, 01] M.Meinhardt and D.Wimmer, "Multistring-converter. The next step in evolution of string-converter technology", in *Proc. EPE'01 Conf.*, 2001.

[Meinhardt, *et al.*, 98] H.Oldenkamp and I.J.de Jong, "AC modules: past, present, and future," in *Proc. Workshop Installing the Solar Solution*, 1998.

[Mekhilef, *et al.*, 02] Mekhilef and N.A.Rahim, "Xilinx FPGA based three phase PWM inverter and its application for utility connected PV system", Proceeding of IEEE TENCON'02, pp. 2079-2082. 2002.

[Mekhilef, *et al.*, 04] S.Mekhilef and N.A.Rahim, "Implementation of Grid-Connected Photovoltaic System with Power Factor Control and Islanding Detection", Power Electronics Specialists Conference, pp.1409-14126, 2004.

[Mohan, 03] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. "Power Electronics: Converters, applications and design" Third Edition. Ed. John Wiley & Sons, Inc. 2003.

[Mohan, 05] N. Mohan, T.M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics, Applications and design".1995.

[Myrzik, *et al.*, 03] J.Myrzik and M.Calais, "String and module integrated inverters for singlephase grid connected photovoltaic systems -a review," in 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, vol. 2, Jun. 23-26 2003.

- [Nishida, *et al.*, 04] K.Nishida, M.Rukonuzzman, M.Nakaoka, “Advance current control implementation with robust dead beat algorithm for single phase voltage source type active power filter”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 151, no. 3, May 2004.
- [E.Olias, *et al.*, 82], E.Olias, F. Aldana, P.Martinez, “Inyección de Energía Solar Fotovoltaica en la Red de Distribución de Energía, sin Almacenamiento Intermedio”, *ISES* 82.
- [Patella, 00] B.J.Patella, “Implementation of a High frequency, Low-Power Digital Pulse Width Modulation Controller Chip, M.S. Thesis, University of Colorado, Boulder, Dec.2000.
- [Peng, *et al.*, 07] H.Peng, A.Prodic, E.Alarcon and D.Maksimovic. “Modeling of Quantization Effects in Digitally Controlled DC-DC converters,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22, Issue 1, Part 2, pp. 208-215, Jan. 2007.
- [Petechev, *et al.*, 03] A.V.Petechev, S. R.Sanders, “Quantization resolution and limit cycle in digitally controlled PWM Converters,” IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 18, Issue 1, Part 2, pp. 301-308, Jan. 2003.
- [Petrone, *et al.*, 08] G.Petrone, G.Spagnuolo, R.Teodorescu, M.Veerachary and M.Vitelli, Reliability issues in Photovoltaic Power Processing systems, IEEE Transaction on Industrial electronics, vol. 55, no.7, 2008.
- [Quintero, *et al.*, 09a] J.Quintero, A.Barrado, M.Sanz, A.Lázaro. “FPGA based Digital Control with High-Resolution Synchronuos DPWM and High-Speed Embedded A/D Converter”. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC08, vol. 1, pp. 491-497, 2008.
- [Quintero, *et al.*, 09b] J.Quintero, M.Sanz, A.Barrado, L.Hassaine, C.Fernández, P.Zumel “Modulador de ancho de pulso digital y conversor analógico-digital de altas prestaciones empotrados en FPGA para aplicaciones de electrónica de potencia., SAAEI 09 , pp. 2419–2424.2009.
- [Qin, *et al.*, 02] Y.C.Qin, N.Mohan, R.West, and R.Bonn “Status and Needs of Power Electronics for Photovoltaic Inverters” SANDIA REPORT SAND2002-1535, June 2002.

- [Saccomando, *et al.*, 01] G.Saccomando and J.Svensson, “Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions,” in *Proc.IAS*, Chicago, IL, vol. 4, pp. 2419–2424, 2001.
- [Salas, *et al.*, 05] V.Salas, E.Olías, A.Lázaro and A.Barrado, New Algorithm using only one variable measurement applied to a maximum power point tracker, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Vol. 87, Issues 1-4, pp. 675-684, May 2005.
- [Salas, *et al.*, 06] V.Salas, E.Olías, A.Barrado, A.Lázaro “Review of the maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-alone Photovoltaic Systems”, *Solar Energy Materials and Solar cells*, Volume 90, pp 1555-1578, Issue 11, 6 July 2006.
- [Svensson, 01] J.Svensson. “Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters”. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, vol. 148, no. 3, pp. 229-235 May 2001.
- [Shen, *et al.*, 08] G. Shen, D. Xu, L. Cao; X. Zhu,. An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter Power Electronics, *IEEE Transactions on Vol.3*, pp. 1899-1906 , July 2008.
- [Shimizu, *et al.*, 01] T.Shimizu, M.Hirakata, T.Kamezawa, H.Watanabe, “Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules “*IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 293 – 300, May 2001.
- [Shimizu, *et al.*, 03] T.Shimizu, O.Hashimoto, and G.Kimura, “A novel high-performance utility-interactive photovoltaic inverter system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 704–711, Mar. 2003.
- [Shimizu, *et al.*, 02] T.Shimizu, K.Wada, and N.Nakamura, “A flyback-type single-phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current reduction on the dc input for an ac photovoltaic module system,” in *Proc. PESC’02 Conf.*, vol. 3, 2002, pp. 1483–1488, 2002.
- [Saha, *et al.*, 96] S.Saha and V.P.Sundarsingh, “Novel grid-connected photovoltaic inverter”. *Proc.-Gener.Trunsm. Distrib.*, vol. 143, no. 2, pp. 219–224, Mar. 1996.

