

Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas
Informáticos y Automática



**Prototipo experimental para la medida y caracterización
de las curvas I-V y P-V de módulos y Arrays FVs : diseño,
modelado, implementación y pruebas**

**Memoria para optar al grado de doctor
presentada por:**

Eladio Durán Aranda

Fecha de lectura: 17 de diciembre de 2009

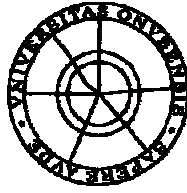
Bajo la dirección del doctor:

José Manuel Andújar Márquez

Huelva, 2010

ISBN: 978-84-92944-45-3

D.L.: H 130-2010



**Universidad
de Huelva**

TESIS DOCTORAL

Prototipo Experimental para la Medida y Caracterización de las Curvas $I-V$ y $P-V$ de Módulos y *Arrays* Fotovoltaicos: Diseño, Modelado, Implementación y Pruebas

Autor:

Eladio Durán Aranda

Director:

Dr. José Manuel Andújar Márquez

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA, DE SISTEMAS
INFORMÁTICOS Y AUTOMÁTICA

Huelva, noviembre de 2009

D. José Manuel Andújar Márquez, Catedrático de Escuela Universitaria de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad de Huelva,

CERTIFICA:

Que D. Eladio Durán Aranda, Ingeniero en Electrónica, ha realizado bajo mi dirección y dentro del programa de doctorado **Ingeniería de Control, Informática y Electrónica**, el trabajo de investigación correspondiente a su Tesis Doctoral titulado:

Prototipo Experimental para la Medida y Caracterización de las Curvas $I-V$ y $P-V$ de Módulos y *Arrays* FVs: Diseño, Modelado, Implementación y Pruebas

Revisado el presente trabajo, estimo que puede ser presentado al Tribunal que ha de juzgarlo.

Y para que así conste a efectos de lo establecido en el artículo octavo del Real Decreto 778/1998 y por la normativa Reguladora del título de Doctor de la Universidad de Huelva, autorizo la presentación de este trabajo en la Universidad de Huelva.

Huelva, a 13 de Noviembre de 2009

Director: Dr. José Manuel Andújar Márquez

Doctorando: Eladio Durán Aranda

*Esta tesis está dedicada a Eladia Aranda Tamayo, a Manuel Durán Tena y a
mi familia: Teresa, Eladio, Alejandro y Bárbara.*

Agradecimientos

Agradezco sinceramente a todos aquellos compañeros de los Departamentos de Ingeniería Electrónica, de Sistemas Informáticos y Automática, de Tecnología de la Información, de Matemáticas y de Ingeniería Eléctrica de la UHU, así como, del Departamento de Física Aplicada II de la UMA; a los grupos de investigación de Control y Robótica, y de Sistemas Electrónicos y Mecatrónica; a los compañeros del CSIF; a los becarios; a los alumnos; al personal de administración y servicios; a mis familiares y a mis amigos; y, a todos los que han colaborado, me han ayudado, o simplemente han compartido algo conmigo, por pequeña que haya sido su aportación, les estoy eternamente agradecido.

Quiero resaltar también mi agradecimiento y respeto hacia dos personas muy importantes en el desarrollo y la elaboración de esta Tesis, José Manuel Andújar Márquez y Mariano Sidrach de Cardona Ortín.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	VIII
Índice de Figuras	XII
Índice de Tablas	XVIII
Capítulo 1. Planteamiento General.....	1
1.1. Resumen de la Tesis	3
1.2. Estructura de la Tesis	6
1.3. Objetivos	8
1.4. Innovaciones que aporta la Tesis	9
1.5. Rendimiento científico de la Tesis.....	10
Capítulo 2. Fundamentos de la Tecnología FV:	
Caracterización de Dispositivos	19
2.1. Introducción	20
2.2. Breve recorrido histórico sobre la tecnología fotovoltaica.....	22
2.3. Fundamentos, tipos y características de células solares	30
2.4. Sistemas fotovoltaicos (FVs)	46
2.5. Caracterización de dispositivos FVs.....	53
2.6. Medidas en condiciones estándares de dispositivos FVs.....	57
2.7. Métodos de medida de curvas <i>I-V</i> de módulos y <i>arrays</i> FVs.....	60
2.8. Comparación de los diferentes métodos de medida de curvas <i>I-V</i> de módulos y <i>arrays</i> FVs.....	74
2.9. Conclusiones	78

Capítulo 3. Estudio y análisis de topologías de convertidores CC/CC para la medida de curvas $I-V$ de generadores FVs	79
3.1. Introducción.....	80
3.2. Convertidor Reductor (<i>Buck</i>).....	82
3.2.1. Convertidor Reductor en CCM	83
3.2.2. Convertidor Reductor en DCM	86
3.3. Convertidor Elevador (<i>Boost</i>).....	90
3.3.1. Convertidor Elevador en CCM.....	91
3.3.2. Convertidor Elevador en DCM	93
3.4. Convertidor Reductor-Elevador (<i>Buck-Boost</i>).....	97
3.4.1. Convertidor Reductor-Elevador en CCM.....	98
3.4.2. Convertidor Reductor-Elevador en DCM	100
3.5. Convertidor Cuk.....	103
3.6. Convertidor SEPIC	104
3.7. Convertidor Zeta	106
3.8. Convertidores CC/CC como emuladores de resistencia variable	107
3.9. Análisis comparativo de diferentes configuraciones Reductoras-Elevadoras	120
3.10. Técnicas de reducción del rizado aplicadas a convertidores CC/CC	132
3.11. Conclusiones.....	144
Capítulo 4. Prototipos Experimentales.....	147
4.1. Introducción.....	148
4.2. Implementación del barrido del ciclo de trabajo mediante microcontrolador	149

4.3. Diseño de los convertidores CC/CC usados en los prototipos.....	156
4.4. Medidas experimentales con módulos FVs	159
4.5. Sistema de medida experimental de módulos y <i>arrays</i> FVs.....	165
4.6. Medidas de <i>arrays</i> FVs.....	184
4.7. Conclusiones	191
Capítulo 5. Conclusiones y Desarrollos Futuros.....	193
5.1. Conclusiones	194
5.2. Desarrollos futuros.....	197
Apéndice I. Tecnologías de Células Solares	199
A1.1. Células de Silicio Cristalino (<i>c-Si</i>)	200
A1.2. Células multiunión.....	202
A1.3. Células de Arseniuro de Galio (<i>GaAs</i>)	204
A1.4. Células de Película Delgada (<i>Thin-Film</i>)	205
A1.5. Células con concentrador solar	224
Apéndice II. Normativa relacionada con la caracterización	
de dispositivos FVs	225
A2.1. Normas IEC-UNE-EN aprobadas	227
A2.2. Normas del comité técnico 82 (CT82) de la Comisión Electrotécnica Internacional en Proyecto (marzo 2004)	229
A2.3. Normas UL relacionadas con la energía solar fotovoltaica	231
A2.4. Normas IEEE relacionadas con la energía solar fotovoltaica.....	232
A2.5. Normas del <i>Joint Research Centre</i> , Inspra, Italia.....	233
Bibliografía.....	235
Índice Alfabético.....	255

Índice de Figuras

Figura 2.1	Irradiancia solar.....	22
Figura 2.2	Alexandre Edmond Becquerel (1820-1891).....	23
Figura 2.3	Willoughby Smith (1828-1891).....	23
Figura 2.4	Prototipo de célula FV desarrollada en 1954.....	24
Figura 2.5	Satélite Vanguard I.....	25
Figura 2.6	Skylab.....	26
Figura 2.7	Mercado fotovoltaico mundial y español en 2008	29
Figura 2.8	Planta solar de Olmedilla de Alarcón (Cuenca).....	30
Figura 2.9	Circuito equivalente de una célula solar	31
Figura 2.10	Características $I-V$ y $P-V$ de una célula iluminada.....	32
Figura 2.11	Sección de una célula fotovoltaica.....	36
Figura 2.12	Proceso de pérdidas a nivel de células solares	37
Figura 2.13	Espectro de la luz solar y eficiencia cuántica	37
Figura 2.14	Rendimiento y perspectivas de coste para la primera, segunda y tercera generación de tecnologías fotovoltaicas.....	40
Figura 2.15	Principales mecanismos para la mejora del rendimiento en células de tercera generación	42
Figura 2.16	Evolución de la eficiencia de las células solares desde 1975	45
Figura 2.17	Fotografía de vivienda y sistema FV aislado de la red de distribución	50
Figura 2.18	Fotografía del faro del Fangal (Tarragona).....	51
Figura 2.19	Fotografía de sistema distribuido	52

Figura 2.20	Sistema centralizado.....	53
Figura 2.21	Características $I-V$ y $P-V$ típicas de un módulo FV	54
Figura 2.22	Sistema de medida para obtener las curvas $I-V$ de un módulo FV	61
Figura 2.23	Esquema basado en resistencia variable	63
Figura 2.24	Esquema basado en carga capacitiva	64
Figura 2.25	Esquema basado en carga electrónica.....	65
Figura 2.26	Esquema basado en amplificador.....	67
Figura 2.27	Curvas $I-V$ en los cuadrantes I, II y IV	68
Figura 2.28	Esquema funcional de una carga de cuatro cuadrantes.....	69
Figura 3.1	Convertidor Reductor.....	82
Figura 3.2	Corriente por la inductancia en CCM	87
Figura 3.3	Convertidor Elevador	91
Figura 3.4	Convertidor Reductor-Elevador	97
Figura 3.5	Convertidor Cuk.....	103
Figura 3.6	Convertidor SEPIC.....	105
Figura 3.7	Convertidor Zeta	106
Figura 3.8	Girador	107
Figura 3.9	Diferentes configuraciones del Girador	108
Figura 3.10	Características de entrada y salida de un LFR	111
Figura 3.11	Modelo de gran señal del LFR.....	112
Figura 3.12	Corrección activa del factor de potencia mediante <i>Boost</i>	113
Figura 3.13	Curva $I-V$ de un módulo FV.....	114
Figura 3.14	Representación de R_i/R en función de D para el convertidor Reductor en CCM	115

Figura 3.15 Representación de R_i/R en función de D para el convertidor Elevador en CCM.....	116
Figura 3.16 Representación de R_i/R en función de D para los convertidores con relación de conversión <i>buck-boost</i> en CCM	117
Figura 3.17 Convertidores SEPIC, Cuk y <i>Boost</i> implementados con MatLab /Simulink®	118
Figura 3.18 Resultados de simulación obtenidos para los convertidores SEPIC y Cuk	119
Figura 3.19 Resultados de simulación obtenidos con el convertidor <i>Boost</i>	120
Figura 3.20 Convertidores reductores-elevadores evaluados	122
Figura 3.21 Convertidores SEPIC, Cuk y Bo-Bu-CC implementados con MatLab /Simulink®	130
Figura 3.22 Resultados de simulación obtenidos para los convertidores implementados.	132
Figura 3.23 Convertidor SEPIC y Cuk con inductores acoplados	133
Figura 3.24 Circuito equivalente e inductores acoplados.....	135
Figura 3.25 Corriente y tensión en el módulo FV con inductores no acoplados ($K_{coupling} = 0$, $L_1 = 800 \mu\text{Hr}$ y $L_2 = 200 \mu\text{Hr}$). Convertidor SEPIC	138
Figura 3.26 Corriente y tensión en el módulo FV con inductores acoplados ($K_{coupling} = 0.5$, $L_1 = 800 \mu\text{Hr}$ y $L_2 = 200 \mu\text{Hr}$). Convertidor SEPIC ...	139
Figura 3.27 Conexión de convertidores CC/CC en paralelo	141
Figura 3.28 Reducción del rizado de corriente a la entrada del generador FV, para $N = 2$ y $N = 4$	142
Figura 3.29 Implementación mediante MatLab/Simulink® de cuatro convertidores SEPIC en paralelo	143
Figura 3.30 Resultados de simulación con cuatro SEPIC en SOM.....	144

Figura 3.31	Resultados de simulación con cuatro SEPIC en IOM.....	144
Figura 4.1	Esquema simplificado del módulo CCP1 en modo PWM.....	151
Figura 4.2	Diagrama de flujo de la función DCS.....	153
Figura 4.3	Fotografía de la tarjeta de ensayo.....	154
Figura 4.4	Diferentes ciclos de servicio y frecuencias medidos	155
Figura 4.5	Convertidor SEPIC.....	156
Figura 4.6	Diagrama de bloques del esquema experimental.....	159
Figura 4.7	Fotografía del convertidor SEPIC.....	160
Figura 4.8	Fotografía de los convertidores Zeta, <i>Buck</i> , Variante <i>Buck</i> , Cuk y <i>Buck-Boost</i>	161
Figura 4.9	Fotografía de los convertidores CSC, Bo-BuCC, Bu-BoCC y <i>Boost</i>	162
Figura 4.10	Curva <i>I-V</i> obtenida con diferentes convertidores. Representación XY	164
Figura 4.11	Diagrama de bloques del sistema de medida basado en pantalla LCD alfanumérica.....	166
Figura 4.12	Fotografías del sistema de medida con pantalla LCD alfanumérica... ..	168
Figura 4.13	Diagrama de bloques del sistema de medida con pantalla GLCD.....	169
Figura 4.14	Fotografías del sistema de medida con pantalla GLCD.....	170
Figura 4.15	Bloques del sistema de medida implementado mediante NI LabVIEW®.....	172
Figura 4.16	Interfaz de usuario basada en LabVIEW®.	172
Figura 4.17	Fotografías del prototipo de medida mediante IV.	175
Figura 4.18	Curvas <i>I-V</i> y <i>P-V</i> obtenidas con el sistema de medida mediante IV. DCS entre el 0% y el 100%.....	176

Figura 4.19	Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el sistema de medida mediante IV. DCS entre el 0% y el 50%.....	177
Figura 4.20	Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el sistema de medida mediante IV. DCS entre el 50% y el 100%.....	178
Figura 4.21	Sistema de medida con cuatro convertidores SEPIC	179
Figura 4.22	Señales PWM de 25 kHz, desplazadas $\frac{1}{4}$ de periodo	181
Figura 4.23	Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con cuatro convertidores SEPIC	183
Figura 4.24	Fotografía del convertidor SEPIC escalado a 1 kW	185
Figura 4.25	Curvas $I-V$ y $P-V$ de cuatro módulos conectados en serie-paralelo	186
Figura 4.26	Fotografía del prototipo experimental implementado con cuatro convertidores SEPIC en paralelo	187
Figura 4.27	Instalación fotovoltaica medida	188
Figura 4.28	Curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 2,4 kW medida con cuatro convertidores SEPIC en IOM.....	188
Figura 4.29	Curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 5,1 kW medida con cuatro convertidores SEPIC en IOM.....	189
Figura 4.30	DCS entre el 0 y el 20% de las curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 5,1 kW	189
Figura 4.31	DCS entre el 30 y el 50% de las curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 5,1 kW	190
Figura 4.32	DCS entre el 50 y el 100% de las curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 5,1 kW	190
Figura A1.1	Célula solar monocristalina y policristalina.....	202
Figura A1.2	Estructura interna de una célula de α -Si.....	207
Figura A1.3	Células de α -Si	209

Figura A1.4	Estructura interna de una célula <i>CdTe/CdS</i>	210
Figura A1.5	Estructura interna de una célula CIGS.....	212
Figura A1.6	Nanoestructuras CIGS de tinta	212
Figura A1.7	Sección transversal de una célula CIS	213
Figura A1.8	Funcionamiento de una célula orgánica como LED.....	214
Figura A1.9	Estructura de una célula orgánica	215
Figura A1.10	Célula solar orgánica	215
Figura A1.11	Fotosíntesis artificial en células DSC	218
Figura A1.12	Estructura de una célula DSC	219
Figura A1.13	Esquema energético de una célula solar DSC	221
Figura A1.14	Paneles solares de <i>TiO₂</i> sensibilizado.....	222
Figura A1.15	Integración de módulos de DSC	223

Índice de Tablas

Tabla 2.1	Características de algunos tipos de células solares	34
Tabla 2.2	Salto energético E_G de algunos semiconductores.	38
Tabla 2.3	Principales características de los métodos utilizados para la medida de curvas $I-V$	77
Tabla 3.1	Expresiones de R_i/R en CCM y DCM para los diferentes convertidores.....	110
Tabla 3.2	Valores de R_i , R_{crit} , y K_{crit} para los diferentes convertidores.	114
Tabla 3.3	Tensión de bloqueo en los semiconductores, para las topologías analizadas	126
Tabla 3.4	Corriente media por los semiconductores, para las topologías analizadas	127
Tabla 3.5	Tensión media en el condensador C_1 , para las topologías analizadas	127
Tabla 3.6	Corriente media a través de los inductores, para las topologías analizadas	129
Tabla 4.1	Características de los componentes usados en el convertidor SEPIC.	159
Tabla 4.2	Características de los componentes usados en los convertidores <i>Boost</i> , <i>Cuk</i> , <i>Bo-Bu-CC</i> y <i>Bu-BoSIC</i>	162
Tabla 4.3	Componentes usados en la PCB del prototipo con pantalla LCD.....	167
Tabla 4.4	Componentes usados en la PCB del prototipo con pantalla GLCD....	170
Tabla 4.5	Características eléctricas de los componentes usados en las PCBs del prototipo de medida mediante IV.....	174

Tabla 4.6	Componentes usados en la implementación del convertidor	
	SEPIC escalado	185

Capítulo 1

Planteamiento General de la Tesis

Esta Tesis no esta concebida como un trabajo aislado, sino que dentro del Grupo de Investigación en el que se ha desarrollado, forma parte del conjunto de Tesis que se están realizando de forma simultanea y que persiguen implementar lo que pretende ser un sistema generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante; nombre y objetivo del proyecto de I+D DPI 2007-62336 que financia en parte esta Tesis. Se trata de un sistema que mediante el vector hidrogeno, pueda funcionar las 24 horas de todos los días del año generando su propio combustible de forma no contaminante, y produciendo energía eléctrica para alimentar cargas de CA y CC, también de forma no contaminante. La fuente de energía renovable es fotovoltaica, y se emplea tanto para producir electricidad de forma diurna como para producir hidrogeno mediante electrolisis del agua. Cuando no hay luz solar, la electricidad es producida mediante pilas de combustible, utilizando el hidrogeno producido y almacenado. El otro proyecto de investigación, esta vez de transferencia de tecnología, que financia esta Tesis, es el contrato suscrito con la empresa Hynergreen Technologies S.A que lleva por titulo *Diseño, desarrollo, construcción y pruebas de un sistema generador de energía eléctrica basado en pilas de combustible, integrado por un depósito de hidrógeno y un electrolizador para la producción del mismo*. Dentro de las tareas de los proyectos de investigación mencionados anteriormente, esta Tesis tiene por objetivo el diseño, desarrollo y

construcción de un sistema para la medida de las curvas corriente-tensión ($I-V$) y potencia-tensión ($P-V$) de módulos y *arrays* fotovoltaicos (FVs).

La principal aplicación del sistema objeto de esta Tesis es que va a permitir caracterizar en tiempo real, la potencia y energía de los sistemas FVs de los proyectos en desarrollo. Además, permitirá también por comparación con las curvas proporcionadas por el fabricante, conocer el deterioro y/o averías de los módulos que configuran los sistemas FVs.

El prototipo de sistema de medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos y *arrays* FVs desarrollado en esta Tesis, está basado en el estudio, diseño e implementación de convertidores CC/CC en diferentes topologías, así como de sus circuitos de control. Parte de la tecnología desarrollada ha sido sinérgica con la necesaria para regular la potencia a la salida de las pilas de combustible, objeto de otra Tesis en el seno del Grupo de Investigación. Así, mediante el diseño y construcción de sistemas acondicionadores de potencia (convertidores CC/CC reductores y elevadores) se consigue que a partir de una tensión no regulada suministrada por las pilas de combustible, se garantice, dentro de la potencia nominal del sistema híbrido, tensiones continuas estabilizadas, independientemente de la corriente demandada por la/s carga/s.

El Grupo de Investigación en el seno del cual se ha realizado esta Tesis, tiene capacidad de producir hidrogeno de forma renovable (energía solar fotovoltaica + agua + electrolizador) en el propio laboratorio, y de recargar baterías de forma también renovable (a partir de energía primaria renovable); siendo las distintas partes del sistema híbrido, ámbitos de otras Tesis en curso en el grupo y, por tanto, no abordados por ésta.

1.1. Resumen de la Tesis

La importancia de los sistemas fotovoltaicos (FVs) en la generación de electricidad aumenta día a día. Este crecimiento es uno de los más altos en el ámbito de las energías renovables y esta tendencia se espera que continúe en los próximos años. Como una consecuencia, un número cada vez mayor de nuevos componentes y sistemas fotovoltaicos, principalmente módulos e inversores, están emergiendo en el mercado FV, con lo cual, la necesidad de caracterizar dichos sistemas se ha convertido en un aspecto cada vez más importante. Dos de los elementos claves en el análisis de una célula solar, módulo o conjunto de módulos (*arrays*), son las curvas tensión-corriente (característica $I-V$) y tensión-potencia (característica $P-V$).

La medida y caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de un generador fotovoltaico son de interés por innumerables razones, entre otras porque proporcionan información muy útil para el diseño, la instalación y el mantenimiento de los sistemas FVs. Desde el punto de vista del diseño, el conocimiento de dichas curvas permite la implantación de aplicaciones fotovoltaicas más eficientes. En la industria fotovoltaica, la caracterización resulta crucial para el desarrollo de los procesos de producción y verificación. Como herramienta de garantía de calidad, permite la determinación de la potencia máxima en virtud de condiciones reales de funcionamiento, las cuales no suelen coincidir con las condiciones estándar de medida (STC) que suministran los fabricantes. La comparación entre ambas proporciona la diferencia entre la potencia real instalada y la nominal acordada entre el proveedor y el cliente, lo cual aumenta la credibilidad del sector fotovoltaico. Para los fabricantes, la posibilidad de efectuar evaluaciones sucesivas durante el periodo de vida del producto, permite realizar un seguimiento de la calidad del mismo. Debido a la dispersión de los parámetros eléctricos en los procesos de fabricación de módulos, uno de los problemas actuales es conocer la verdadera potencia de pico instalada en plantas fotovoltaicas. Como herramienta de diagnóstico y mantenimiento, permite la detección de anomalías (sombreado, ramas desconectadas, células rotas o diodos defectuosos) junto con la cuantificación de la

degradación de la potencia real a lo largo del tiempo, comparando los resultados de medidas anteriores. Para la investigación y el desarrollo de equipos, son un indicador clave que ayuda a identificar las necesidades futuras, o para orientar ulteriores decisiones, facilitando la comparación de los sistemas que difieren en términos de diseño, tecnología o ubicación geográfica, y la validación de modelos de estimación de rendimiento durante la fase de diseño.

Actualmente, la compra de módulos fotovoltaicos se realiza en términos de potencia de pico en condiciones de exterior. Esto, resulta especialmente relevante en los países donde existen tarifas por la inyección de energía renovable a la red eléctrica (REFIT, *Renewable Energy Feed-in Tariffs*), medidas en kWh producidos disponibles, como Alemania y España. Los módulos generalmente son comercializados en términos de potencia de pico (W_p), probados en condiciones estándar (STC), es decir, bajo una elevada irradiación directa de 1.000 W/m^2 , una temperatura de 25°C y con sólo un tipo de espectro solar (AM1.5: irradiancia directa, principalmente). En virtud de las condiciones reales en el exterior, esta potencia de pico es raramente alcanzada, ya que la temperatura de un módulo se sitúa en el rango de $40\text{-}60^\circ\text{C}$ bajo iluminación, las horas de 1.000 W/m^2 de irradiancia suponen sólo aproximadamente el 1% del total de horas de Sol y el espectro solar cambia continuamente con las diferentes condiciones climáticas. La luz difusa por ejemplo, domina cuando el cielo está nublado o durante la mañana y la tarde. En Europa del Norte y Central, la mayoría de la energía solar proviene de la irradiación de luz difusa (más del 50% de los rayos solares) e incluso en la Comunidad de Madrid sigue siendo difusa en torno al 33%. Por lo tanto, para predecir cuál será la producción de energía real de un módulo o un sistema FV con una cierta potencia nominal de fábrica, es necesario evaluar sus comportamientos bajo condiciones climáticas reales.

De la misma forma, el número creciente de nuevos componentes y dispositivos FVs, la incorporación de nuevas tecnologías, técnicas de ensamblado y sistemas de monitorización y control, hacen que la caracterización de curvas $I-V$ sea un aspecto cada vez más importante. El testeo y la comprobación de las diferentes

características de un producto no es sólo una parte de cada una de sus fases de desarrollo, sino también la clave de validación del producto final. En sistemas FVs, el conocimiento de las curvas $I-V$ en tiempo real permite controlar el flujo de energía en el *array* de módulos en virtud de las condiciones de irradiación, temperatura o la inevitable degradación de los módulos fotovoltaicos. La medida de las características $I-V$ por tanto, es de gran importancia, ya que puede ser considerado como un certificado de calidad y de rendimiento para cada generador fotovoltaico.

Por otro lado, los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en sistemas de generación fotovoltaicos como interface entre el generador FV y la carga, permitiendo el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT). Su misión principal es la de acondicionar la energía producida por el conjunto de módulos siguiendo una estrategia de control determinada. Los convertidores electrónicos de potencia son, en la actualidad, unos elementos fundamentales en las fases de generación, transporte y distribución de los sistemas eléctricos. Estos dispositivos permiten un intercambio más flexible de la potencia entre los generadores y las cargas, y también pueden mejorar la calidad de la energía transmitida.

Existe una característica intrínseca asociada al proceso de conversión CC/CC, relacionada con la capacidad que presentan estos sistemas para reflejar o adaptar la resistencia vista desde su entrada y la conectada a su salida. En este sentido, los convertidores son similares a los transformadores cuando son empleados como adaptadores de impedancia, excepto que en los convertidores el parámetro de adaptación no es la relación de espiras entre el secundario y el primario, sino el ciclo de trabajo (D) que puede ser gobernado electrónicamente. Una nueva aplicación de esta capacidad se propone en esta Tesis para determinar la característica $I-V$ de un generador FV.

Los procedimientos utilizados hoy en día para obtener la característica $I-V$ de un generador FV, están basados en la conexión de una carga variable en los terminales del generador y seguidamente medir la tensión y la corriente

proporcionadas, mientras dicha carga varía entre cortocircuito y circuito abierto. Esta misma estrategia ha sido implementada empleando convertidores CC/CC haciendo variar su ciclo de trabajo, esto es, variando la carga vista por el generador FV desde sus terminales. El método desarrollado basado en convertidores CC/CC presenta características que lo hacen más adecuado para la medida de las curvas $I-V$ de módulos y *arrays*. El principal inconveniente de esta metodología es la generación de rizado de corriente asociada con la técnica de conmutación de los convertidores, aunque como se verá en este trabajo existen técnicas para reducirlo. Sin embargo, un convertidor CC/CC proporciona una alta densidad de potencia, puede funcionar en paralelo para aumentar su capacidad de potencia y puede ser reconfigurado.

1.2. Estructura de la Tesis

La Tesis está estructurada en cinco capítulos y dos apéndices. Este primer capítulo pretende justificar, a modo de resumen del trabajo realizado, el empleo de convertidores CC/CC en la caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores FVs. A continuación, después de compendiar la estructura de la Tesis, se establecen los objetivos de la misma, las innovaciones que aporta y el rendimiento científico que ha producido hasta la fecha.

En el segundo capítulo se describen los diferentes tipos de células solares, las cuales constituyen el elemento básico de un sistema fotovoltaico. En la primera parte se presentan las características de la radiación solar. A continuación se realiza un resumen de la historia de la tecnología fotovoltaica junto con una descripción de las diferentes tecnologías empleadas en la fabricación de células solares. En la segunda parte se resalta la importancia de la caracterización y medida de las curvas $I-V$ de generadores FVs, junto con los métodos actuales que permiten dicha medida. Finalmente se realiza una comparación de los diferentes métodos en términos de:

flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

En el capítulo 3 se describe el funcionamiento de las diferentes configuraciones básicas de convertidores CC/CC: Reductor, Elevador y Reductores-Elevadores, junto con la aplicación de dichos convertidores en la caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores FVs, basada en su capacidad para emular una resistencia. Se comparan las distintas configuraciones que permiten dicha caracterización y se describen las dos técnicas más importantes para la reducción del rizado: mediante el intercalado de convertidores y empleando inductores acoplados.

En el cuarto capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos con diferentes prototipos, tanto de convertidores CC/CC como de sistemas de medida. Se realiza el diseño e implementación de los circuitos adicionales (de control y de excitación) que permiten el correcto funcionamiento de los convertidores usados, se implementan algunos prototipos experimentales de medida basados en la metodología propuesta y se aportan sus resultados experimentales, referentes a la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos, *arrays* y de una instalación formada por 48 módulos fotovoltaicos (5 kW). En el último capítulo, el quinto de esta Tesis, se destacan las conclusiones más relevantes y se esbozan las líneas de investigación que han sido abiertas.

En el apéndice I se realiza una descripción detallada de las diferentes tecnologías de células solares: silicio cristalino (*c-Si*), células multiunión, células de arseniuro de galio (*GaAs*) y células de película delgada (*Thin-Film*). Dentro de éstas se encuentran las de silicio amorfo (*a-Si*), telurio de cadmio/sulfuro de cadmio (*CdTe/CdS*), cobre indio-galio (CIGS, $CuInGaSe_2$) y diseleniuro de cobre-indio (CIS, $CuInSe_2$), las células orgánicas y las células sensibilizadas con colorante (*Dye Solar Cell*, DSC). Por último, se describen las células con concentrador solar.

En el apéndice II se incluye todo lo relativo a las actividades de normalización relacionadas con la caracterización de dispositivos FV. Así, se alude a los diferentes organismos encargados de estas cuestiones: Comité Electrotécnico

Internacional CEI (*Internacional Eletrotechnical Comisión*, IEC); Comité Técnico 82 (TC82), encargado de realizar la normalización en energía solar fotovoltaica (ESF) dentro de la IEC; CEN (Organismo Europeo de la Normalización) que asumió las tareas de normalización de los distintos organismos nacionales y que fue completado luego por CENELEC para la normalización eléctrica y electrónica; Asociación Española de Normalización y Certificación, AENOR, que es la entidad reconocida por el Ministerio de Industria y Energía para desarrollar las tareas de normalización en los sectores industriales y de servicios.

1.3. Objetivos

El objetivo general de esta Tesis Doctoral es contribuir en la caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos, empleando una metodología novedosa basada en convertidores CC/CC, y proponer métodos para el diseño e implementación de sistemas de medida basados en dicha metodología. Este objetivo global puede descomponerse en tres objetivos concretos: decidir en base a un análisis y estudio previos el convertidor CC/CC adecuado que permite una completa y fiable reproducción de dichas curvas; optimizar el diseño y la implementación de sistemas de medida basados en esta metodología; y aplicar técnicas de reducción del rizado de corriente asociado con el proceso de conversión CC/CC que mejoren la reproducción de las curvas $I-V$ obtenidas.

Para alcanzar los objetivos propuestos, se ha realizado un extenso trabajo experimental en el desarrollo y prueba de prototipos de laboratorio. En una primera fase, se han estudiado, simulado e implementado los convertidores CC/CC más representativos para evaluar su capacidad en la reproducción de las curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos y *arrays* fotovoltaicos. Los resultados obtenidos han servido como base para establecer la topología más adecuada para esta aplicación. A partir de aquí, con los datos y experiencia adquiridos, se ha abordado la segunda fase de este trabajo de investigación que ha consistido en el desarrollo de un sistema completo de medida

empleando la metodología propuesta. Este sistema ha sido implementado en diferentes versiones y capacidades bajo una misma filosofía. Así se han construido varios prototipos con convertidores CC/CC de potencias diferentes, incluso con configuraciones en paralelo funcionando en modo intercalado para reducir el rizado.

1.4. Innovaciones que aporta la Tesis

Las aportaciones novedosas principales que componen esta memoria pueden resumirse en las siguientes:

- Desarrollo de un nuevo método de medida de curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos basado en convertidores CC/CC. Este método ha sido comprobado experimentalmente sobre diferentes configuraciones (Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Cuk, SEPIC, Zeta, Buck-Boost en cascada y Boost-Buck en cascada). Este trabajo previo ha permitido seleccionar la topología más adecuada para esta aplicación.
- Desarrollo de un nuevo algoritmo de control, implementado en microcontroladores y controladores digitales de señal, que ha permitido realizar la medida y captura de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos. El algoritmo está basado en el barrido del ciclo de servicio (DCS).
- Implementación de diferentes prototipos de sistemas de medida basados en la metodología propuesta, que proporcionan buenos resultados experimentales en módulos, *arrays* y en instalaciones de hasta 5 kW. Esto no supone una barrera, ya que la metodología es de aplicación para instalaciones de mayor potencia, se trata simplemente de constatar que sólo se ha probado hasta esta potencia.
- Aplicación y evaluación de técnicas de reducción de rizado (inductores acoplados e intercalado de convertidores CC/CC) que permiten una

mejora significativa en la reproducción de las curvas $I-V$ y $P-V$ del generador fotovoltaico.

1.5. Rendimiento científico de la Tesis

Este apartado está dedicado a enmarcar el entorno científico en el que se ha desarrollado la Tesis y a destacar los resultados de la investigación realizada; para ello se detallan las publicaciones con índice de impacto así como los congresos internacionales más importantes.

También, dentro del entorno científico de la Tesis, se hará hincapié en los Proyectos de Investigación que han permitido financiarla. En definitiva, el objetivo principal de este apartado es mostrar que la memoria que se presenta constituye la recopilación ordenada e hilvanada de una producción científica realizada durante los últimos cinco años.

Por último, quizás como resultado final de este trabajo de investigación, se detalla la solicitud de patente del sistema de medida y caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores FVs desarrollado.

Producción científica clasificada por aportaciones

- *Método de medida de curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos basado en convertidores CC/CC.*

El desarrollo del nuevo método de medida de curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos basado en convertidores CC/CC, ha dado origen a la publicación de los trabajos siguientes:

1. E. Durán, J. M. Andújar, *System for Testing and Monitoring of PV Modules*. Renewable Energy, Noviembre 2009. En revisión. **Índices**

- de calidad:** Revista oficial del WREN (World Renewable Energy Network). Revista incluida en el JCR en la categoría *energy & fuels*. Índice de impacto 2008: 1,663. Pos. 22/67.
2. E. Durán, J. M. Andújar, F. Segura, *A High-Flexibility DC Load for Fuel Cell and Solar Arrays Power Sources Based on DC-DC Converters*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Julio 2009. En revisión. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR. Es la nº 1 en la categoría *automation & control systems*. Índice de impacto 2008: 5,468. Pos. 1/53.
 3. E. Durán, J. M. Andújar, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, *Methodology and Experimental System for Measuring and Displaying I-V Characteristic Curves of PV Facilities*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications. En prensa; URL: <http://dx.doi.org/10.1002/pip.909>. **Índices de calidad:** Revista incluida en JCR. Revista de más alto índice de impacto en el campo de la energía solar, nº 8 en la categoría *energy & fuels*. Índice de impacto 2008: 2,652. Pos. 8/67.
 4. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, *Measuring the I-V Characteristic Curve of PV Generators*, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, Núm. 3, pp. 4-14, Septiembre 2009. **Índices de calidad:** Revista de reciente aparición (2007) de la prestigiosa IEEE Industrial Electronics Society. Revisión por pares. Comité científico internacional. Publica sólo 4 números al año. Indexada en: Science Citation Index Expanded (SciSearch) y Journal Citation Reports / Science Edition. Está indexada también en el ISI y en SCOPUS. Está pendiente de índice de impacto (JCR) en 2009.
 5. J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, M.A. Bohórquez, J.E. Carretero, *A new approach to obtain I-V and P-V curves of PV panels by using DC-DC converters*, Proc. of the 31st

IEEE Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2005, Orlando, EEUU. pp. 1769-1772, January 3-7, 2005. **Índices de calidad:** Congreso internacional del mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS. Este trabajo tiene ya 9 citas.

6. M.A. Bohórquez, J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.E. Carretero, J.M. Andújar, *Analysis and monitoring of failures in PV panels by means of I-V and P-V curves using DC-DC converters*, Proc. of the World Renewable Energy Congress , WREC 2005, Aberdeen, Scotland, UK. pp. 477-483, May 22-27, 2005.
7. J.M. Andújar, J.M. Enrique, E. Durán, M.A. Bohórquez, *Sistema para la generación automática de curvas I-V, P-V y monitorización de módulos fotovoltaicos*, Proc. XXV Jornadas de Automáticas. ISBN: 84-688-7460-4. Ciudad Real, 2004.

- *Comparación de diferentes convertidores CC/CC para la obtención de las curvas I-V y P-V de generadores FVs.*

El método basado en convertidores CC/CC ha sido comprobado experimentalmente sobre diferentes configuraciones: Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Cuk, SEPIC, Zeta, Buck-Boost en cascada, y Boost-Buck en cascada. Esto ha permitido seleccionar la topología más adecuada para esta aplicación, dando origen a la publicación de los trabajos siguientes:

1. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andújar, *A New Method to Obtain I-V Characteristics Curves of Photovoltaic Modules Based on SEPIC and Cuk Converters*, EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal), vol. 18, Núm. 2, Pag. 5-15, Septiembre 2008. **Índices de calidad:** Órgano Oficial de la Asociación EPE (European Power Electronics and Drives). Revista

incluida en el JCR en la categoría engineering, electrical & electronic. Índice de impacto 2008: 0,435. Pos. 180/229.

2. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J. M. Andújar, *Comparative Analysis of Buck-Boost Converters Used to Obtain I-V Characteristic Curves of Photovoltaic Modules*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 2036-2042, 2008. **Índices de calidad:** Congreso internacional del mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS.
 3. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andújar, *A New Application of the Buck-Boost-Derived Converters to Obtain the I-V Curve of Photovoltaic Modules*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 413-417, 2007. **Índices de calidad:** Congreso internacional del mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS. Este trabajo tiene ya 5 citas.
- *Comparación de diferentes métodos para la obtención de las curvas I-V y P-V de generadores FVs.*

La comparación de los diferentes métodos en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste, ha permitido establecer las ventajas e inconvenientes de la metodología basada en convertidores CC/CC, dando origen a la publicación del trabajo siguiente:

1. E. Durán, M. Piliouguine, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J.M. Andújar, *Different Methods to Obtain the I-V Curve of PV Modules: A Review*, Proceedings of the 33rd IEEE PVSC, San Diego, CA, 2008.

- *Implementación del barrido del ciclo de servicio (DCS) mediante microcontrolador y controladores digitales de señal.*

El desarrollo de un nuevo algoritmo de control basado en el barrido del ciclo de servicio (DCS), implementado en microcontroladores y controladores digitales de señal, ha permitido realizar el recorrido de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos, lo cual ha dado origen a la publicación de los trabajos siguientes:

1. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J.M. Andújar, *Measurement method for PV modules based on DC-DC converters with microcontroller* Proc. of 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, España. pp. 1-10, Septiembre 8-10, 2009.
2. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, M. Ferrera, J. M. Andújar, *A New Application of Duty Cycle Sweep Based on Microcontroller to Obtain the I-V Characteristic Curve of Photovoltaic Modules*, IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1023-1028, Chengdu, China, 2008. **Índices de calidad:** Congreso internacional del mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS.
3. J.M. Andújar, E. Durán, *Barrido y Control del Ciclo de Servicio en la Modulación PWM Mediante Microcontrolador: una Aplicación a los Generadores Fotovoltaicos*, Actas de las XXVII Jornadas de Automática, pp. 1224-1228. ISBN: 84-689-9417-0, (2006).

- *Aplicación y evaluación de técnicas de reducción de rizado (inductores acoplados e intercalado de convertidores CC/CC).*

La aplicación y evaluación de técnicas de reducción de rizado (inductores acoplados e intercalado de convertidores CC/CC) que permiten una mejora

significativa en la reproducción de las curvas $I-V$ y $P-V$ del generador fotovoltaico, ha dado origen a la publicación de los trabajos siguientes:

1. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, F. Segura, *An Application of Interleaved DC-DC Converters to Obtain I-V Characteristics Curves of Photovoltaic Modules*, 34th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 2284-2289, 2008.
2. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, *Interleaved DC-DC Converters to Obtain the I-V Characteristic Curve of photovoltaic Modules*, Proceedings of 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference. European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 318-321, ISBN: 3-936338-22-1, 2007.
3. E. Durán, J.M. Enrique, M.A. Bohórquez, M. Sidrach-de-Cardona, J.E. Carretero, J.M. Andújar, *A new application of the coupled-inductors SEPIC converter to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules*, Proc. of 11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005, Dresden, Germany, pp. 123-130, September 11-14, 2005. **Índices de calidad:** Congreso internacional del mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS.
4. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Enrique, M.A. Bohórquez, J.E. Carretero, J.M. Andújar, *New I-V Photovoltaic Curves Tracer Based on DC-DC Converters With Coupled Inductors*, Proceedings of 20th European Photovoltaic Solar Energy Conference . European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 2101-2104, ISBN: 3-936338-19-1, 2005.

- *Técnicas de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia en sistemas fotovoltaicos.*

Los convertidores CC/CC junto con los sistemas de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT) son usados para evitar las pérdidas que se produce en los sistemas fotovoltaicos como consecuencia de que el punto de trabajo del generador no esté en el MPPT. El análisis de las diferentes topologías de convertidores CC/CC para esta aplicación, ha dado origen a la publicación del trabajo siguiente:

1. J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, *Theoretical assessment of the maximum power point tracking of photovoltaic facilities with different converter topologies*, Solar Energy, pp. 31-38, 2007.

- *Aplicación de convertidores de potencia al control y regulación de la potencia en sistemas híbridos: fotovoltaico + pila de combustible + baterías.*

Esta Tesis se ha desarrollado en el seno del Grupo de Investigación de forma paralela a otras, creándose sinergias entre ellas, ya que sus objetivos eran culminar tareas de un mismo proyecto. Fruto de esto han sido colaboraciones puntuales entre doctorandos para combinar resultados conformando sistemas más complejos, lo cual en el caso del autor de esta memoria ha dado origen a las publicaciones siguientes:

1. F. Segura, E. Durán, J.M. Andújar, *Design, building and testing of a stand alone fuel cell hybrid system*, Journal of Power Sources, Vol. 193(1), pp. 276-284, 2009. **Índices de calidad:** Revista incluida en el JCR. Es la nº 4 en la categoría *energy & fuels*. Índice de impacto 2008: 3,477. Pos. 4/67.

2. F. Segura, J.M. Andújar, E. Durán, *AC and DC Output Fuel Cell Hybrid System: Design, Building and Testing*. 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, Spain, ISBN: 9789075815009/IEEE CATALOG Number CFP09850 – CDR, 2009.
3. F. Segura, E. Durán, J.M. Andújar, J. Brey, C. García. *Design and verification methodology reconfigurable for the loads of fuel cells*. Fuel Cells Science and Technology 2008. Scientific Advances in Fuel Cell Systems, Copenhagen, Dinamarca, Fuel cells science and technology 2008, P1.56-P1.56.

Proyectos de investigación que financian la Tesis

- *Diseño de un Sistema de propulsión controlado por lógica borrosa para un vehículo de emisión cero (DPI2005-01065).*

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 15/10/2005 a 15/10/2006

Subvención: 11.900 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

- *Sistema híbrido generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante (DPI2007-62336).*

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 01/10/2007 a 30/09/2010

Subvención: 121.000 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

- *Diseño, desarrollo, construcción y pruebas de un sistema generador de energía eléctrica basado en pilas de combustible, integrando un depósito de hidrógeno y un electrolizador para la producción del mismo*

Empresa financiadora: Hynergreen Technologies, S.A.

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 01/07/2006 a 31/12/2008

Cuantía del proyecto: 208.800 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

Patente

1. E. Durán, J.M. Andujar, M. Sidrach-de-Cardona, *Procedimiento y dispositivo de medida de las curvas características en sistemas fotovoltaicos*, patente registrada con número P200930198, 2009.

Capítulo 2

Fundamentos de la Tecnología FV: Caracterización de Dispositivos

En este capítulo se describen los diferentes tipos de células solares, las cuales constituyen el elemento básico de un sistema FV, y se resalta la importancia de la caracterización y medida de las curvas $I-V$ de generadores FVs. En la primera parte del capítulo se presentan las características de la radiación solar, se realiza un resumen de la historia de la tecnología fotovoltaica y las diferentes tecnologías empleadas en la fabricación de células solares. En la segunda parte se revisa la normativa relacionada con la caracterización de dispositivos FVs junto con los métodos actuales que permiten dicha medida. Finalmente se comparan los diferentes métodos descritos en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

2.1. Introducción

El Sol es una fuente de energía con un flujo radiante de $3,86 \cdot 10^{26}$ W, equivalente a una densidad de 62,5 MW por cada m^2 de superficie solar; y es el origen de todas las energías renovables. La Tierra recibe del Sol una cantidad de energía anual de aproximadamente $5,4 \cdot 10^{24}$ J, cifra que equivale a 4.500 veces la energía que se consume. La irradiancia solar (radiación por unidad de superficie, W/m^2) que llega a la Tierra es de aproximadamente $1 \text{ kW}/\text{m}^2$. La radiación recibida por unidad de superficie procedente de un foco puntual de flujo radiante constante varía en razón inversa al cuadrado de la distancia entre el foco y el receptor (Sol y Tierra, respectivamente).

El Sol emite radiación electromagnética con una distribución espectral que abarca desde 100 nm hasta 2.500 nm, similar a la emisión de radiación de un cuerpo negro a 6.000 K. Un 5% de la energía corresponde al intervalo de longitudes de onda inferiores a 380 nm, un 49% a longitudes de onda entre 380 y 780 nm (región visible) y el 46% restante a longitudes de onda superiores a las 780 nm.

Tanto la irradiancia solar total como su distribución espectral varían debido a que los rayos solares, al atravesar la atmósfera, son a la vez parcialmente absorbidos y dispersados. El espesor efectivo de atmósfera que los rayos solares deben atravesar varía en función del movimiento aparente del Sol sobre la bóveda celeste. También varía la composición de la atmósfera de unos días a otros, e incluso de unos instantes a otros, así como la aleatoriedad en la existencia o no de nubes y en las características de éstas [1].

En término medio solo el 47% de la radiación incidente sobre la atmósfera terrestre alcanza la superficie del planeta. El 31% lo hace directamente (radiación directa) y el otro 16% (radiación difusa) después de ser dispersada por polvo en suspensión, vapor de agua y moléculas del aire. La energía restante, un 53%, es reflejada hacia el espacio exterior o absorbida en la atmósfera.

A consecuencia de la interacción de la radiación solar con la atmósfera, la energía que llega a la superficie tiene diferentes componentes: radiación directa (no sufre ningún fenómeno y llega a la Tierra en la dirección del Sol) y radiación difusa (procede del resto de direcciones). A las componentes directa y difusa hay que añadir que un captador inclinado también puede recibir radiación previamente reflejada en el suelo. El conjunto de radiaciones que alcanza la superficie terrestre, suma de todas las radiaciones, se denomina radiación global.

Cuando la radiación solar atraviesa la atmósfera terrestre es absorbida y reflejada en forma selectiva, modificando su distribución espectral. Se define masa de aire (*Air Mass*, AM) x , al espesor de atmósfera atravesado por la radiación solar para una dirección angular dada, respecto del espesor correspondiente al Sol en el zenit (vertical del lugar) [1]. Para ángulos de elevación del Sol θ_z (distancia cenital), comprendidos entre aproximadamente 30° y 90° , la variación de masa de aire atmosférica en función de θ_z se puede aproximar mediante la ecuación 2.1.

$$x \approx \frac{1}{\cos \theta_z} \quad (2.1)$$

AM se define como AM0 fuera de la atmósfera, donde la intensidad de la radiación electromagnética llega a ser de 1.400 W/m^2 , se usa en aplicaciones espaciales. Sobre la Tierra y a nivel del mar, la menor masa de aire corresponde a la incidencia vertical de la radiación solar sobre un punto dado de la Tierra, ya que en tal caso, $\theta_z = 90^\circ$ y $x = 1$. Esto corresponde a una potencia de 1.000 W/m^2 y a un nivel de radiación solar AM1.0. Al ángulo de incidencia en el que la potencia de la radiación electromagnética se reduce aproximadamente la mitad (800 W/m^2) de la existente en el exterior de la atmósfera, se le denomina AM2.0. En aplicaciones terrestres, se usa AM1.5, que corresponde a una distancia cenital de $48,19^\circ$, y al espectro recibido en una superficie inclinada 37° respecto a la horizontal mirando al Sol (figura 2.1).

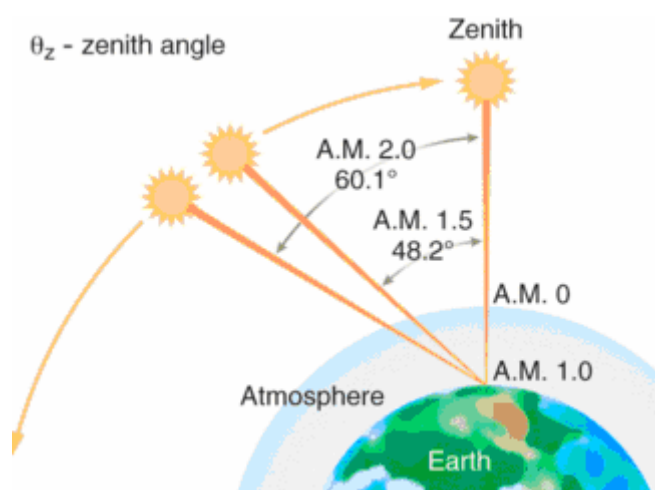


Figura 2.1 Irradiancia solar. AM0 equivale al nivel de irradiancia por encima de la atmósfera. AM1.0 representa el nivel de irradiancia recibido en la Tierra a nivel del mar con el Sol en el cenit. AM1.5 con el Sol en un ángulo oblicuo de 48.2° , con un mayor recorrido óptico a través de la atmósfera de la Tierra; y AM2.0 un ángulo oblicuo que se extiende a 60.1° . Fuente: LaserFocusWorld.

2.2. Breve recorrido histórico sobre la tecnología fotovoltaica

A lo largo de la historia, tanto el ser humano como otros seres vivos han utilizado la energía solar como opción energética y fuente de vida, pero no fue hasta mediados del siglo XIX cuando se descubrió la posibilidad de utilizar la luz solar como fuente para la producción de energía eléctrica.

A continuación se muestra un breve esquema sobre la historia de la energía solar fotovoltaica.

- El descubrimiento en **1839** de Alexandre Edmond Becquerel (Fig. 2.2) es considerado como el punto de partida.

Alexandre Edmond Becquerel descubrió que se generaban pequeñas cantidades de corriente cuando se iluminaba uno de los electrodos de una

solución electrolítica conductora, y apreció un aumento de la generación eléctrica con la luz.



Figura 2.2 Alexandre Edmond Becquerel (1820-1891).

- En **1873** Willoughby Smith (Fig. 2.3) descubre el efecto fotovoltaico en el Selenio sólido.



Figura 2.3 Willoughby Smith (1828-1891).

- En **1877** W. G. Adams y R. E. Day observan el efecto fotovoltaico en Selenio sólido. Construyen la primera fotocélula de Selenio [1].
- En **1900** Max Planck postula la naturaleza cuántica de la luz.

- En **1904** Albert Einstein publica su trabajo acerca del efecto fotovoltaico, al mismo tiempo que un artículo sobre la teoría de la relatividad.
- En **1921** Albert Einstein obtiene el Premio Nobel de Física por sus teorías explicativas del efecto fotovoltaico; *for his services to Theoretical Physics, and especially for his discovery of the law of the photoelectric effect.*
- En **1947** John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley de los laboratorios Bell inventan el transistor bipolar; empieza el desarrollo de la tecnología del silicio.
- En **1954** Daryl Chapin, Calvin Fuller y Gerald Pearson (Fig. 2.4a) de los Laboratorios Bell Telephone desarrollan la primera célula de silicio (Fig. 2.4b), y publican el artículo *A New Silicon p-n junction Photocell for converting Solar Radiation into Electrical Power*. Esta célula da origen a la primera estructura fotovoltaica que lograba convertir luz en electricidad con una eficiencia razonable (6%) [2].



a)



b)

Figura 2.4 a) Gerald Pearson, Daryl Chapin, y Calvin Fuller autores del prototipo. Fuente: California Solar Center. b) Prototipo de célula FV desarrollada en 1954 formada por tiras de papel de silicio incrustado en plástico transparente; proporcionaba 0,185 W. Fuente: IEEE Spectrum.

- En **1955** se desarrolla el primer producto fotovoltaico para aplicaciones espaciales. La empresa Hoffman Electronic (EE.UU.) comercializa células con una eficiencia del 3% de 14 mW a 1.500 \$ por watio pico (Wp).
- En **1957** Hoffman Electronics fabrica células que alcanzan un rendimiento del 8%.
- En **1958** se lanza el Vanguard I, el primer satélite alimentado parcialmente con energía solar fotovoltaica. El satélite lleva instalados 0,1 W en una superficie aproximada de 100 cm², para alimentar un transmisor de 5 mW. La Unión Soviética muestra en la exposición Universal de Bruselas sus células fotovoltaicas con tecnología de silicio.



Figura 2.5 Satélite Vanguard I.

- En **1959** Hoffman Electronic alcanza el 10% de rendimiento en sus células comerciales.
- En **1962** se lanza el primer satélite de comunicaciones, el Telstar, con una potencia fotovoltaica instalada de 14 W.
- En **1963** se instala en Japón un sistema de 242 W en un faro. Sharp desarrolla una forma práctica de producir módulos de silicio.

- En **1964** la nave espacial Nimbus es lanzada con 470 W de paneles fotovoltaicos instalados.
- En **1967** se desarrolla la primera célula solar de película delgada (*thin-film*) mediante sulfuro de cadmio (*CdS*). Se descubren nuevos materiales fotovoltaicos para aumentar el rendimiento de las células en base a trabajos teóricos con arseniuro de galio (*GaAs*), arseniuro de indio (*InAs*) y telurio de cadmio (*CdTe*). Se establecen las estrategias de implementación tipo tándem, y células multiunión.
- En **1973** la Universidad de Delaware construye *Solar One*, una de las primeras viviendas con energía fotovoltaica. Las placas fotovoltaicas instaladas en el techo tenían una doble función: generar energía eléctrica y actuar de colector solar (calentado el aire bajo ellas; el aire era llevado a un intercambiador de calor para acumularlo). Ese mismo año, la nave espacial Skylab lleva instalados 20 kW de paneles.



Figura 2.6 Skylab.

- Entre **1974-1977** se fundan las primeras compañías dedicadas a energía solar. Las aplicaciones terrestres superan a las aplicaciones espaciales. El Lewis Research Center (LeRC) de la NASA establece las primeras aplicaciones en lugares aislados. La producción de paneles fotovoltaicos en el mundo supera los 500 kW.
- En **1978** el Lewis Research Center (LeRC) de la NASA instala un sistema FV de 3,5 kWp en la reserva india Papago (Arizona). Se emplea hasta la

llegada de las líneas eléctricas en 1983, y apartir de entonces se dedica exclusivamente al bombeo de agua. J. M. Woodall y H. J. Hovel desarrollan células con *GaAs* que consiguen rendimientos del 21.9%.

- En **1980** ARCO Solar es la primera empresa que alcanzó una fabricación industrial de 1 MW de módulos al año.
- En **1981** se desarrolla el primer avión movido por energía fotovoltaica, *Solar Challenger*. Se instala en Jeddah, Arabia Saudi, una planta desalinizadora abastecida por un sistema FV de 8 kW.
- En **1982** la producción mundial de células fotovoltaicas supera los 9,3 MW. Entra en funcionamiento la planta *ARCO Solar Hesperia* en California de 1 MW. Volkswagen comienza a investigar sobre vehículos con techos solares.
- En **1983** la producción mundial de energía fotovoltaica supera los 21,3 MW, y las ventas superan los 250 millones de \$. El *Solar Trek*, un vehículo alimentado con energía solar con 1 kW atraviesa Australia; 4.000 km en menos de 27 días. La velocidad máxima es 72 km/h, y la media 24 km/h. ARCO Solar construye una planta de energía solar de 6 MW en California, en una extensión de 120 acres (48 hectáreas); conectada a la red eléctrica, suministra energía para unas 2.500 viviendas.
- En **1992** se instala una planta fotovoltaica en la Antártida (Lago Hoare) de 0,5 kW, con baterías de 2,4 kWh. Se utiliza para abastecer los equipamientos de laboratorio, iluminación, PCs e impresoras y un pequeño horno microondas.
- En **1994** se celebra la primera Conferencia Mundial fotovoltaica en Hawai.
- En **1996** el avión Ícaro, recubierto de 3.000 células fotovoltaicas con una superficie de 21 m² sobrevuela Alemania.

- En **1997** los primeros módulos utilizando triple unión de células de silicio amorfo son comercializados por Sharp y Sanyo.
- En **1998** se celebra la segunda Conferencia Mundial fotovoltaica en Viena. Se alcanza un total de 1.000 MWp de sistemas fotovoltaicos instalados.
- En **2000** Alemania y Japón despuntan a nivel mundial como productores. Alemania se pone a la cabeza como consumidor. En España se alcanzan los 12 MW de potencia instalada y se promueven subvenciones mediante el PER 2000-2010.
- En **2002** se producen más de 500 MWp de generadores fotovoltaicos en un año.
- En **2003** se celebra la tercera Conferencia Mundial fotovoltaica en Japón y continúa el desarrollo sostenido, al contar con el apoyo de la sociedad y las administraciones de los países desarrollados. La potencia instalada en España asciende a 27 MW.
- En **2004** se producen e instalan más de 1.000 MW de módulos fotovoltaicos a nivel mundial.
- En **2005** la revisión del PER en España para el periodo 2005-2010 fija como nuevo objetivo el incremento de potencia fotovoltaica a 400 MW.
- En **2007** se producen más de 2.000 MW de módulos fotovoltaicas a nivel mundial.
- En **2008** se producen e instalan más de 5.700 MW de módulos fotovoltaicos a nivel mundial. En España se alcanzan 2.600 MW, lo que supone el 45,2% de la potencia total instalada. Andalucía aporta el 0,60%.

La figura 2.7 recoge la situación del mercado fotovoltaico mundial y español en 2008. La figura 2.8 muestra una de las plantas fotovoltaicas de mayor tamaño instaladas en España.

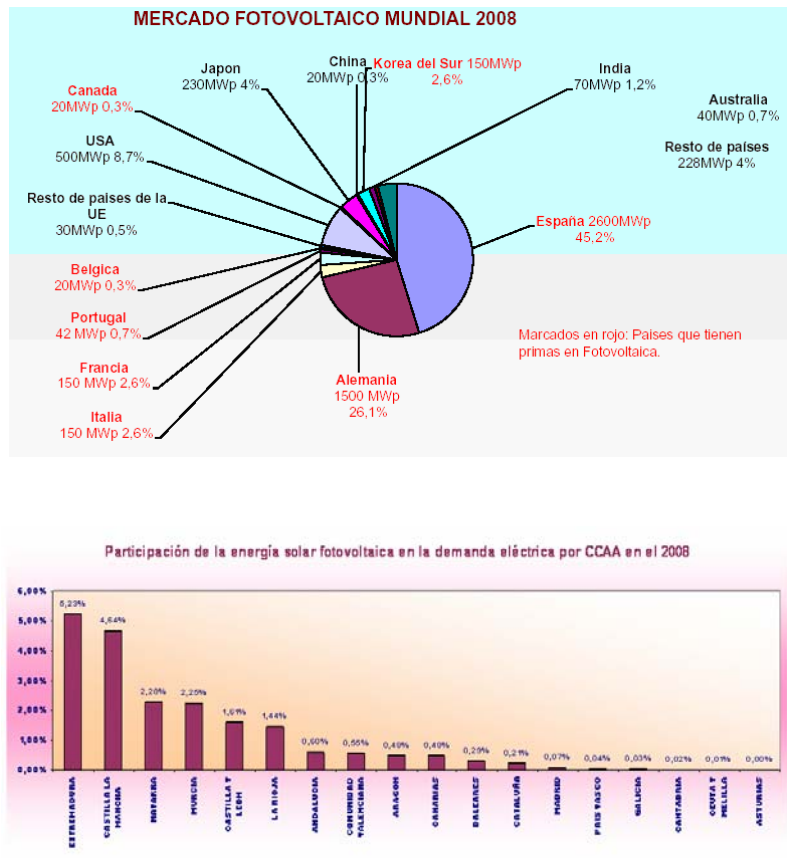


Figura 2.7 Mercado fotovoltaico mundial y español en 2008. Fuente: ASIF (Asociación de la Industria Fotovoltaica).



Figura 2.8 Planta solar de Olmedilla de Alarcón (Cuenca), construida en septiembre de 2008. Ocupa 50 hectáreas con una potencia instalada de 60 MWp y una capacidad de 85 GWh. Fuente: NOBESOL.

2.3. Fundamentos, tipos y características de células solares

El elemento básico de un sistema FV es una célula solar. Las células solares se asocian en serie y en paralelo, su posterior encapsulado da como resultado la obtención de los conocidos paneles o módulos FVs. Los módulos a su vez se pueden conectar, formando un número conveniente de cadenas (*arrays*). De este modo es posible realizar tanto pequeños sistemas FVs de baja potencia (con sólo unos pocos vatios), como grandes instalaciones (centrales de varios megavatios).

El proceso de conversión de energía fotovoltaica puede ser explicado mediante el circuito equivalente de una célula solar conectada a una carga mostrado en la figura 2.9 [3].

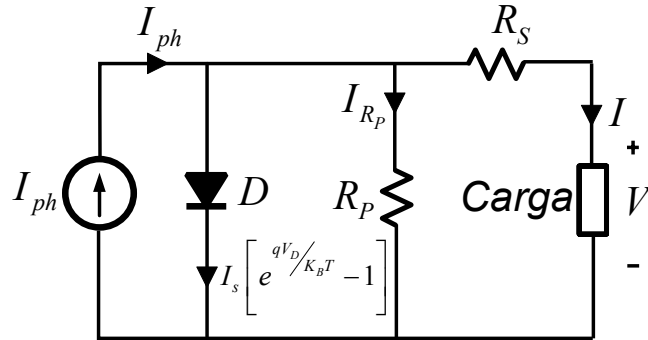


Figura 2.9 Circuito equivalente de una célula solar.

Parte de la energía producida por una célula, se disipa a través de las resistencias de contacto (R_s) y a través de corrientes de fuga entre ambos lados del dispositivo (R_p). Eléctricamente, estos efectos son equivalentes a dos resistencias parásitas en serie y en paralelo (R_s y R_p mostradas en la figura 2.9).

En este circuito, la corriente I proporcionada por la célula solar es proporcional a la corriente producida por la fuente I_{ph} , la cual representa la corriente fotovoltaica generada. Cuando la corriente por la carga (I) en el circuito mostrado en la figura 2.9 es cero (circuito abierto), prácticamente toda la corriente generada circula a través del diodo (despreciando la que circula por R_p), obteniéndose la condición de circuito abierto en los extremos de la célula. Esta corriente es denominada corriente de oscuridad, en analogía a la corriente que circularía por la célula en ausencia de iluminación cuando ésta es sometida a una diferencia de potencial V (ecuación 2.2).

$$I_{oscuridad} = I_s \left[e^{qV/K_B T} - 1 \right] \Rightarrow V_{oc} = \frac{K_B T}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_s} + 1 \right) \quad (2.2)$$

Donde K_B es la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura en Kelvin, q es la carga de un electrón ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C), I_{sc} la corriente de cortocircuito e I_s la corriente inversa de saturación del diodo. La ecuación 2.2 indica que V_{oc} se incrementa con la intensidad de la luz solar siguiendo una función logarítmica.

Las características I - V de una célula solar iluminada son mostradas en la figura 2.10. El régimen de funcionamiento de una célula solar abarca desde $V = 0$ (cortocircuito) hasta V_{oc} (circuito abierto). Excepto en estos dos puntos, la célula proporciona potencia eléctrica. V_{oc} representa la máxima tensión proporcionada por la célula a corriente cero (sin carga o en vacío), mientras que I_{sc} representa la máxima corriente extraíble con tensión cero (carga en cortocircuito). Para $V < 0$ la célula consume potencia para generar una foto corriente, la cual da origen a la emisión de luz.

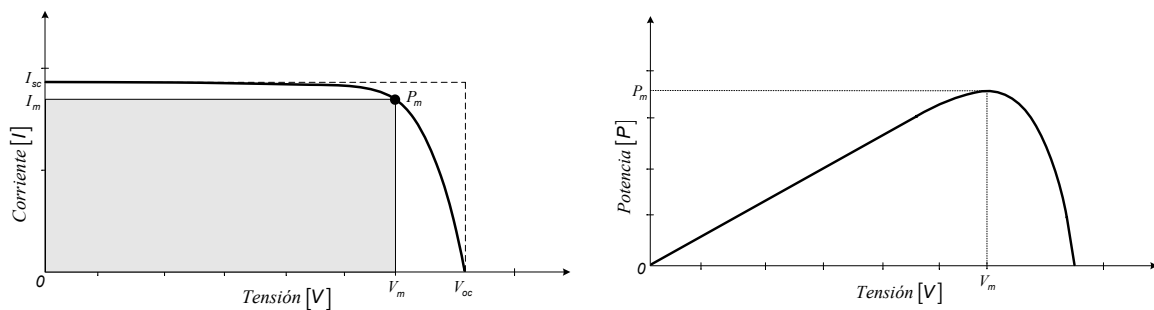


Figura 2.10 Características I - V y P - V de una célula iluminada.

Respecto de la figura 2.10, tanto R_s como R_p deterioran la forma de la curva comparada con el rectángulo definido por los valores V_{oc} e I_{sc} . Para obtener células eficientes se requiere R_s pequeña y R_p grande.

La ecuación de Shockley (ecuación 2.3) describe la relación entre la tensión (V) y la corriente (I) proporcionada por una célula.

$$I = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{q(V+IR_s)}{AK_B T}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.3)$$

Las curvas características mostradas en la figura 2.10 presentan un punto de máxima potencia, P_m , en V_m e I_m , donde la potencia proporcionada por la célula es máxima. La potencia suministrada por una célula puede ser maximizada, maximizando el área bajo la curva I - V (figura 2.10). El factor de forma (FF, *fill factor*) dado por la ecuación 2.4, es un indicador de la calidad de una célula, y mide la relación entre el área definida por V_m e I_m respecto de la establecida por V_{oc} e I_{sc} ,

que serían ambas un rectángulo (línea discontinua y área sombreada de la figura 2.10).

$$FF = \frac{I_m V_m}{I_{sc} V_{oc}} \quad (2.4)$$

La eficiencia de una célula, ecuación 2.5, es la densidad de potencia entregada en el punto de funcionamiento respecto de la densidad de potencia de la luz incidente (P_s)

$$\eta = \frac{I_m V_m}{P_s} \quad (2.5)$$

Los cuatro parámetros descritos: I_{sc} , V_{oc} , FF y η establecen las características de una célula solar. A efectos de comparación, estos parámetros deben ser expresados bajo condiciones estándar (STC) de iluminación: AM1.5, una densidad de potencia incidente de 1.000 W/m^2 (que se define como 1 sol) y a una temperatura ambiente de 25°C . Cabe destacar que la media de densidad de potencia solar de la superficie terrestre es de 170 W/m^2 , es decir, una sexta parte de la densidad estándar elegida para comparar la eficiencia de células solares. Se ha de tener también en cuenta que la eficiencia de las células convencionales disminuye rápidamente a bajas densidades de potencia, y que células con menor eficiencia nominal pueden proporcionar un mejor rendimiento a menor intensidad de luz y temperatura más alta.

La tabla 2.1 muestra que las células con mayor densidad de corriente tienden a tener menor V_{oc} [4 y 5]. Esto es una consecuencia del salto de energía (*band gap*) del semiconductor empleado. En general, las diferentes aplicaciones fotovoltaicas requieren un compromiso entre la fotocorriente y la tensión V_{oc} .

TABLA 2.1 Características de algunos tipos de células solares.

Tipo de Célula	Área (cm ²)	V _{oc} (V)	Densidad de corriente (mA/cm ²)	FF	Eficiencia (%)
<i>c-Si</i>	4,0	0,706	42,2	82,8	24,7
<i>p-Si</i>	1,1	0,654	38,1	79,5	19,8
<i>a-Si</i>	1,0	0,887	19,4	74,1	12,7
<i>GaAs</i>	3,9	1,022	28,2	87,1	25,1
<i>CuInGaSe₂</i>	1,0	0,669	35,7	77,0	18,4
<i>CdTe</i>	1,1	0,848	25,9	74,5	16,4

El principio físico que rige la conversión fotovoltaica de una célula solar puede ser también explicado tomando como base una unión *p-n* de material semiconductor. Cuando la luz solar incide sobre dicha unión (generalmente sobre el lado *n*), los fotones que la constituyen suministran la cantidad de energía necesaria a los electrones de valencia del semiconductor para romper el enlace que los mantenía unidos a sus átomos respectivos [6].

En los sólidos covalentes, los átomos están ligados por electrones de valencia compartidos, con lo que estos electrones forman parte de la banda de valencia.

En semiconductores absolutamente puros (*intrínsecos*), la conducción por electrones y huecos es el producto de la rotura de los enlaces entre sus átomos. La concentración de electrones *n* es igual a la concentración de huecos *p*; a estas concentraciones se denominan concentraciones intrínsecas de portadores *n_i* de un semiconductor. En el cero absoluto (0 K), los electrones permanecen fijos en la banda de valencia, mientras que la banda de conducción está totalmente vacía, con lo que los semiconductores intrínsecos se comportan como aislantes.

Cuando por aumento de la temperatura u otra causa, la energía de un electrón alcanza la necesaria para liberarse de su enlace, puede pasar de la banda de valencia a la de conducción, y por tanto, superar la banda prohibida (1,12 eV para el *Si*). En esas circunstancias, el electrón abandona su estado en la banda de valencia y pasa a ocupar un estado en la banda de conducción, comportándose a partir de ese momento como un electrón libre de un metal. En la banda de valencia, a su vez, se

ha creado un vacío o hueco correspondiente al nivel de energía que ha dejado vacante el electrón, el cual puede ser ocupado por electrones de la banda de valencia [7].

Una forma de conseguir que existan electrones libres en la banda de conducción es a base de introducir impurezas en el semiconductor intrínseco, es decir, dopándolo, dando lugar a un semiconductor *extrínseco*. Para obtener semiconductores extrínsecos se introduce en el cristal cierto número de impurezas con una concentración mucho menor que la del constituyente básico.

Cuando impurezas especiales, conocidas como dopantes, se introducen en un semiconductor, pueden controlar la concentración relativa de electrones en la banda de conducción y de huecos en la banda de valencia. Estas impurezas pueden ser donadoras (cuando aportan electrones a la banda de conducción) o bien aceptadoras (crean defecto de electrones en la banda de valencia). En el primer caso, la concentración de electrones es mucho mayor que la de huecos, y debido a que la corriente se debe esencialmente a los electrones, estos semiconductores son denominados tipo *n*. En el segundo caso, la concentración de huecos es mucho mayor que la concentración de electrones, los portadores de la corriente son los huecos y el semiconductor se denomina de tipo *p*. Los portadores de estas bandas pueden por lo tanto difundirse cuando la perturbación (comunicación de energía externa) sea apropiada.

Cuando un flujo de fotones incide sobre una célula construida a partir de una unión *p-n*, parte de ellos son absorbidos en el material. Los fotones que poseen una energía mayor al salto energético (*band gap*, E_G) entre la banda de conducción y la de valencia, pueden ser absorbidos y forzar el salto de un electrón entre estas dos bandas. Como este salto deja un hueco en la banda de valencia, la absorción de un fotón genera un par electrón-hueco. Si esta generación tiene lugar a una distancia de la unión inferior a la denominada *longitud de difusión*, existe una alta probabilidad de que estos portadores sean separados por el elevado campo eléctrico existente en la unión *p-n*, produciéndose la separación de ambas cargas; el electrón se desplaza

hacia la zona n y el hueco hacia la zona p , creándose con ello una corriente eléctrica cuando ambas regiones son conectadas mediante un circuito exterior.

El salto energético entre bandas limita la porción de radiación que puede ser absorbida en un semiconductor. Sólo los fotones con energía mayor a E_G son capaces de crear un par electrón-hueco (figura 2.11) y, por tanto, contribuir al proceso de transformación energética. Esto establece que en una célula fotovoltaica se ha de minimizar la reflexión y la recombinación y maximizar la absorción.

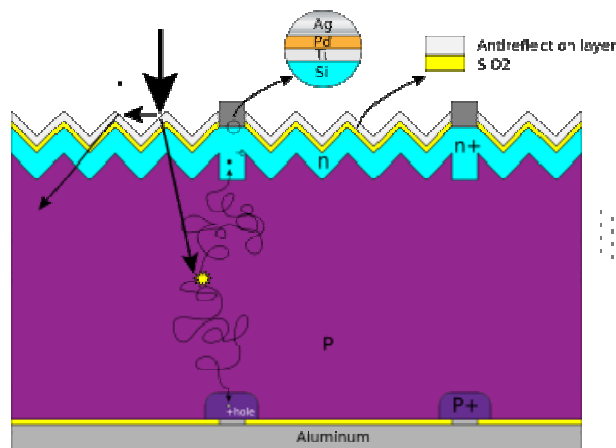


Figura 2.11 Sección de una célula fotovoltaica.

Si la longitud de difusión es muy corta (corto recorrido), existe una elevada probabilidad de que después de su creación, el electrón y el hueco vuelvan a recombinarse, y por tanto, de no generar corriente eléctrica. Esta energía luminosa, que en principio fue absorbida para crear el par, se transforma en calor, hecho no deseable en las células fotovoltaicas, pues es éste uno de los mecanismos más importantes de pérdidas. Por tanto, aquellos fotones con energía mayor que E_G , utilizarán la parte sobrante en calentar el semiconductor, y los que contengan menos energía pasarán a través del material (figura 2.12) sin producir corriente eléctrica [8].

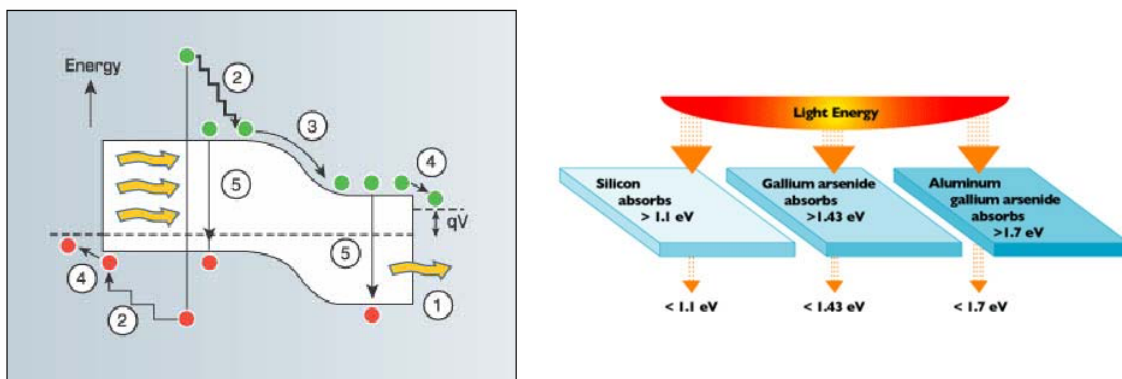


Figura 2.12 Proceso de pérdidas a nivel de células solares: (1) fotones no absorbidos con energía menor a E_G ; (2) pérdidas térmicas debido al calentamiento del semiconductor; (3) y (4) pérdidas debido a los contactos; (5) pérdidas debido a la recombinación. Fuente: University of New South Wales, Australia.

La energía que contiene un fotón varía en función de su longitud de onda, yendo desde los 0,5 eV hasta los 2,9 eV. La luz roja tiene una energía de 1,7 eV y la azul de 2,7 eV. De esta forma, la naturaleza espectral de la luz solar es un aspecto fundamental que afecta al diseño eficiente de las células solares (figura 2.13).

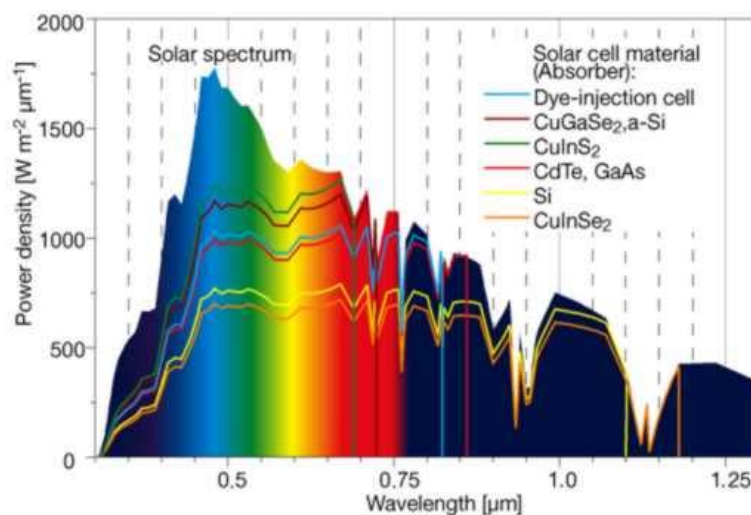


Figura 2.13 Espectro de la luz solar y eficiencia cuántica de los semiconductores más empleados en células solares. Fuente: Hahn-Meitner-Institut Berlin.

Los cristales de silicio tienen un salto de banda de 1,12 eV. El de otros semiconductores varía entre 1,0 eV y 1,6 eV. La tabla 2.2 indica el salto energético de los principales semiconductores.

TABLA 2.2 Saltos energéticos E_G de algunos semiconductores.

Semiconductor	E_G (eV)
<i>Te</i>	0,33
<i>Ge</i>	0,67
<i>CuInSe₂</i>	1,05
<i>Si</i> cristalino	1,12
<i>Cu₂S</i>	1,20
<i>InP</i>	1,34
<i>GaAs</i>	1,42
<i>CdTe</i>	1,45
<i>CdSe</i>	1,72
<i>Si</i> amorfo	-1,75
<i>Cu₂O</i>	2,10
<i>GaP</i>	2,25
<i>CdS</i>	2,42
<i>TiO₂</i>	3,00

Si bien el desarrollo tecnológico de la industria microelectrónica trajo aparejado el mayor énfasis en la investigación y desarrollo de células de *Si*, existen otros materiales semiconductores que tradicionalmente han sido utilizados y que continúan en investigación para usos fotovoltaicos [9]:

- Silicio (mono y policristalino).
- Silicio amorfo hidrogenado (*a-Si(H)*)
- Compuestos formados por elementos de las columnas III y V de la tabla periódica: *GaAs*, *InP*, *GaInP*, *AlGaAs*.
- Compuestos formados por elementos de las columnas II y VI de la tabla periódica: *CdS*, *CdTe*.
- Materiales compuestos: *Cu₂InGaSe₄*, *CuInSe₂* (CIS), *CuInGaSe* (CIGS).

El ciclo de Carnot, que proporciona la eficiencia de un motor térmico ideal (ecuación 2.6), puede ser utilizado para calcular de forma teórica el porcentaje de luz solar que puede ser convertido en electricidad. Para ello, asumiendo que la radiación solar es la de un modelo de cuerpo negro, con temperatura (T_1) de la superficie solar de 6.000 K y temperatura de la célula de 300 K (T_2), se tiene que [9]:

$$\eta = 1 - \frac{T_2}{T_1} \Rightarrow \eta = 1 - \frac{300}{6000} = 0,95 \quad (2.6)$$

Landsberg y Baruch calcularon en 1989 que el límite termodinámico teórico se situaba entorno al 86% [10]. Sin embargo, el máximo rendimiento que una célula de una sola unión $p-n$ puede proporcionar está limitado por el balance de energía descrito por Shockley-Queisser [11] en 1961, y se sitúa entorno al 32% [12].

Esta diferencia respecto al límite descrito por Shockley-Queisser se debe al hecho de que una célula simple está caracterizada por dos niveles de energía, aún cuando el espectro solar contiene fotones con un rango muy amplio de energía.

El esfuerzo de investigación que se viene llevando a cabo en esta área ha resultado en un aumento continuo de la eficiencia a la vez que se reducen significativamente los costes (figura 2.14) [7].

Hoy en día la tecnología más extendida es la que se conoce como de *primera generación*, basada en uniones $p-n$ de silicio. Esta primera generación de células solares proporciona elevados costes de producción, con moderada eficiencia (13-18%, sin concentración). La principal razón del alto coste es que la materia prima de estas células es el silicio monocristalino (70% en la industria microelectrónica).

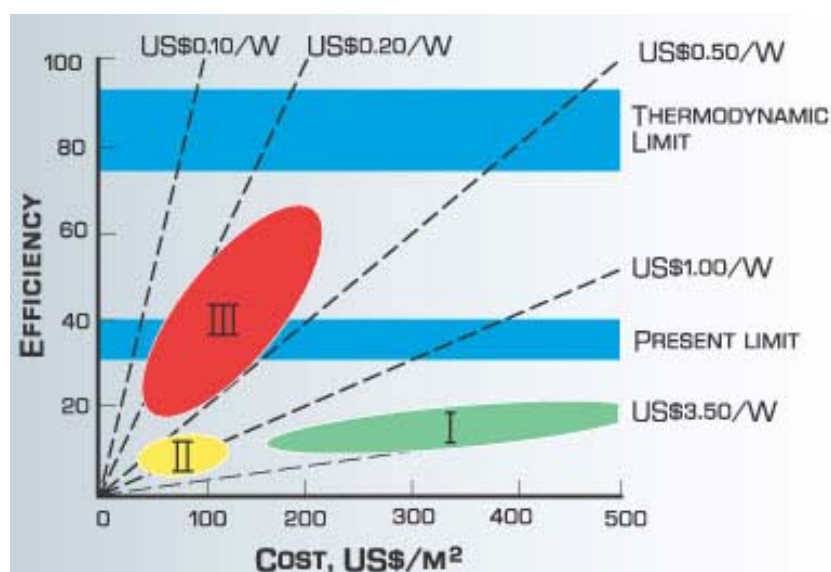


Figura 2.14 Rendimiento y perspectivas de coste para la primera, segunda y tercera generación de tecnologías fotovoltaicas. El intervalo 67 - 87% representa el límite termodinámico, y el 31-41% representa el límite para células con una sola unión *p-n*. Fuente: University of New South Wales, Australia.

La *segunda generación* la constituyen las llamadas células de película delgada (*thin-film*), donde el semiconductor se deposita en diferentes tipos de sustrato. Están basadas en el uso de finas láminas epitaxiales de semiconductores. Esta tecnología proporciona células solares de bajos costes de producción, pero con baja eficiencia (5-10%). Hay dos tipos de células de película delgada, las utilizadas en aplicaciones espaciales y las terrestres. Las primeras cuentan normalmente con una mayor eficiencia AM0 (28-30%), pero también mayores costes por vatio. Las terrestres, por otro lado, se fabrican con menores costes, pero también son menos eficientes (7-9% de eficiencia AM0). Una de las ventajas de esta tecnología es su reducido peso, permitiendo su colocación sobre materiales flexibles o ligeros, incluso sobre textiles. Esta segunda generación de células fotovoltaicas comprende actualmente un pequeño segmento del mercado terrestre, pero aproximadamente el 90% del espacial; emplea materiales que obtienen un rendimiento relativamente alto, con un ahorro muy importante de material semiconductor respecto a las de silicio (usan aproximadamente un 1% de material semiconductor en comparación con las obleas de silicio), y es posible depositar las sustancias semiconductoras sobre

muchos tipos de sustratos de materiales flexibles (cerámicos o vidrio). Los objetivos actuales de este tipo de tecnología son: la mejora de los aspectos relacionados con la fabricación: costes de producción, procesos industriales de fabricación, inversión en investigación, mejora del rendimiento de los paneles comerciales aumentando su rendimiento al 10% para los próximos años, hasta llegar al 15% a medio plazo, y aumentar la fiabilidad de los módulos (estabilidad de los materiales al paso del tiempo). Esta segunda generación en un futuro próximo tendrá costes inferiores a la tecnología basada en silicio (costes de materiales), sin la limitación del tamaño de las obleas de silicio, y rendimientos igual o ligeramente superiores a los de la primera generación.

Las características de la *tercera generación* de células solares pasan por conseguir altos rendimientos con bajos costes de fabricación, lo que redundará en una mejora del período de recuperación energético o *pay-back* que actualmente es de 2,3 años, y que disminuirá sensiblemente al mejorar la tecnología hasta valores (previstos) de entre 0,3 y 0,4 años.

Los dos mecanismos más importantes de pérdidas en células de una sola unión *p-n* son: la incapacidad de absorber fotones con energía menor que la de la banda de energía (*band-gap*), y la termalización (exceso de calor) de la energía del fotón que excede dicho salto energético. Actualmente existen diferentes tecnologías, figura 2.15, [7] (algunas en desarrollo y otras disponibles comercialmente) que intentan paliar dichas pérdidas. Entre otras: incrementar el número de saltos energéticos mediante células multiunión o *tándem* de celdas, bandas intermedias, pozos cuánticos absorbentes (*Quantum Well*) y división espectral (*Spectral Splitting*); captura de portadores (pares electrón-hueco) antes de la termalización (*Hot Carriers*); y mediante múltiples portadores (electrón-hueco) obtenidos por fotones de alta energía o portadores únicos con múltiples fotones de baja energía, lo cual se consigue mediante lentes bifaciales.

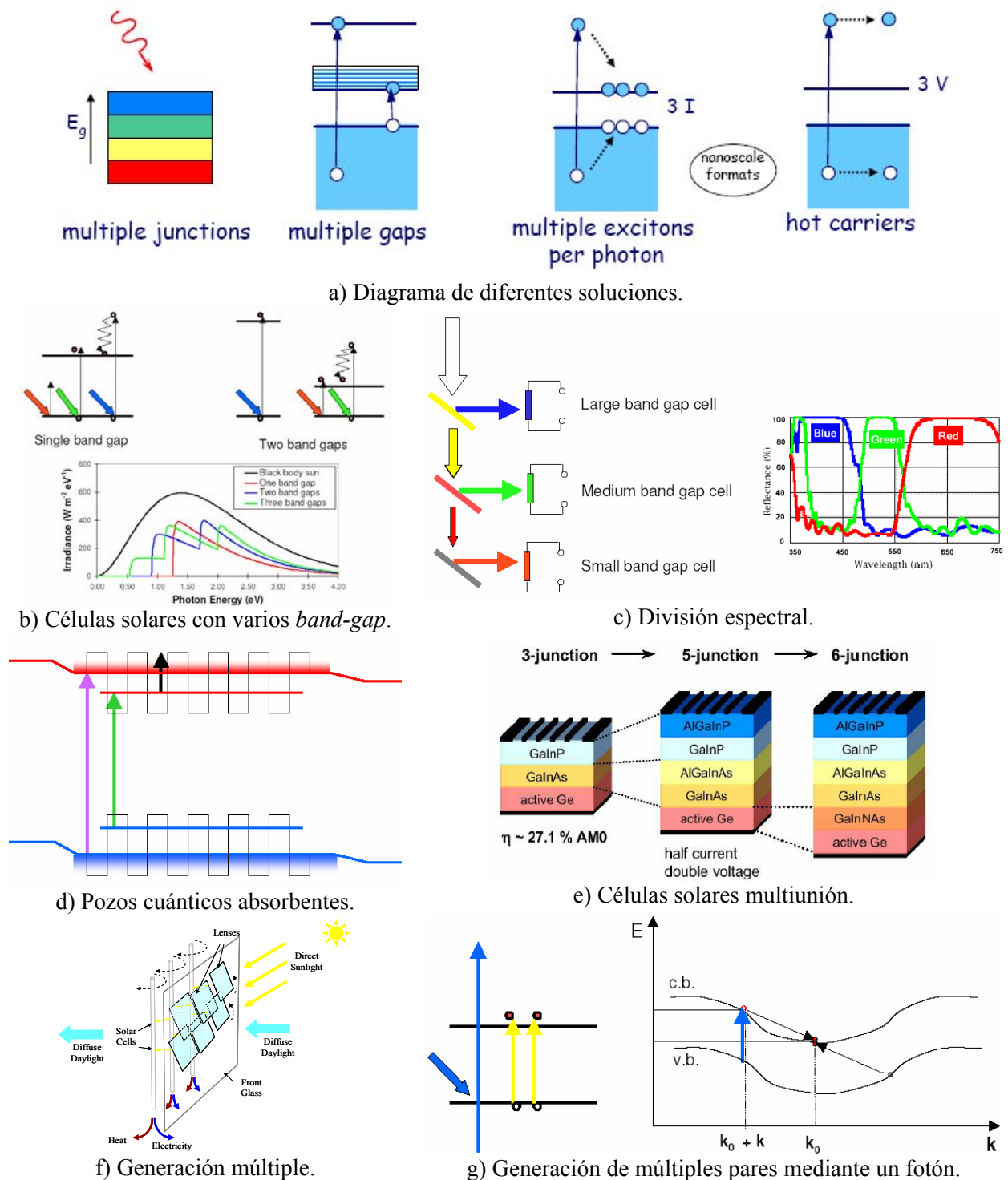


Figura 2.15 Principales mecanismos para la mejora del rendimiento en células de tercera generación. Fuente: Ref. [9].