- [Ramón, 05] Javier Ramón Sobrino, “Regulador de Carga de Baterías de tres Etapas para Sistemas Fotovoltaicos Autónomos con Seguimiento del punto de máxima Potencia”, Proyecto de fin de carrera, UC3m. 2005.
- [Rahim, *et al.*, 03] A.M.Omar and N.A.Rahim, FPGA-based ASIC design of the three-phase synchronous PWM flyback converter, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 150, no. 3, pp 263-268, May 2003.
- [Rashid, 04] Mahamad H. Rashid, “Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones” 3ª Edición, Pearson - Prentice Hall, 2004.
- [Rim, *et al.*, 94] C.T.Rim, N.S Choi, G.C.Cho, G.H Cho, ”Complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 4. July 1994.
- [Rodriguez, 05] P.Rodriguez Cortés, “Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas a cuatro hilos” tesis doctoral, universitat Politècnica de catalunya, Enero 2005.
- [Rodriguez, *et al.*, 07] Pedro Rodriguez, A.V Timbus, R.Teodorescu, M.Liserre and F.Blaabjerg,” Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation systems during Grid Faults, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2583-2592, Oct.2007.
- [Teodorescu, *et al.*, 04] R.Teodorescu and F.Blaabjerg, “Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone or grid-connected mode,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1323–1332, Sep. 2004.
- [Teodorescu, *et al.*, 04] R.Teodorescu, F.Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, “A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation,” in *Proc. IEEE APEC*, vol. 1, pp. 580–586, 2004.

[Teodorescu, *et al.*, 06a] R.Teodorescu, F.Blaabjerg “Overview of Renewable Energy system, ECPE Seminar Renewable energy ,9-10 Feb.2006, ISET , Kassel, Germany.

[Teodorescu, *et al.*, 06b] R. Teodorescu, F.Blaabjerg, M.Liserre, P.C.Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters” *IEE Proc-electr. Power Appl.* vol. 153, no.5, pp. 750-762. September 2006.

[Teodorescu, *et al.*, 04] R.Teodorescu, F.Blaabjerg, M.Liserre, U. Borup,” A New Control Structure for Grid-Connected PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation”, *Proc. of APEC’04*, vol. 1, pp. 580-586, 2004.

[Timbus, *et al.*, 05] A.V.Timbus,M. Liserre, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, “Synchronization methods for three phase distributed power generation systems. An overview and evaluation,” in *Proc. IEEE PESC*, pp. 2474–2481, 2005.

[Toggweiler, *et al.*, 94] M.Wuest, P.Toggweiler, and J.Riatsch, “Single cell converter system (SCCS),” in *Proc. 1stWorld Conf. Photovoltaic Energy Conversion*, vol. 1, pp.813–815, 1994.

[Wachenfeld, *et al.*, 08] Dipl.-Ing.V.Wachenfeld, “PV Inverters Supporting Electrical grid stability through active and reactive power control”, 23 European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 3203-3207. CD-ROM. 2008.

[Wilk, *et al.*, 01] H.Wilk, D.Ruoss, and P.Toggweiler, Eds., “Innovative electrical concepts,” Tech. Rep. IEA PVPS 7-07:2002, [Online] Available: <http://www.iea-pvps.org>, 2001.

[Xue, *et al.*, 04] Y.Xue, L.Chang, S. B. Kjaer, J.Bordonau and T.Shimizu, “Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview, *IEEE Trans on Power Electronics* , vol.19, no. 5, pp. 1305–1314, Sep 2004.

[Yuan, *et al.*, 02] X.Yuan, W.Merk, H.Stemmler, and J.Allmeling, “Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, Mar./Apr. 2002.

- [Zhu, *et al.*, 03] H.Zhu, B. Arnet, L.Haines, E.Shaffer, and J.-S.Lai, “Grid synchronization control without ac voltage sensors”, in *Proc. IEEE APEC*, vol. 1, pp. 172–178, 2003.
- [Zmood, *et al.*, 03] D.N.Zmood and D.G.Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady - state error”, *Transaction on Power electron*, vol.18, pp 814-822, May 2003.
- [Zumel, *et al.*, 06] P.Zumel, C.Fernández, A.Lázaro, A.Barrado. “Digital Compensator Design for DC-DC Converters based on FPGA: an Educational Approach ”, *IECOM 2006*, 32nd annual Conference on Volume, Issue, 6-10, pp. 5439 - 5444, Nov 2006.
- [R.D 1663/2000] R.D 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión.
- [R.D 842/2002] Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, R.D 842/2002
- [IEC 61727] IEC 61727, Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface. Ed. 2.0 b: 2004.
- [Std 929-2000] International Standard IEEE Std 929-2000. IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems.
- [E.E. U.U., 2005] Inverters, Converters, Controllers and Interconnection System Equipment for Use with Distributed Energy Resources. E.E. U.U., 2005.
- [R.D 436/2004] Real Decreto, 436/2004, de 12 de Marzo de 2004.
- [IDEA, 05] IDEA, “Plan de Energías Renovables 2005-2010”, Madrid 2005.
- [R.D, 2006] REAL DECRETO DE EDIFICACIÓN, Marzo 2006.
- [R.D 661/2007] REAL DECRETO 661/2007, de 25 de mayo, por el que se regula la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial.

[NABCEP, 05] NABCEP: “Study Guide Photovoltaic System Installers and Simple Examination Question”. 24 Septiembre 2005.

[IEA - PVPS, 08], IEA – PVPS, “International Energy Agency – Photovoltaic Power Systems”, annual report 2008.