Las células fabricadas con tecnología de *tercera generación* son muy diferentes de los dispositivos semiconductores de las generaciones anteriores, ya que realmente no presentan la tradicional unión *p-n* para separar los portadores de carga fotogenerados. Para aplicaciones espaciales se están estudiando dispositivos de pozos cuánticos y dispositivos que incorporan nanotubos de carbono, con un potencial de más del 45% de eficiencia AM0. Para aplicaciones terrestres, se encuentran en fase de investigación dispositivos que incluyen células fotoelectroquímicas, células solares de polímeros, células solares de nanocristales y células solares de tintas sensibilizadas [13].

Una de las tendencias más significativas en los últimos 30 años, lo cual es un indicativo claro del éxito de la investigación, es la mejora continua de células solares de mayor eficiencia para todas las tecnologías (figura 2.16). Entre los logros más notables que se muestran en la figura 2.16 se destacan el 24,7% de eficiencia obtenido en células solares de silicio cristalino (Universidad de Nueva Gales del Sur [UNSW], Australia), el 19,2% de eficiencia en células solares de Seleniuro de Cobre Indio Galio (CIGS) de NREL (National Renewable Energy Laboratory, EE.UU.), y el 35,2% de eficiencia en células solares de triple unión $GaInP_2/GaInAs/Ge$ de concentración (Spectrolab). Si bien éstos y los demás resultados de la figura 2.16 son claramente importantes, sigue habiendo diferencias notables entre los resultados prácticos y los valores previstos teóricamente para cada tecnología. Además, las eficiencias obtenidas por células comerciales (o incluso el mejor prototipo) están alrededor del 50% al 65% de las mejores expectativas teóricas.

Hoy en día, el silicio está presente como materia prima en el 87% de los módulos fotovoltaicos, tanto en la tecnología cristalina, como de forma esporádica en la de lámina delgada de silicio amorfo. La primera se encuentra más introducida, ya que aunque su proceso de elaboración es más complicado, presenta mejores resultados en términos de eficiencia, con valores entorno al 14% para el silicio monocristalino y el 10% para el policristalino. Actualmente, el telurio de cadmio o el diseleniuro de indio-cobre, conocido como CIS, proporcionan eficiencias entorno al 16%.

Un aspecto importante a tener en cuenta sobre la utilización de tecnologías de silicio es la obtención de la materia prima. Para aplicaciones fotovoltaicas, el silicio desestimado en la industria electrónica es utilizado por la industria fotovoltaica como materia prima para producir silicio cristalino de grado solar. Por tanto, podría decirse que en cierta medida la industria fotovoltaica depende de la electrónica, ya que la materia prima que emplea es un subproducto de menor pureza a un coste sensiblemente inferior. La fusión del silicio para la obtención del silicio de grado solar a un precio aceptable para las aplicaciones solares, constituirá el gran reto tecnológico de la energía solar fotovoltaica basada en este material.

Se prevé que las tecnologías irán evolucionando hacia una reducción de costes mediante la disminución en la aplicación de materias primas y energía, mejora de la eficiencia de las células y optimización de los procesos de producción. Otro reto tecnológico será el de aumentar la eficiencia de las células fotovoltaicas hasta valores en torno al 18% para el silicio monocristalino y alcanzar el desarrollo comercial de las tecnologías $CdTe$ y CIS. Igualmente, se prevé un elevado desarrollo de los sistemas de concentración, que permitan conseguir niveles de eficiencia sensiblemente superiores, tanto en los sistemas estáticos, sin seguimiento solar y con medios refractivos (células bifaciales), como en los sistemas dinámicos con seguimiento solar que permiten concentrar la radiación por reflexión.

Desde un balance energético global, los módulos fotovoltaicos son un instrumento de producción de energía, ya que producen mucha más energía de la que se emplea para su fabricación. Los principales consumos energéticos se producen en la construcción del módulo y en su estructura de montaje, siendo favorable su balance energético con un período de recuperación o *pay-back* energético que actualmente es de 2,3 años, y que disminuirá sensiblemente, al mejorar la tecnología, hasta valores entre 0,3 y 0,4 años.

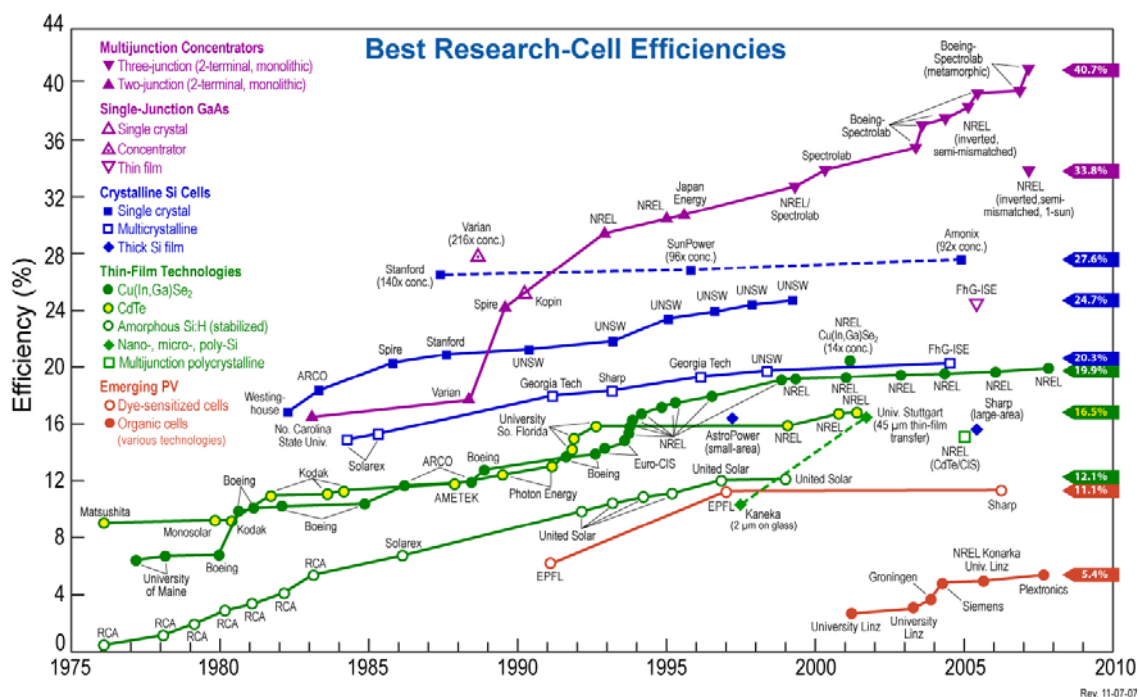


Figura 2.16. Evolución de la eficiencia de las células solares desde 1975. Fuente: Departamento de Energía de los EEUU.

En el Apéndice I se realiza una descripción de las principales tecnologías aplicadas en la fabricación y comercialización de células solares.

2.4. Sistemas fotovoltaicos (FVs)

Una célula solar representa el dispositivo más pequeño de producción de energía fotovoltaica (disponibles en 12,5 cm², 15 cm² y hasta 20 cm² de tamaño). Las células solares se asocian en serie y en paralelo; su posterior encapsulado da como resultado la obtención de los conocidos paneles o módulos FVs. Los módulos proporcionan típicamente una potencia nominal de entre 50 W y 300 W, y presentan una vida útil entorno a 20 años; éstos a su vez se pueden conectar formando un número conveniente de cadenas (*arrays*). De este modo es posible realizar tanto pequeños sistemas FVs de baja potencia (con sólo unos pocos vatios), como grandes instalaciones (centrales de varios megavatios).

El término sistema fotovoltaico incluye el conjunto de componentes: fotovoltaicos, eléctricos, sistemas electrónicos y de control, junto con todos los elementos asociados con el montaje, los cuales permiten captar y transformar la energía solar disponible en energía eléctrica.

Estos sistemas, independientemente de su utilización y de la potencia, se pueden dividir en dos categorías: aislados (*stand alone*) y conectados a la red (*grid connected*).

Los sistemas aislados, por el hecho de no estar conectados a la red eléctrica, están equipados normalmente con sistemas de acumulación de la energía producida. La acumulación es necesaria porque el campo fotovoltaico puede proporcionar energía sólo en las horas diurnas, mientras que a menudo la mayor demanda por parte del usuario se concentra en las horas de la tarde y de la noche. Durante la fase de insolación es por tanto, necesario prever una acumulación de la energía no utilizada, que es proporcionada a la carga cuando la energía disponible es reducida e incluso nula.

Una configuración de este tipo implica que el campo fotovoltaico debe estar dimensionado de forma que permita, durante las horas de insolación, la alimentación de la carga y de la recarga de las baterías de acumulación.

Por el contrario, los sistemas conectados en red no suelen tener sistemas de acumulación, ya que la energía producida durante las horas de insolación es canalizada a la red eléctrica; por tanto, durante las horas de insolación escasa o nula, la carga viene alimentada por la propia red. Un sistema de este tipo, desde el punto de vista de la continuidad de servicio, resulta más fiable que uno no conectado a la red que, en caso de avería, no tiene posibilidad de alimentación alternativa. Se pueden obtener sistemas de alta fiabilidad integrando el sistema aislado con una fuente energética tradicional, por ejemplo, diesel (sistema híbrido diesel-fotovoltaico).

La tarea de los sistemas conectados a la red es, por tanto, la de introducir en la red la mayor cantidad posible de energía. La estructura física de un sistema fotovoltaico (aislado o conectado a la red) puede ser muy diferente, pero normalmente se pueden distinguir tres elementos fundamentales: el campo fotovoltaico, el sistema de acondicionamiento de potencia y el sistema de adquisición de datos.

Es necesario tener en cuenta que en el caso especial de sistemas sin acumulación conectados en red, es la red misma la que desempeña la tarea de acumulador, en este caso de capacidad infinita.

Los principales componentes que forman un sistema fotovoltaico conectado a la red son: módulos fotovoltaicos, inversor para la conexión a red, dispositivo de intercambio con la red eléctrica y contador de energía bidireccional.

El inversor es uno de los componentes más importantes en los sistemas conectados a red, ya que maximiza la producción de corriente del dispositivo fotovoltaico y optimiza el paso de energía entre el módulo y la carga. Es un dispositivo que transforma la energía continua producida por los módulos (12 V, 24

V, 48 V) en energía alterna (generalmente 220 V_{RMS}) para alimentar el sistema y/o introducirla en la red, con la que trabaja en régimen de intercambio.

Los inversores para la conexión a la red eléctrica están equipados generalmente con un dispositivo electrónico que permite extraer la máxima potencia del generador fotovoltaico. Este dispositivo sigue el punto de máxima potencia (MPPT) y tiene la función de adaptar las características de producción del campo fotovoltaico a las exigencias de la carga.

El dispositivo de intercambio con la red sirve para que la energía eléctrica introducida en la misma tenga todas las características requeridas por ella. Finalmente, el contador de energía mide la energía producida por el sistema fotovoltaico durante su periodo de funcionamiento.

Los principales componentes que forman un sistema fotovoltaico aislado son: módulos fotovoltaicos, regulador de carga, inversor y sistema de acumulación (baterías de acumulación).

En este tipo de sistemas, la energía producida por los módulos fotovoltaicos es almacenada en baterías de acumulación. La carga es alimentada a través del regulador de carga por la energía acumulada en las baterías.

El regulador de carga sirve fundamentalmente para preservar los acumuladores de un exceso de carga por el generador fotovoltaico y de la descarga por el exceso de uso. Ambas condiciones son nocivas para la correcta funcionalidad y la duración de los acumuladores.

Normalmente la potencia requerida por el usuario no es proporcional a la radiación solar (y, por consiguiente, a la producción eléctrica de un sistema fotovoltaico), con lo cual, una parte de la energía producida por el campo fotovoltaico tiene que ser almacenada para poder ser reutilizada cuando el usuario la necesite. Esta es la finalidad del sistema de acumulación.

En cuanto al inversor, su finalidad en los sistemas aislados es la de transformar corriente continua producida por el campo fotovoltaico, en corriente alterna necesaria para la alimentación directa de los usuarios.

Existen cuatro aplicaciones principales de los sistemas fotovoltaicos [14]:

Sistemas aislados para aplicaciones domésticas

Existen innumerables sistemas aislados cuyo principal objetivo es el de suministrar electricidad a hogares y pueblos que no están conectados a la red eléctrica. Estos sistemas proporcionan la electricidad para el alumbrado, la refrigeración y otras cargas de baja potencia; han sido instalados en todo el mundo y son a menudo el método más apropiado para satisfacer las demandas de energía de comunidades aisladas de la red eléctrica. El tamaño de este tipo de sistemas suele ser en general de unos pocos kilovatios, y ofrecen una alternativa económica a la ampliación de la red de distribución eléctrica en distancias de más de 1 o 2 km de las líneas eléctricas. La definición de estos sistemas es cada vez más confusa, debido a la proliferación de mini-redes, desarrolladas específicamente para el abastecimiento de electricidad, sobre todo en zonas rurales. En la figura 2.17 se muestra un ejemplo.



Figura 2.17 Fotografía de vivienda y sistema FV aislado de la red de distribución.

Sistemas aislados para aplicaciones no domésticas

Las instalaciones aisladas no domésticas, fueron las primeras aplicaciones comerciales de los sistemas fotovoltaicos terrestres. Proporcionan energía eléctrica a una amplia gama de aplicaciones, como telecomunicaciones, bombeo de agua, refrigeración en granjas y ayudas a la navegación. Este tipo de aplicaciones requieren bajas cantidades de electricidad, pero tienen un gran interés, ya que suponen una solución de suministro comercialmente competitiva en costos con otras fuentes de generación. En la figura 2.18 se muestra un ejemplo.



Figura 2.18 Fotografía del faro del Fangal (Tarragona).

Sistemas con conexión distribuida

Un sistema de generación distribuido consta de varias unidades modulares relativamente pequeñas, situadas cerca de los emplazamientos de consumo, intentando satisfacer las necesidades de continuidad y calidad de la energía eléctrica de los consumidores de forma económica. Estos sistemas complementan la generación tradicional de grandes unidades.

Las unidades modulares de los sistemas con generación distribuida suelen estar integrados en los locales del propio cliente, en edificios comerciales, o en zonas públicas edificadas para tal fin (figura 2.19). El Tamaño no es una característica determinante, ya que tanto el consumo como la generación se

encuentran distribuidos. En este caso, la energía es volcada en el centro de transformación más cercano.



Figura 2.19 Fotografía de sistema distribuido.

Sistemas con conexión centralizada

Los sistemas con conexión centralizada realizan las funciones de las centrales eléctricas. La potencia suministrada por dicho sistema no está asociada con un cliente particular, y no se encuentran concebidos específicamente para realizar funciones de red eléctrica, sino para el suministro de grandes potencias de forma independiente o centralizada.



Figura 2.20 Sistema centralizado. Fuente: Suravia S.L.

2.5. Caracterización de dispositivos FVs

La importancia actual de los sistemas fotovoltaicos en la generación de electricidad no deja de aumentar. Este aumento es uno de los más altos en el ámbito de las energías renovables y sigue una tendencia que se espera continúe en los próximos años. Como consecuencia, un número cada vez mayor de nuevos componentes y sistemas fotovoltaicos, principalmente módulos e inversores están emergiendo en el mercado FV [14]. La necesidad de caracterizar dichos sistemas se ha convertido en un aspecto cada vez más importante [15 y 16], fundamentalmente por los requerimientos de calidad, durabilidad y eficiencia que está exigiendo el mercado.

Dos de los elementos claves en el análisis de una célula solar, módulo o conjunto de módulos (arrays), son las curvas corriente-tensión (característica $I-V$) y potencia-tensión (característica $P-V$) representadas en la figura 2.21. Estas curvas contienen dos puntos importantes: la corriente de cortocircuito (I_{sc}) o máxima corriente extraíble del panel a tensión cero (carga en cortocircuito), y la tensión de circuito abierto (V_{oc}) o máxima tensión proporcionada por el panel a corriente cero

(sin carga). El producto de la tensión y la corriente representa la potencia suministrada para cada condición de funcionamiento. Cada curva presenta un punto de máxima potencia (MPP), el cual representa el punto óptimo de operación para un uso eficiente del panel (P_m en la figura 2.21b).

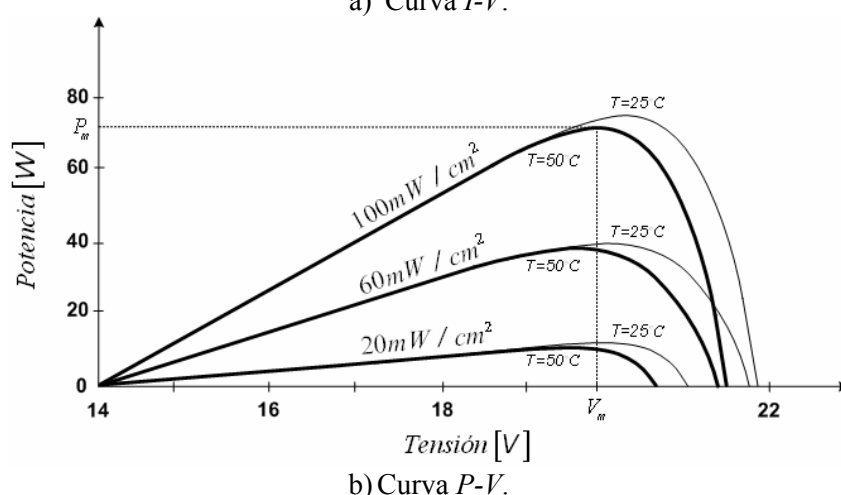
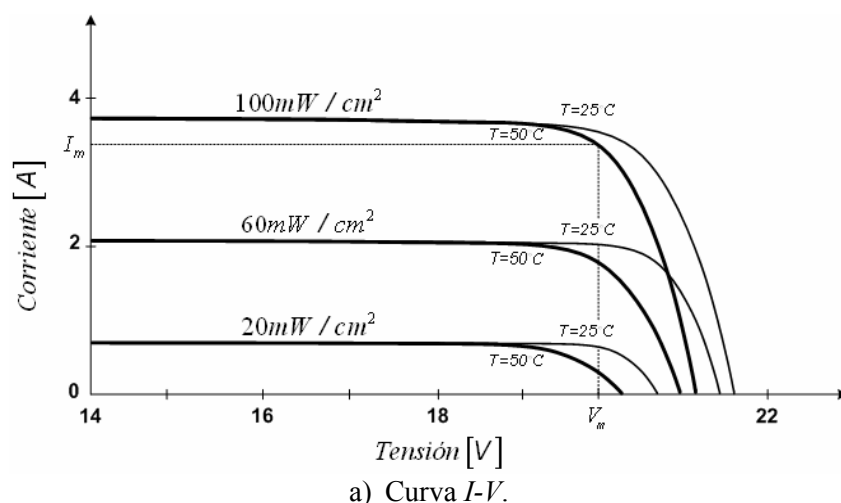


Figura. 2.21 Características $I-V$ y $P-V$ típicas de un módulo FV.

La medida y caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de un generador fotovoltaico son de interés por innumerables razones, y proporcionan información muy útil para el diseño, la instalación y el mantenimiento de los sistemas FVs. Sólo la medida experimental de dichas características permite conocer los parámetros eléctricos reales de un módulo o *array*.

La caracterización de las curvas $I-V$ y $P-V$ de un módulo o *array* proporciona:

- Desde el punto de vista del diseño, el conocimiento de las curvas $I-V$ y $P-V$ permite la implantación de aplicaciones fotovoltaicas más eficientes.
- En la industria fotovoltaica, la caracterización resulta crucial para el desarrollo de los procesos de producción.
- Como herramienta de garantía de calidad, permite la determinación de la potencia máxima en virtud de condiciones reales de funcionamiento, las cuales pueden extrapolarse a condiciones estándar de medida (STC). Por tanto, puede realizarse la comparación entre la potencia nominal instalada y la acordada entre el proveedor y el cliente, lo cual aumenta la credibilidad del sector fotovoltaico.
- Para los fabricantes, las sucesivas evaluaciones se convierten en puntos de referencia de la calidad del producto final fabricado. Debido a la dispersión de los parámetros eléctricos en los procesos de fabricación de módulos, uno de los problemas actuales es conocer la verdadera potencia de pico instalada en plantas fotovoltaicas.
- Como herramienta de diagnóstico y de mantenimiento, permite la detección de anomalías (sombreado, ramas desconectadas, células rotas, o diodos defectuosos), junto con la cuantificación de la degradación de la potencia real a lo largo del tiempo, comparando los resultados de medidas anteriores [17].
- Para la investigación y el desarrollo de equipos, son un indicador clave que ayuda a identificar las necesidades futuras, o para orientar futuras decisiones, facilitando la comparación de los sistemas que difieren en términos de diseño, tecnología o ubicación geográfica, y la validación de modelos de estimación de rendimiento durante la fase de diseño [18].

Actualmente, la compra de módulos fotovoltaicos se realiza en términos de potencia de pico en condiciones de exterior. Esto resulta especialmente relevante en

los países donde existen tarifas por la inyección de energía renovable a la red eléctrica (REFIT, *Renewable Energy Feed-in Tariffs*) medida en kWh producidos disponibles, como Alemania y España. Los módulos se comercializan en términos de potencia de pico (W_p) probados en condiciones estándar (STC), es decir, bajo una irradiación directa ideal de 1.000 W/m^2 , una temperatura ambiente de $25 \text{ }^\circ\text{C}$ y con sólo un tipo de espectro solar (AM1.5: irradiancia directa, principalmente). En virtud de las condiciones reales en el exterior, la potencia de pico de prueba es raramente alcanzada, ya que por un lado la temperatura de un módulo se sitúa en el rango de $40\text{-}60 \text{ }^\circ\text{C}$ bajo iluminación, y por otro las horas de 1.000 W/m^2 de irradiancia suponen aproximadamente sólo el 1% del total de horas de Sol. Además, el espectro solar cambia continuamente con las diferentes condiciones climáticas; la luz difusa, por ejemplo, domina cuando el cielo está nublado o durante la mañana y la tarde [19, 20, y 21]. En Europa del Norte y Central, la mayoría de la energía solar proviene de la irradiación de luz difusa (más del 50% de los rayos solares) e incluso mucho más al sur, en la Comunidad de Madrid por ejemplo, sigue siendo difusa el 33% de la energía solar total. Por lo tanto, aparte de los test realizados durante el proceso de fabricación para condiciones estándares, para predecir cuál será la producción de energía real de un módulo o un sistema FV, con una cierta potencia nominal, es necesario evaluar el comportamiento de los diferentes módulos en virtud de las condiciones climáticas reales a las que vaya a estar sometido [22].

Por otro lado, el creciente número de nuevos componentes y dispositivos FVs, la incorporación de nuevas tecnologías, técnicas de ensamblado y sistemas de control, hacen que la caracterización de curvas $I-V$ sea un aspecto cada vez más importante. El testeo y la comprobación de las diferentes características no es sólo parte de cada una de las fases de desarrollo, sino también parte de la validación del producto final. En sistemas de conversión de energía, el conocimiento de las curvas $I-V$ en tiempo real permiten controlar el flujo de energía en el *array* solar en virtud de las condiciones de irradiación, temperatura o degradación de los módulos fotovoltaicos. La medida de las características $I-V$ reales son, por tanto, de gran

importancia, ya que pueden ser consideradas como un certificado de calidad y de rendimiento para cada generador fotovoltaico.

2.6. Medidas en condiciones estándares de dispositivos FVs

La caracterización eléctrica de un dispositivo fotovoltaico a través de la medida de su curva $I-V$, es el mecanismo que proporciona la información fundamental sobre sus parámetros de comportamiento cuando se ponga en operación, lo cual proporciona una información fidedigna de su capacidad de producción de energía. Como ya se ha dicho, los parámetros proporcionados por los fabricantes de dispositivos FVs son medidos en condiciones estándares obtenidas usando un simulador solar de interior. Sin embargo, dichas condiciones rara vez ocurren en campo, por tanto, la estimación de las características eléctricas de un dispositivo o sistema FV requiere la traslación de dichas características a condiciones de exterior. Este asunto está generando una intensa actividad en lo referente a la normalización de los métodos de medida de la característica $I-V$, tanto de células, como de módulos fotovoltaicos. El objetivo es poder contar con unos procedimientos universales que permitan a los laboratorios acreditados comparar entre sí dispositivos de fabricantes diferentes en condiciones reales. En el apéndice II se presenta una revisión de las principales normas relacionadas con la caracterización de dispositivos FVs.

En lo referente a la medida de curvas $I-V$, la norma europea EN 60904:1 [23] establece la manera en la que ha de realizarse la medida de dichas características. Son también de especial importancia todo el grupo de normas EN 60904:1-10 incluidas en el Apéndice II, por ser complementarias de la primera. Otra norma fundamental es la EN-60891 [24], que establece la manera de realizar la traslación de la característica $I-V$ desde unas condiciones de medida a otras diferentes. Estas normas junto con sus equivalentes americanas incluidas también en el apéndice II,

presentan la base para la medida y extrapolación de curvas $I-V$. Sin embargo, el incremento en el desarrollo de la energía solar, junto con el aumento y diversidad de las aplicaciones [14], y la posibilidad de analizar sistemas que ya llevan tiempo funcionando, ha llevado a que diversos laboratorios y centros de investigación sugieran variaciones o mejoras con respecto a lo establecido en dichas normas.

Particularmente, con respecto a los procesos de extrapolación existen diferentes estudios que proponen variaciones de éstos, o nuevas ecuaciones con el fin de ampliar los rangos de validez o disminuir el error. En general, los métodos podrían clasificarse en dos grandes grupos [25 y 26]: (1) los algebraicos, que utilizan dos ecuaciones separadas para convertir cada punto de la curva $I-V$ medida utilizando los coeficientes de temperatura y algún otro parámetro, como la resistencia serie R_s , o el factor de idealidad m ; y (2) los numéricos, que utilizan la descripción analítica de la curva $I-V$ mediante un modelo matemático que es extrapolado a las condiciones deseadas. Entre los métodos algebraicos podemos destacar, aparte de los incluidos en las normas EN-60891 y ASTM (*American Society of Testing and Materials*) E1036-96 [27], el método de Blaesser [28], el de Anderson [29], o el método utilizado por el NREL (*National Renewable Energy Laboratory*) [30], basado en la norma ASTM pero con modificaciones que mejoran la extrapolación. Entre los métodos numéricos existen diversos trabajos [31, 32, 33, 34 y 35] que proponen ecuaciones para la variación de los parámetros del modelo con las condiciones atmosféricas. Una comparación del grado de aplicabilidad de estos métodos en diferentes tipos de módulos puede encontrarse en [25, 26 y 36]. Aunque algunos autores apuntan una precisión ligeramente mayor para los métodos numéricos [36], otros estudios sin embargo señalan que no existe una diferencia apreciable entre uno y otro método, presentando un nivel de precisión del $\pm 2\%$ en I_{sc} y V_{oc} , y del $\pm 3\%$ en I_m y V_m . Estos estudios recomiendan utilizar los métodos algebraicos debido a su mayor simplicidad.

La tendencia actual no obstante, va un paso más allá. Como se sabe, los valores característicos de un módulo en condiciones estándar de medida (CEM: 1.000 W/m^2 y $25 \text{ }^\circ\text{C}$) no son suficientes para predecir con fiabilidad el

comportamiento del mismo en operación real, lo cual es un *handicap* para el empresario que quiere invertir en este tipo de energías [37]. En este sentido, se han propuesto otras condiciones que parecen ser más realistas como las RRC (*Realistic Reporting Conditions*) [38], que contempla los datos meteorológicos tabulados para una localización específica, o las PTC (*Photovoltaic USA Test Conditions*) [30] medidas en condiciones de: 1.000 W/m^2 , $20 \text{ }^\circ\text{C}$ y una velocidad del viento de 1 m/s . Todas estas propuestas van encaminadas a obtener una predicción fiable de la potencia que se obtendrá de un módulo fotovoltaico cuando opere en condiciones reales, fomentando así la inversión en este tipo de energías, ya que con los datos proporcionados por los fabricantes disponibles en su etiquetado no parece ser posible predecir su producción con más precisión del $\pm 10\%$ [37]. La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) cuenta con un borrador de norma [39] que establece los requerimientos para evaluar el funcionamiento de módulos fotovoltaicos tanto en términos de potencia (W) como en términos de producción (Wh), aunque está todavía en fase de revisión. El Instituto de Ingeniería y Electrónica de Estados Unidos (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics*) ha trabajado también sobre ello con el fin de emitir una norma y, aunque por el momento parece ser que los trabajos están detenidos, si pueden conseguirse los últimos borradores de la futura norma [40] y algunas referencias [30, 41, y 42].

Los trabajos más recientes intentan predecir el comportamiento del módulo fotovoltaico en condiciones reales a partir de la creación de matrices de irradiancia-temperatura-potencia para cada tipo de módulo. Es de destacar el método que está siendo desarrollado en ESTI-ISPRA [43], que crea la matriz a partir de medidas en interior, obteniéndose una precisión del 2% para medidas de *p-Si* [44], si bien para otras tecnologías (*a-Si*, *Si-Ge* o *Cd-Te*) es necesario combinar medidas de interior y exterior [45]. También es de interés el método en desarrollo en los laboratorios LEEE-TISO en Italia, que obtiene un error medio del $1,1 \%$ para diversos tipos de módulos cuando la rejilla de la matriz es de 10 W/m^2 por $^\circ\text{C}$ [46], pudiendo aumentar o disminuir el error en función del tamaño de la rejilla empleada para construir la matriz [47].

Estos métodos parece que van a solventar el problema de las discrepancias existentes hoy en día entre las predicciones energéticas basadas en los valores de potencias dados por el fabricante y la producción real de un sistema, si bien están aún en fase de desarrollo y a la espera de una normativa internacionalmente aceptada.

2.7. Métodos de medida de curvas I - V de módulos y arrays FVs

En la figura 2.21 se muestran las características I - V y P - V típicas de un módulo fotovoltaico, así como la dependencia de estas variables con la temperatura y la radiación solar. Estas curvas contienen dos puntos importantes: la tensión a circuito abierto (V_{oc}) y la corriente de cortocircuito (I_{sc}). La tensión en circuito abierto representa la máxima tensión proporcionada por el panel a corriente cero (sin carga o en vacío), mientras que la corriente en cortocircuito representa la máxima corriente extraíble del panel (carga en cortocircuito). Para cada punto de la curva I - V , el producto de la corriente y la tensión representa la potencia proporcionada por el módulo. Las curvas P - V presentan un punto de máxima potencia (P_m) en V_m e I_m . El factor de forma (FF, *fill factor*) es un indicador de la calidad de un módulo, y mide la relación entre el área definida por V_m e I_m respecto de la establecida por V_{oc} e I_{sc} (ecuación 2.7). El valor ideal del FF es uno, ya que ello supondría que se podría extraer del módulo una potencia máxima ideal equivalente al producto de la máxima tensión disponible (V_{oc}) por la máxima corriente (I_{sc}).

$$FF = \frac{I_m V_m}{I_{sc} V_{oc}} \quad (2.7)$$

Han sido desarrollados una variedad amplia de sistemas de medida de curvas I - V para medir el rendimiento y el resto de parámetros de dispositivos FVs, desde células con un área de 0,01 cm² hasta sistemas de varios kW [47]. Todos los procedimientos utilizados experimentalmente para medir la característica I - V de un

dispositivo fotovoltaico, están basados en controlar la corriente suministrada por el generador FV. Por ello se emplea una carga variable conectada en los terminales del mismo dispositivo. La variación de dicha carga desde cortocircuito a circuito abierto permite medir todos los puntos de la curva I - V desde I_{sc} a V_{oc} respectivamente (figura 2.22).

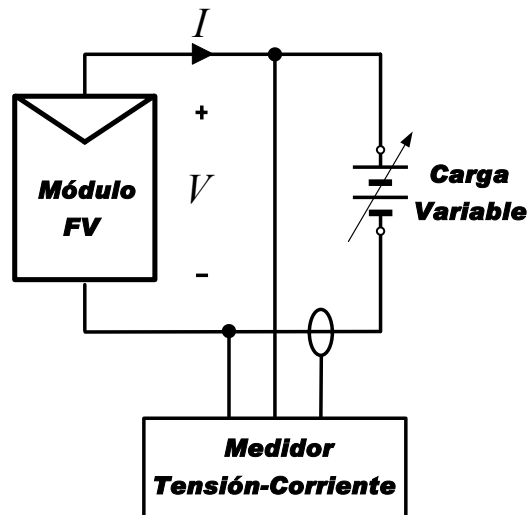


Figura 2.22 Sistema de medida típico para obtener las curvas I - V de un módulo FV.

A continuación se realizará una revisión de los métodos más usados para realizar el barrido del par (V, I) a la salida de un dispositivo FV y trazar su curva I - V . De forma genérica, los factores que influyen en la calidad de la medida realizada y en la elección de uno y otro método son: coste, volumen de medidas realizadas, velocidad, repetibilidad, precisión, facilidad de uso y mantenimiento del sistema de medida. En [48] se realiza una revisión crítica de los diferentes métodos que permiten la medida de las curvas I - V de módulos fotovoltaicos.

Medida de la curva I - V mediante resistencia variable

La forma más sencilla de medir la curva I - V de un módulo o *array* FV es utilizar una resistencia variable (R) como se muestra en la figura 2.23. La variación de la resistencia desde circuito abierto a cortocircuito permite que la corriente suministrada por el panel cambie desde su valor mínimo (cero en circuito abierto), hasta su valor máximo (cortocircuito, I_{sc}). La medida de la tensión y corriente durante toda la variación de la resistencia, permite realizar un recorrido completo de la curva I - V del módulo.

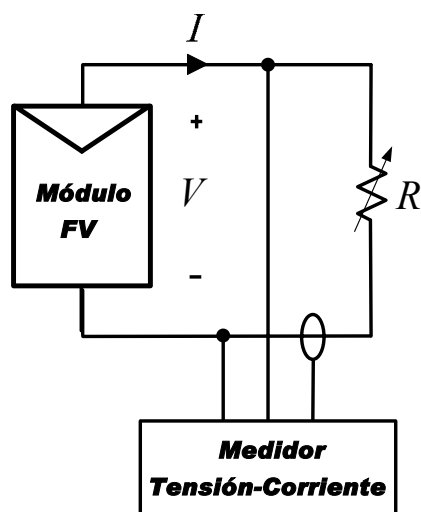


Figura 2.23 Esquema basado en resistencia variable.

La variación de la resistencia es realizada manualmente en muchos casos, aunque debe hacerse de forma uniforme. Debido a las limitaciones en la disipación de grandes niveles de potencia en la resistencia variable, este método sólo es aplicable a medidas de baja potencia. Por otro lado, la propia resistencia impide alcanzar el par de valores (V_{oc} , I_{sc}). No obstante lo anterior, medir los valores (V , I) de un módulo FV mediante una carga resistiva puede proporcionar una forma económica de aproximar sus características.

Este método ha sido usado en la referencia [49] realizando los incrementos de resistencia de forma manual. Para cada valor de R , la tensión y corriente (en

realidad, la caída de tensión en una resistencia *shunt*) son medidas mediante dos multímetros digitales. En [50] se argumenta que el cambio manual de la resistencia hace el proceso muy lento, por lo que la radiación solar y las condiciones térmicas pueden cambiar durante la medida. En [51 y 52] se automatiza el proceso mediante un conjunto de resistencias de carga accionados a través de relés. Éstos son gobernados mediante una tarjeta y un PC. Los valores de las resistencias se seleccionan para obtener una buena densidad de puntos alrededor del codo de la curva $I-V$ (en torno al MPP). Para realizar la medida de los pares de valores $I-V$ se emplean dos canales analógicos de la tarjeta. Con esta metodología, la operación manual sobre la resistencia se evita y el tiempo de adquisición se mejora.

Medida de la curva $I-V$ mediante carga capacitiva

El método capacitivo se basa en emplear un gran condensador como carga (figura 2.24), el cual es descargado en el inicio de la medida para después cargarse mediante la apertura de S_3 y el cierre de S_1 . Mientras la carga del condensador se incrementa, la corriente decrece y la tensión aumenta. Cuando la carga del condensador se ha completado, la corriente suministrada por el módulo se hace cero y se obtiene la condición de circuito abierto. En lugar de iniciar la carga del condensador desde la corriente en cortocircuito, se puede comenzar con S_2 cerrado, por lo que el condensador sería inicialmente cargado con tensión negativa, con lo que el barrido empieza en el cuadrante II, lo cual permite medir el valor de I_{sc} .

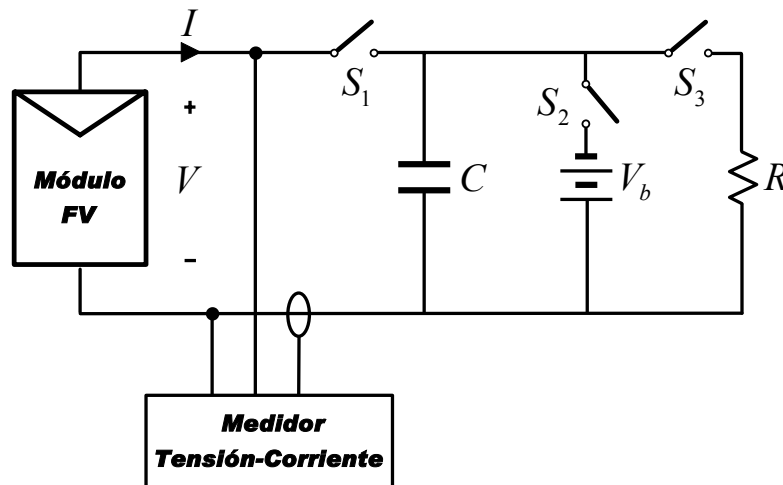


Figura 2.24 Esquema basado en carga capacitiva.

Para obtener una curva I - V fiable con el método capacitivo, se requieren condensadores de alta calidad (baja ESR) y bajas pérdidas. Además son necesarios tres interruptores accionados con la secuencia apropiada y la descarga previa del condensador para iniciar una nueva medida. Al no ser cíclica la reproducción de la curva I - V , no es posible una visualización directa y tampoco una reproducción parcial de dicha curva.

El tiempo de carga del condensador es directamente proporcional a su valor y a la tensión de circuito abierto del generador fotovoltaico, e inversamente proporcional a la corriente de cortocircuito [49]. Cuanto mayor sea la velocidad de medida requerida, menor debería ser el tamaño del condensador. Puesto que el método requiere la descarga previa del condensador antes de iniciar una nueva medida, este tiempo extra hace relativamente lento el método capacitivo (generalmente alrededor de 1 s).

Basado en este método, han sido propuestos diferentes esquemas en la literatura. En [53], la tensión y la corriente son medidas mediante una tarjeta y un PC; la medida se inicia con el envío desde la tarjeta de una señal de disparo al interruptor que conecta el condensador con el dispositivo FV. En [54] se describe una carga capacitiva portátil basada en transistores bipolares de puerta aislada

(IGBTs), la cual permite medir arrays FVs en condiciones reales de funcionamiento. Los interruptores de la figura 2.24 se sustituyen por IGBTs y el condensador es realizado mediante la asociación en paralelo de resistencias y capacidades.

Medida de la curva I - V con carga electrónica

El método basado en la carga electrónica (figura 2.25) emplea un transistor (MOSFET generalmente) como carga. Variando la tensión puerta-fuente, se modula la resistencia entre drenador y fuente, y por tanto el flujo de corriente suministrada por el módulo. El recorrido de la curva I - V del módulo cuando se realiza mediante este método, requiere que el MOSFET recorra sus tres zonas de funcionamiento (corte, saturación y triodo) y por tanto, que la mayor parte de la potencia suministrada por el módulo tenga que ser disipada por dicho transistor, lo cual limita en cierta medida sus aplicaciones a media potencia.

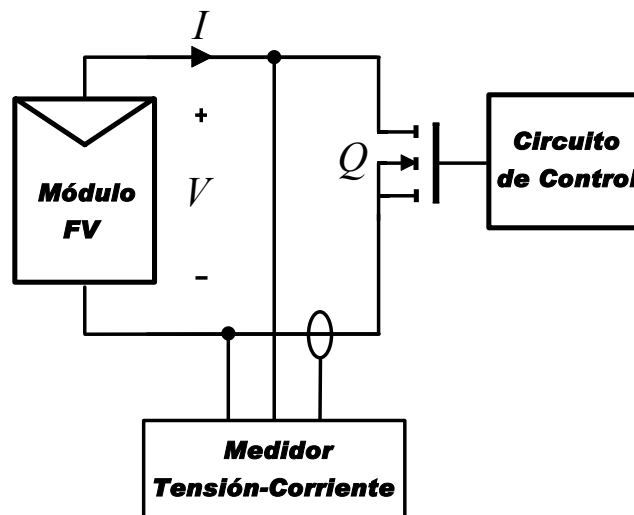


Figura 2.25 Esquema basado en carga electrónica.

Basado en este método, han sido propuestos diferentes esquemas en la literatura. Así en [55], se propone una simple carga electrónica con MOSFET para obtener la curva I - V de módulos FVs debido a su mayor velocidad de barrido. Su

principal ventaja es la variación rápida de la resistencia de carga equivalente proporcionada por el MOSFET. Varios MOSFETs pueden acoplarse en paralelo para aumentar la capacidad de corriente de la carga electrónica. La tensión y la corriente son medidas con un simple divisor de tensión y un sensor *shunt* respectivamente. Los valores de tensión y corriente son capturados mediante un osciloscopio para visualizar la curva $I-V$. I_{sc} y V_{oc} se obtienen mediante dos detectores de pico de voltaje y corriente, y las señales son multiplicadas mediante un multiplicador para obtener la potencia instantánea, por lo tanto, un tercer detector de pico puede ser utilizado para capturar el valor del MPP. En [56] se presenta un sistema supervisor de plantas de energía fotovoltaica basado en la medida de las curvas $I-V$, las cuales son medidas en cortos intervalos de tiempo, para prevenir interferencias de nubes durante las medidas realizadas en exterior. La carga electrónica está constituida por varios transistores bipolares en cascada. Al reducir gradualmente la corriente de base de los transistores, el punto de funcionamiento del generador fotovoltaico se mueve desde I_{sc} a V_{oc} . Para medir la corriente y la tensión se emplea una tarjeta de adquisición de datos de alta velocidad con convertidor A/D. La innovación de este circuito radica en que el barrido de la curva $I-V$ es controlado mediante una rampa de corriente, en lugar de una rampa de tensión. Finalmente, en [57] se presenta un circuito de medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de células multiunión, mediante un transistor MOSFET de canal N y un amplificador operacional.

Medida de la curva $I-V$ con amplificador de potencia

Este método se basa en un amplificador tradicional de potencia clase B (figura 2.26) que permite invertir tanto la corriente como la tensión en el módulo, lo cual posibilita medir las curvas $I-V$ en oscuridad de un dispositivo FV.

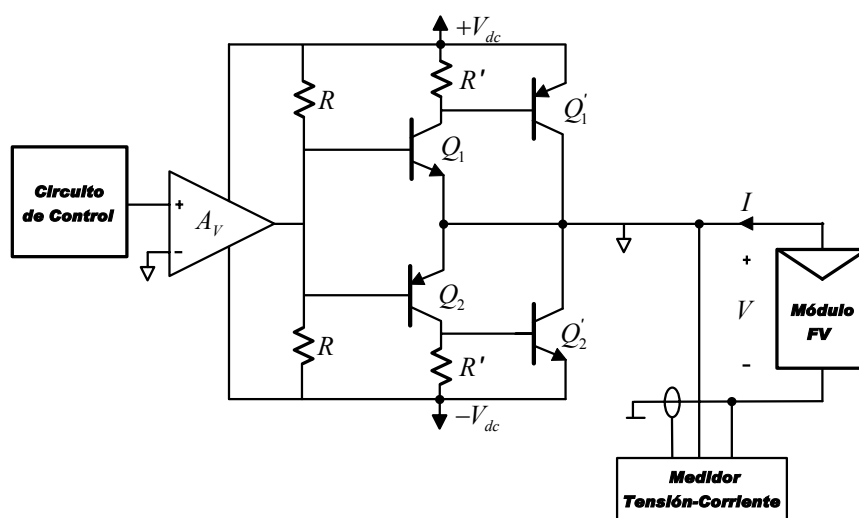


Figura 2.26 Esquema basado en amplificador.

El circuito de la figura 2.26 emplea dos transistores bipolares para permitir la circulación de corriente entrante y saliente a través del módulo, y una fuente de alimentación simétrica para disponer de tensión inversa y directa. En este caso, al igual que ocurre con el método de carga electrónica, los BJTs deben operar en sus tres modos de funcionamiento (corte, zona activa y de saturación), por tanto, la mayor parte de la potencia suministrada por el módulo tiene que ser disipada por los transistores, lo cual limita sus aplicaciones a media potencia.

Basado en este método, han sido propuestos diferentes esquemas en la literatura. En [58] se presenta un control basado en un PC orientado a la medida de las características I - V de células solares de gran superficie mediante una fuente de luz artificial (con simulador solar). La medida se realiza de forma automatizada empleando una interfaz estándar GPIB y un PC. La alta corriente necesaria para la prueba de grandes superficies de células solares, es proporcionada por un amplificador de potencia con tecnología bipolar, controlado por un generador de funciones que realiza el barrido de la tensión de salida. El generador inicia el barrido con una mínima tensión de polarización, la cual aumenta mediante incrementos, hasta que se alcanza el valor máximo de corriente admisible por la célula. La tensión y corriente en cada paso son medidas mediante dos multímetros digitales. En [53 y

59] se emplea un circuito muy similar para realizar el barrido de la tensión aplicada a una célula, pero en lugar de usar un generador de funciones, se emplea una tarjeta de control con convertidor D/A.

Medida de la curva $I-V$ con carga de cuatro cuadrantes

Una carga de cuatro cuadrantes es una fuente de alimentación capaz de suministrar y disipar energía, que puede funcionar como fuente o sumidero de corriente en los dos sentidos (bipolar) y aplicar tensión positiva o negativo. Esto permite su utilización como una carga ajustable para otras fuentes de alimentación u otros equipos. En la figura 2.27 se muestra la curva $I-V$ que es capaz de generar una carga de cuatro cuadrantes. En la figura 2.28 se muestra un esquema funcional de un circuito que permite implementar una carga de cuatro cuadrantes.

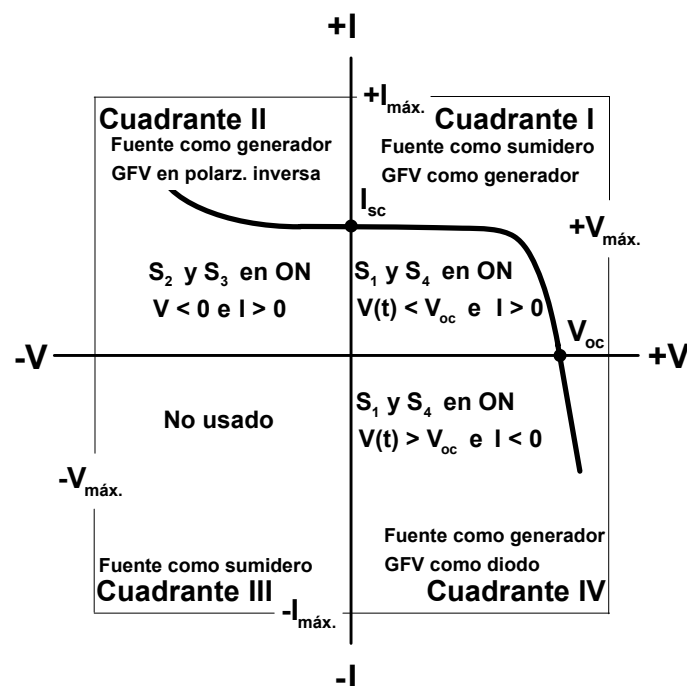


Figura 2.27 Curvas $I-V$ en los cuadrantes I, II y IV.

En un módulo fotovoltaico el interés principal es obtener la curva $I-V$ en el primer cuadrante, sin embargo, la exploración de los valores situados en el segundo

y cuarto cuadrantes, puede ser una herramienta importante de diagnóstico para detectar posibles desequilibrios en el funcionamiento del módulo, como una o más células sombreadas, lo que da origen a los denominados puntos calientes en conexiones serie.

El funcionamiento de una carga de cuatro cuadrantes se basa en una fuente de alimentación donde el valor proporcionado a su salida $V_i(t)$ es dependiente de una señal de referencia. Dicha señal puede ser modificada por otra referencia exterior o programada para realizar el barrido de diferentes valores.

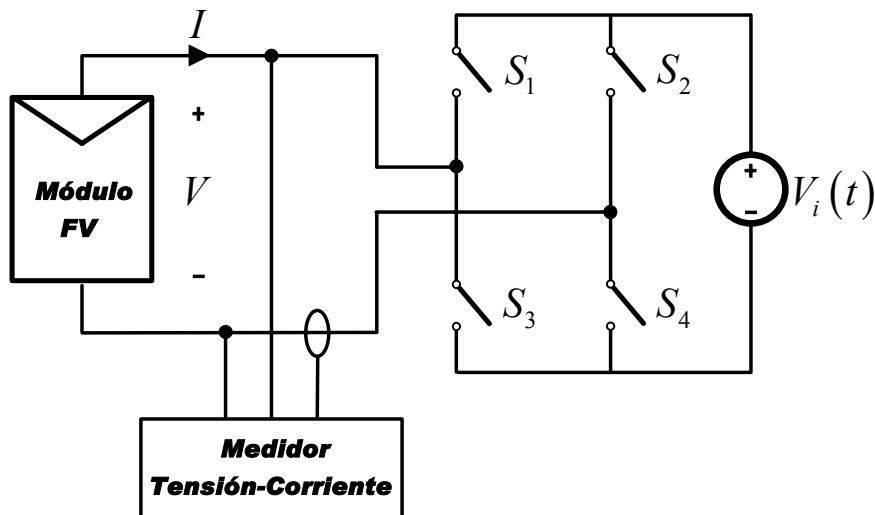


Figura 2.28 Esquema funcional de una carga de cuatro cuadrantes.

El circuito mostrado en la figura 2.28 representa un esquema del funcionamiento de una carga de cuatro cuadrantes. Con S_1 y S_4 cerrados y $V_i(t)$ mayor que la tensión en circuito abierto del módulo fotovoltaico (V_{oc}), $I < 0$ y el punto de funcionamiento del módulo FV se sitúa en el cuarto cuadrante; mientras que con S_1 y S_4 cerrados y $V_i(t)$ menor que V_{oc} , $I > 0$ y el punto de funcionamiento del módulo FV se sitúa en el primer cuadrante. Por último, con S_2 y S_3 cerrados, la tensión en los extremos del módulo (V) es forzada a $-V_i(t)$ y el punto de funcionamiento del módulo FV se sitúa en el segundo cuadrante.

Una carga de cuatro cuadrantes es intrínsecamente cara, y además, cargas de cuatro cuadrantes para potencias superiores a 1 kW no son comerciales.

Basado en este tipo de cargas han sido propuestos diferentes esquemas en la literatura. En [49] se presenta un sistema para medir distintas curvas $I-V$ mediante una fuente de alimentación bipolar de cuatro cuadrantes. El procedimiento consiste en variar manualmente en pasos la tensión proporcionada por la fuente. El voltaje y la corriente proporcionados por la célula solar se miden con dos multímetros digitales, la corriente mediante una resistencia *shunt*. Una fuente de alimentación variable también es muy útil para realizar medidas rápidas de la corriente de cortocircuito o un punto de corriente a una determinada tensión. En [60] se describe una metodología para la determinación de las curvas características $I-V$ de módulos fotovoltaicos en diversas condiciones, pero a diferencia de la referencia anterior, en este caso la tensión de barrido de la fuente de alimentación está controlada automáticamente por un computador. La tensión y corriente son medidas simultáneamente por dos multímetros digitales conectados a un ordenador a través de una interface GPIB, lo cual permite recuperar los datos adquiridos y determinar los parámetros eléctricos principales. En [61] se describe la caracterización de una instalación FV formada por células fotovoltaicas de concentración. Las células solares son iluminadas con un concentrador parabólico, y un sistema basado en persianas permite controlar el tiempo de exposición solar de las células, obteniéndose así un tren de destellos luminosos sobre la célula, pero utilizando radiación solar real. La sincronización de la apertura y cierre de las persianas junto con la medida proporcionada por un grupo de instrumentos, permite obtener todos los puntos de la curva $I-V$ mediante sucesivos destellos de radiación. El barrido es controlado por un generador de forma de onda programable, el cual genera una tensión analógica que es amplificada por la fuente de alimentación. Se emplean dos canales (corriente y voltaje) de un analizador como sistema de adquisición de datos simultáneo de alta velocidad. En [62] las curvas también se miden utilizando el mismo método. Los valores de irradiancia y temperatura del módulo son adquiridos al principio y al final de la medida, lo cual permite rechazar curvas donde estas variables varíen significativamente. En [63] la tensión de la fuente de alimentación es controlada por un convertidor D/A mediante una tarjeta conectada a un PC. La corriente es medida como una caída de tensión en uno de los grupos de siete

resistencias empleados para la medida; cada grupo utiliza una de las entradas del convertidor A/D de la tarjeta. Las resistencias se conmutan automáticamente utilizando las señales de salida binarias proporcionadas por la tarjeta, dependiendo del rango de corriente a medir.

Simuladores solares

Dependiendo de la ubicación del dispositivo bajo prueba, y por tanto del tipo de iluminación empleada (artificial o natural), la caracterización de dispositivos FVs puede ser realizada en interior o laboratorios y en exterior o en el campo de paneles. Tradicionalmente, la medida de células y módulos fotovoltaicos en interior se realiza con simuladores solares [64 y 65]. Esta técnica supone una práctica habitual en las líneas de producción y fabricación de módulos FV.

En interior resulta relativamente fácil implementar unas condiciones de medida concretas e incluso las condiciones estándar: 1.000 W/m² de irradiancia, una distribución espectral según AM 1.5 y una temperatura de módulo de 25 °C. Por otro lado, si bien en células y módulos es posible realizar la medida en interior o en exterior, para el caso de campos de paneles éstas han de realizarse en exterior, principalmente por la superficie a iluminar requerida, ejerciendo un menor control sobre las condiciones de medida. Por tanto, las principales ventajas de los simuladores solares son la uniformidad de la temperatura y la repetibilidad de la medida, y su principal inconveniente, la limitación del área de medida. Por su parte, las principales ventajas de la medida en exterior son: la estabilidad y uniformidad de iluminación (en días claros el espectro puede llegar a ser ~AM 1.5), y sus inconvenientes, la dependencia de la climatología y la temperatura elevada y no homogénea.

De forma genérica, según el tipo de fuente de iluminación que utilizan, los simuladores pueden ser de luz continua o de luz pulsada o *flash*. Para estos últimos han sido propuestas dos metodologías diferentes. W. Keogh y A. Cuevas [66]

propusieron un método donde el dispositivo es polarizado a una tensión diferente en cada pulso de luz, mientras se miden los pares de puntos (V , I) en la caída de luz del impulso luminoso. De esta forma se obtiene una familia de curvas I - V con tantos puntos en cada curva como pulsos se emiten. Un punto de la curva es obtenido en cada pulso, normalmente un pulso dura aproximadamente 1 ms y una curva completa requiere al menos 100 puntos. El inconveniente de este procedimiento para ser utilizado en una línea de producción es su lentitud. El otro método, propuesto por Lipps et al. [67], consiste en medir la curva I - V completa en la meseta del pulso de luz por medio de una carga y un sistema de adquisición de datos de alta velocidad. En este caso se emiten pulsos con una duración de entre 50 y 100 ms, y se obtiene la curva I - V en cada pulso. Esta solución es más rápida que la primera, pero más compleja.

La técnica de luz pulsada consume menos energía y somete al dispositivo bajo prueba a menor temperatura, por lo que es la técnica más utilizada actualmente.

El procedimiento basado en simulador solar resulta de fácil implementación cuando se trata de módulos convencionales ya que el nivel de irradiancia necesario es de 1.000 W/m^2 . Por el contrario, para el caso de células de concentración, los altos niveles de irradiancia necesarios en unos casos (por encima de 300 soles para células de 1 cm^2) o el tamaño de las células en concentraciones medias (20 soles sobre una célula típica de 50 cm^2), hacen que esta técnica sea difícil de utilizar. El problema se acentúa cuando se trata de módulos de concentración, donde el área a iluminar es mucho mayor. La refrigeración de las células para mantener la temperatura uniforme y constante a 25°C es un problema añadido con las energías que se manejan en concentración. De la misma forma, para la medida de células y módulos multiunión, se requieren varios simuladores solares, uno para cada intervalo espectral de lo contrario se introducen grandes errores en la medida de I_{sc} y del MPP [68].

La medida de curvas I - V con simuladores solares debe cumplir lo establecido en dos normas internacionales: ASTM E 927-05 [69] (*standard specifications for*

solar simulation for terrestrial PV testing) e IEC 60904-9 (*solar simulator performance requirements*) [70]. Ambas normas definen el espectro, la uniformidad espacial en el tiempo y la estabilidad de la fuente luminosa de los simuladores empleados.

2.8. Comparación de los diferentes métodos de medida de curvas I - V de módulos y arrays FVs

En este apartado se realiza una comparación de los diferentes métodos descritos en el apartado 3.3 en términos de los siguientes parámetros: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste [48].

Flexibilidad

La flexibilidad es un factor importante de comparación para seleccionar uno de los métodos. La posibilidad de configurar la velocidad de barrido, la dirección desde I_{sc} a V_{oc} o desde V_{oc} a I_{sc} , y la reproducción de zonas específicas de la curva I - V son parámetros a considerar para evaluar la flexibilidad.

La reproducción de la curva I - V , tanto con carga resistiva como capacitiva no es cíclica, por lo que una visualización directa o una reproducción parcial de dicha curva no son posibles. Los métodos basados en carga electrónica muestran una gran flexibilidad, pero la reproducción de puntos alrededor del MPP requiere la disipación de excesiva potencia, especialmente con generadores de alta potencia, ya que los transistores operan en su zona lineal. Con una carga de cuatro cuadrantes, una reproducción parcial de la curva I - V también es posible, pero requiere de una compleja programación de la señal $V_i(t)$. La carga de cuatro cuadrantes tiene las mismas restricciones, respecto de la potencia, que la carga electrónica.

Modularidad

Una configuración modular y escalable es también un parámetro importante de comparación. Tanto los métodos de carga resistiva y capacitiva como el de carga electrónica, presentan dificultades cuando la potencia del generador FV bajo prueba se incrementa. Para el de carga capacitiva el principal problema es la velocidad, mientras que para los métodos de carga resistiva y electrónica es la disipación de potencia. En el caso de la carga de cuatro cuadrantes, la modularidad sólo es posible

con algunos fabricantes que proporcionan diferentes formas de combinar varias cargas que permiten su control, pero supone un gran incremento en términos de coste.

Fidelidad

Es difícil evaluar qué método es más fiel, ya que esta característica depende en gran medida del sistema de adquisición de datos. Por otro lado, la reproducción del punto exacto de tensión cero (I_{sc}) resulta difícil, debido a la propia naturaleza de todos los sistemas de medida, los cuales están basados en una inserción de resistencia en los terminales del módulo o generador FV. Sin embargo, también se puede observar que una inserción de baja resistencia en I_{sc} no degrada en exceso la reproducción de la curva $I-V$, debido principalmente a que en la zona donde ocurre, tanto la pendiente de la curva como la variación de la corriente son prácticamente nulas; en esta zona, el módulo fotovoltaico se comporta como una fuente de corriente constante de valor I_{sc} , por lo que puede considerarse irrelevante. Este efecto se minimiza significativamente con asociaciones resistivas en paralelo. Tanto el método de resistencia variable como los basados en carga electrónica requieren una extrapolación de puntos para conocer el valor de I_{sc} . En el método con carga capacitiva se puede aplicar una interpolación de puntos, pero sólo cuando la carga del condensador empieza con tensión negativa. La carga de cuatro cuadrantes sólo necesita un método de interpolación alrededor de I_{sc} .

Tiempo de respuesta

Una respuesta rápida de funcionamiento es particularmente interesante, ya que garantiza que todos los puntos de la curva han sido obtenidos en las mismas condiciones climáticas. Tanto en medidas en interior, como en exterior, se requieren tiempos de medida cortos además de precisión. Con el fin de proporcionar resultados precisos, es esencial que las condiciones ambientales no cambien significativamente entre las diferentes medidas. También un trazado rápido de las curvas $I-V$ reduce el sobrecalentamiento y el tamaño de los componentes, así como la carga empleada. El

método basado en la carga de cuatro cuadrantes proporciona tiempos de medida cortos, del orden de cientos de milisegundos. Con el método basado en la carga capacitiva, el tiempo de carga del condensador es directamente proporcional al valor del condensador y a la tensión de circuito abierto del generador fotovoltaico, e inversamente proporcional a la corriente de cortocircuito. Además, cuanto mayor sea la velocidad del sistema de medida, menor será el tamaño de los condensadores. Sin embargo, este método requiere la descarga previa de la capacidad antes de volver a realizar una nueva medida, y este tiempo extra hace más lento el método capacitivo. El tiempo de operación requerido por este método es normalmente de 1 s. Los métodos basados en cargas electrónicas muestran una mayor dispersión entre los tiempos de medida, dependiendo tanto de la forma de onda aplicada para realizar el barrido (rampa lineal, sinusoidal ...) como del tipo de control (sin realimentación o con ella). Esto origina una gran variedad de respuestas. Desde cargas electrónicas que emplean un tiempo de medida semejante a la carga de cuatro cuadrantes hasta otras con tiempos comparables al requerido por la carga capacitiva.

Visualización directa

La visualización directa de la curva medida mediante un osciloscopio u otro sistema de representación, proporciona la posibilidad de realizar un primer test rápido sobre el módulo; sin embargo, no todos los métodos permiten una visualización directa. La reproducción de la curva $I-V$ mediante el método de carga resistiva y capacitiva no es cíclica, con lo cual no es posible una visualización directa o una reproducción parcial de dicha curva.

Coste

En general, una buena evaluación de los costes puede ser realizada dependiendo de los requerimientos del sistema de adquisición de datos, de las técnicas utilizadas, analógicas o digitales, del software de programación requerido, y del número de sensores necesarios. La eliminación de los sensores de corriente y tensión disminuye los costes considerablemente. El método capacitivo requiere

velocidad de adquisición y capacidad de almacenamiento de datos en una memoria, lo que resulta en un coste elevado.

Quizás, la mejor manera de evaluar los métodos analizados, en términos de coste, sea teniendo en cuenta todas las características anteriores como un conjunto completo a un precio razonable. Desde este punto de vista, el método más económico es el que admita flexibilidad, modularidad, y fidelidad, junto con capacidad para representar curvas de gran potencia y permita una visualización directa de dichas curvas.

En la tabla 2.3 se resumen las propiedades analizadas de cada método.

TABLA 2.3: Principales características de los métodos utilizados para la medida de curvas $I-V$.

	Modularidad	Fidelidad	Tiempo de Respuesta	Coste	Flexibilidad	Capacidad de Visualización
Resistencia Variable	Media	Media	Bajo	Bajo	Media	No
Carga Capacitiva	Baja	Media	Bajo	Alto	Baja	No
Carga Electrónica	Alta	Media	Media	Alto	Alta	Si
Amplificador de Potencia	Alta	Alta	Media	Alto	Alta	Si
Carga de 4 Cuadrantes	Baja	Alta	Alto	Alto	Baja	No

Como se verá en capítulos sucesivos, el objetivo fundamental de esta Tesis es proponer y justificar una nueva metodología de medida de curvas $I-V$ en módulos y *arrays* FVs; así como diseñar, construir y testear un sistema electrónico que implemente dicha metodología. Por supuesto, el objetivo perseguido es mejorar las características de los métodos actuales que se resumen en la tabla 2.3.

2.9. Conclusiones

En este capítulo se han descrito los diferentes tipos de células solares, las cuales constituyen el elemento básico de un sistema fotovoltaico. Se ha resaltado la importancia de la caracterización y medida de las curvas $I-V$ de generadores FVs teniendo en cuenta diferentes aspectos. Finalmente se han comparado los diferentes métodos descritos en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

Capítulo 3

Estudio y análisis de topologías de convertidores CC/CC para la medida de curvas $I-V$ de generadores FVs

En este capítulo se presentan las bases teóricas del objetivo de esta Tesis: El uso de convertidores CC-CC para implementar medidores de curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos y *arrays* FVs. Para fundamentar la propuesta de investigación se analizan, en primer lugar, las diferentes configuraciones básicas de convertidores, con objeto de justificar la adecuación o no de cada una de ellas al cometido propuesto. Así, se analizan las topologías reductora, elevadora y reductora-elevadora. A partir del estudio teórico realizado, sobre la capacidad de cada una de las configuraciones para emular una resistencia variable, en función del control de su ciclo de trabajo, se realiza una selección de las configuraciones más adecuadas para la implementación del sistema de medida objeto de esta Tesis. Este análisis teórico es complementado y apoyado mediante simulación. Por último, a partir de la constatación del rizado que introducen los convertidores como consecuencia de la conmutación de sus transistores, se estudian las dos técnicas más importantes para la reducción de este rizado: mediante el intercalado de convertidores y empleando inductores acoplados.

3.1. Introducción

El principal objetivo de la conversión CC/CC es el de transferir potencia eléctrica en forma de corriente continua, con las menores pérdidas y, por tanto, con la mayor eficiencia posible.

Los convertidores conmutados CC/CC forman parte normalmente de un sistema de conversión CA/CC. La alimentación es de tensión continua no regulada, obtenida mediante la rectificación de la tensión de red. La misión del convertidor es transformar la entrada de tensión continua no regulada en una tensión de salida regulada y de un nivel deseado, para los rangos de carga especificados en su diseño. En los sistemas fotovoltaicos, los convertidores CC/CC son utilizados como interface entre el generador FV y la carga, permitiendo, mediante la conexión de un sistema de control, el seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT, *Maximum Power Point Transfer*). En líneas generales, la misión del convertidor CC/CC es la de acondicionar la energía producida por el conjunto de células siguiendo una estrategia de control determinada.

En los convertidores CC/CC la tensión media de salida puede ser controlada para ser igual a una tensión de referencia determinada, independientemente de las variaciones que se puedan producir tanto en la tensión de alimentación como en la carga.

En particular, para una tensión de entrada determinada, la tensión media de salida puede ser gobernada mediante los tiempos en que el interruptor del convertidor conduce o no conduce. Estos tiempos se denominan T_{on} y T_{off} respectivamente.

El método más utilizado para el control de la tensión de salida de un convertidor CC/CC es el denominado modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse-Width Modulation*), y consiste en emplear un periodo de conmutación T_s constante, $T_s = T_{on} + T_{off}$, de forma que variando el tiempo de conducción T_{on} , es

posible controlar la tensión media de salida. En general, el ciclo de trabajo (D , *Duty Cycle*) de una señal periódica es la relación entre el intervalo durante el cual la señal se encuentra a nivel alto (ancho del pulso) respecto del periodo. La técnica PWM lo que hace precisamente es modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica. De forma más concreta, el ciclo de trabajo de un convertidor CC-CC se define como la relación entre el intervalo de conducción de su interruptor (transistor), T_{on} y el periodo de la señal de conmutación (T_s). Esto es, $D = T_{on}/T_s$.

Los convertidores CC/CC pueden ser divididos en reductores de tensión ($V_g > V_o$), elevadores ($V_g < V_o$), y reductores-elevadores, en los que la tensión de salida (V_o) puede ser mayor o menor que la de entrada (V_g) dependiendo del ciclo de trabajo D .

Un primer análisis de los diferentes convertidores, puede ser realizado suponiendo las hipótesis siguientes:

- Funcionamiento en régimen permanente, es decir; tensión en el generador constante y ciclo de trabajo definido para unas condiciones de carga determinadas.
- Los dispositivos semiconductores son considerados como interruptores ideales, aún siendo dispositivos semiconductores de potencia, tales como transistores bipolares, MOSFETs, IGBTs, etc.
- Las pérdidas en los elementos inductivos y capacitivos se suponen despreciables.
- La etapa de salida del convertidor está compuesta por un filtro paso bajo y la carga, que se modela como una resistencia.

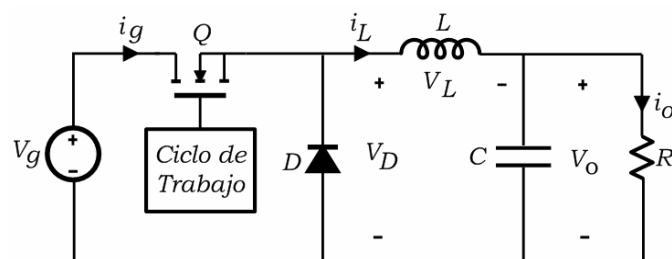
A continuación se realiza una primera descripción de los diferentes convertidores CC/CC no aislados que emplean un solo interruptor de potencia. Esta descripción es realizada en base a las tres relaciones de conversión: reductor, elevador y reductor-elevador; así como al modo de corriente por el inductor:

corriente continuada (CCM, *Continuous Conduction Mode*) y corriente discontinua (DCM, *Discontinuous Conduction Mode*).

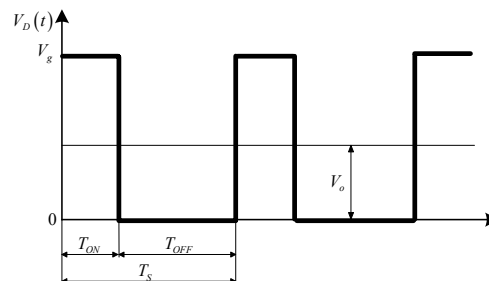
3.2. Convertidor Reductor (*Buck*)

Como su nombre indica, este convertidor proporciona una tensión media de salida menor que la tensión de entrada.

En la figura 3.1a se muestra el esquema eléctrico de este convertidor, el cual incluye un diodo de libre circulación y un filtro de salida formado por una inductancia L y un condensador C .



a) Esquema eléctrico del convertidor Reductor.



b) Tensión a la entrada del filtro LC .

Figura 3.1 Convertidor reductor.

El convertidor funciona de la forma siguiente: En el intervalo de conducción del interruptor (Q), la fuente V_g suministra energía tanto a la carga como a los elementos del filtro paso bajo. Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la corriente del inductor L circula a través del diodo, transfiriendo parte de su energía hacia la carga.

Dependiendo de la corriente por la inductancia, el convertidor presenta dos modos de funcionamiento distintos:

- Modo de conducción continuo (CCM, *Continuous Conduction Mode*). En este modo, la intensidad que circula a través de la inductancia nunca se anula.
- Modo de conducción discontinuo (DCM, *Discontinuous Conduction Mode*). En este modo, la intensidad que circula por el inductor se anula para un intervalo del periodo de no conducción.

3.2.1. Convertidor Reductor en CCM

El análisis del convertidor reductor en el modo de conducción continuo puede ser realizado para dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción del interruptor (ver figura 3.1).

- Durante el intervalo de conducción del interruptor, la intensidad por la inductancia crece linealmente. En este intervalo el diodo de libre circulación se encuentra polarizado inversamente. El resultado es una tensión $V_L = V_g - V_o$ positiva y constante en el inductor que hace que la intensidad i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor permanece cerrado.

La aplicación de la ley de Kirchoff de tensiones para el intervalo de conducción, el cual dura entre 0 y T_{ON} , proporciona:

$$V_g = L \frac{di_L}{dt} + V_o$$

Donde se ha despreciado la caída en conducción del interruptor.

Separando las variables e integrando:

$$\frac{V_g - V_o}{L} t = i_L(t) - i_L(t=0) \quad (3.1)$$

Que es la ecuación de una recta de pendiente $m = \frac{V_g - V_o}{L}$, positiva al ser $V_g > V_o$.

Definiendo $i_L(T_{ON}) = I_2$ e $i_L(t=0) = I_1$ en (3.1), se obtiene:

$$\frac{V_g - V_o}{L} T_{ON} = I_2 - I_1 \quad (3.2)$$

- Durante el intervalo de no conducción del interruptor, el diodo de libre circulación conduce la intensidad de la inductancia (ya que ésta no puede cambiar instantáneamente su valor). En este intervalo, la tensión del inductor es $V_L = -V_g$ y la intensidad decrece linealmente con pendiente $m = \frac{-V_g}{L}$.

Operando de la misma forma que en el intervalo anterior, pero teniendo en cuenta que el diodo está en conducción durante el tiempo T_{ON} hasta T_S , se obtiene:

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + V_o$$

Donde se ha despreciado la caída en conducción del diodo de libre circulación.

Separando las variables e integrando:

$$-\frac{V_o}{L} (T_S - T_{ON}) = i_L(T_S) - i_L(T_{ON}) \quad (3.3)$$

Por continuidad de ambos intervalos $i_L(t=0) = i_L(T_S)$ y por tanto (3.3) se convierte en:

$$-\frac{V_o}{L}(T_S - T_{ON}) = I_1 - I_2 \quad (3.4)$$

Igualando (3.2) y (3.4) se obtiene:

$$\frac{V_g - V_o}{L} T_{ON} = \frac{V_o}{L} (T_S - T_{ON})$$

Finalmente se obtiene la ecuación (3.5), que proporciona la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en CCM.

$$V_o = V_g \frac{T_{ON}}{T_S} = V_g \cdot D \quad (3.5)$$

En este modo de funcionamiento, la tensión de salida es directamente proporcional al ciclo de trabajo D y a la tensión aplicada en su entrada, con lo que el convertidor reductor puede ser asemejado a un transformador de corriente continua donde la relación de transformación puede ser controlada electrónicamente en el rango $[0,1]$, variando el ciclo de trabajo D del convertidor.

Suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \quad (3.6)$$

Sustituyendo V_o / V_g de (3.5) se obtiene que:

$$I_g = I_o \cdot D \quad (3.7)$$

Esta expresión indica que al conservarse la potencia, este convertidor presenta un comportamiento reductor para la tensión y elevador para la corriente.

De (3.6) se deduce que $\frac{V_g}{I_g} = \frac{V_o \cdot I_o}{I_g^2}$ y, sustituyendo I_g^2 por el valor dado en

$$(3.7), \frac{V_g}{I_g} = \frac{V_o}{I_o \cdot D^2}. \text{ Si se define ahora la resistencia efectiva } (R_i) \text{ como } R_i = \frac{V_g}{I_g},$$

esta puede ser expresada por:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{R}{D^2} \quad (3.8)$$

La ecuación anterior indica que la resistencia efectiva vista por el generador es directamente proporcional a la conectada a su salida, e inversamente proporcional al cuadrado del ciclo de trabajo D , estando su valor comprendido en el rango $[R, \infty)$, cuando D varía desde 1 a 0.

Nótese que el cálculo de R_i se ha realizado a partir del valor medio de la corriente suministrada por el generador I_g ; por tanto, se supone que este valor es mucho mayor que su rizado ΔI_g .

3.2.2. Convertidor Reductor en DCM

El funcionamiento en el modo de conducción discontinua se establece cuando la corriente por la inductancia se anula durante el intervalo de no conducción del interruptor. El cambio más significativo respecto del modo continuo, es que la tensión de salida no es proporcional al ciclo de trabajo solamente.

El límite para que el convertidor evolucione del modo continuo al discontinuo se produce cuando la intensidad por la inductancia se hace cero, justo al final del periodo de conmutación T_S .

Suponiendo una evolución de la corriente lineal, tal y como aparece en la figura 3.2, se tiene que:

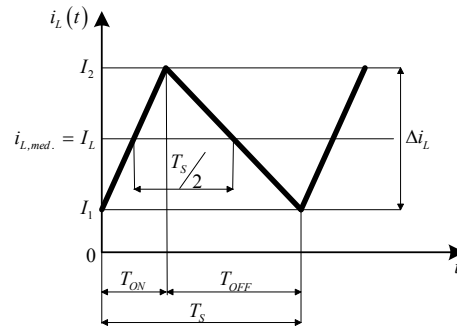


Figura 3.2 Corriente por la inductancia en CCM.

$$I_2 = i_{L,med.} + \frac{1}{2} \Delta I \quad (3.9)$$

$$I_1 = i_{L,med.} - \frac{1}{2} \Delta I$$

Donde ΔI representa el rizado de corriente e I_L el valor medio de la corriente por el inductor.

Como:

$$\Delta I = i_L(t = T_{ON}) - i_L(t = 0) = \frac{V_g - V_o}{L} T_{ON} = \frac{V_o}{L} (T_s - T_{ON}) \quad (3.10)$$

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_g \cdot D \cdot (1-D) \cdot T_s}{L} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T_s}{L}$$

En este caso (en DCM): $I_1 = 0 \Rightarrow 0 = I_L - \frac{1}{2} \Delta I$

Sustituyendo la expresión de ΔI y considerando que $I_L = I_o$ se obtiene:

$$0 = I_o - (1-D) \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L} \quad (3.11)$$

Planteando las tres relaciones a las que da origen la ecuación anterior:

$$\text{- Sí: } I_o = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_o = (1-D) \cdot \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia se anula justo al final del periodo.

$$\text{- Si: } I_o > \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_o > (1-D) \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia no se anula y el convertidor funciona en modo continuo.

$$\text{- Si: } I_o < \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_o < (1-D) \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia se anula y el convertidor funciona en modo discontinuo.

Por tanto, para unas condiciones de funcionamiento dadas por: T_s , V_o , V_g , D y R , si se cumple que $I_o < \frac{\Delta I}{2}$, entonces el modo de funcionamiento será discontinuo.

Así, se puede hablar de valores críticos en el ciclo de trabajo, en la inductancia y en la resistencia de carga, que llevan al convertidor a un funcionamiento con corriente discontinua.

El valor crítico de D , $D_{critico}$, que marca la frontera entre un modo de funcionamiento y otro, se obtiene despejando D de (3.11). Así,

$$\text{- } D_{critico} = 1 - \frac{2 \cdot L}{R \cdot T_s}; \text{ con } R = \frac{V_o}{I_o}$$

Si $D \geq D_{critica}$, el convertidor funciona en modo continuo.

Respecto del valor crítico de la inductancia, nuevamente se obtiene despejándolo de (3.11): esto es,

$$- L_{\text{critica}} = \frac{R \cdot T_s}{2} (1 - D); \text{ con } R = \frac{V_o}{I_o}$$

Si $L \geq L_{\text{critica}}$, el convertidor funciona en modo continuo.

Donde D_{critico} y L_{critica} representan por tanto los valores umbrales para obtener $i_L > 0$ durante todo el periodo de conmutación y por tanto modo de funcionamiento CCM.

Operando de forma análoga para R se obtiene que:

$$- R_{\text{critica}} = \frac{2 \cdot L}{(1 - D)T_s} .$$

Por tanto, si $R \leq R_{\text{critica}}$, el convertidor funciona en modo continuo.

La obtención de la expresión de la tensión de salida del convertidor funcionando en el modo de conducción discontinuo, se realiza utilizando el mismo razonamiento que para el modo continuo, es decir, dividiendo su funcionamiento en dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción, y relacionando éstos mediante las condiciones finales e iniciales de uno y otro respectivamente. Esto proporciona la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en DCM:

$$V_o = \frac{2 \cdot V_g}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)} \quad (3.12)$$

Al igual que para CCM, suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \Rightarrow V_o = \frac{V_g \cdot I_g}{I_o}$$

Sustituyendo este valor en (3.12) y despejando I_g :

$$I_g = \frac{2 \cdot I_o}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)} \quad (3.13)$$

Utilizando de nuevo el concepto de resistencia efectiva (R_i) se tiene que $I_g = \frac{V_g}{R_i}$. Sustituyendo este valor en (3.13), reemplazando el valor de V_g en la expresión resultante por el que se obtiene de (3.13), y considerando $R = \frac{V_o}{I_o}$, se deduce que el valor de la resistencia efectiva está dado por:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{R}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}}\right)^2 \quad (3.14)$$

La ecuación anterior indica que la resistencia efectiva vista por el generador se encuentra dentro del rango $\left[\frac{R}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot T_s}}\right)^2, \infty\right)$ cuando D varía desde 1 hasta 0.

En este modo de funcionamiento, igual que se hizo CCM, se ha supuesto que la magnitud del rizado de corriente en el generador es mucho más pequeño que su valor medio I_g .

3.3. Convertidor Elevador (*Boost*)

Como su nombre indica, este convertidor proporciona una tensión mayor que la aplicada a su entrada. En la figura 3.3, se muestra el circuito eléctrico de este convertidor

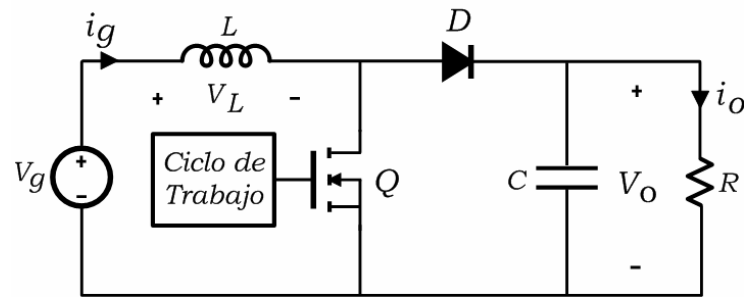


Figura 3.3 Convertidor Elevador.

El convertidor funciona de la forma siguiente:

- En el periodo de conducción del interruptor, el diodo se polariza inversamente aislando la etapa de entrada de la de salida. La energía suministrada por la alimentación es almacenada en el inductor.
- Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la energía suministrada por la alimentación es transferida a la carga a través del inductor y el diodo.

Al igual que ocurre con el convertidor reductor, el análisis para el elevador se divide en dos modos: modo de conducción continuo (CCM) y modo de conducción discontinuo (DCM).

3.3.1. Convertidor Elevador en CCM

El análisis del convertidor elevador en el modo de conducción continuo, puede ser realizado para dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción del interruptor.

Durante el intervalo de conducción del interruptor, la intensidad por la inductancia crece linealmente. En este intervalo, el diodo se encuentra polarizado inversamente. El resultado es una tensión $V_L = V_g$ positiva y constante en el

inductor que hace que la intensidad i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor permanezca cerrado.

Durante el intervalo de no conducción del interruptor, el diodo queda polarizado directamente y conduce la corriente de la inductancia. En este intervalo, la tensión del inductor es $V_L = V_g - V_o$ y la corriente decrece linealmente con pendiente $\frac{V_g - V_o}{L}$

La aplicación de las leyes de Kirchoff de tensión y corriente para ambos intervalos, relacionados mediante la corriente final e inicial en el inductor, proporcionan la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en CCM. Esto es:

$$V_o = \frac{V_g}{1-D} \quad (3.15)$$

La ecuación anterior muestra que la tensión de salida es mayor que la de entrada para $0 < D < 1$, y que para este modo de funcionamiento, la tensión de salida es proporcional al ciclo de servicio D para una tensión de alimentación dada.

Suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o$$

Sustituyendo en (3.15):

$$I_g = \frac{I_o}{1-D} \quad (3.16)$$

Lo cual implica que este convertidor tiene un comportamiento elevador para la tensión y reductor para la corriente.

De nuevo, al expresar la corriente por la fuente, en función de la resistencia efectiva, $\frac{V_g}{R_i}$, se tiene que sustituyendo este valor de I_g en (3.16), reemplazando V_g en la expresión resultante por su valor en (3.15), y considerando que $R_i = \frac{V_g}{I_g}$, se deduce que el valor de la resistencia efectiva está dado por:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = R(1-D)^2 \quad (3.17)$$

La ecuación anterior indica que la resistencia efectiva vista por el generador, es directamente proporcional a la conectada a su salida y al cuadrado del complemento del ciclo de servicio, estando su valor comprendido en el rango $[0, R)$.

3.3.2. Convertidor Elevador en DCM

Siguiendo el mismo razonamiento que para el convertidor reductor, el límite para que el convertidor evolucione desde CCM a DCM se establece cuando la intensidad por la inductancia se hace cero, justo al final del periodo (ver figura 3.2).

Teniendo en cuenta que para el convertidor elevador la corriente que circula por el inductor es la misma que proporciona la fuente, la ecuación (3.9) puede expresarse como:

$$I_2 = I_g + \frac{1}{2} \Delta I$$

$$I_1 = I_g - \frac{1}{2} \Delta I$$

Donde ΔI representa el rizado de corriente e I_g el valor medio de la corriente por el inductor.

Como:
$$\Delta I = \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{L}$$

Considerando que la corriente al inicio es nula,

$$I_1 = 0 \Rightarrow 0 = I_g - \frac{1}{2} \Delta I \quad (3.18)$$

Sustituyendo la expresión de ΔI se obtiene:

$$0 = I_g - \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L} \quad (3.19)$$

Según que el valor de I_g esté o no en el punto medio de la variación de corriente por el inductor, el convertidor funciona de forma diferente. Así, a partir de la ecuación (3.19) se deducen los modos de funcionamiento siguientes:

- Sí: $I_g = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g = \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L}$

La corriente por la inductancia se anula justo al final del periodo.

- Si: $I_g > \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g > \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L}$

La corriente por la inductancia no se anula y el convertidor funciona en modo continuo.

- Si: $I_g < \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g < \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L}$

La corriente por la inductancia se anula y el convertidor funciona en modo discontinuo.

El valor de inductancia crítica ($L_{crítica}$) y resistencia de carga crítica ($R_{crítica}$) que dividen los modos de funcionamiento continuo y discontinuo, se obtienen sustituyendo en la expresión anterior V_g de (3.15), I_g de (3.16) con la condición

$$R = \frac{V_o}{I_o}; \text{ así:}$$

$$- L_{crítica} = \frac{R \cdot T_s}{2} D (1 - D)^2$$

Si $L \geq L_{crítica}$, el convertidor funciona en modo continuo. De la expresión anterior se deduce que :

$$- R_{crítica} = \frac{2 \cdot L}{D \cdot (1 - D)^2 \cdot T_s}$$

Si $R \leq R_{crítica}$, el convertidor funciona en modo continuo.

La obtención de la expresión de la tensión de salida del convertidor funcionando en el modo de conducción discontinuo, se realiza utilizando el mismo razonamiento que para el modo continuo, es decir, dividiendo su funcionamiento en dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción, y relacionando estos mediante las condiciones finales e iniciales de uno y otro intervalo respectivamente. Esto proporciona la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en DCM. Esto es:

$$V_o = \frac{V_g}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right) \quad (3.20)$$

Al igual que para CCM, suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \Rightarrow V_o = \frac{V_g \cdot I_g}{I_o} \quad (3.21)$$

Sustituyendo este valor en (3.20) y despejando I_g ,

$$I_g = \frac{I_o}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right) \quad (3.22)$$

A partir de la expresión anterior, teniendo en cuenta (3.21), se puede obtener el valor de la resistencia efectiva del convertidor como:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{4 \cdot R}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right)^2} \quad (3.23)$$

Donde $R = \frac{V_o}{I_o}$.

La ecuación (3.23) indica que la resistencia efectiva vista por el generador

se encuentra dentro del rango $\left[\frac{4 \cdot R}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot T_s}{L}} \right)^2}, R \right]$ cuando D varía desde uno

hasta cero.

También al igual que en CCM, se supone que la magnitud del rizado de corriente en I_g es mucho más pequeño que su componente de valor medio.

3.4. Convertidor Reductor-Elevador (*Buck-Boost*)

Este convertidor permite obtener una tensión media de salida mayor o menor que la de entrada, pero con polaridad negativa respecto del terminal común. Su esquema eléctrico se muestra en la figura 3.4.

En funcionamiento en régimen cíclico, la razón de conversión de este convertidor es el producto de las razones de los convertidores elevador y reductor conectados en cascada. Esto es, a partir de (3.5) y (3.15), para un mismo ciclo de trabajo se tiene que:

$$V_o = \frac{V_g \cdot D}{1-D}$$

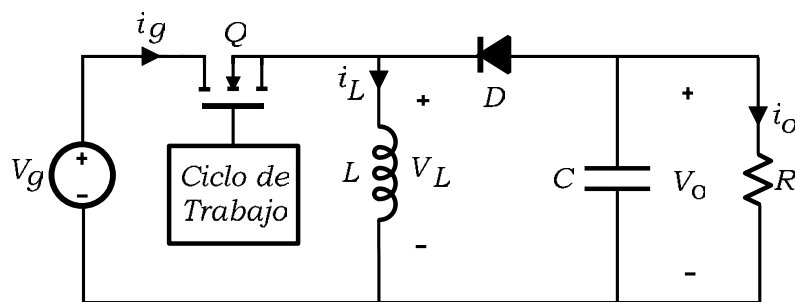


Figura 3.4 Convertidor Reductor-Elevador.

El convertidor funciona de la forma siguiente:

- En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía al inductor y el diodo queda polarizado inversamente, aislando la etapa de entrada de la de salida. La energía suministrada por la alimentación es pues almacenada en el inductor.
- Durante el intervalo de no conducción del interruptor, el diodo conduce y la energía almacenada en el inductor es transferida a la carga.

Al igual que ocurre con los dos convertidores estudiados, el análisis para el reductor-elevador se divide en dos modos: modo de conducción continuo (CCM) y modo de conducción discontinuo (DCM).

3.4.1. Convertidor Reductor-Elevador en CCM

El análisis del convertidor reductor en el modo de conducción continuo puede ser dividido en dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción del interruptor.

- Durante el intervalo de conducción del interruptor, la intensidad por la inductancia crece linealmente. En este intervalo, el diodo se encuentra polarizado inversamente. El resultado es una tensión $V_L = V_g$ positiva y constante en el inductor que hace que la corriente i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor permanezca cerrado.
- Durante el intervalo de no conducción del interruptor, el diodo conduce la corriente de la inductancia. En este intervalo, la tensión del inductor es $V_L = V_o$ y la intensidad decrece linealmente con pendiente $\frac{-V_o}{L}$.

La aplicación de las leyes de Kirchoff de tensión y corriente para ambos intervalos, relacionados mediante la corriente final e inicial en el inductor, proporciona la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en CCM.

$$V_o = -V_g \frac{D}{1-D} \quad (3.24)$$

La expresión anterior muestra que este convertidor puede reproducir, para $0 < D < 1$, una tensión de salida mayor o menor que la aplicada a su entrada. Esto es,

$$\text{- Si } D = \frac{1}{2} \Rightarrow |V_o| = |V_g|$$

$$\text{- Si } D > \frac{1}{2} \Rightarrow |V_o| > |V_g|$$

$$\text{- Si } D < \frac{1}{2} \Rightarrow |V_o| < |V_g|$$

Suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \Rightarrow V_o = \frac{V_g \cdot I_g}{I_o} \quad (3.25)$$

Sustituyendo este valor en (3.24) y despejando I_o ,

$$I_g = I_o \frac{D}{1-D} \quad (3.26)$$

Lo cual implica que este convertidor puede tener, para un ciclo de trabajo determinado, un comportamiento reductor o elevador, tanto para la tensión como para la corriente.

A partir de la expresión anterior, teniendo en cuenta (3.25), se puede obtener el valor de la resistencia efectiva del convertidor como.

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{R \cdot (1-D)^2}{D^2} \quad (3.27)$$

$$\text{Donde } R = \frac{V_o}{I_o}.$$

La ecuación (3.27) muestra que la resistencia efectiva (R_i) vista por el generador es función de la conectada a la salida del convertidor, y del ciclo de trabajo D . La variación de D entre 1 y 0 provoca que R_i varíe en el intervalo $[0, \infty)$.

3.4.2. Convertidor Reductor-Elevador en DCM

Siguiendo el mismo razonamiento que para los convertidores anteriores, el límite para que el convertidor evolucione desde CCM a DCM se establece cuando la intensidad por la inductancia se hace cero, justo al final del periodo.

$$I_2 = i_{L,med.} + \frac{1}{2} \Delta I$$

$$I_1 = i_{L,med.} - \frac{1}{2} \Delta I$$

Considerando que la corriente por el inductor al inicio es nula,

$$I_1 = 0 \Rightarrow 0 = i_{L,med} - \frac{1}{2} \Delta I$$

Como:

$$\Delta I = \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{L} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T_s}{L} \quad (3.28)$$

$$0 = \frac{I_g}{D} - \frac{V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

Donde se ha tenido en cuenta que, $i_{L,med} = \frac{I_g}{D}$

A partir de la ecuación (3.28) se deducen los modos de funcionamiento siguientes del convertidor:

$$\text{- Si: } \frac{I_g}{D} = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g = \frac{V_g \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia se anula justo al final del periodo.

$$\text{- Si: } \frac{I_g}{D} > \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g > \frac{V_g \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia no se anula y el convertidor funciona en modo continuo.

$$\text{- Si: } \frac{I_g}{D} < \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow I_g < \frac{V_g \cdot D^2 \cdot T_s}{2 \cdot L}$$

La corriente por la inductancia se anula y el convertidor funciona en modo discontinuo.

Los valores de inductancia y resistencia de carga que llevan al convertidor a un modo de funcionamiento u otro pueden ser obtenidos a partir de la expresión siguiente:

$$L = \frac{V_g \cdot D^2 \cdot T_s}{2I_g}$$

Sustituyendo V_g de (3.24), I_g de (3.26) y teniendo en cuenta que $R = \frac{V_o}{I_o}$, se tiene que:

$$\text{- } L_{critica} = \frac{R \cdot T_s}{2} (1 - D)^2$$

Si $L \geq L_{critica}$, el convertidor funciona en modo continuo. De la expresión anterior se deduce que:

$$\text{- } R_{critica} = \frac{2L}{T_s \cdot (1 - D)^2} .$$

Si $R \leq R_{\text{crítica}}$, el convertidor funciona en modo continuo.

La obtención de la expresión de la tensión de salida del convertidor funcionando en el modo de conducción discontinuo (DCM), se realiza utilizando el mismo razonamiento que para el modo continuo, es decir, dividiendo su funcionamiento en dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no conducción, y relacionando éstos mediante las condiciones finales e iniciales de uno y otro respectivamente. Esto proporciona la relación entre la tensión de salida (V_o) y la aplicada a la entrada del convertidor (V_g) en DCM:

$$V_o = -D \cdot V_g \sqrt{\frac{R \cdot T_s}{2 \cdot L}} \quad (3.29)$$

Al igual que para CCM, suponiendo que no existen pérdidas en los elementos del circuito, la potencia suministrada por la fuente debe ser igual a la entregada a la carga:

$$P_g = P_o \Rightarrow V_g \cdot I_g = V_o \cdot I_o \Rightarrow V_o = \frac{V_g \cdot I_g}{I_o}$$

Sustituyendo este valor de V_o en (3.29) y despejando I_g se tiene que:

$$I_g = D \cdot I_o \sqrt{\frac{R \cdot T_s}{2 \cdot L}} \quad (3.30)$$

Utilizando de nuevo la definición de resistencia efectiva $R_i = \frac{V_g}{I_g}$, despejando V_g de (3.29), dividiendo el resultado por (3.30), y teniendo en cuenta que $R = \frac{V_o}{I_o}$, se tiene que:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = \frac{2 \cdot L}{D^2 \cdot T_s} \quad (3.31)$$

La ecuación anterior indica que la resistencia efectiva vista por el generador se encuentra dentro del rango $\left[\frac{2 \cdot L}{T_s}, \infty \right)$ cuando D varía desde uno hasta cero. También, al igual que en CCM, se supone que la magnitud del rizado de corriente en I_g es mucho más pequeño que su componente de valor medio.

3.5. Convertidor Cuk

El convertidor Cuk (fig. 3.5), también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada, y con polaridad negativa respecto del terminal común.

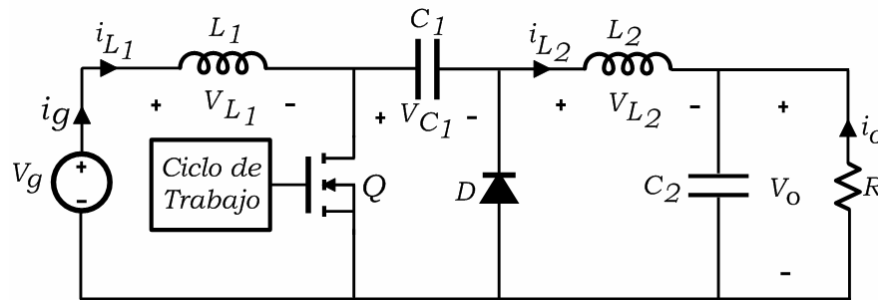


Figura 3.5 Convertidor Cuk.

Siguiendo el mismo razonamiento que para los convertidores anteriores, su funcionamiento puede ser dividido en dos intervalos. En el intervalo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía al inductor L_1 ; mientras que el inductor L_2 también almacena energía debido a la tensión V_{C1} , lo cual además polariza inversamente al diodo. Las corrientes i_{L1} e i_{L2} circulan a través del interruptor con pendientes positivas.

Durante el intervalo de no conducción del interruptor, i_{L1} e i_{L2} circulan a través del diodo en sentido decreciente.

Suponiendo corriente continuada por L_1 y L_2 , y que la tensión en C_1 permanece constante, la aplicación de la ley de Kirchoff de tensiones para el intervalo de conducción, el cual dura entre 0 y T_{ON} , proporciona:

$$V_g = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } V_o + V_{C1} = -L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Y para el intervalo $T_{ON} < t < T_S$.

$$V_g - V_{C1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } -V_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Relacionando ambos intervalos mediante la continuidad de las corrientes en los dos inductores y operando, se obtiene:

$$V_{C1} = V_g - V_o = \frac{V_g}{1-D} = \frac{-V_o}{D}$$

Con lo cual:

$$V_o = -V_g \frac{D}{1-D}$$

En este convertidor la transferencia de energía entre la fuente y la carga se realiza a través del condensador C_1 . Su principal ventaja radica en que la corriente suministrada por la fuente primaria es continuada debido a la conexión en serie de L_1 y V_g .

3.6. Convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*), al igual que los anteriores, también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada, pero sin invertir la tensión de salida respecto de la entrada. Su esquema eléctrico se muestra en la figura 3.6.

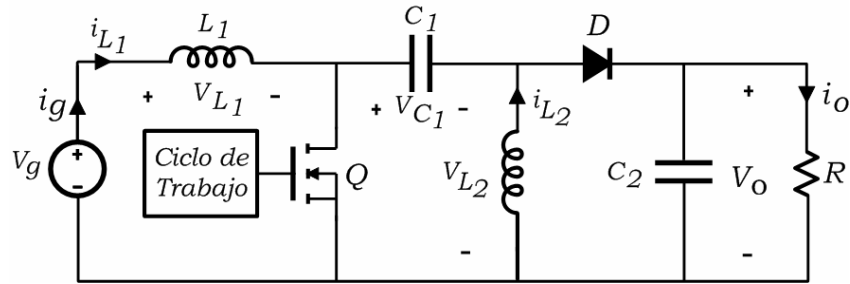


Figura 3.6 Convertidor SEPIC.

En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía al inductor L_1 ; mientras que el inductor L_2 también almacena energía debido a la tensión V_{C1} . El diodo queda polarizado inversamente debido a la tensión de C_1 y C_2 . Las corrientes i_{L1} e i_{L2} circulan a través del interruptor con pendientes positivas. Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la energía almacenada en L_1 y L_2 es transferida a la carga.

Suponiendo corriente continuada por L_1 y L_2 , y que la tensión en C_1 permanece constante; la aplicación de la ley de Kirchoff de tensiones para el intervalo de conducción, el cual dura entre 0 y T_{ON} , proporciona:

$$V_g = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } V_{C1} = -L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Y para el intervalo $T_{ON} < t < T_s$.

$$V_g - V_{C1} - V_o = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } V_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Relacionando ambos intervalos mediante la continuidad de las corrientes en los dos inductores y operando, se obtiene:

$$V_{C1} = V_g = \frac{V_o(1-D)}{D}$$

Con lo cual,

$$V_o = V_g \frac{D}{1-D}$$

En este convertidor, al igual que ocurría en el de Cuk, la transferencia de energía entre la fuente y la carga se realiza a través del condensador C_1 . También, la corriente suministrada por la fuente primaria es continuada debido a la conexión en serie de L_1 y V_g .

3.7. Convertidor Zeta

Este convertidor es similar al SEPIC, ya que también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada y no invierte la polaridad de la tensión de salida respecto de la de entrada. La diferencia fundamental entre ambas topologías radica en la posición relativa de los componentes y en que la corriente por la fuente de entrada para el Zeta es discontinua. Su esquema eléctrico se muestra en la figura 3.7.

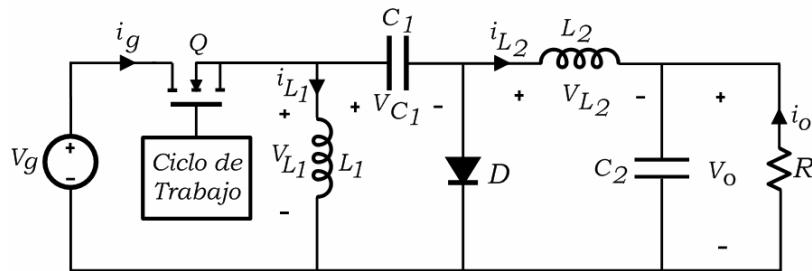


Figura 3.7 Convertidor Zeta.

En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía a ambos inductores y a la carga. El diodo queda polarizado inversamente debido a V_g y la tensión de C_1 , ya que $V_{c1} = -V_o$. Las corrientes i_{L1} e i_{L2} circulan a través del interruptor con pendientes positivas. Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la energía almacenada en L_1 es liberada sobre C_1 , y la de L_2 sobre la carga a través del diodo. Suponiendo corriente continuada por L_1 y L_2 , y que la tensión en C_1 permanece constante, la aplicación de la ley de Kirchoff de tensiones para el intervalo de conducción, el cual dura entre 0 y T_{ON} , proporciona:

$$V_g = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } V_g - V_{C1} - V_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Y para el intervalo $T_{ON} < t < T_S$.

$$V_{C1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \text{ y } -V_o = L_2 \frac{di_{L2}}{dt}$$

Relacionando ambos intervalos mediante la continuidad de las corrientes en los dos inductores y operando se obtiene:

$$V_o = \frac{V_g \cdot D}{(1-D)}$$

3.8. Convertidores CC/CC como emuladores de resistencia variable

La realización de giradores empleando convertidores CC/CC en 1987 [71 y 72], puede ser considerada la primera referencia a los emuladores de resistencia mediante convertidores CC/CC. Un girador es una red de dos puertos que permite construir una impedancia conectada en el puerto de salida, en su dual, vista desde la entrada, respecto de la conductancia de giro g [73], de esta forma, el girador convierte una capacidad en un inductor, una resistencia en una conductancia, una fuente de tensión en una de corriente, y viceversa. En la figura 3.8 se muestra el símbolo eléctrico y las ecuaciones genéricas del girador. En la figura 4.9 se muestran distintas configuraciones del girador.

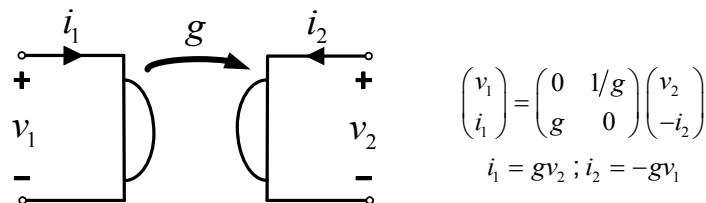


Figura 3.8 Girador.

Existen diferentes modelos de circuitos equivalentes que permiten caracterizar el comportamiento de un convertidor CC/CC, tanto en modo continuado como discontinuo: modelos de pequeña y gran señal, modelos basados en transformadores de CC y modelos basados en el girador. Sin embargo, el modelo que mejor describe el funcionamiento de un convertidor CC/CC como emulador de resistencia, es el basado en el girador, denominado *loss-free resistor* (LFR) [74].

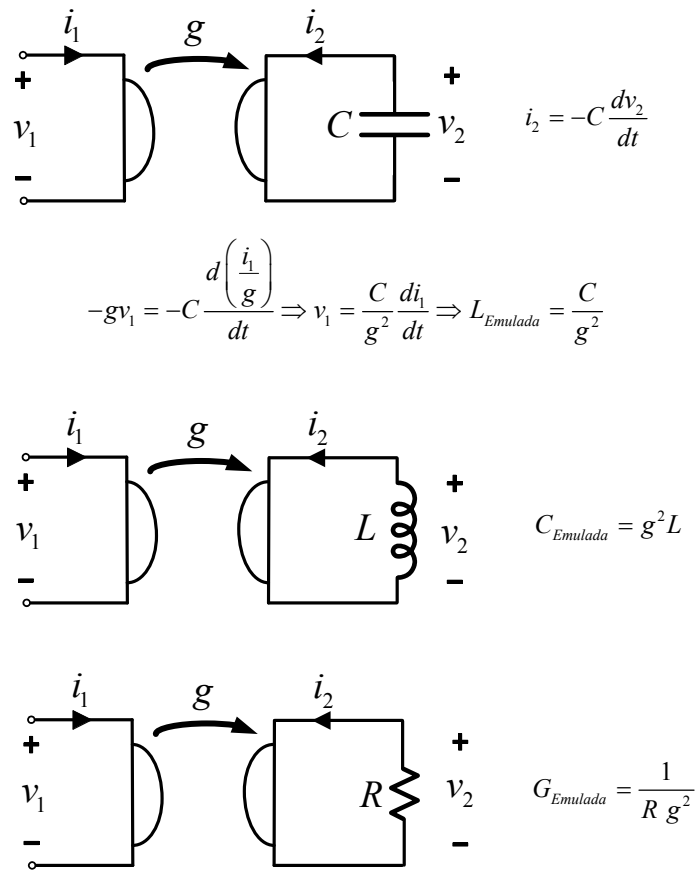


Figura. 3.9 Diferentes configuraciones del Girador.

Un LFR es una red de dos puertos, cuyo puerto de entrada presenta una característica $I-V$ resistiva, y el de salida una fuente de potencia P_o cuyo valor se corresponde con la potencia absorbida por la entrada, figura 3.10a. Toda la potencia consumida por la resistencia emulada a la entrada (R_i) es transferida al

puerto de salida. Algunas realizaciones y aplicaciones del modelo LFR pueden ser consultadas en [75 y 76].

La potencia en los terminales de entrada del convertidor se puede expresar mediante:

$$P = \frac{V_g^2}{R_i}$$

Y la potencia en la resistencia R por:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

Suponiendo un modelo sin pérdidas, ambas potencias han de ser iguales:

$$P = \frac{V_g^2}{R_i} = \frac{V^2}{R}$$

Por tanto, la relación de tensiones salida entrada estará dada por la relación de las dos resistencias:

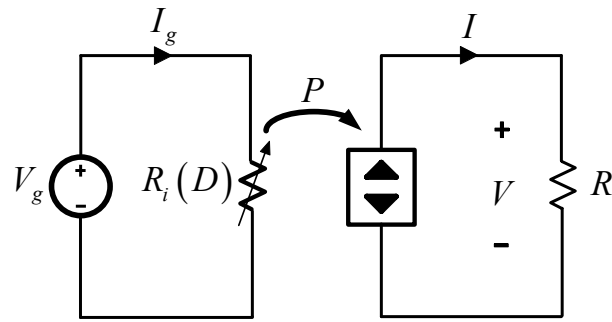
$$\frac{V}{V_g} = \pm \sqrt{\frac{R}{R_i}} \quad (3.32)$$

La sustitución en la ecuación (3.32) de todas las relaciones de conversión salida-entrada obtenidas (con $V = V_o$), para los convertidores analizados en los apartados anteriores, tanto en CCM como en DCM, proporciona las ecuaciones que se muestran en la tabla 3.1.

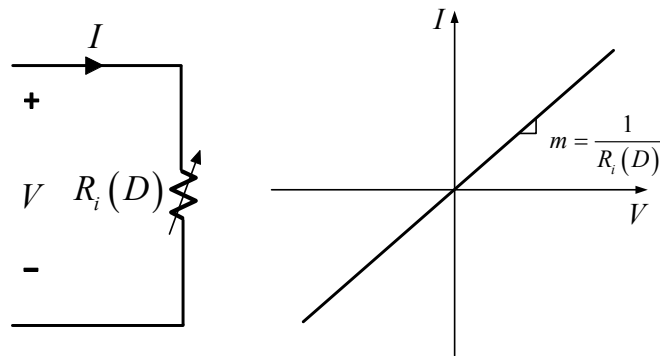
TABLA 3.1: Expresiones de R_i/R en CCM y DCM para los diferentes convertidores.

	R_i/R (CCM)	R_i/R (DCM)
Convertidor Buck	$\frac{1}{D^2}$	$\frac{1}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}} \right)^2$
Convertidor Boost	$(1 - D)^2$	$\frac{4}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot D^2 \cdot T_s}{L}} \right)^2}$
Convertidores Buck-Boost	$\frac{(1 - D)^2}{D^2}$	$\frac{2 \cdot L}{R \cdot D^2 \cdot T_s}$

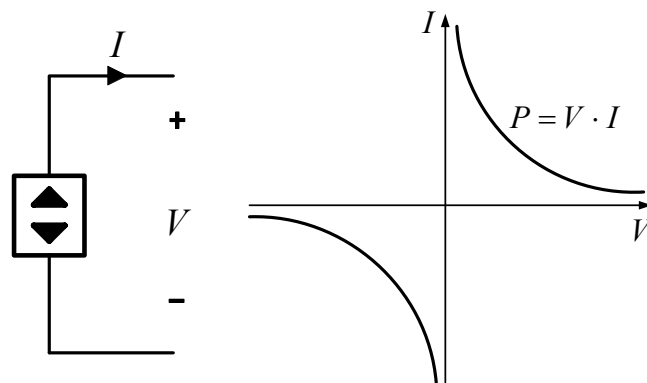
De las relaciones mostradas en la tabla 3.1 puede deducirse que sólo los convertidores con relación de conversión *buck-boost* (en CCM), permiten emular resistencias de entrada en el intervalo $[0, \infty)$.



a) Modelo LFR de un convertidor.



b) Características de entrada de un LFR.



c) Características de salida de un LFR.

Figura. 3.10 Características de entrada y salida de un LFR.

El modelo basado en el girador permite la incorporación de los efectos debido al rizado de tensión y corriente producidos tanto a la entrada como a la salida del convertidor, tal y como se muestra en la figura 3.11, lo cual permite hacer extensivo el modelo para valores instantáneos de tensión, corriente y potencia [77].

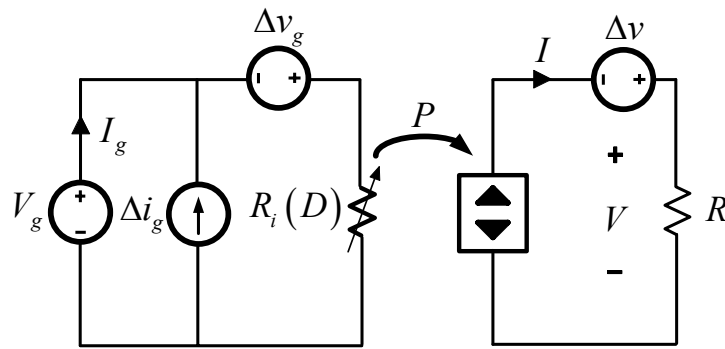


Figura. 3.11 Modelo de gran señal del LFR.

Para obtener una característica de entrada lo más próxima posible a una resistencia, la componente de rizado generada por el propio proceso de conmutación implícito en la conversión CC/CC, debe ser minimizada tanto como sea posible. Esto es, debe cumplirse que:

$$\frac{\Delta v_g}{V_g} \ll 1 \quad \text{y} \quad \frac{\Delta i_g}{I_g} \ll 1$$

Una forma usual de reducir el rizado es utilizar un filtro paso bajo y aumentar la frecuencia de conmutación. Sin embargo, si bien esto reduce el tamaño de los componentes del filtro, produce el efecto negativo de aumentar las pérdidas por conmutación. Por último la incorporación de capacidades e inductancias añade impedancias reactivas no deseadas a la resistencia emulada. Por tanto, cuando se emplea un convertidor CC/CC como emulador de resistencia, se han de tener en cuenta tres aspectos: el rizado, las pérdidas en conmutación y la calidad de la resistencia emulada.

Además de lo mencionado anteriormente, se han desarrollado dos técnicas para reducir el rizado: intercalando el funcionamiento de varios convertidores [78, 79, 80, y 81], y empleando inductores acoplados magnéticamente [82 y 83].

La principal aplicación de los convertidores CC/CC como emuladores de resistencia ha sido en la corrección activa del factor de potencia (PFC, *Power Factor Correction*) o como prerreguladores [84-93]. En este caso, se intercala un

convertidor entre el rectificador y el filtro capacitivo (fig. 3.12) de una fuente de alimentación, para conseguir que la corriente siga a la tensión y así obtener un factor de potencia cercano a la unidad.

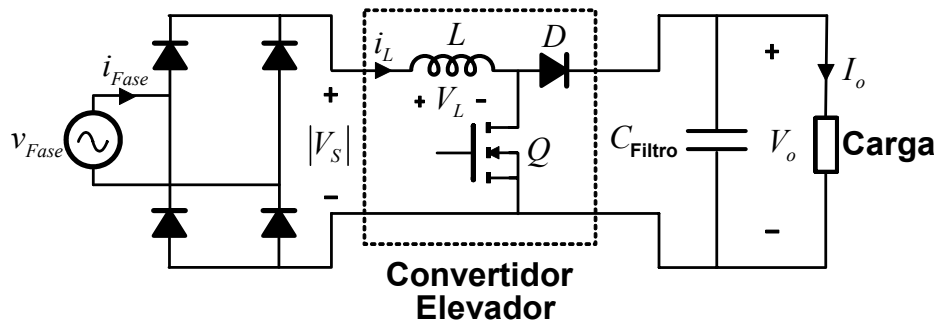


Figura 3.12 Corrección activa del factor de potencia mediante convertidor *Boost*.

Esta técnica permite conseguir un factor de potencia elevado si se hace conmutar al MOSFET de forma que la intensidad de entrada sea prácticamente senoidal y en fase con la tensión de la red. Un control en modo corriente del convertidor hace que la señal de referencia para la intensidad por la inductancia sea un seno rectificado, ya que se obtiene del producto de una señal con forma de onda senoidal y una señal constante que representa el error de tensión de salida.

Esta propiedad del proceso de conversión CC/CC para actuar como emulador de resistencia, puede ser aplicada en la obtención de curvas $I-V$ de módulos fotovoltaicos [94, 95 y 96] y otras fuentes de potencia [97]. Esto puede ser explicado tomando como base la figura 3.13 que representa, para una temperatura y radiación dadas, la curva $I-V$ de un módulo FV. En esta figura se dibuja una recta cuya pendiente va aumentando desde cero ($R_i = \infty$) hasta infinito ($R_i = 0$), y por tanto describiendo punto a punto la curva del módulo FV cuando se varía el ciclo de servicio del convertidor.

Las tres configuraciones de convertidores CC/CC son similares a un transformador de CC, tanto en CCM como en DCM. En un transformador de CC la relación de transformación puede ser controlada electrónicamente variando el ciclo de servicio D del convertidor en el rango $[0, 1]$.

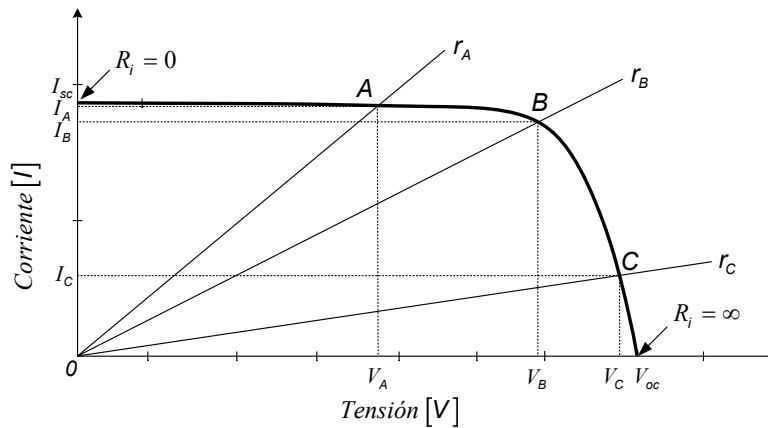


Figura 3.13 Curva I - V de un módulo FV.

En la tabla 3.2 se muestra, para las diferentes topologías de convertidores, la relación entre la resistencia efectiva (R_i) vista por el generador que alimenta el convertidor, con respecto a la conectada en su salida (R). En esta tabla, para definir el límite entre CCM y DCM se utiliza un parámetro K , cuya principal particularidad es que está definido de la misma forma para las tres topologías de convertidores estudiadas:

$$K = \frac{2 \cdot L_{eq}}{R \cdot T_s}$$

TABLA 3.2 Valores de R_i , R_{crit} , y K_{crit} , para los diferentes convertidores.

	K_{crit}	R_{crit}	R_i (CCM)	R_i (DCM)
Convertidor reductor (<i>Buck</i>)	$(1-D)$	$\frac{2 L_{eq.}}{(1-D)T_s}$	$\frac{R}{D^2}$	$\frac{R}{4} \left(1 + \sqrt{1 + 4K/D^2}\right)^2$
Convertidor elevador (<i>Boost</i>)	$D(1-D)^2$	$\frac{2 L_{eq.}}{D(1-D)^2 T_s}$	$R(1-D)^2$	$\frac{4 \cdot R}{\left(1 + \sqrt{1 + 4D^2/K}\right)^2}$
Convertidores reductores- elevadores (<i>Buck-Boost</i>)	$(1-D)^2$	$\frac{2 L_{eq.}}{(1-D)^2 T_s}$	$\frac{R(1-D)^2}{D^2}$	$\frac{K \cdot R}{D^2}$

Donde $K = \frac{2 L_{eq}}{R T_s}$

DCM ocurre para $K < K_{crit}$. o $R > R_{crit}$.

El parámetro adimensional K es una medida de la tendencia del convertidor para evolucionar a CCM. Grandes valores de K llevan al convertidor

a CCM, mientras pequeños valores de dicho parámetro hacen funcionar al convertidor en DCM. El valor $K_{crit.}$ establece el límite entre ambos modos y es función del ciclo de servicio D . Por tanto, si K es mayor que $K_{crit.}$, entonces el convertidor funcionará en CCM para todos los valores del ciclo de trabajo dentro del rango $[0, 1]$.

Teniendo en cuenta las expresiones de R_i dadas en la tabla 3.2 y que el rango de D se encuentra en el intervalo $[0, 1]$, se pueden establecer las conclusiones siguientes:

Convertidor Reductor

De la tabla 3.2 se deduce que para el convertidor reductor, la variación de D en el intervalo $[0, 1]$ hace que la resistencia R_i (CCM) tome valores en el intervalo $R_i(CCM) \in [R, \infty)$, y la resistencia R_i (DCM) se encuentra en el rango

$$R_i \in \left[\frac{R}{4} \cdot (1 + \sqrt{1 + 4K})^2, \infty \right).$$

De acuerdo con estas expresiones, un convertidor reductor no puede emular a su entrada resistencias menores que la conectada en su salida (fig. 3.14); por tanto, si se utilizara para reproducir la curva $I-V$ de un módulo, no podría emular los valores cercanos a la corriente de cortocircuito del panel FV.

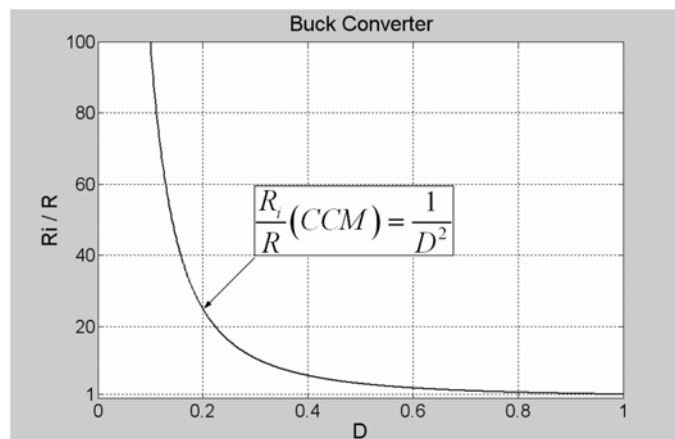


Figura 3.14 Representación de R_i/R en función de D para el convertidor Reductor en CCM.

Convertidor Elevador

$$\text{En este caso, } R_i(\text{CCM}) \in [0, R] \quad \text{y} \quad R_i(\text{DCM}) \in \left[\frac{4 \cdot R}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4}{K}}\right)^2}, R \right]$$

Lo cual indica que un convertidor elevador no puede emular resistencias mayores que la conectada en su salida (fig. 3.15); por tanto, no permite reproducir los valores próximos a la tensión de circuito abierto cuando se emplea para caracterizar la curva I - V de un módulo FV.

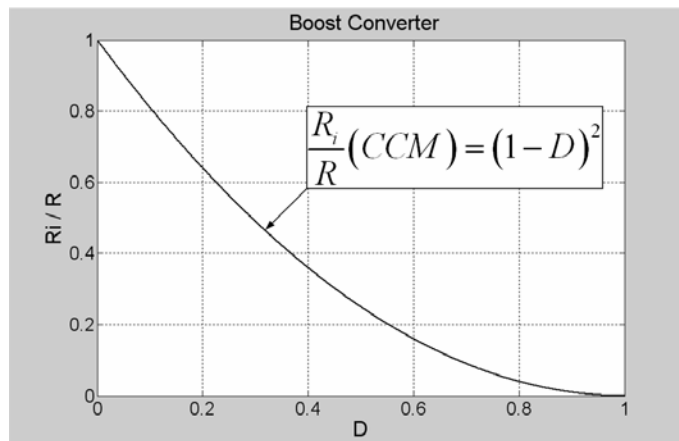


Figura 3.15 Representación de R_i/R en función de D para el convertidor Elevador en CCM.

Convertidores Reductores-Elevadores

Para los convertidores con relación de conversión *buck-boost* se cumple:

$$R_i(\text{CCM}) \in [0, \infty) \quad \text{y} \quad R_i(\text{DCM}) \in [K \cdot R, \infty)$$

Por tanto, estas configuraciones son capaces de realizar un barrido completo de la curva I - V de un módulo en CCM (fig. 3.16), desde la tensión en circuito abierto (V_{oc}), hasta la corriente de corto circuito (I_{sc}).

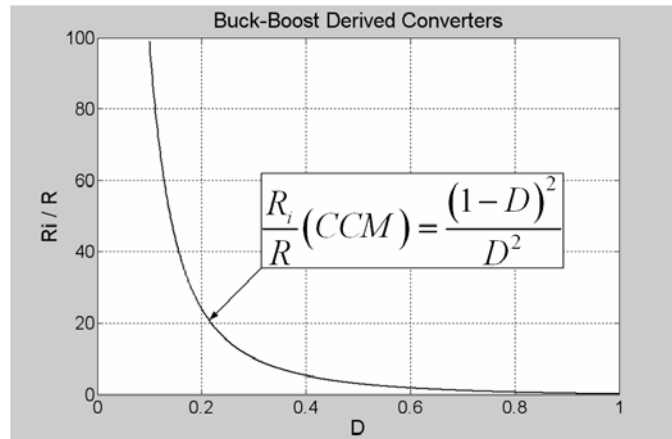


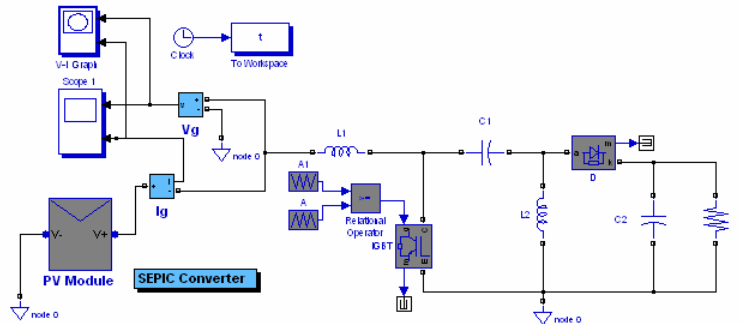
Figura 3.16 Representación de R_i/R en función de D para los convertidores con relación de conversión *buck-boost* en CCM.

Del análisis teórico realizado se deduce que las configuraciones con relación de conversión *buck-boost* son las adecuadas para realizar la medida y caracterización de la curva $I-V$ de un generador FV [98 y 99].

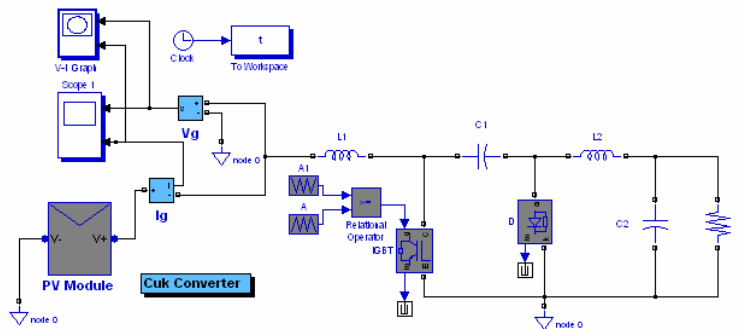
Como complemento al análisis teórico anterior, se van a realizar a continuación comprobaciones prácticas mediante simulación. La simulación ha sido realizada con MatLab/Simulink®; el modelo de módulo implementado está basado en las ecuaciones que describen la corriente y la tensión de un módulo FV [3], con los parámetros del módulo BP Saturno ($n_s = 60$ y $n_p = 1$). Se han tomado como ejemplo dos configuraciones reductoras-elevadoras SEPIC (figura 3.6) y Cuk (figura 3.5), y la configuración elevadora (figura 3.3). En la figura 3.17 se muestra el modelo de módulo implementado conectado a las estructuras SEPIC, Cuk y Boost, El barrido del ciclo de servicio ha sido implementado mediante la comparación de dos señales triangulares de la misma amplitud, y una relación de frecuencias de 10^3 ; la frecuencia de la señal PWM obtenida es establecida por la portadora de 25 kHz, mientras que la señal triangular de baja frecuencia establece el número de puntos del barrido.

Las figuras 3.18 y 3.19 muestran los resultados de la simulación para los convertidores SEPIC, Cuk y Boost, para las mismas condiciones de irradiancia, temperatura y carga ($R = 5 \Omega$). En estas figuras, se pueden apreciar las

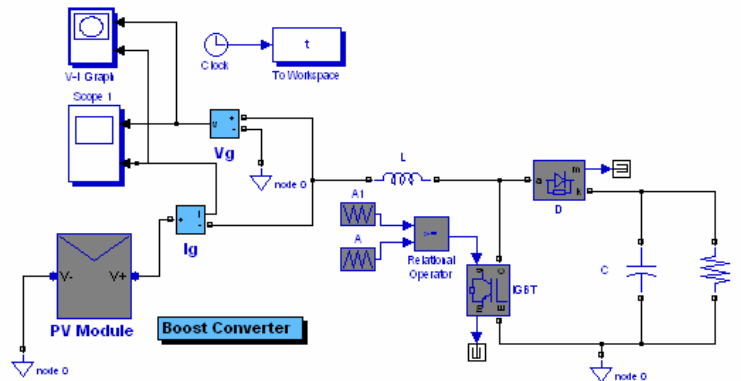
predicciones del análisis teórico realizado. En la figura 3.18 puede observarse la capacidad de las topologías SEPIC y Cuk para reproducir todos los puntos de la característica $I-V$ de un módulo, incluyendo V_{oc} e I_{sc} . Mientras que la figura 3.19 muestra la imposibilidad del convertidor Boost para reproducir los puntos cercanos a V_{oc} . Resultados similares se obtendrían con el convertidor Buck, pero en este caso, este convertidor no permitiría reproducir los puntos cercanos a I_{sc} .



a) Convertidor SEPIC.

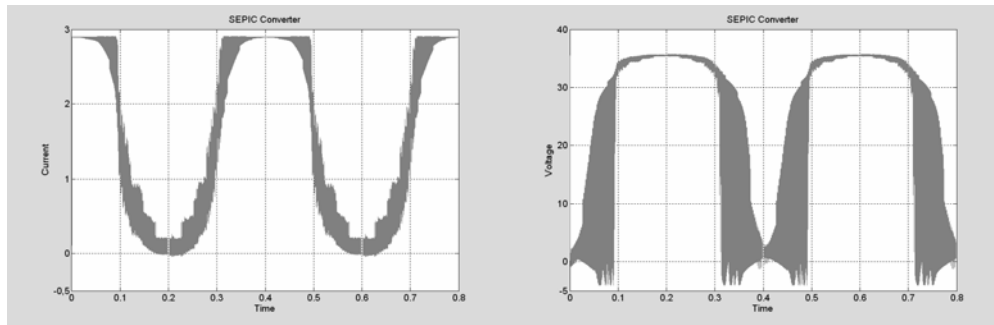


b) Convertidor Cuk.

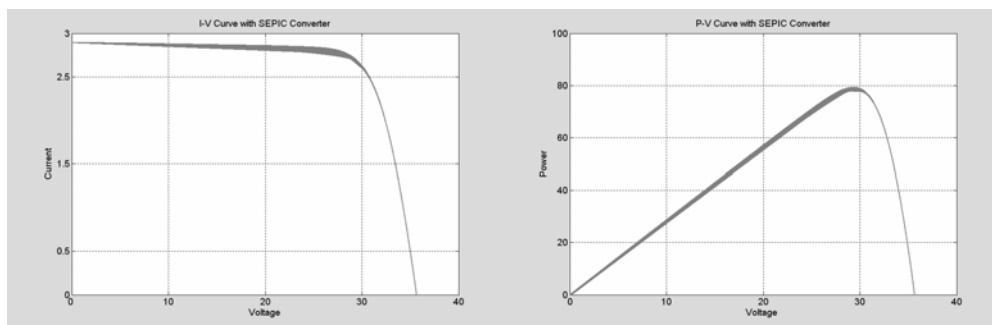


c) Convertidor Boost.

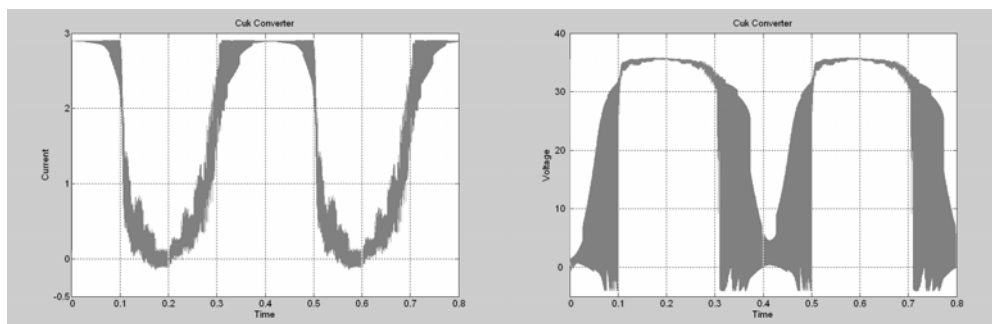
Figura 3.17. Convertidores SEPIC, Cuk y Boost implementados con MatLab /Simulink®.



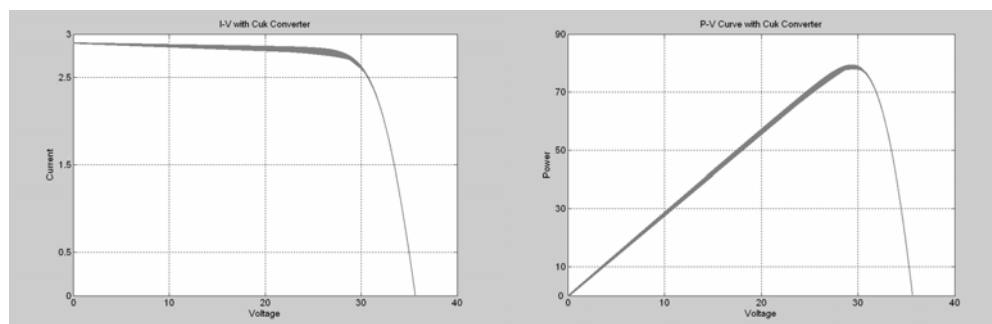
a) Barrido de $i(t)$ y $v(t)$ obtenidos con el convertidor SEPIC.



b) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor SEPIC.

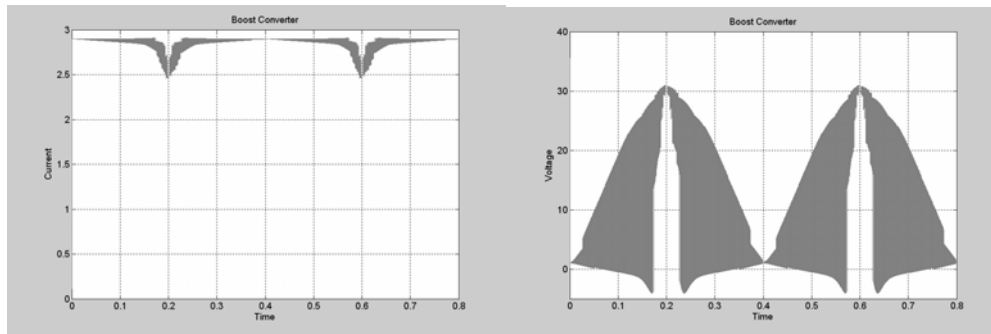


c) Barrido de $i(t)$ y $v(t)$ obtenidos con el convertidor Cuk.

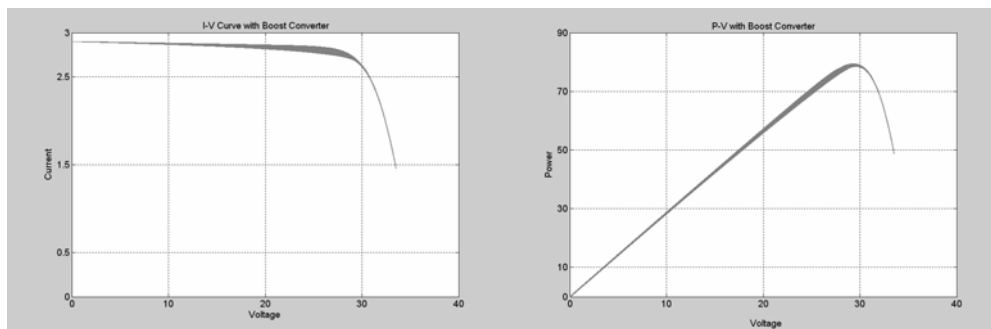


d) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor Cuk.

Figura 3.18. Resultados de simulación obtenidos para los convertidores SEPIC y Cuk.



a) Barrido de $i(t)$ y $v(t)$ obtenidos con el convertidor *Boost*.



b) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor *Boost*.

Figura 3.19. Resultados de simulación obtenidos con el convertidor *Boost*.

3.9. Análisis comparativo de diferentes configuraciones Reductoras-Elevadoras

Tanto las topologías con un solo inductor: Buck, Boost, CSC (*Canonical Switching Cell*) y Bu-BoSIC (*Buck-Boost Single Inductor Converter*), como las que emplean dos inductores (Cuk, SEPIC y Zeta), así como combinaciones: Boost-Buck en cascada y Buck-Boost en cascada (topologías con dos interruptores); han sido ampliamente analizados en la literatura desde diversos puntos de vista (relación de tensión, principio de funcionamiento, estrés eléctrico de corriente y tensión, y rendimiento) [100-106].

En este apartado se realiza una comparación de diferentes convertidores CC/CC con relación de conversión *buck-boost*. Concretamente se evalúan ocho topologías con dicha relación de conversión, y por tanto con capacidad para reproducir completamente la curva $I-V$ de un módulo FV. Los convertidores son

analizados atendiendo a los aspectos siguientes: rizado producido en la entrada, condiciones de funcionamiento de los dispositivos de potencia y de los componentes pasivos que forman cada una de las estructuras, y capacidad para implementar aislamiento entre la entrada y la salida [107].

Los ocho convertidores mostrados en la figura 3.20 proporcionan la misma relación de conversión dada por la ecuación 3.33.

$$\begin{aligned} V_o &= |V_g| \frac{D}{1-D} \quad \text{e} \quad I_g = I_o \frac{D}{1-D} \\ R_i(CCM) &= \frac{V_g}{I_g} = \frac{R \cdot (1-D)^2}{D^2} \Rightarrow R_i(CCM) \in [0, \infty) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Convertidor *Buck-Boost* con un solo inductor

Un convertidor *Buck-Boost* con un solo inductor (Bu-BoSIC, *Buck-Boost Single Inductor Converter*) (figura 3.20a) proporciona una tensión de salida mayor o menor que la aplicada a su entrada, pero con polaridad opuesta. La principal ventaja del convertidor Bu-BoSIC es su número reducido de componentes. Sus inconvenientes son el rizado elevado a la entrada y la tensión también elevada que han de bloquear tanto el interruptor de potencia como el diodo. El inductor L actúa como elemento de transferencia de energía entre la entrada y la salida.

Convertidor Cuk

El convertidor Cuk (figura 3.20b) también proporciona una tensión de salida con polaridad opuesta respecto de la aplicada a su entrada. El condensador C_1 actúa como elemento de transferencia de energía entre la salida y la entrada. Una ventaja importante de este convertidor es que tanto la corriente a la entrada como a la salida es continuada. Su principal inconveniente es el elevado número

de componentes pasivos necesarios y la mayor capacidad de tensión del condensador C_1 . Una versión aislada del convertidor Cuk puede ser obtenida intercalando un transformador de alta frecuencia en los extremos del condensador C_1 .

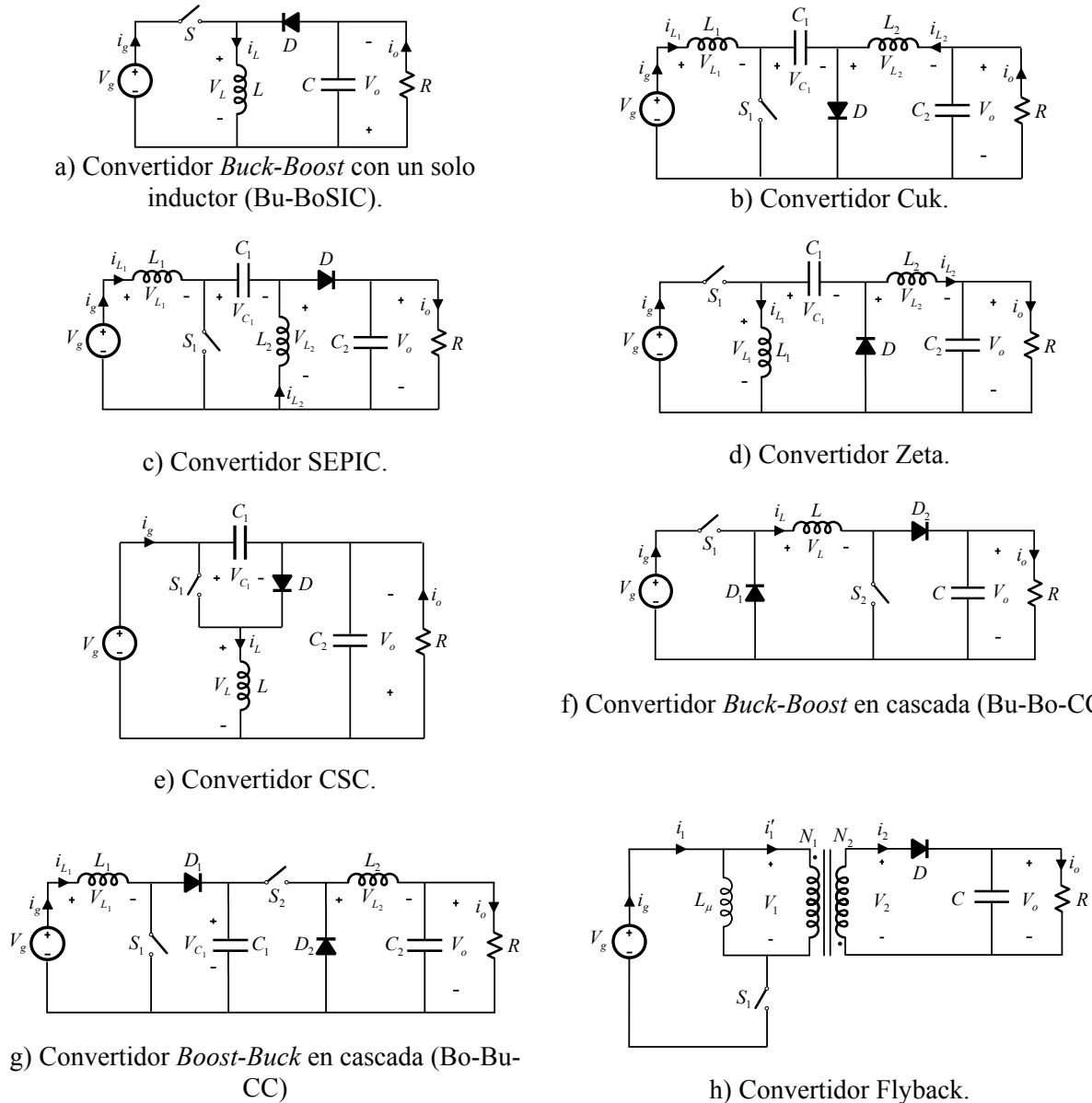


Figura 3.20. Convertidores reductores-elevadores evaluados.

Convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*) (figura 3.20c) debe su denominación a que en su versión aislada, la potencia fluye a través del transformador con una única polaridad de tensión en el primario - *Single-Ended Primary Inductance* -, fue desarrollado en los laboratorios AT&T Bell en 1970 [108], con la intención de diseñar una nueva topología con mejores propiedades que sus contemporáneas. El convertidor SEPIC no produce una tensión invertida a su salida, y al igual que el convertidor Cuk, el terminal de control del interruptor de potencia está referido a la tensión negativa del generador, lo cual facilita la implementación de circuitos de excitación. En el convertidor SEPIC la transferencia de energía entre la entrada y la salida se realiza a través de L_1 y C_1 . La capacidad de tensión del condensador C_1 es menor que la del convertidor Cuk la corriente de entrada no es pulsatoria. Una versión aislada del convertidor SEPIC puede ser obtenida usando un transformador de alta frecuencia en lugar del inductor L_2 .

Convertidor Zeta

El convertidor Zeta (figura 3.20d) es también denominado SEPIC inverso, debido a que este convertidor puede ser obtenido intercambiando el puerto de entrada con el de salida. Estos dos convertidores mantienen una relación dual y por tanto de bidireccionalidad. En el convertidor Zeta la transferencia de energía entre la entrada y la salida se realiza también a través de L_1 y C_1 . El inconveniente principal de este convertidor radica en que la corriente de entrada es pulsante. Una versión aislada del convertidor Zeta puede ser obtenida usando un transformador de alta frecuencia en lugar del inductor L_1 .

Convertidor CSC

El convertidor CSC (*Canonical Switching Cell*) [101] (figura 3.20e) es considerado la configuración básica para muchos convertidores. Así por ejemplo, si dos inductores L_1 y L_2 son añadidos al circuito mostrado en la figura 3.20e, en lugar del inductor L , el convertidor CSC se convierte en el Cuk. En el convertidor CSC la transferencia de energía entre la entrada y la salida se realiza a través de L y C , la principal ventaja de este convertidor radica en el número reducido de componentes necesarios para realizar la conversión. Además, la corriente de entrada es no pulsatoria. Al igual que el Cuk, requiere un condensador con capacidad de tensión mayor que el necesario para el convertidor SEPIC.

Conexiones en cascada

La relación de conversión *buck-boost* puede ser obtenida mediante la conexión en cascada de dos configuraciones básicas, el convertidor reductor y el convertidor elevador (figuras 3.20f y g), de esta forma la relación de conversión del conjunto es el producto de cada una de las relaciones individuales, cuando los dos interruptores funcionan con el mismo ciclo de servicio. Dicha relación de conversión puede ser obtenida empleando como primera etapa un convertidor reductor, resultando un *Buck-Boost* en cascada (*Buck-Boost-Cascaded Converter*, Bu-Bo-CC); o bien empleando una primera etapa formada por un convertidor Boost, con lo cual se obtiene un *Boost-Buck* en cascada (*Boost-Buck-Cascaded Converter*, Bo-Bu-CC). La principal diferencia entre ambas topologías es el menor número de componentes requeridos por la configuración Bu-Bo-CC. Además, el convertidor Bu-Bo-CC exhibe corriente de entrada no pulsatoria y ambos no invierten la tensión obtenida a la salida. En el convertidor Bu-Bo-CC la transferencia de energía entrada-salida es realizada mediante el inductor, mientras que en el Bo-Bu-CC es realizada a través del condensador C_1 . El mayor número de componentes de esta configuración compensa, en cierta medida, la menor capacidad de bloqueo requerida para los interruptores y diodos.

Convertidor Flyback

El convertidor Flyback es una versión aislada del convertidor Bu-BoSIC, donde el inductor es remplazado por un transformador Flyback. Un transformador Flyback (FBT) funciona a frecuencias mucho más altas (mayores de 10 kHz) que un transformador habitual. El núcleo de este transformador es de ferrita que a estas frecuencias de trabajo tiene mejores propiedades que el núcleo de chapas con entrehierro de un transformador convencional. Una de las aplicaciones más conocidas del FBT es como transformador de líneas para alimentación de tubos de rayos catódicos.

La figura 3.20h muestra dicho convertidor con un modelo eléctrico simple del transformador, el cual incluye la inductancia magnetizante L_μ vista desde el devanado primario, junto con un transformador ideal con relación de espiras N_1/N_2 . La relación de conversión en CCM para el convertidor Flyback incluye la relación de espiras y esta dada por la ecuación siguiente:

$$V_o = |V_g| \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad \text{e} \quad I_g = I_o \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

El valor de la inductancia magnetizante L_μ establece la banda entre CCM y DCM para este convertidor; por tanto L_μ es un parámetro importante de diseño. La principal desventaja del convertidor Flyback es que el interruptor de potencia S_1 se encuentra conectado en serie con el generador, lo cual da origen a que la corriente suministrada por dicho generador sea pulsante.

A continuación se comparan las diferentes configuraciones analizadas en términos de rizado de entrada y tamaño de los elementos que las configuran. En todos los casos se supone que los convertidores funcionan en CCM, para las mismas condiciones de carga e igual barrido del ciclo de servicio.

Condiciones de funcionamiento de los elementos que forman los convertidores analizados

En las tablas 3.3 y 3.4 se muestra un resumen de la tensión y la corriente que han de soportar, tanto el interruptor/es como el/los diodo/s, para cada uno de los convertidores analizados.

Todos los semiconductores de las topologías que emplean un solo interruptor están sometidos a las mismas condiciones de tensión, mientras que en las topologías con dos interruptores la tensión de bloqueo es menor, pero por contra estas configuraciones requieren un mayor número de dispositivos activos.

TABLA 3.3 Tensión de bloqueo en los semiconductores para las topologías analizadas.

	Interruptor/es	Diodo/s
SEPIC	V_g+V_o	V_g+V_o
Cuk	V_g+V_o	V_g+V_o
Zeta	V_g+V_o	V_g+V_o
CSC	V_g+V_o	V_g+V_o
Bu-BoSIC	V_g+V_o	V_g+V_o
Flyback	$V_g+V_o N_1/N_2$	$V_g N_2/N_1+V_o$
Bo-Bu-CC	V_g+V_o	V_g+V_o
Bu-Bo-CC	$S_1=V_g$ y $S_2=V_o$	$D_1=V_g$ y $D_2=V_o$

Respecto de la corriente, tanto para los diodos como para los interruptores, se establece una mayor similitud. Los interruptores deben permitir una circulación de corriente media igual a la del generador (I_g), y los diodos la de la carga (I_o).

En la tabla 3.5 se resume la tensión media que debe manejar el condensador de enlace entre la entrada y la salida C_1 . Puede observarse que sólo en la topología SEPIC la tensión en dicho condensador es igual a la del generador de CC.

TABLA 3.4 Corriente media por los semiconductores para las topologías analizadas.

	Interruptor/es	Diodo/s
SEPIC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Cuk	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Zeta	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
CSC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Bu-BoSIC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Flyback	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$
Bo-Bu-CC	$S_1 = \frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$ $S_2 = \frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)}$	$D_1 = \frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)}$ $D_2 = \frac{V_g D}{R}$
Bu-Bo-CC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$

TABLA 3.5 Tensión media en el condensador C_1 para las topologías analizadas.

	V_{C1}
SEPIC	V_g
Cuk	$V_g + V_o$
Zeta	V_o
CSC	$V_g + V_o$
Bu-BoSIC	<i>N/A</i>
Flyback	<i>N/A</i>
Bo-Bu-CC	$V_g + V_o$
Bu-Bo-CC	<i>N/A</i>

Rizado de corriente a la entrada

Para caracterizar la curva característica $I-V$ de un módulo fotovoltaico de forma fiable, el barrido de los diferentes puntos que la configuran debe realizarse progresivamente, o varias veces durante varios ciclos, pero con bajo rizado. Cuando el interruptor S_1 es conectado en serie con el generador, como ocurre en los convertidores Zeta, Bu-BoSIC, Flyback y Bu-Bo-CC, la corriente

suministrada por el generador es pulsatoria con gran contenido de armónicos. Por tanto, desde este punto de vista, las configuraciones anteriores no son las más adecuadas para reproducir la curva $I-V$ de un módulo FV. Esto no ocurre en los convertidores Cuk, SEPIC, CSC y Bo-Bu-CC, con lo cual, estas configuraciones proporcionan un menor rizado en la corriente de entrada y menos problemas de ruido. Una ventaja adicional del convertidor SEPIC y el Cuk, es que sus inductores pueden ser acoplados magnéticamente, lo cual permite disminuir el rizado de forma apreciable.

Tamaño de los inductores

Los parámetros utilizados para determinar el tamaño de los inductores son el balance voltios-segundos, o tensión aplicada durante un periodo de conmutación, y el valor eficaz o medio de la corriente a través del inductor.

La ecuación siguiente permite calcular la tensión aplicada durante un periodo de conmutación para todos los convertidores evaluados.

$$v \cdot s = V_g D T_s = \frac{V_g V_o}{V_o + V_g} T_s$$

En la tabla 3.6 se muestra para cada uno de los convertidores analizados, la corriente media por los inductores en un periodo de conmutación.

La tabla 3.6 muestra que los convertidores CSC, Bu-BoSIC y Bu-Bo-CC, requieren la mayor corriente a través del inductor L_1 para las mismas condiciones de carga y barrido del ciclo de servicio. Además, el inductor L_2 de la topología SEPIC requiere una corriente media mayor, para las mismas condiciones de carga, tensión de entrada y ciclo de servicio que el resto de topologías. Por tanto, desde este punto de vista, los convertidores Cuk, Zeta y Bo-Bu-CC requieren un menor tamaño del inductor L_2 .

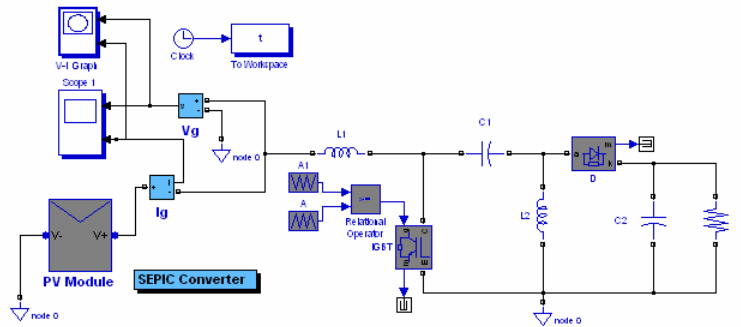
TABLA 3.6 Corriente media a través de los inductores, para las topologías analizadas.

	$I_{L1,AVG}$	$I_{L2,AVG}$
SEPIC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)^2}$
Cuk	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Zeta	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
CSC	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)^2}$	N/A
Bu-BoSIC	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)^2}$	N/A
Flyback	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)^2} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$	N/A
Bo-Bu-CC	$\frac{V_g D^2}{R \cdot (1-D)^2}$	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)}$
Bu-Bo-CC	$\frac{V_g D}{R \cdot (1-D)^2}$	N/A

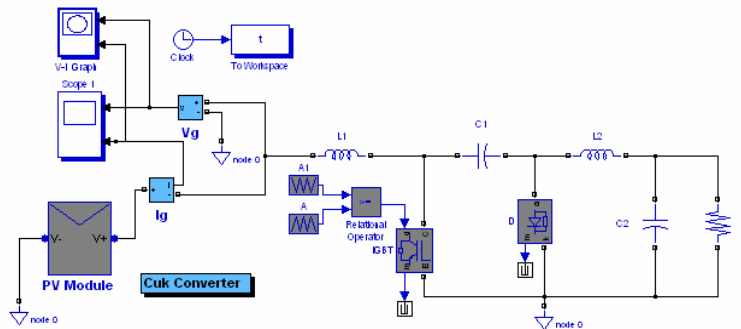
En la figuras 3.21 y 3.22, se muestran los resultados de simulación para algunas de las topologías analizadas. La simulación ha sido realizada con MatLab/Simulink®. El modelo de módulo implementado está basado en las ecuaciones que describen la corriente y la tensión de un módulo FV [3], con los parámetros del módulo BP Saturno ($n_s = 60$ y $n_p = 1$). El barrido del ciclo de servicio ha sido implementado mediante la comparación de dos señales triangulares de la misma amplitud y una relación de frecuencias de 10^3 . La frecuencia de la señal PWM obtenida es establecida por la portadora de 25 kHz, mientras que la señal triangular de baja frecuencia fija el número de puntos del barrido.

Nótese a efectos de simulación los resultados que se obtienen con cualquier topología reductora-elevadora son prácticamente análogos. En consecuencia, el decantarse por una topología u otra para implementar un sistema de captura de las curvas $I-V$ de un generador FV, ha de estar basado en criterios experimentales y de implementación física.

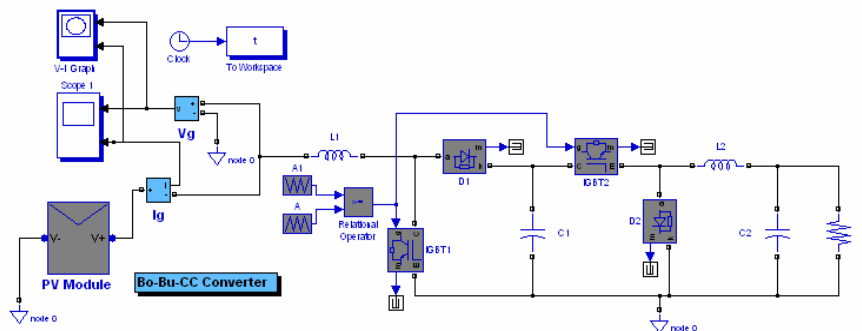
Teniendo en cuenta las topologías evaluadas y tras un análisis e implementación de las mismas, se puede concluir que si bien los convertidores Cuk y SEPIC son muy similares desde diferentes puntos de vista, este último requiere un tamaño de capacidad C_1 menor, lo cual hace que dicha topología sea la óptima para caracterizar la curva $I-V$ de un generador FV.



a) Convertidor SEPIC.

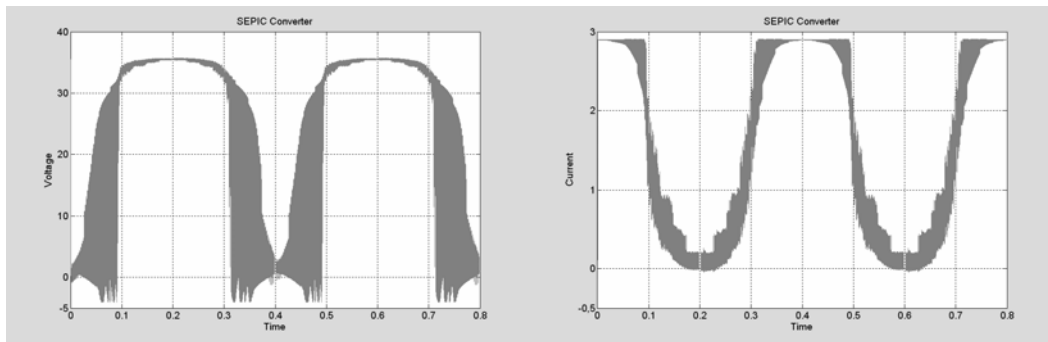


b) Convertidor Cuk.

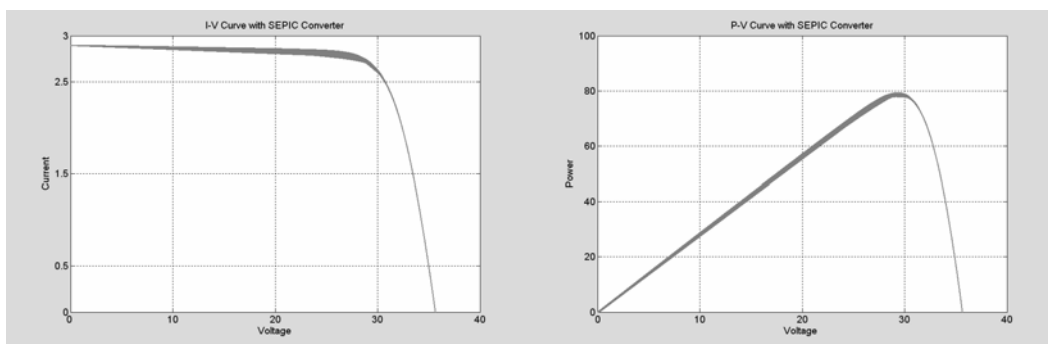


c) Convertidor *Boost-Buck* en cascada (Bo-Bu-CC).

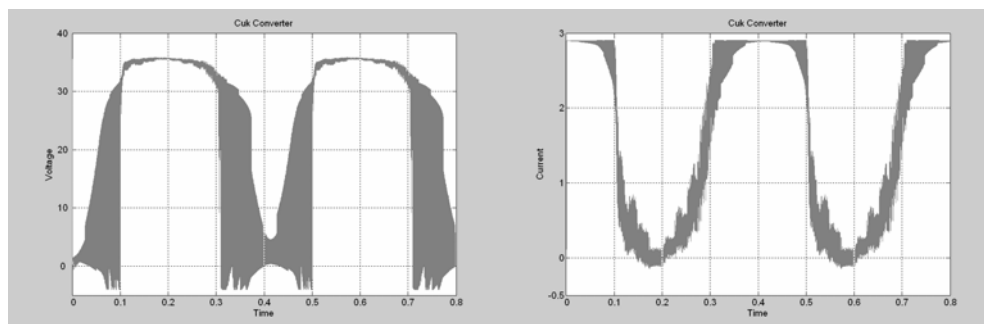
Figura 3.21. Convertidores SEPIC, Cuk y Bo-Bu-CC implementados con MatLab /Simulink®.



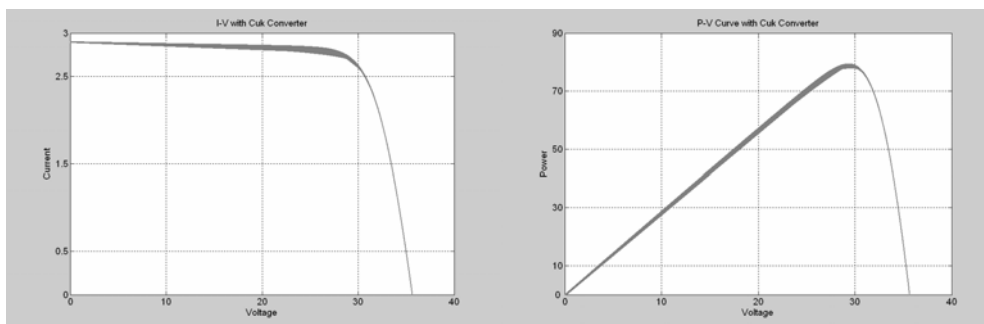
a) Barrido de $v(t)$ e $i(t)$ obtenidos con el convertidor SEPIC.



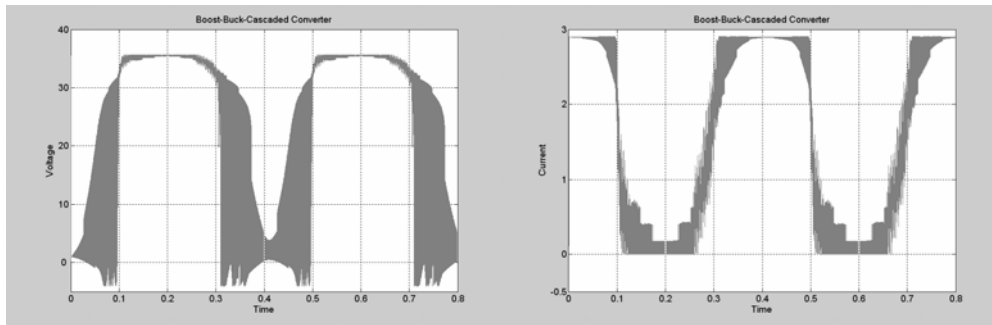
b) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor SEPIC.



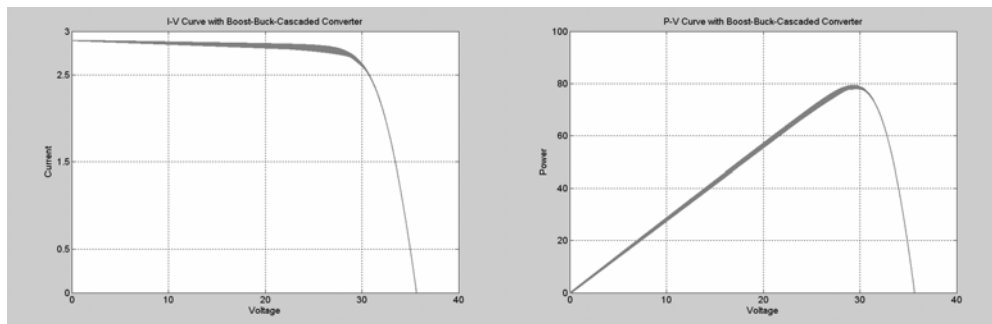
c) Barrido de $v(t)$ e $i(t)$ obtenidos con el convertidor Cuk.



d) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor Cuk.



e) Barrido de $v(t)$ e $i(t)$ obtenidos con el convertidor Boost-Buck en cascada (Bo-Bu-CC).



f) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor Boost-Buck en cascada (Bo-Bu-CC).

Figura 3.22. Resultados de simulación obtenidos para los convertidores implementados.

3.10. Técnicas de reducción del rizado aplicadas a convertidores CC/CC

Existen diversas técnicas que permiten reducir el rizado de corriente a la entrada del convertidor CC/CC, y que por tanto mejoran el comportamiento de dicho convertidor como emulador resistivo. Esto es de especial importancia para el objetivo fundamental de esta Tesis, que no es otro que el de implementar un prototipo experimental de medidor de curvas $I-V$ para generadores FVs. Ha de tenerse en cuenta que cuanto menor componente de rizado introduzca el convertidor a su entrada (terminales de salida del generador FV), mayor calidad de curva $I-V$ se obtendrá. En este apartado se analizan dos de las técnicas de reducción del rizado más conocidas: reducción del rizado mediante inductores acoplados e intercalado de convertidores.

Inductores acoplados

La condición de rizado cero (*Zero Ripple Conduction, ZRC*) y el fenómeno de traslado del rizado de corriente entre inductancias acopladas fue investigado originalmente en el convertidor Cuk [109], pero puede ser extendido al resto de topologías con dos o más inductores sometidos a las mismas formas de tensión. Esta técnica permite reducir el rizado en el generador sin incrementar la frecuencia de conmutación y sin la necesidad de filtros adicionales.

El circuito eléctrico de las estructuras SEPIC y Cuk con inductores acoplados, se muestra en la figura 3.23.

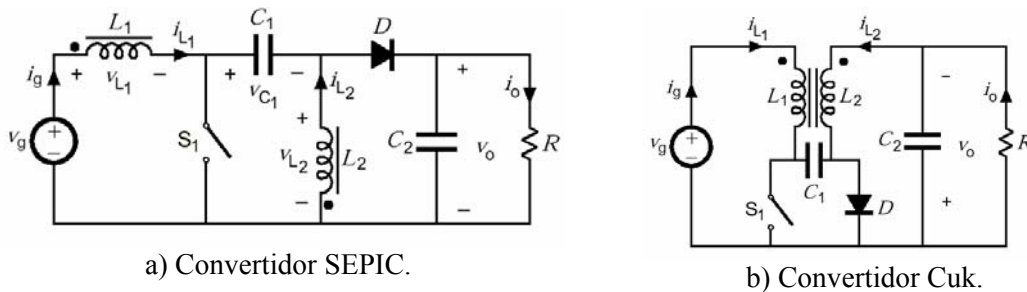


Figura 3.23. Convertidor SEPIC y Cuk con inductores acoplados.

Las ventajas del acoplamiento magnético aplicado al diseño de convertidores susceptibles de ello, se refieren a la disminución de tamaño y peso, y a la mejora del rendimiento del sistema. Sin embargo, la ventaja más importante que aporta el acoplamiento magnético sobre la estructura SEPIC para la aplicación de esta Tesis es la reducción del rizado de la corriente de entrada, debido al acoplamiento magnético entre las dos inductancias del convertidor (L_1 y L_2 en la figura 3.23a). Esta posibilidad hace a esta técnica especialmente atractiva para la obtención de las curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos fotovoltaicos [110 y 111].

Respecto de las topología mostradas en la figura 3.23, habría que decir, a modo de introducción, que un inductor acoplado es un dispositivo que en convertidores se emplea, principalmente, para almacenar energía durante un ciclo de conmutación, aunque también puede ser usado para reducir el tamaño del

convertidor, usando un solo núcleo en lugar de dos (o más) para implementar convertidores con múltiples salidas, y para trasladar el rizado de corriente desde un devanado a otro. Por otro lado, un transformador se emplea principalmente para transferir potencia entre los dos devanados que lo forman, para realizar un escalado de los niveles de tensión y corriente, para aislar eléctricamente dos sistemas y para obtener múltiples salidas desde un primario.

El análisis cuantitativo de la reducción del rizado en la corriente de entrada de las topologías de la figura 3.23, puede realizarse utilizando el circuito equivalente en T de la estructura magnética acoplada mostrada en la figura 3.24. En dicho modelo, L_1 y L_2 representan las inductancias de dispersión debidas a flujos magnéticos no concatenados entre devanados, y L_μ la inductancia magnetizante.

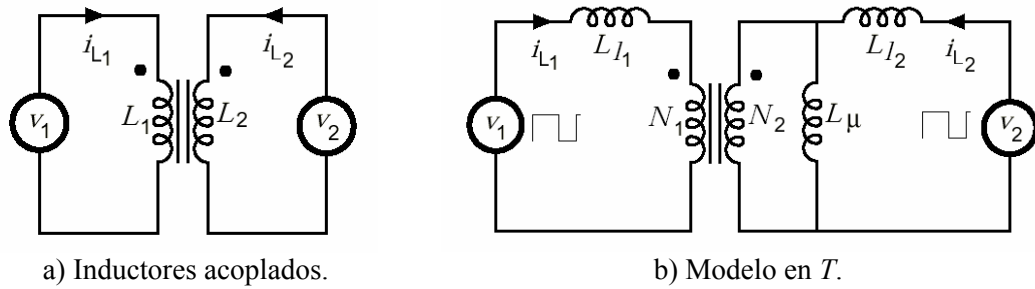
$$V_{L_\mu} = \frac{L_\mu}{L_\mu + L_{l_2}} V_2 \quad (3.34)$$

Por otro lado, la tensión aplicada a L_{l_1} viene dada por:

$$V_{L_{l_1}} = L_{l_1} \frac{di_1}{dt}$$

Si no existe rizado en la corriente de entrada (i_1), solo componente de valor medio, se debe cumplir que:

$$\frac{di_1}{dt} = 0 \Rightarrow V_{L_{l_1}} = 0$$



$$L_1 = L_{l_1} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_\mu$$

$$L_2 = L_{l_2} + L_\mu$$

Figura 3.24. Inductores acoplados y circuito equivalente en T.

Entonces, como:

$$V_{L_{l_1}} = V_1 - V_{L_\mu} \frac{N_1}{N_2}$$

Un rizado de corriente nulo en la entrada implica que:

$$V_1 = V_{L_\mu} \frac{N_1}{N_2}$$

Sustituyendo en la expresión anterior el valor de V_{L_μ} dado en la ecuación 3.34:

$$V_1 = \frac{L_\mu}{L_\mu + L_{l_2}} \cdot V_2 \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (3.35)$$

En los convertidores SEPIC y Cuk, las tensiones en los dos inductores son iguales, $V_1 = V_2$; por tanto, de (3.35) se deduce que la relación a cumplir será:

$$\frac{L_{\mu}}{L_{\mu} + L_{l_2}} = \frac{N_2}{N_1}$$

Por tanto, la condición para eliminar el rizado de alta frecuencia de la corriente de entrada será (ZRC):

$$K_r = \frac{L_{\mu}}{L_{\mu} + L_{l_2}} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.36)$$

Donde K_r se define como el coeficiente de acoplamiento del secundario.

En realidad, el rizado de alta frecuencia de la corriente en L_1 no desaparece, sino que es trasladado a la inductancia L_2 .

Del análisis anterior se puede observar que la ZRC es independiente del valor de la inductancia de dispersión L_{l_1} debida al primario. En la práctica, existen dos causas principales que provocan la aparición de un rizado residual en la corriente de entrada [112]:

- Error en la condición de rizado cero. En diseños prácticos, la condición de rizado cero (ecuación 3.36) no puede cumplirse en su totalidad, debido a la dificultad para acoplar los inductores con un número exacto de espiras.
- Error en el establecimiento de la tensión. Esta no idealidad está relacionada con la aplicación de distintas tensiones a los inductores ($V_1 \neq V_2$). Esto es debido principalmente al rizado existente en la tensión del condensador.

La cuantificación del rizado residual de la corriente de entrada puede ser obtenido refiriendo todas las inductancias al primario, e introduciendo en el análisis las dos no idealidades mencionadas:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \left(V_1 - K_r \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot V_2 \right) = \frac{1}{L_{eq}} \left[(V_1 - V_2) + V_2 \left(1 - K_r \cdot \frac{N_1}{N_2} \right) \right]$$

Donde:

$$L_{eq} = L_{l_1} + \frac{L_{l_2} \cdot L_{\mu}}{L_{l_2} + L_{\mu}} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (3.37)$$

El primer sumando de la ecuación 3.37 cuantifica la contribución al rizado de la diferencia entre las tensiones aplicadas a las inductancias acopladas, y el segundo sumando cuantifica la diferencia en la construcción del acoplamiento magnético.

En la figuras 3.25 y 3.26, se muestran los resultados de simulación obtenidos cuando se emplean inductores no acoplados y acoplados, para la reproducción de las curvas $I-V$ de un módulo FV. La simulación ha sido realizada con PSpice©. El modelo de módulo ha sido implementado mediante bloques ABM (*Analog Behavioral Modeling*) y está basado en las ecuaciones que describen la corriente y la tensión de un módulo FV [3], con los parámetros del módulo BP Saturno ($n_s = 60$ y $n_p = 1$). El barrido del ciclo de servicio ha sido implementado mediante la comparación de dos señales triangulares de la misma amplitud y una relación de frecuencias de 10^3 . La frecuencia de la señal PWM obtenida es establecida por la portadora de 25 kHz, mientras que la señal triangular de baja frecuencia establece el número de puntos del barrido.

El modelo en T usado por PSpice© para caracterizar dos inductores acoplados emplea los parámetros siguientes:

- L_1 y L_2 son los inductores acoplados.
- $K_{cupling}$ es el coeficiente de acoplamiento entre inductores ($0 \leq K_{cupling} \leq 1$).
- L_m es la inductancia mutua:

Donde: $L_m = K_{coupling} \sqrt{L_1 \cdot L_2}$

La ZRC para el modelo utilizado por PSpice© puede ser deducida desde la ecuación 3.36, con $\frac{N_2^2}{N_1^2} = \frac{L_2}{L_1}$ y $L_m = L_2$

Por tanto: $K_r = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

Nótese en la figura 3.26 como cuando los inductores que forman la estructura del convertidor se acoplan magnéticamente, con un grado de acoplamiento proporcional a la relación entre sus valores inductivos (ZRC), la tensión y la corriente proporcionadas por el módulo carecen de rizado, los armónicos se atenúan y el barrido de la curva $I-V$ del módulo puede ser realizado de forma más fiable.

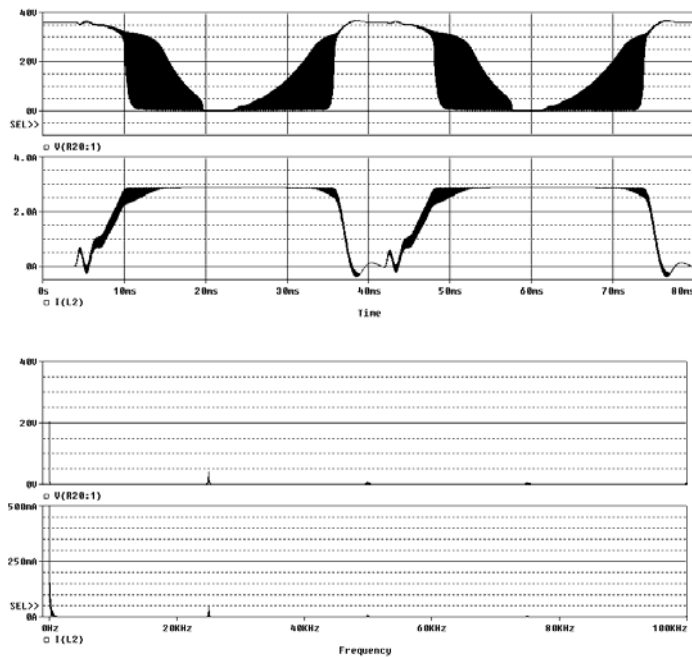


Figura 3.25. Corriente y tensión en el módulo FV con inductores no acoplados ($K_{coupling} = 0$, $L_1 = 800\mu Hr$ y $L_2 = 200\mu Hr$). Convertidor SEPIC.

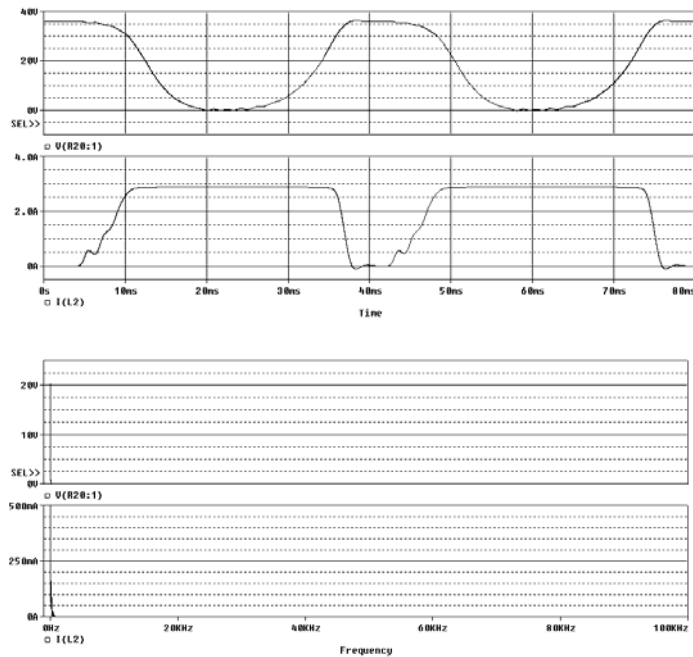


Figura 3.26. Corriente y tensión en el módulo FV con inductores acoplados ($K_{coupling} = 0.5$, $L_1 = 800\mu\text{Hr}$ y $L_2 = 200\mu\text{Hr}$). Convertidor SEPIC.

Intercalado de convertidores

El funcionamiento en modo intercalado de convertidores CC/CC se remonta probablemente a los años setenta [113] y constituye una de las alternativas más prometedoras [114], en el desarrollo de nuevas técnicas de paralelización. El modo intercalado exhibe menor amplitud de rizado y menor contenido armónico que la operación en modo síncrono, sin reducir el rendimiento de la conversión [115]. Sin embargo, la técnica de intercalado requiere un mayor número de componentes y de circuitos auxiliares.

Las aplicaciones principales de la técnica de intercalado se encuentran en la corrección activa del factor de potencia en alta potencia (más de 1,5 kW), y en reguladores de tensión (VR, *voltage regulators*) para fuentes de alimentación de alta potencia a muy baja tensión (más de 150 A y 0,8 V). De entrada, esta técnica parece especialmente atractiva para la obtención de curvas $I-V$ de módulos y *arrays* FVs, debido a su capacidad de reproducir curvas de considerable potencia con bajo rizado.

La estructura propuesta en la figura 3.27 para la medida de curvas I - V en generadores FVs de alta potencia es conceptualmente simple [116, 117 y 118]. Considerando el funcionamiento de N convertidores CC/CC conectados en paralelo a un mismo generador, la corriente proporcionada por el array (I_g) es distribuida en N corrientes por los convertidores I_1, I_2, \dots, I_N . Si todos los convertidores son controlados de forma síncrona, el sistema se comportaría como un solo convertidor (en términos de corriente de rizado), mientras que puede demostrarse [114] que si los convertidores funcionan en modo intercalado, la amplitud de la corriente de rizado absorbida por los N convertidores en paralelo, es menor siempre o igual que la requerida por un solo convertidor. Esto es debido a que el rizado de corriente por el inductor de cada uno de los convertidores se encuentra desfasado, lo cual da origen a una reducción del rizado de entrada total por cancelación. El funcionamiento de N convertidores en modo intercalado requiere que dichos convertidores operen a la misma frecuencia de conmutación, pero con un desfase de $2\pi/N$ radianes en el funcionamiento de cada uno de ellos.

De lo anterior se deduce que la conexión en paralelo de convertidores SEPIC en modo de funcionamiento intercalado (IOM *Interleaved Operation Mode*) puede proporcionar una reducción significativa del rizado de corriente a la entrada. El análisis cuantitativo de la reducción de dicho rizado en este modo puede ser caracterizado usando el factor de cancelación (F_c) expresado mediante la ecuación 3.38.

$$F_c = \frac{\Delta I_g}{\Delta I_i} = N \frac{\prod_{i=1}^{N-1} \left| \frac{i}{N} - D \right|}{\prod_{i=1}^{N-1} \left(\left| \frac{i}{N} - D \right| + \frac{1}{N} \right)} \text{ para } N = 2, 3, 4, \dots \quad (3.38)$$

El factor de cancelación varía entre 0 y 1, y representa la relación entre el rizado total a la entrada de la conexión de convertidores (ΔI_g), y el rizado en cada convertidor conectado en paralelo (ΔI_i). Cuanto más próximo a cero sea F_c , más pequeño resulta el rizado de corriente a la entrada, o dicho de otra forma, mayor es la cancelación de rizados individuales.

La cancelación de rizado no depende sólo del número de convertidores conectados, sino también del ciclo de trabajo de éstos. En la figura 3.28 se muestra cómo varía el factor de cancelación de rizado con el ciclo de trabajo para el caso de conectar en paralelo dos y cuatro convertidores. En esta gráfica se puede observar que para $N = 2$, el mejor factor de cancelación en la corriente de entrada se obtiene para $D = 50\%$, y que para $N = 4$, no hay rizado a la entrada para un ciclo de servicio del 25%, 50% y 75%. También para $N = 4$, la mayor cancelación de rizado se obtiene para ciclos de trabajo comprendidos entre un 20% y un 80%. Fuera de este intervalo, la cancelación de rizado disminuye.

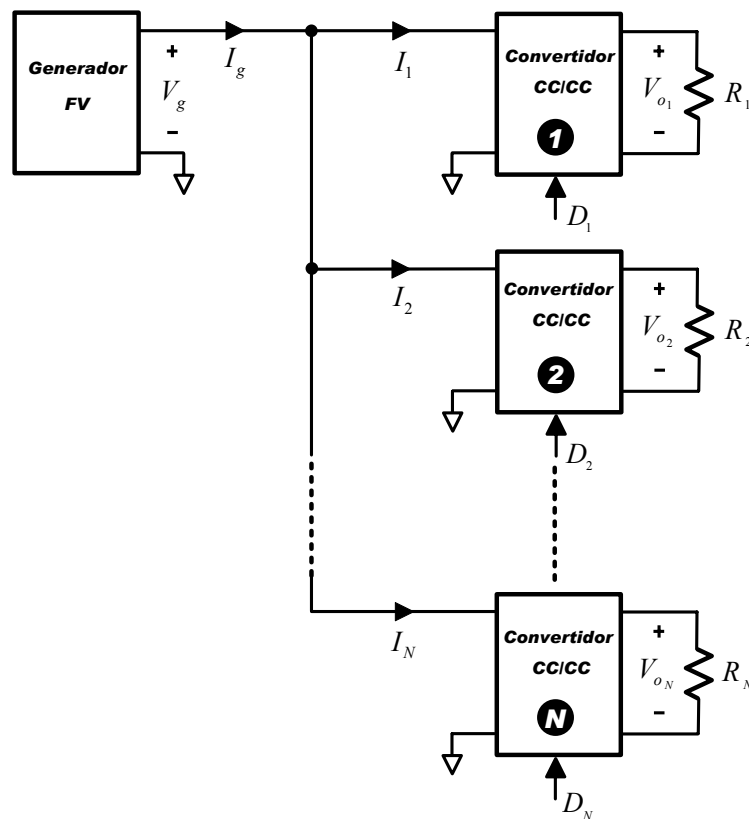


Figura 3.27. Conexión de convertidores CC/CC en paralelo.

Aunque en teoría el problema de anular el rizado podría parecer resuelto, es necesario destacar que para realizar un barrido completo de la curva $I-V$ de un generador FV mediante convertidores CC/CC, se requiere que D varíe desde 0 a 1, y por tanto que el ciclo de trabajo no sea fijo. Esta variación de D provoca que

la cancelación del rizado a la entrada no sea del 100% en todo el intervalo, si bien como se verá, se mejora notablemente.

En la figuras 3.29, 3.30 y 3.31 se muestran el sistema implementado en la simulación y los resultados obtenidos. El generador FV simulado esta compuesto de 24 módulos FVs de 80 Wp en configuración serie-paralelo, conectados a cuatro convertidores SEPIC en paralelo con una resistencia de carga de 5 Ω .

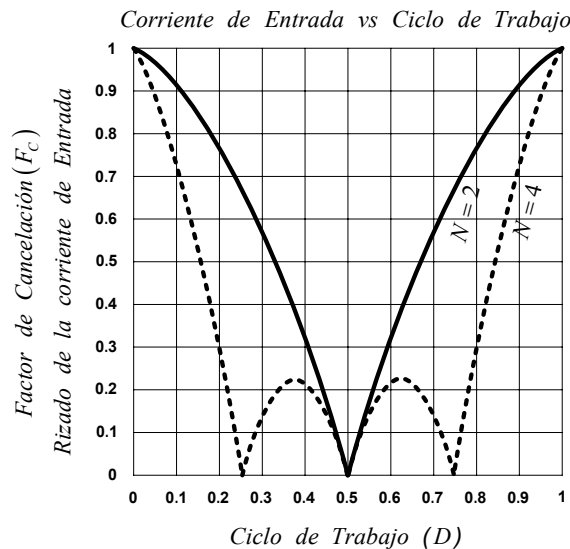


Figura 3.28. Reducción del rizado de corriente a la entrada del generador FV, para $N = 2$ y $N = 4$.

La simulación, también ha sido realizada con MatLab/Simulink®. El modelo de módulo implementado está basado en las ecuaciones que describen la corriente y la tensión de un módulo FV [3], con los parámetros del módulo BP Saturno ($n_s = 60$ y $n_p = 1$). El barrido del ciclo de trabajo ha sido implementado mediante la comparación de dos señales triangulares de la misma amplitud y una relación de frecuencias de 10^3 . La frecuencia de la señal PWM obtenida es establecida por la portadora de 25 kHz, mientras que la señal triangular de baja frecuencia establece el número de puntos del barrido.

En una primera simulación (figura 3.30), los cuatro convertidores fueron configurados en modo de operación síncrono (*Synchronous Operation Mode*, SOM), con la misma fase, el mismo periodo de conmutación (40 μ s), idéntico

barrido del ciclo de servicio e igual ciclo de servicio instantáneo. Posteriormente (figura 3.31) los cuatro convertidores fueron configurados para operación intercalada (*Interleaved Operation Mode, IOM*) con la misma frecuencia de conmutación que en SOM, pero con instantes de conmutación desfasados una fracción igual ($10 \mu\text{s}$) del periodo de conmutación. Como se puede observar, cuando las curvas son obtenidas en SOM contienen mucho rizado. Sin embargo, cuando son obtenidas en IOM, tanto la tensión como la corriente muestran bajo rizado, y la captura de las curvas $I-V$ y $P-V$ son obtenidas con mayor definición.

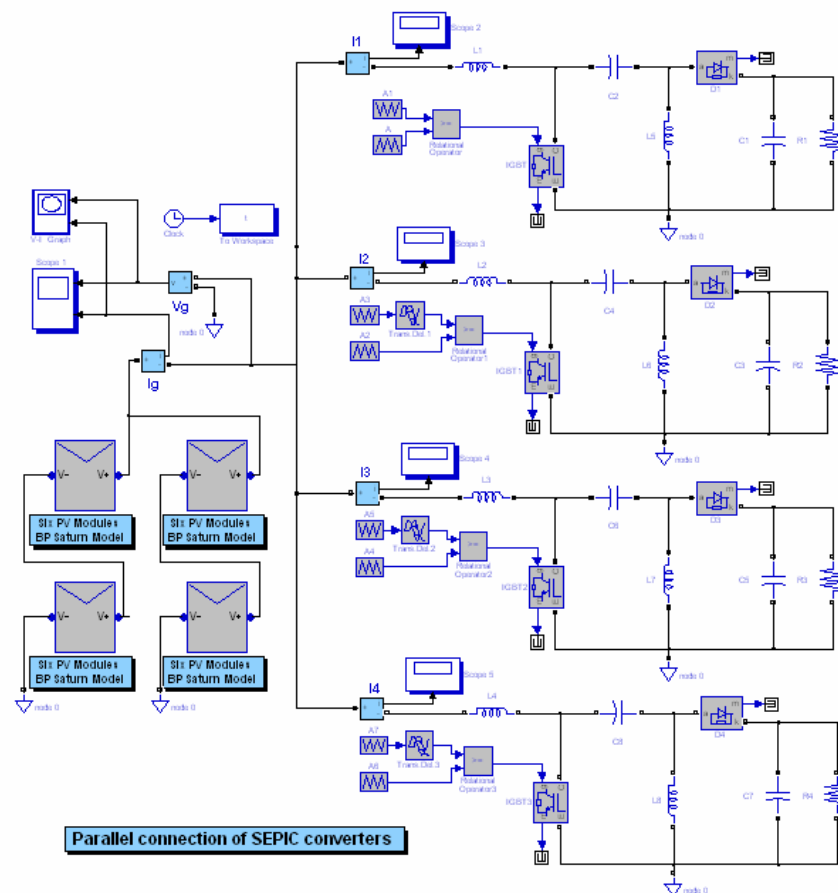


Figura 3.29. Implementación mediante MatLab/Simulink® de cuatro convertidores SEPIC en paralelo.

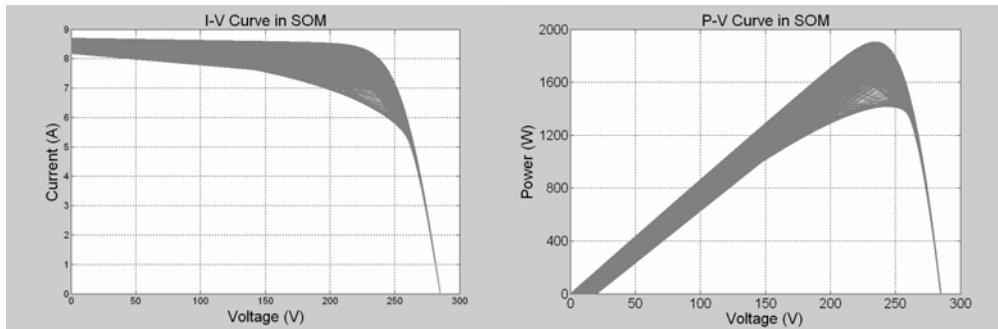


Figura 3.30. Resultados de simulación con cuatro convertidores SEPIC en SOM.

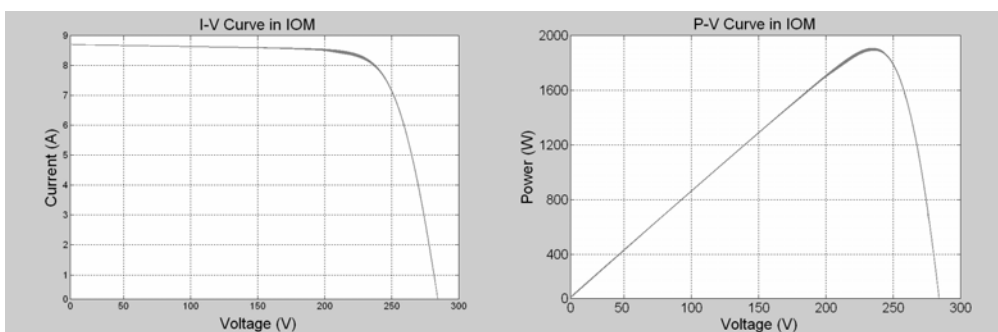


Figura 3.31. Resultados de simulación con cuatro convertidores SEPIC en IOM.

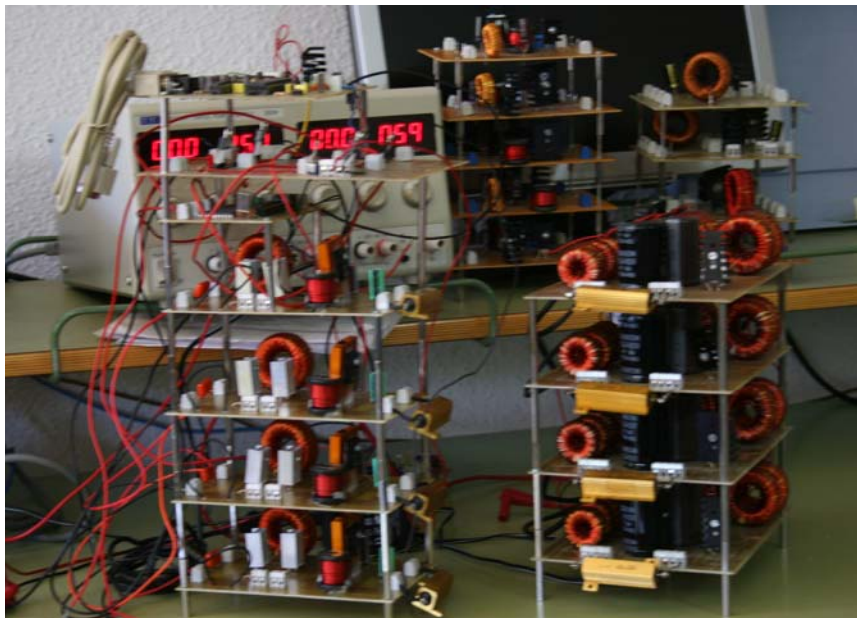
3.11. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito un método para la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos empleando convertidores CC/CC. Para ello, se han analizado nueve configuraciones diferentes de convertidores (Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Cuk, SEPIC, Zeta y las conexiones en cascada Buck-Boost y Boost-Buck), tanto de forma teórica como experimental mediante simulación. Esto ha permitido establecer que la topología más adecuada para esta aplicación es la SEPIC, sobre la que se ha establecido un criterio de diseño de los diferentes componentes que la configuran. De la constatación del rizado que introducen los convertidores como consecuencia de la conmutación de sus transistores, se analizan las dos técnicas consideradas más apropiadas para la reducción de este rizado: mediante el intercalado de convertidores y empleando inductores

acoplados. En este sentido, se concluye que el intercalado de convertidores, además de reducir el rizado de corriente, permite la reproducción de curvas de mayor potencia debido a la paralelización, lo cual resulta una ventaja de esta técnica frente a la de inductores acoplados.

Capítulo 4

Prototipos Experimentales



En este capítulo se muestran los diseños, desarrollos, prototipos y resultados experimentales obtenidos en esta investigación, tanto de convertidores CC/CC como de sistemas de medida. Se realiza un estudio y diseño de los circuitos necesarios de control y de excitación que permiten el correcto funcionamiento de los convertidores usados, y se proponen algunos sistemas experimentales de medida. Finalmente, en base a la metodología descrita, se aportan los resultados experimentales referentes a la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas sobre módulos e instalaciones de varios kW de potencia.

4.1. Introducción

Los resultados experimentales que se muestran en este capítulo se refieren a distintas configuraciones de convertidores CC/CC y prototipos de sistemas de medida de curvas $I-V$ y $P-V$. Todos los diseños, desarrollos y montajes están basados en análisis teóricos y de simulación realizados en los capítulos anteriores. Estos, junto a la experimentación, han permitido seleccionar la estructura más adecuada para esta aplicación.

En la verificación experimental de los diferentes prototipos y sistemas, se ha empleado como instrumento de medida un osciloscopio de prestaciones y calidad contrastados (LeCroy digital de 500 MHz).

Hubiera sido de interés complementar el trabajo de esta investigación con un análisis comparativo exhaustivo de los sistemas que aquí se proponen respecto de los disponibles en el mercado para propósitos análogos. Sin embargo, la información sobre dichos instrumentos comerciales se encuentra limitada a la proporcionada en los manuales de funcionamiento y en las páginas *webs* de los fabricantes, quedando fuera del alcance presupuestario de este trabajo la adquisición de costosos equipos con el único fin de compararlos. En virtud de lo anterior, la comparativa se circunscribe a lo presentado en la tabla 3.1.

El método de medida basado en convertidores CC/CC que se presenta en esta Tesis, posee características que lo hacen preferible para la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos y *arrays* fotovoltaicos. No obstante, el principal inconveniente de esta metodología es la generación de rizado de corriente asociada con la técnica de conmutación, el cual como ya se ha visto en el capítulo anterior, puede ser minimizado mediante diferentes técnicas. Sin embargo, el uso de convertidores CC/CC proporciona una alta densidad de potencia, puede funcionar en paralelo para escalar la potencia y puede ser reconfigurado mediante software.

4.2. Implementación del barrido del ciclo de trabajo mediante microcontrolador

Una de las estrategias más ampliamente utilizadas en el control de convertidores de potencia es la configuración de su ciclo de trabajo mediante la técnica de modulación del ancho de pulso (*pulse width modulation*, PWM). Esta técnica ha sido una de las mayores áreas de investigación en electrónica de potencia durante los últimos treinta años, y continua provocando un considerable interés y atención. La modulación por ancho de pulso o alguna de sus variantes, se encuentra en casi todos los convertidores de potencia modernos [119 y 120].

Tradicionalmente, la forma de generar PWM a frecuencia constante ha sido mediante la comparación de una señal triangular (portadora) con una señal de referencia (moduladora) de frecuencia mucho menor que la primera. Cuando la amplitud de la moduladora es mayor que la amplitud de la señal triangular, se obtiene una señal de nivel alto, y en otro caso de nivel bajo. De otro modo, si la amplitud de la señal moduladora varía desde cero al valor máximo de la señal portadora, se obtiene un barrido del ancho de pulso (el ciclo de trabajo varía desde 0 a 1). Este método analógico de generación PWM ha sido reemplazado por sistemas basados en técnicas digitales, los cuales permiten cambiar las relaciones de las señales mediante software y además, proporcionan una mayor fiabilidad y resolución [121, 122, y 123].

La importancia de la técnica PWM y sus aplicaciones ha motivado que muchos sistemas digitales como procesadores digital de señal (DSPs, *digital signal processors*), microcontroladores (μC), y controladores digitales de señal (DSCs *digital signal controllers*), incorporen un módulo capaz de generar este tipo de señales.

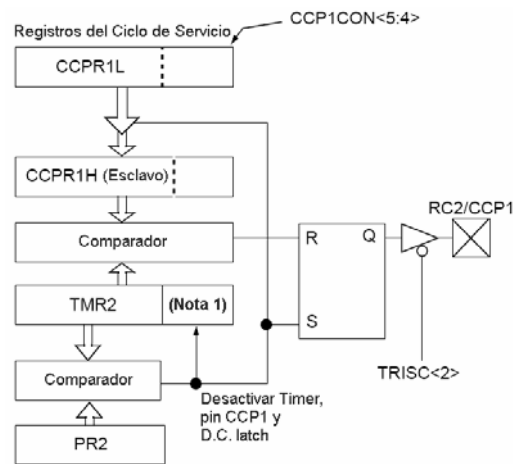
El barrido del ciclo de trabajo (DCS, *duty cycle sweep*) [124 y 125] de una señal PWM se utiliza en generadores de barrido de tubos de rayos catódicos y en generadores de funciones [126], para un amplio rango de frecuencias (por encima de

20 MHz), con rangos elevados del ciclo de trabajo (20% al 80%) y también con muy pequeños (0,5%).

Un microcontrolador permite realizar el barrido completo del ciclo de trabajo (desde 0 hasta 1 y viceversa) para distintas frecuencias e intervalos de duración del incremento y decremento del ciclo [124 y 125]. Esta utilidad ha sido empleada en esta Tesis para controlar el/los convertidor/es que permiten la reproducción de las curvas $I-V$ y $P-V$ de los generadores FVs.

El microcontrolador (μC) utilizado para implementar el barrido del ciclo de trabajo ha sido el PIC 18F252 de Microchip. Las características principales de este dispositivo pueden ser resumidas en las siguientes: emplea una arquitectura tipo RISC (*reduced instruction set computer*, arquitectura de procesador con juego reducido de instrucciones) para la unidad de control, con un conjunto de 75 instrucciones, las cuales pueden ser ejecutadas a 20 MHz. Utiliza una memoria de programa tipo FLASH (memoria programable no volátil de bajo consumo) de 32 K que es más rápida y de mayor densidad que la memoria EEPROM. Como memoria de datos emplea una EEPROM de 256 bytes. La memoria RAM tiene una capacidad de almacenamiento de 1.536 bytes. Dispone además de 17 fuentes de interrupciones, tres puertos E/S, cuatro temporizadores internos y dos módulos Capture/Compare/PWM (CCP) que proporcionan señales moduladas en anchura de pulso. Respecto de los módulos para comunicaciones digitales dispone de uno serie (A/E/USART, *universal serial asynchronous receiver transmitter*) y otro para bus I2C (MSSP, SPI/I2C).

Cada módulo CCP, denominados CCP1 y CCP2 (ambos módulos son prácticamente idénticos), contiene un registro asociado (CCPR1 y CCPR2) de 16 bits que puede trabajar como registro de 16 bits de captura, registro de 16 bits de comparación, y registro de ciclo de trabajo del PWM. CCPR1 (igual que CCPR2) esta formado por dos registros de 8 bits: CCPR1H (byte alto) y CCPR1L (byte bajo). La figura 4.1 muestra un diagrama de bloques simplificado a nivel de registros del módulo CCP1 en modo PWM.



Nota 1: Los 8 bits del temporizador están conectados con 2 bits internos del reloj Q, o 2 bits del prescaler, para crear un temporizador base de 10 bits.

Figura 4.1 Esquema simplificado del módulo CCP1 en modo PWM.

El modo de operación del módulo es controlado por los 4 bits de menor peso de otro registro: CCP1CON (CCP1CON<5:4>). El módulo PWM se configura mediante el Timer 2 (TMR2), el cual se inicializa al valor definido por los 8 bits del registro P_{R2} . [127 y 128]. El Timer 2 y P_{R2} permiten ajustar la frecuencia de la señal PWM almacenada a un valor en el rango 0 a 255. El contenido del temporizador está formado por una palabra de 10 bits almacenada en los registros CCPR1H y CCPR1L. El periodo de la señal PWM es establecido mediante el valor cargado en el registro P_{R2} , y está dado por la ecuación (4.1).

$$PWM \text{ Period} = [(P_{R2}) + 1] 4 T_{OSC} (\text{TMR2 Prescale Timer}) \quad (4.1)$$

El *TMR2 Prescale Timer* puede ser establecido en 1, 4 o 16. T_{OSC} es el periodo del reloj interno del μC ($F_{OSC} = 20 \text{ MHz}$). Esto establece, que la frecuencia de la señal PWM pueda ser ajustada entre 1,22 kHz (para $P_{R2} = 0$ y *Prescale Timer* = 1) y 5 MHz (para $P_{R2} = 255$ y *Prescale Timer* = 16). Respecto del ciclo de trabajo D , es establecido mediante el valor del registro CCPR1L y dos bits del registro CCP1CON<5:4> de la forma siguiente:

$$PWM \text{ Duty Cycle} = (\text{CCPR1L} : \text{CCP1CON} < 5 : 4 >) \cdot T_{OSC} (\text{TMR2 Prescale Timer}) \quad (4.2)$$

El barrido del ciclo de trabajo puede ser realizado tanto en sentido ascendente como descendente. Esto es, D es incrementado desde el 0% hasta el 100%, lo cual se consigue aumentando y recargando el temporizador PWM (TMR2) en cada iteración. Cuando $T_{ON} = D \cdot T$ ($TMR2 = PWM \text{ Duty Cycle} \cdot PWM \text{ Period}$) se inicia el decremento de T_{ON} desde el 100% al 0%. Este proceso continúa cíclicamente con intervalos regulares de tiempo.

La salida PWM de 10 bits (1.024 valores discretos desde 0% al 100%) proporciona una resolución (y frecuencia determinada) dada por la ecuación (4.3).

$$PWM \text{ Resolution (bits)} = \frac{\text{Log} \left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}} \right)}{\text{Log}(2)} \quad (4.3)$$

Durante la inicialización del μC todos los registros y funciones son restaurados. En TMR2 es cargado el valor de P_{R2} y comienza la cuenta hasta cero; cuando llega a cero, se produce una interrupción. El algoritmo que realiza el barrido del ciclo de trabajo ha sido desarrollado usando un compilador de C de Microchip, fabricante del μC . El programa modifica gradualmente (incrementa o decrementa) la duración de T_{ON} mediante el valor de una variable interna denominada a . El algoritmo (figura 4.2) inicializa esta variable a 1 y T_{ON} decrece gradualmente hasta el valor inferior establecido (*Inferior_Límite*). Cuando dicho valor es alcanzado la variable a toma el valor 0. Como ahora a es distinto de 1, T_{ON} se incrementa hasta su límite superior (*Superior_Límite*). Lo cual vuelve a provocar que a valga 1. Tanto *Inferior_Límite* como *Superior_Límite* determinan el mínimo y máximo valor de D en cada caso.

Todos los resultados experimentales han sido obtenidos programando el microcontrolador para generar una frecuencia de señal PWM de 25 kHz, con $F_{osc} = 20\text{MHz}$, preescalado de 1/4 y un tiempo de retardo de 1 ms. Para estos valores la ecuación 4.1 proporciona un valor de P_{R2} igual a 49 y una resolución de 7,6438 (ecuación 4.3). Este último valor ha sido aproximado al siguiente valor entero, 8

probar algoritmos que permitieran, a distintas frecuencias, realizar el barrido del ciclo de servicio por tramos y en todo el rango. En la figura 4.3, se muestra una fotografía de la tarjeta de ensayo implementada, la cual está basada en el μC analizado.

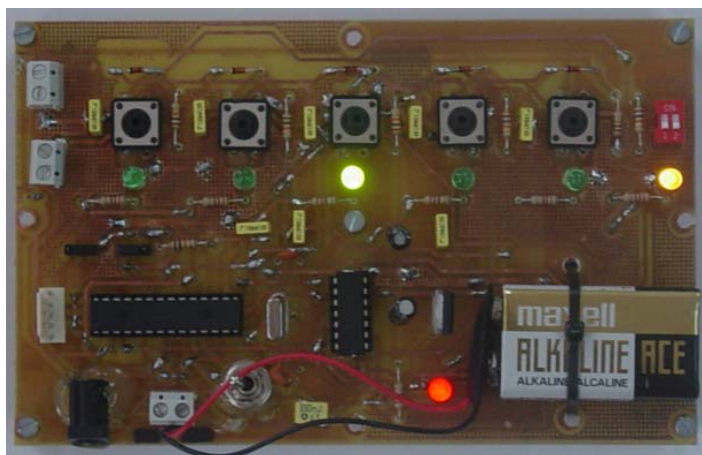
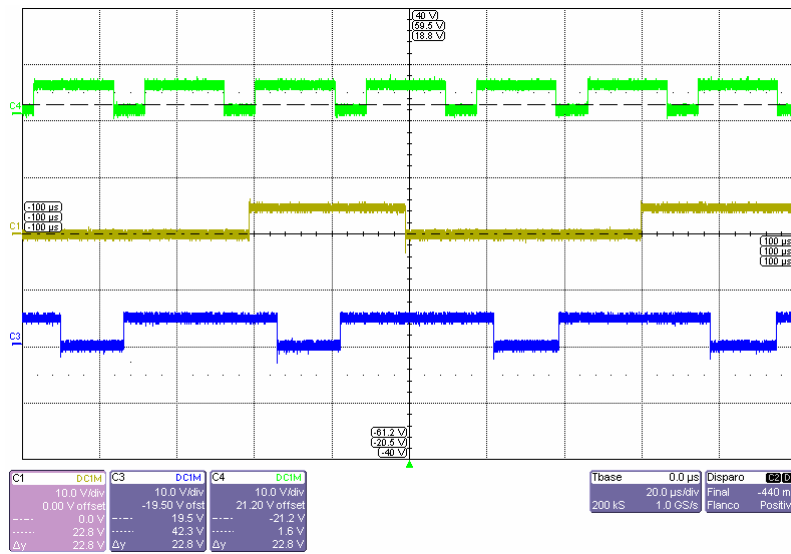


Figura 4.3 Fotografía de la tarjeta de ensayo.

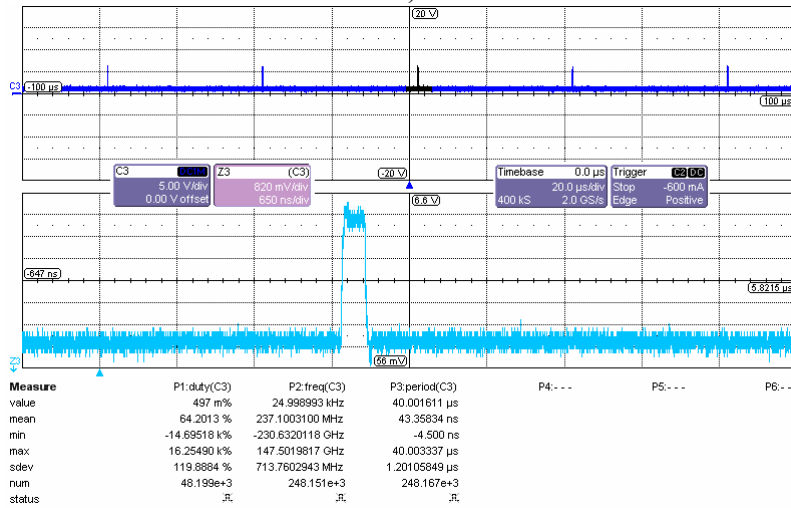
Los cinco pulsadores y el microinterruptor de la fila superior de la figura 4.3 permiten seleccionar un valor de frecuencia PWM entre diez posibles, en el rango de 10 kHz a 100 kHz, a intervalos de una década, lo cual permite optar entre diez posibles frecuencias distintas de trabajo. El intervalo de 10 kHz a 50 kHz es cubierto por los cinco pulsadores, mientras que el intervalo de 50 kHz a 100 kHz es cubierto por dichos pulsadores cuando está accionado el microinterruptor, con lo cual se añaden 50 kHz a cada frecuencia base y se completa el rango de frecuencias indicado.

Al ser accionado uno de los pulsadores para establecer un valor de frecuencia concreto, se pone en marcha un mecanismo de tratamiento de la interrupción provocada, que empieza con la identificación del pulsador accionado.

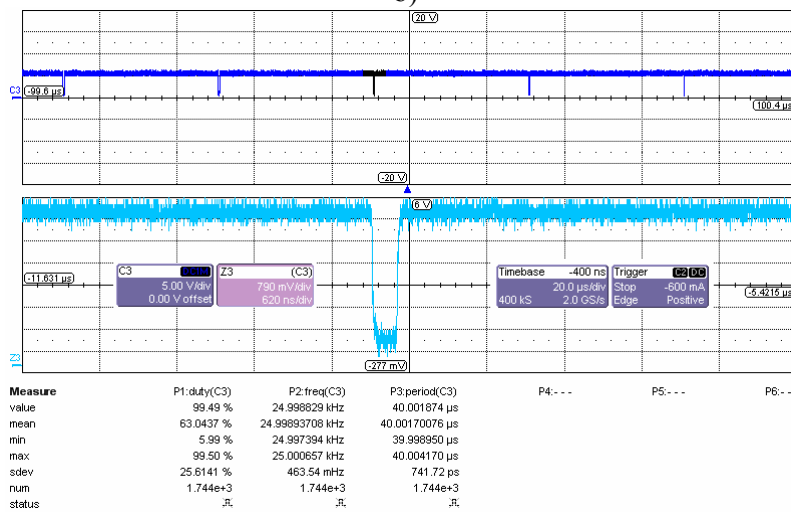
Mediante software también es posible establecer intervalos de recorrido del ciclo de servicio entre el 0% y el 100%. La figura 4.4 muestra diferentes señales PWM de distintas frecuencias y ciclos de servicio generados por la placa de ensayo, capturadas mediante el osciloscopio LeCroy de 500 MHz.



a)



b)



c)

Figura 4.4 a) Diferentes ciclos de servicio y frecuencias medidos. b) $D = 0.5\%$. c) $D = 99.5\%$.

4.3. Diseño de los convertidores CC/CC usados en los prototipos

Los diferentes convertidores CC/CC construidos han sido diseñados para realizar la medida de curvas $I-V$ de módulos con características eléctricas similares al I-94/12 de Isofoton. El criterio de diseño que ha permitido seleccionar los diferentes componentes se encuentra orientado a la estructura SEPIC [99] (figura 4.5), aunque una metodología similar es de aplicación para el resto de convertidores implementados.

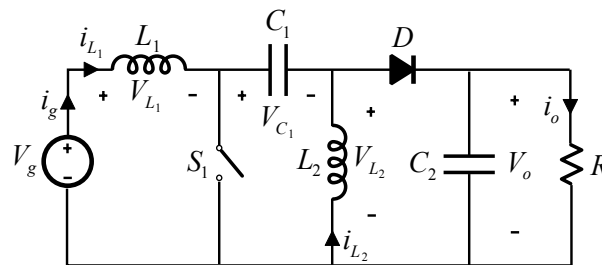


Figura 4.5 Convertidor SEPIC.

La selección del condensador de enlace C_1 en un convertidor SEPIC convencional se realiza suponiendo que la tensión en el condensador permanece constante. Cuando el convertidor SEPIC es utilizado para reproducir la curva $I-V$ de un generador FV, dicha suposición presenta dos restricciones: 1) ha de poder presentar un valor constante durante un periodo de conmutación y 2) ha de seguir la curva $I-V$ del generador durante el periodo de barrido (frecuencia de barrido, ω_{SWEEP}) de la misma. Esto se traduce por un lado en que la frecuencia de resonancia (ω_r) establecida por C_1 , L_1 y L_2 debe ser mayor que la frecuencia de barrido (para evitar oscilaciones debido a descargas), y por otro que ω_r debe ser menor que la frecuencia de conmutación (ω_s) para asegurar tensión constante durante un periodo de conmutación. La frecuencia de resonancia debe cumplir además que el convertidor no funcione en modo discontinuo resonante (DQRM, *discontinuous quasi-resonant mode*) ni con tensión discontinua en el condensador (DCVM, *discontinuous-*

capacitor-voltage mode). Las restricciones anteriores pueden ser expresadas mediante la inecuación siguiente.

$$\omega_s > \omega_r > \omega_{SWEEP}; \text{ con } \omega_r^2 = \frac{1}{C_1(L_1 + L_2)} \text{ y } C_1 > \frac{D^2 T_s}{2 R}$$

Si $f_s = 100 f_r$ y $f_r = 10 f_{SWEEP}$, con un periodo de conmutación (T_s) de 40 μ s las inecuaciones anteriores se satisfacen para $C_1 = 470 \mu$ F.

Un periodo de conmutación de 40 μ s ($f_s = 25$ kHz), permite obtener curvas con poco rizado y bajas pérdidas debidas a la conmutación. Mayores frecuencias de conmutación provocan mayores pérdidas, mientras que menores requieren mayores valores del filtro LC , lo cual provoca en este caso mayores pérdidas debidas al aumento de las resistencias parásitas asociadas con dichos componentes. La elección de la frecuencia de conmutación no es nada sencillo, debido a que este parámetro influye directamente en las pérdidas en los componentes pasivos y activos, y en el rizado de la corriente y por tanto de la tensión de entrada.

La selección de los inductores L_1 y L_2 se ha realizado fijando un valor límite del rizado para la corriente máxima a la frecuencia de conmutación, y para la máxima corriente proporcionada por el generador FV. El valor pico a pico del rizado de corriente está dado por la ecuación siguiente.

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g}{L_1} D T_s$$

Teniendo en cuenta que el valor máximo del rizado de corriente se obtiene para $D = 1$ y $V_g = V_{oc}$, la ecuación anterior permite obtener el valor de L_1 a partir del máximo rizado admisible. Así, considerando que el rizado sea inferior al 15% (los valores prácticos de diseño se encuentran entre el 10 y el 15%) de la corriente media por L_1 cuando el generador suministra la máxima corriente, se obtiene que $L_1 = 800 \mu$ H. A partir de aquí, fijando el valor de L_{eq} ($L_1 \parallel L_2$) en 160 μ H, lo cual establece la $K_{crit.}$ del convertidor, se tiene que $L_2 = 200 \mu$ H.

La elección de la resistencia de carga R ha sido realizada imponiendo funcionamiento en CCM en todo el barrido del ciclo de trabajo, lo cual exige que (ver capítulo 3):

$$K > K_{crit.} \Rightarrow \frac{2L_{eq}}{RT_s} > (1-D)^2$$

Esta relación debe ser cumplida para $D = 0$, con lo cual:

$$\frac{2L_{eq}}{T_s} > R$$

Teniendo en cuenta el valor de L_{eq} y que $T_s = 40 \mu s$, la inecuación anterior se satisface para $R = 5 \Omega$.

La potencia disipada por la resistencia de carga R durante el tiempo de barrido puede ser determinada considerándola igual a la proporcionada por el módulo FV, esto es, suponiendo despreciables las pérdidas en el convertidor. Tanto la tensión como la corriente instantánea en los terminales del generador FV durante un barrido (T_{SWEEP}) realizan una transición entre los puntos V_{oc} e I_{sc} . Mientras que la corriente crece desde cero, la tensión decrece hacia cero, por tanto, la potencia disipada por R puede ser obtenida determinando el área bajo la curva $I-V$ durante la transición. Esto establece que la potencia media disipada por R esté dada por la ecuación general siguiente:

$$P_R = \frac{V_{oc} I_{sc}}{a} \frac{t_{rise}}{T_{SWEEP}}$$

Donde t_{rise} es el tiempo de subida de la corriente (tiempo de bajada para la tensión), y a puede ser definido como un parámetro de transición comprendido entre 2 y 6. La ecuación anterior es aproximada en el sentido de que la curva $I-V$ del generador FV no es un rectángulo, por tanto, los valores de a son empíricos, siendo mayores cuanto más se aproxime la curva $I-V$ a un rectángulo.

Considerando $t_{rise} \approx T_{SWEEP}$, $a = 5$, $V_{oc} = 19,8 \text{ V}$ e $I_{sc} = 6,54 \text{ A}$, la potencia media disipada por la resistencia de carga es aproximadamente 25 W.

En la tabla 4.1 se resumen las características eléctricas de los componentes empleados en la implementación del convertidor SEPIC.

TABLA 4.1: Características de los componentes usados en el convertidor SEPIC.

Diodo Schottky	MBR 1045	45 V, 10 A, 0,45 V a 6 A, 100°C
MOSFET	MTP 15N06VL	60 V, 15 A, 85 mΩ
L_1	CH 820088	820 μH, 8,8 A, 110 mΩ
L_2	CH 220086	220 μH, 8,6 A, 42 mΩ
C_1	TK Serie	470 μF, 25 V
C_2	TK Serie	330 μF, 25 V
R	ARCOL	4,7 Ω, 25 W

4.4. Medidas experimentales con módulos FVs

Los primeros prototipos de los diferentes convertidores implementados junto con la tarjeta de ensayo, permitieron realizar las primeras verificaciones experimentales para módulos FV de 100 W. Así, para cada uno de los convertidores se implementó el esquema mostrado en la figura 4.6.

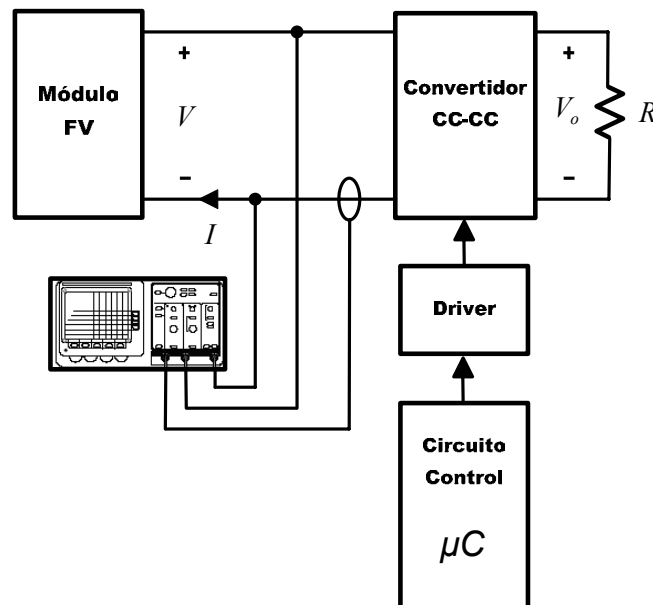


Figura 4.6 Diagrama de bloques del esquema experimental.

El módulo FV utilizado para estos ensayos iniciales fue el I-94/12 de Isofoton, el cual tiene las características eléctricas siguientes medidas en condiciones estándar (irradiancia 1.000 W/m² y temperatura de módulo de 25°C):

<i>Tensión de circuito abierto</i>	$V_{oc} = 19,8 \text{ V}$
<i>Corriente de cortocircuito</i>	$I_{sc} = 6,54 \text{ A}$
<i>Potencia máxima</i>	$P_m = 94 \text{ W}$
<i>Máx. corriente en el MPP</i>	$I_m = 5,88 \text{ A}$
<i>Máx. tensión en el MPP</i>	$V_m = 16 \text{ V}$

El circuito de control empleado ha sido implementado mediante la tarjeta de ensayo desarrollada (ver figura 4.3). Los bajos niveles de corriente y tensión proporcionados por el μC deben ser adaptados mediante un circuito de excitación (*driver*) antes de ser aplicados al interruptor de potencia del convertidor CC/CC. Los MOSFETs de potencia presentan una capacidad puerta-fuente considerable, la cual debe ser cargada por encima de la tensión umbral. El circuito *driver* es el encargado de proporcionar la corriente necesaria, para cargar dicha capacidad en el menor tiempo. El circuito *driver* empleado se basa en el CI TC 4452, el cual es adecuado para excitar MOSFETs e IGBTs incluso a frecuencias de conmutación elevadas. En la figura 4.7 se muestra un primer prototipo del convertidor SEPIC desarrollado, junto con su circuito de control y *driver*.

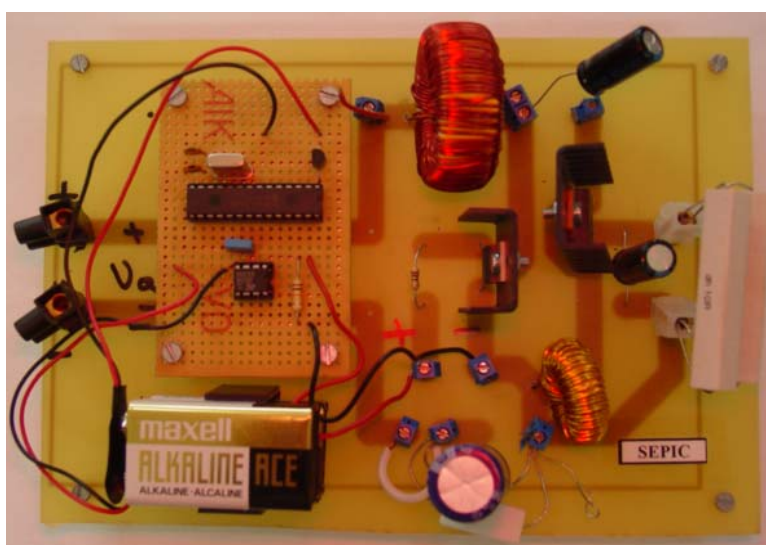


Figura 4.7 Fotografía del convertidor SEPIC.

En las figuras 4.8 y 4.9 se muestran el resto de convertidores desarrollados para verificar los resultados experimentales según el esquema de la figura 4.6.



Figura 4.8 Fotografía de los convertidores Zeta, Buck, Variante Buck, Cuk y Buck-Boost.

La figura 4.10 muestra la evolución de la tensión y la corriente en los terminales de un módulo I-94/12 de Isofoton, cuando se emplean los convertidores, Boost, SEPIC, Cuk, Bo-Bu-CC y Bu-BoSIC; para las mismas condiciones de irradiancia, barrido y carga. Los resultados experimentales han sido obtenidos con un osciloscopio LeCroy de 500 MHz.

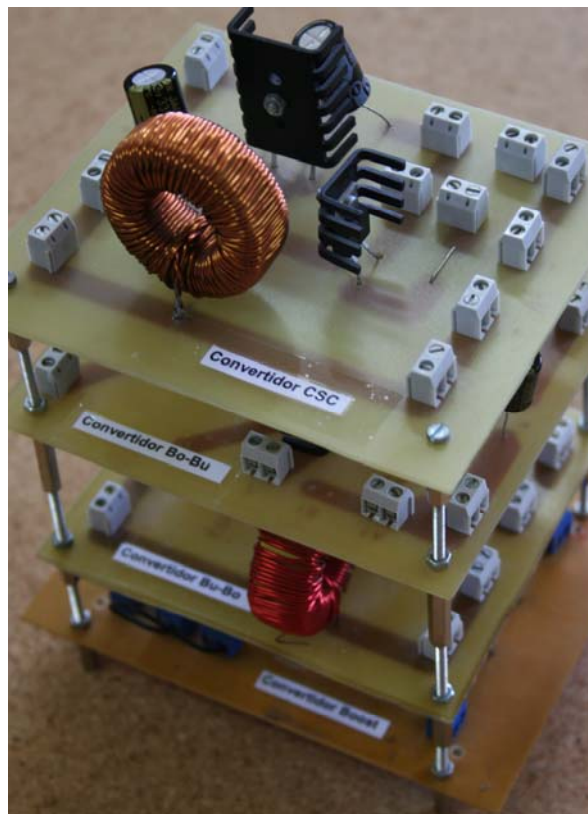
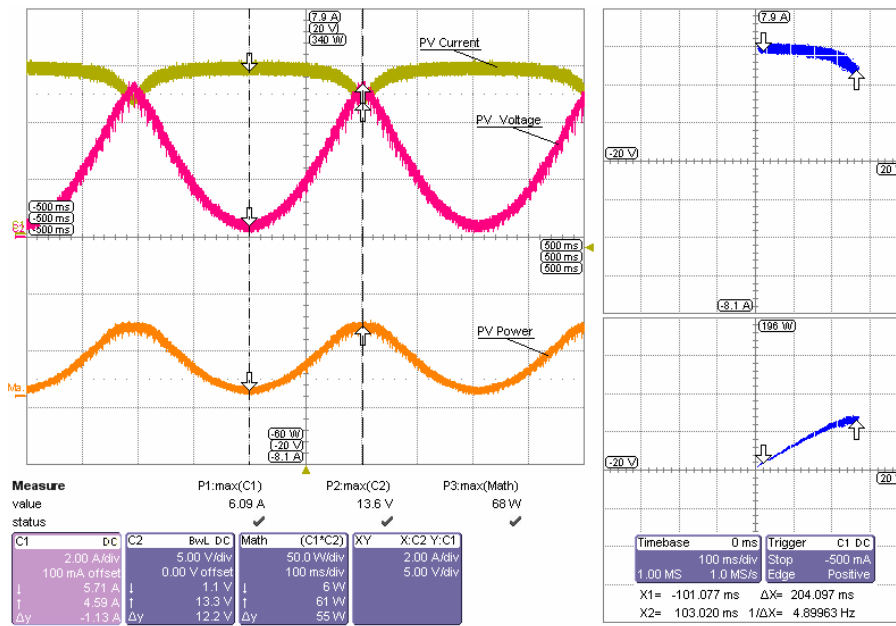


Figura 4.9 Fotografía de los convertidores CSC, Bo-BuCC, Bu-BoCC y Boost.

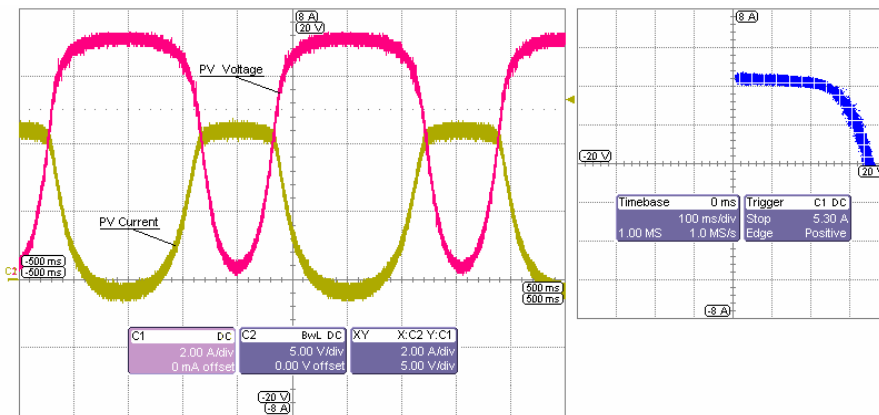
En la tabla 4.2 se muestran los valores de los componentes pasivos empleados en la implementación de los convertidores Boost, Cuk, Bo-Bu-CC y Bu-BoSIC.

TABLA 4.2: Características de los componentes usados en los convertidores Boost, Cuk, Bo-Bu-CC y Bu-BoSIC.

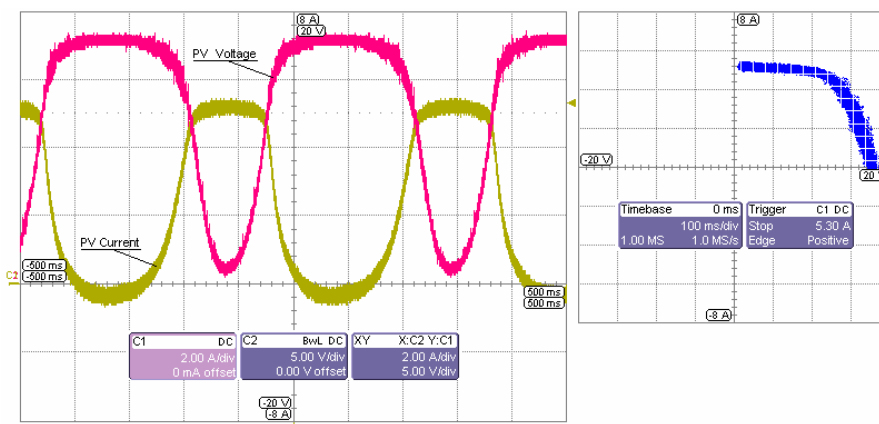
	Boost	Cuk	Bo-Bu-CC	Bu-BoSIC
L_1	820 μ H	820 μ H	820 μ H	820 μ H
L_2	N/A	220 μ H	220 μ H	N/A
R	4,7 Ω , 25 W	4,7 Ω , 25 W	4,7 Ω , 25 W	4,7 Ω , 25 W
C_1	N/A	470 μ F	470 μ F	N/A
C_2	330 μ F	330 μ F	330 μ F	330 μ F



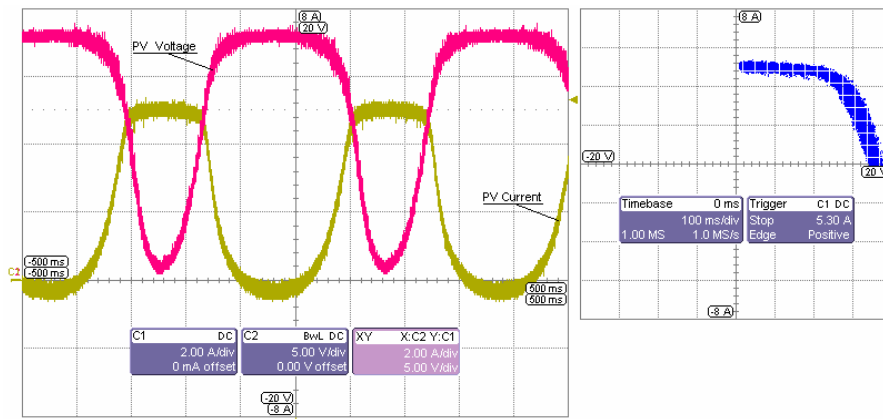
a) Curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el convertidor Boost. Representación XY.



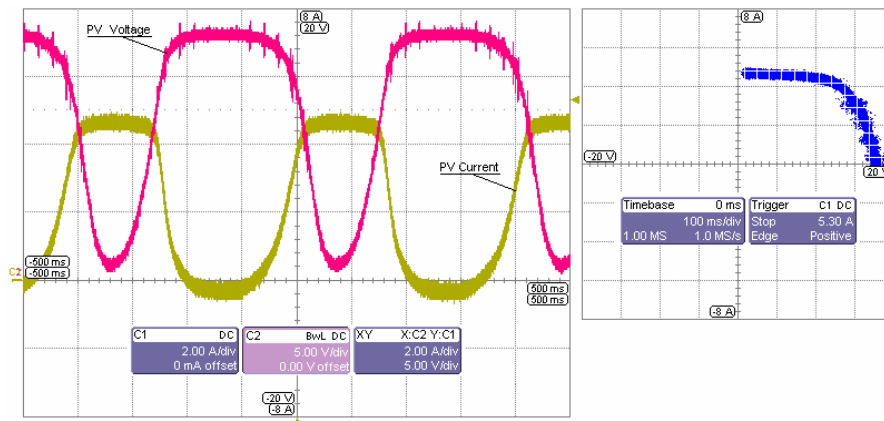
b) Curva $I-V$ obtenida con el convertidor SEPIC. Representación XY.



c) Curva $I-V$ obtenida con el convertidor Cuk. Representación XY.



d) Curva $I-V$ obtenida con el convertidor Bo-Bu-CC. Representación XY.



e) Curva $I-V$ obtenida con el convertidor Bu-BoSIC. Representación XY.

Figura 4.10 Corriente (Canal C1); 2A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 5V/div, 100ms/div.

En la figura 4.10a se aprecia, como ya se predijo en el análisis teórico y en la simulación del capítulo anterior, que el convertidor Boost sólo puede reproducir la curva hasta I_{sc} , pero no hasta V_{oc} . Las figuras 4.10b y 4.10c muestran que tanto el convertidor SEPIC como el de Cuk, permiten un barrido completo de la curva $I-V$ del módulo debido a su relación de conversión *buck-boost*. En realidad, ambas topologías presentan características muy similares. En la figura 4.10d se muestran los resultados obtenidos con la conexión en cascada de dos convertidores elevador y reductor (Bo-Bu-CC); en este caso el contenido de rizado es mayor que el obtenido con el convertidor SEPIC y el Cuk. Esto es debido principalmente a que este

convertidor requiere la conmutación de cuatro dispositivos. De la misma forma, en la figura 4.9e, se muestran los resultados obtenidos con el convertidor Buck-Boost de un solo inductor (Bu-BoSIC). Dado el gran rizado introducido por este convertidor, ha sido necesario emplear una gran capacidad de entrada ($2 \parallel 3.300 \mu\text{F}$, 50 V) para atenuarlo; aún así, las curvas presentan un gran contenido de rizado.

Estos primeros prototipos de baja potencia permitieron verificar experimentalmente la utilización de convertidores CC/CC en la reproducción de curvas I - V de generadores FVs.

4.5. Sistema de medida experimental de módulos y arrays FVs

En base a la metodología descrita y en virtud de los resultados obtenidos, se abordó la realización de prototipos de sistemas completos de medida. Se diseñaron, construyeron y probaron diferentes configuraciones, aunque en todas ellas se utilizó la misma topología de convertidor: SEPIC, ya que como se ha demostrado en este trabajo de investigación, es la más adecuada para esta aplicación.

Sistema de medida con pantalla LCD alfanumérica

Un primer sistema capaz de medir las curvas I - V y P - V de un módulo FV ha sido implementado en base al esquema mostrado en la figura 4.11.

Este primer sistema de medida se encuentra orientado a la captura y almacenamiento en una memoria externa al microcontrolador de los valores de tensión y corriente, para su posterior volcado en un PC mediante el bus serie (RS-232). El PC es el encargado de la representación. Los valores característicos (V_{oc} , I_{sc} y MPP) del módulo FV bajo ensayo son representados mediante una pantalla LCD alfanumérica. Las principales características de este sistema son su simplicidad y autonomía de funcionamiento respecto de la red eléctrica.

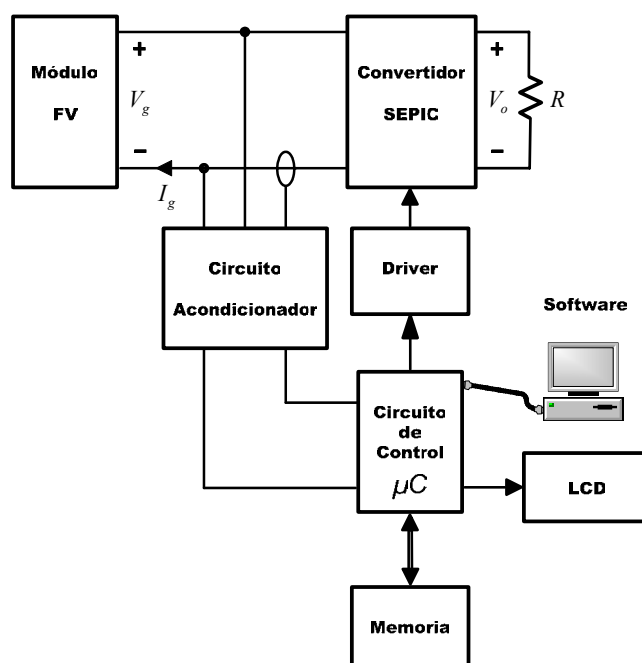


Figura 4.11 Diagrama de bloques del sistema de medida basado en pantalla LCD alfanumérica.

En términos generales el sistema funciona como sigue: El convertidor SEPIC emula una resistencia variable, cuyo valor es modificado mediante el ciclo de trabajo D de una señal PWM. Esta señal de control es generada por el PIC 16F876 y su nivel es adaptado mediante un circuito *driver*. La tensión y la corriente en los terminales del módulo son medidas mediante dos divisores resistivos. Los valores analógicos capturados son escalados y aplicados al convertidor A/D interno del microcontrolador, el cual los transfiere a una memoria externa para posteriormente ser volcados sobre el PC a través del puerto serie (RS-232). Las medidas de las curvas $I-V$ y $P-V$ almacenadas en el PC pueden ser representadas empleando un software adecuado como Excel o similar. Una simple interfaz de usuario formada por cuatro pulsadores (*enter*, *exit*, *up*, y *down*), junto con la pantalla de texto LCD (bloque LCD de la figura 4.11), permiten el acceso a las distintas funciones: configuración de medida (fecha y hora de la medida, número de pasos del barrido, retardo), datos almacenados (estado de la memoria, borrado, visualizar V_{oc} , I_{sc} y

MPP), conexión al computador (seleccionar medida y envío) y medida manual, donde el sistema genera un ciclo de trabajo constante y se sitúa en un punto concreto de la curva $I-V$.

En la figura 4.12 se muestran las fotografías del sistema implementado, y en la tabla 4.3 las características eléctricas de los componentes más importantes utilizados en dicha implementación.

TABLA 4.3: Componentes usados en la PCB del prototipo con pantalla LCD.

μ Controlador	PIC 16F876	28-Pin 8-Bit CMOS Flash
Memoria	EEPROM 24LC256	256 I ² C CMOS Serial EEPROM
Comunicación Serie	MAX 232	RS-232, Driver/Receiver
Alimentación aislada	NMA 1505D	DC/DC Converter, 1W
Driver	TC 4452	High-Speed MOSFET Driver
Pantalla LCD	C-2600A	Alfanumérica, 4 Filas, 20 Caracteres

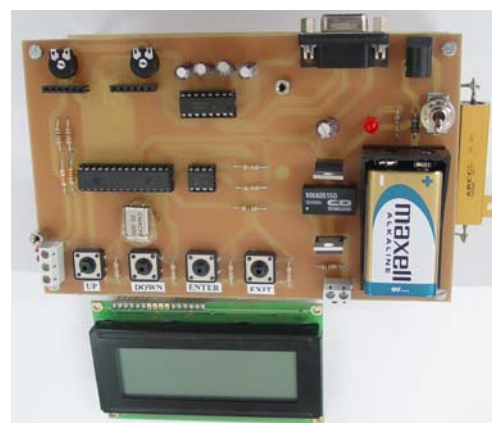


Figura 4.12 Fotografías del sistema de medida con pantalla LCD.

Sistema de medida con pantalla GLCD

Una variante del esquema de la figura 4.11 se muestra en la figura 4.13. Las diferencias principales entre uno y otro son que en este caso los sensores de tensión y corriente no son intrusivos, ya que se trata de sensores de efecto Hall. Estos sensores facilitan mucho la conexión, ya que no ha de ser física. Por otro lado son muy precisos, rápidos y tienen una alta inmunidad al ruido y amplio ancho de banda. Lógicamente, el cambio de sensores obligó a rediseñar el circuito acondicionador.

Otra novedad importante de este diseño es la pantalla GLCD (*Grafical Liquid Cristal Display*), la cual permite la representación de gráficas además de caracteres, por tanto, ya no es necesario el PC. Respecto de la lógica de funcionamiento de este sistema es análoga al anterior con las salvedades mencionadas.

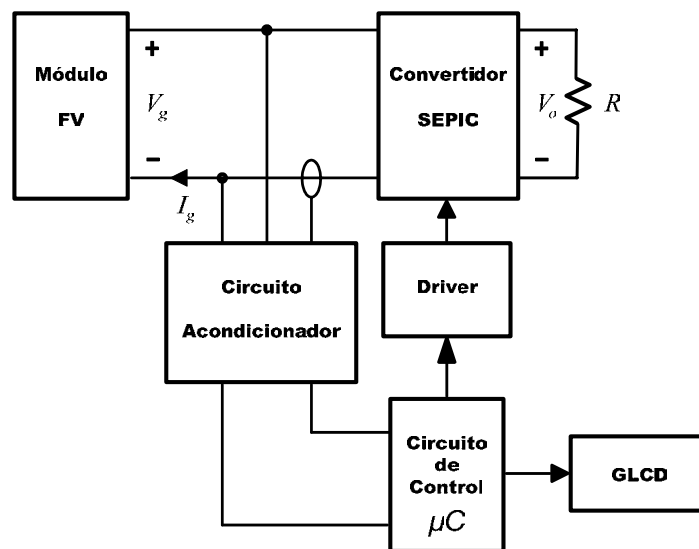


Figura 4.13 Diagrama de bloques del sistema de medida con pantalla GLCD.

En la figura 4.14 se muestran las fotografías del sistema implementado, y en la tabla 4.4 se resumen las características eléctricas de los componentes más importantes utilizados en dicha implementación.

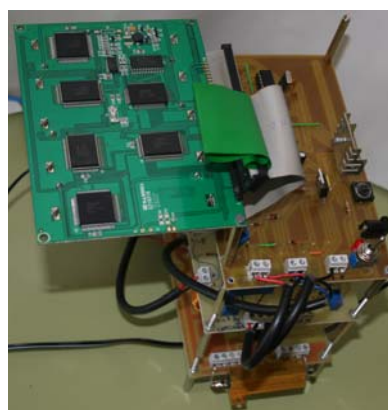
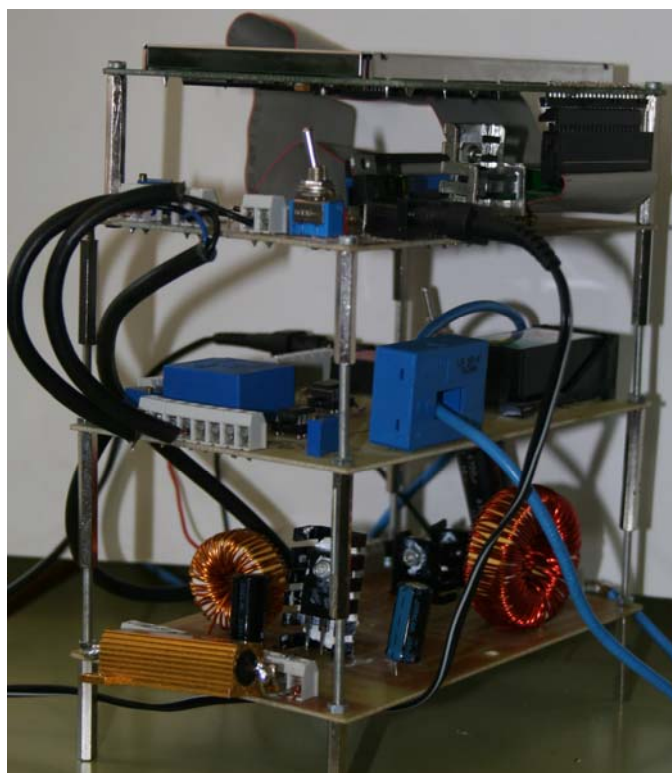


Figura 4.14 Fotografías del sistema de medida con pantalla GLCD.

TABLA 4.4: Componentes usados en la PCB del prototipo con pantalla GLCD.

<p>μControlador Comunicación Serie Driver Pantalla GLCD</p>	<p>PIC 16F876 MAX 232 TC 4452 Displaytech 128240A</p>	<p>28-Pin 8-Bit CMOS Flash RS-232, Driver/Receiver High-Speed MOSFET Driver Gráfica, Monocromo, 240x128 puntos</p>
<p>Sensor de Corriente Sensor de Tensión Amplificador Operacional Alimentación aislada dual</p>	<p>LEM-LA55-P/SP1 LEM-LV 25-P OP-270 TEL 3-1222</p>	<p>Closed Loop Hall Effect Current Sensor Closed Loop Hall Effect Voltage Sensor Monolithic Dual OPAM DC/DC Converter, 3W</p>

Sistema de medida mediante instrumento virtual

En este caso, toda la labor de control, monitorización y representación del sistema de medida está realizada por un instrumento virtual (IV) implementado en LabVIEW® que se ejecuta en un PC [129]. Respecto de la arquitectura del sistema (ver figura 4.15), ésta es análoga a la anterior, con la diferencia fundamental de que la interface de usuario y el control del sistema es realizado ahora por un IV (ver figura 4.16). La lógica de funcionamiento del sistema es similar a los casos anteriores, sólo que ahora, a través del puerto serie, el μ C y el PC se comunican tras enviar y recibir datos bajo el control del IV. Desde éste, el usuario puede controlar todos los parámetros del sistema.

El IV mostrado en la figura 4.16 ha sido diseñado para facilitar la configuración y manejo del sistema. Los parámetros de control han sido agrupados teniendo en cuenta su propósito: modos de funcionamiento, comunicación a través del puerto serie, configuración de la señal PWM, captura de la información y representación gráfica.

El sistema proporciona fundamentalmente dos modos de funcionamiento, denominados *Trazador* y *Generador*.

Como *Trazador* el microcontrolador genera la señal PWM, cuyos principales parámetros (frecuencia, ciclo de servicio y tiempo de barrido) son establecidos desde el IV. La señal PWM es aplicada a través del *driver* al convertidor CC/CC. A continuación, los valores de tensión y corriente establecidos en los terminales del módulo son medidos mediante los sensores de efecto Hall, acondicionados, procesados por el microcontrolador y transferidos al computador a través del puerto serie. Esta información es representada gráficamente en el panel frontal de la aplicación para visualizar las curvas $I-V$ y $P-V$ del módulo, donde el número de muestras capturadas pueden ser establecidas por el usuario desde el IV.

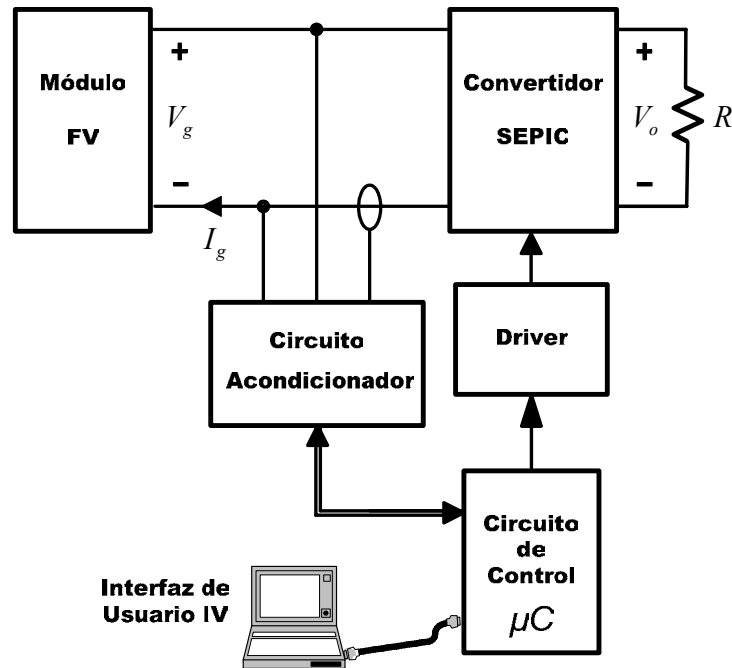


Figura 4.15. Bloques del sistema de medida implementado mediante NI LabVIEW®.

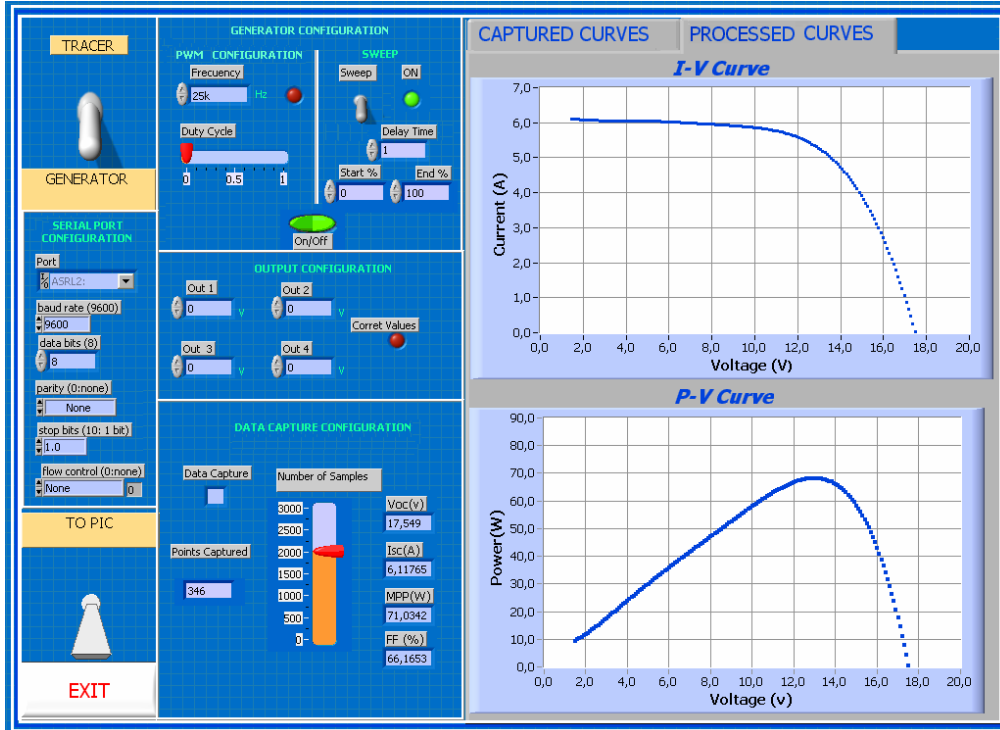


Figura 4.16. Interfaz de usuario basada en LabVIEW®.

Un modo de funcionamiento alternativo al anterior es el modo *Generador*. En este modo, el usuario también configura desde el IV los parámetros de la señal PWM generada por el microcontrolador que es aplicada al convertidor CC/CC. Sin embargo, la diferencia principal respecto del modo *Trazador* es que los valores de tensión y corriente establecidos en los terminales del módulo no son capturados por los sensores de medida; por tanto, no son enviados al computador para su representación posterior. La utilidad de este modo *Generador* es permitir que el sistema pueda funcionar sin el circuito de medida. En este caso, las curvas pueden ser capturadas y evaluadas con otro sistema de medida o representadas directamente en un osciloscopio equipado con sonda de corriente.

El IV permite configurar la señal PWM desde el computador, con valores de frecuencia desde 1,22 kHz hasta 5 MHz y un ciclo de trabajo que puede ser establecido en un valor entre 0 y 1. Además, el IV permite configurar el barrido del ciclo de trabajo (DCS) y su duración. Cuando se selecciona un DCS entre el 0% y el 100%, el T_{ON} es incrementado desde 0 a 1 a intervalos de tiempo regulares. Cuando el T_{ON} se hace igual al periodo de conmutación (T_S), empieza a decrementarse. Este proceso continúa cíclicamente y el intervalo de crecimiento también puede ser seleccionado por el usuario. Se ha dotado al sistema de la posibilidad de configurar el DCS a valores finales e iniciales diferentes de 0 y 1. Por ejemplo, se puede realizar el DCS entre 0,3 y 0,8. Esto proporciona la posibilidad de visualizar sólo zonas concretas, a elegir por el usuario, de las curvas $I-V$ y $P-V$ del módulo. El tiempo de barrido es establecido por la ecuación (4.4), donde el usuario establece en el IV el parámetro t_{Delay} .

El sistema también proporciona los valores de V_{oc} , I_{sc} , MPP y el FF del módulo medido. También ofrece la posibilidad de procesar los valores de tensión y corriente medidos mediante una aproximación establecida. En la figura 4.16 se emplea una aproximación de NI LabVIEW® mediante un polinomio de segundo orden.

En la figura 4.17 se muestran las fotografías de la implementación experimental del sistema de la figura 4.15. La tabla 4.5 resume las características eléctricas de los componentes más importantes utilizados en dicha implementación.

TABLA 4.5: Características eléctricas de los componentes usados en las PCBs del prototipo.

μControlador	PIC 16F877	40-Pin 8-Bit CMOS Flash
Comunicación Serie	MAX 232	Multichannel RS-232, Driver/Receiver
Sensor de Corriente	LEM-LA 55-P/SP1	Closed Loop Hall Effect Current Sensor
Sensor de Tensión	LEM-LV 25-P	Closed Loop Hall Effect Voltage Sensor
Amplificador Operacional	OP-270	Monolithic Dual OPAM
Alimentación aislada	TEL 3-1222	DC/DC Converter, 3W

En la figura 4.18 se muestran las medidas de tensión, corriente y potencia en los terminales del módulo I-94/12 de Isofoton adquiridas mediante un osciloscopio (figura 4.18a), y las capturadas con el sistema de medida implementado (figura 4.18b). El análisis comparativo de ambas figuras muestra las excelentes prestaciones del IV desarrollado. Nótese que ahora, para que la comparativa sea fiable, no se ha implementado ninguna aproximación polinómica en el IV.

Una propiedad adicional del sistema de medida implementado es la posibilidad de reproducir sólo tramos de las curvas capturadas. Esto es posible porque el circuito de control permite configurar diferentes intervalos del barrido del ciclo de servicio. De esta forma, cuando el barrido es realizado entre el 0% y el 50%, se recorre la zona alrededor de V_{oc} , donde el generador funciona como fuente de tensión (figuras 4.19a y b); en este caso, el barrido es realizado a doble frecuencia (104 ms) que en el caso anterior (figuras 4.18a y b). Cuando el barrido es realizado entre el 50% y el 100%, se recorre la zona alrededor de I_{sc} y P_m (figuras 4.20a y b), empleando igual tiempo de barrido que en el intervalo anterior.

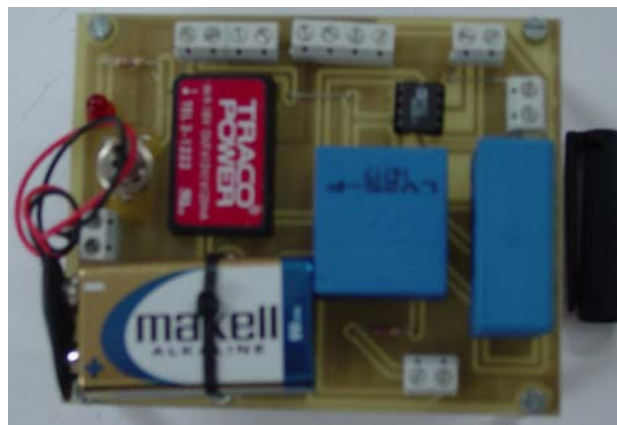
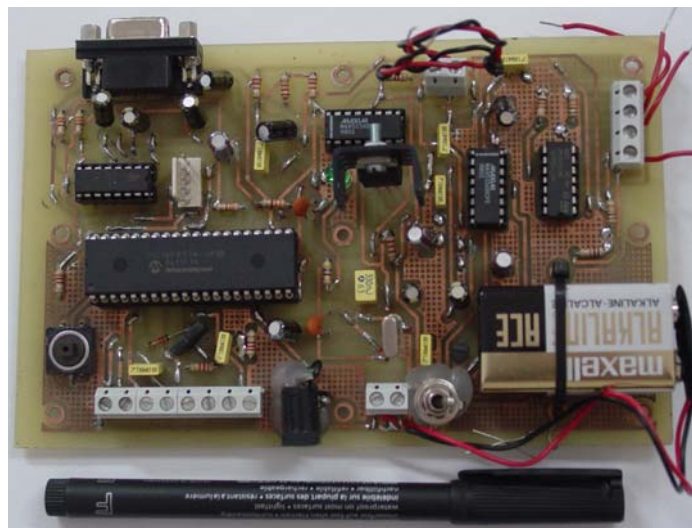
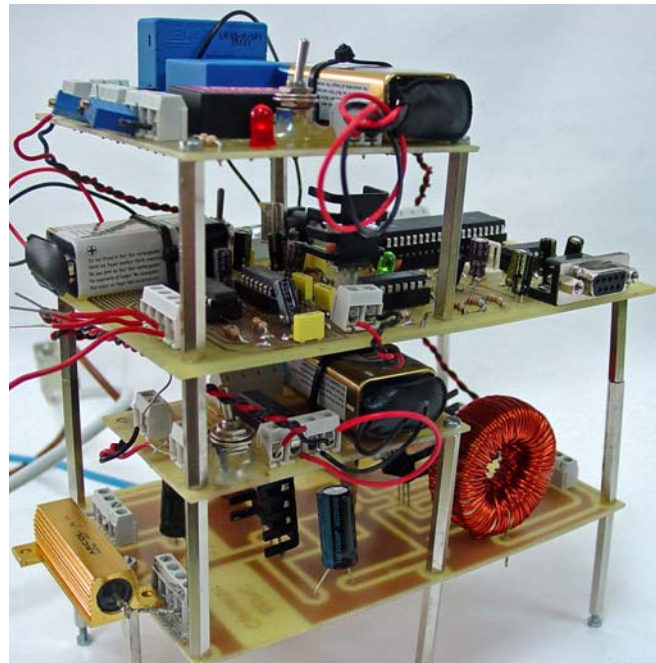
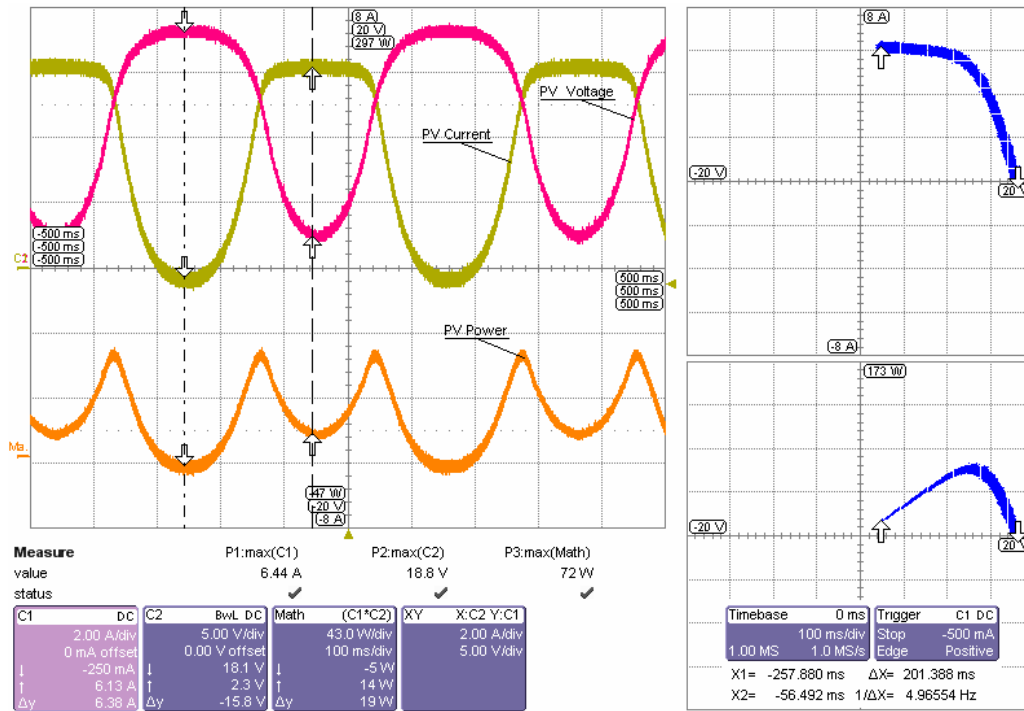
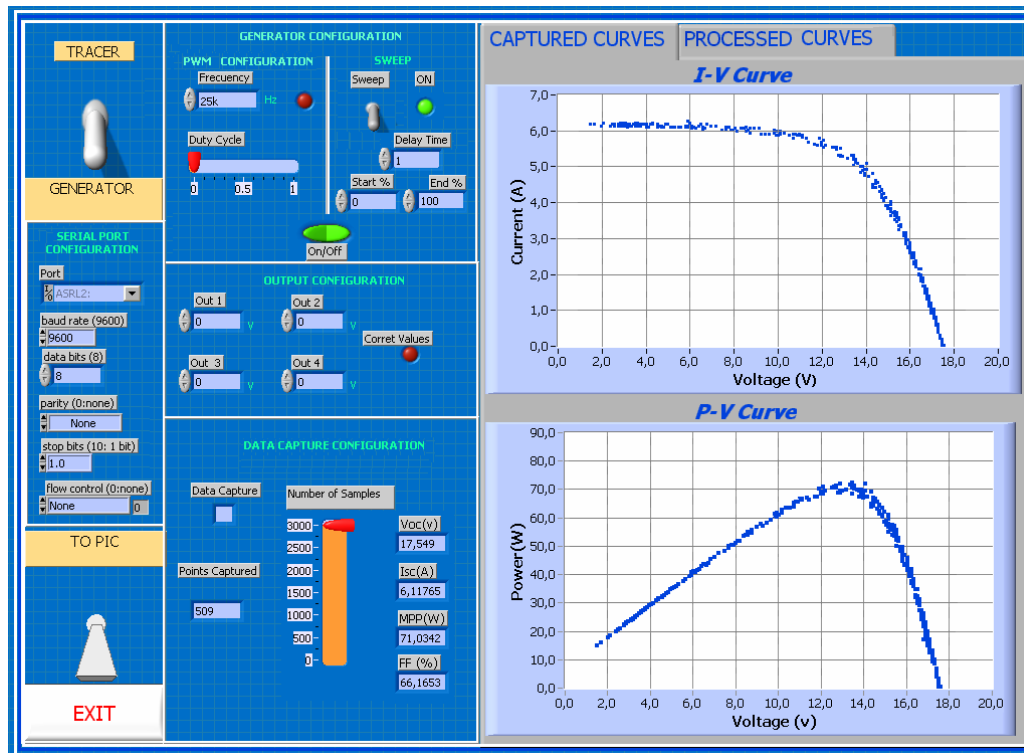


Figura 4.17 Fotografías del prototipo de medida mediante IV.

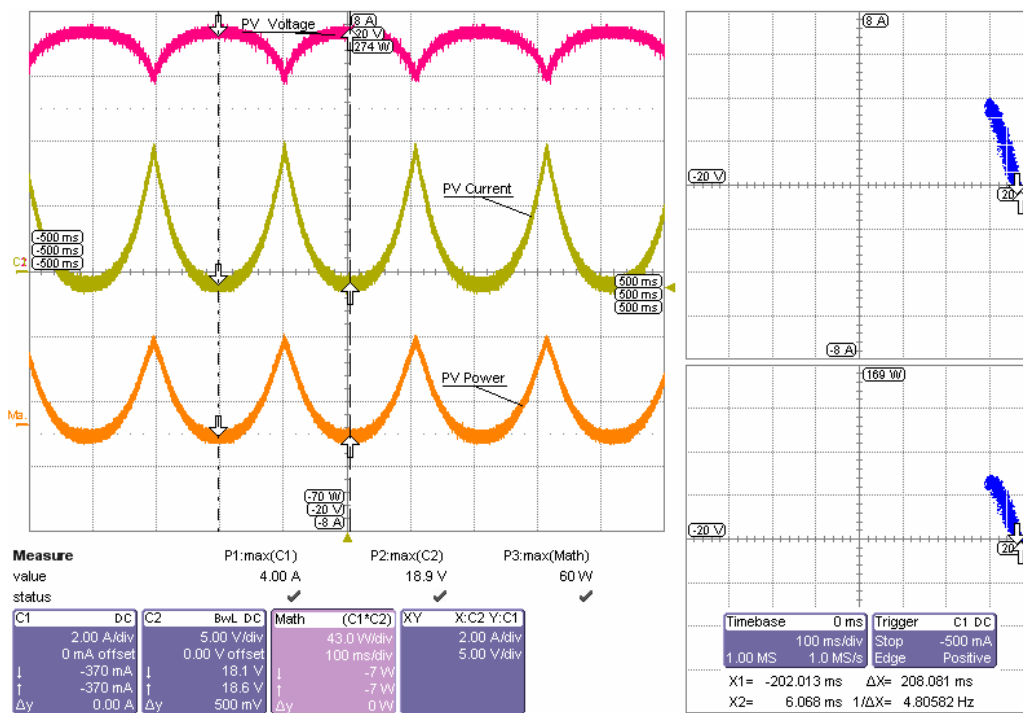


a)

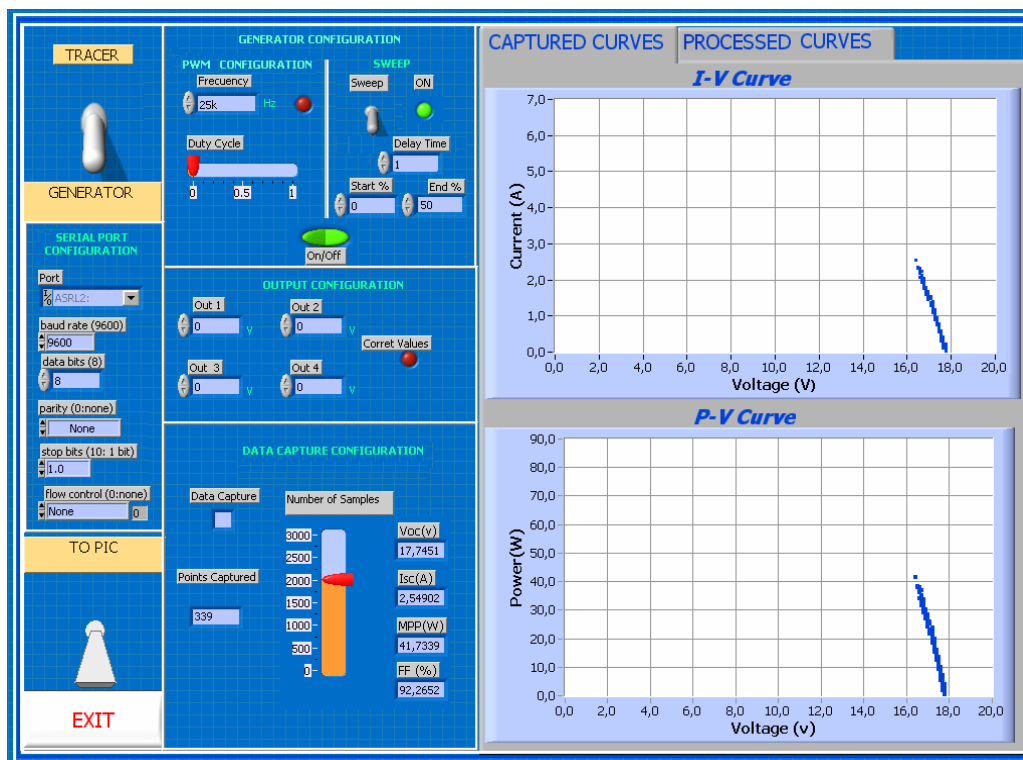


b)

Figura 4.18. a) Corriente (Canal C1); 2A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 5V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 43 W/div, 100 ms/div). Representación en modo XY. b) curvas I-V y P-V obtenidas con el sistema de medida. DCS entre el 0% y el 100%.

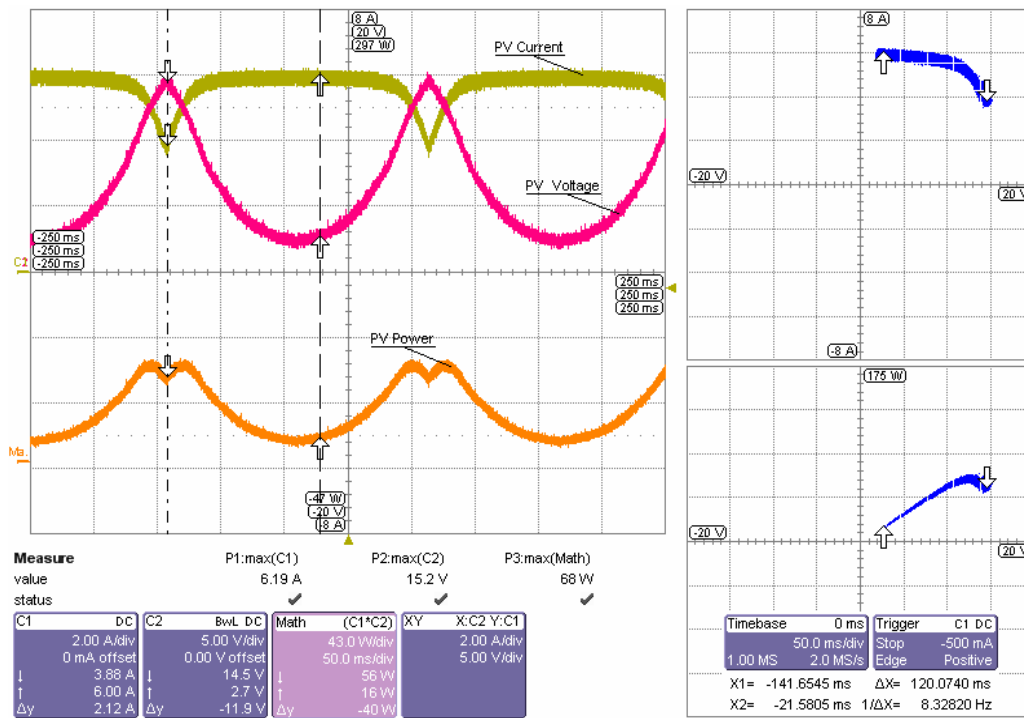


a)

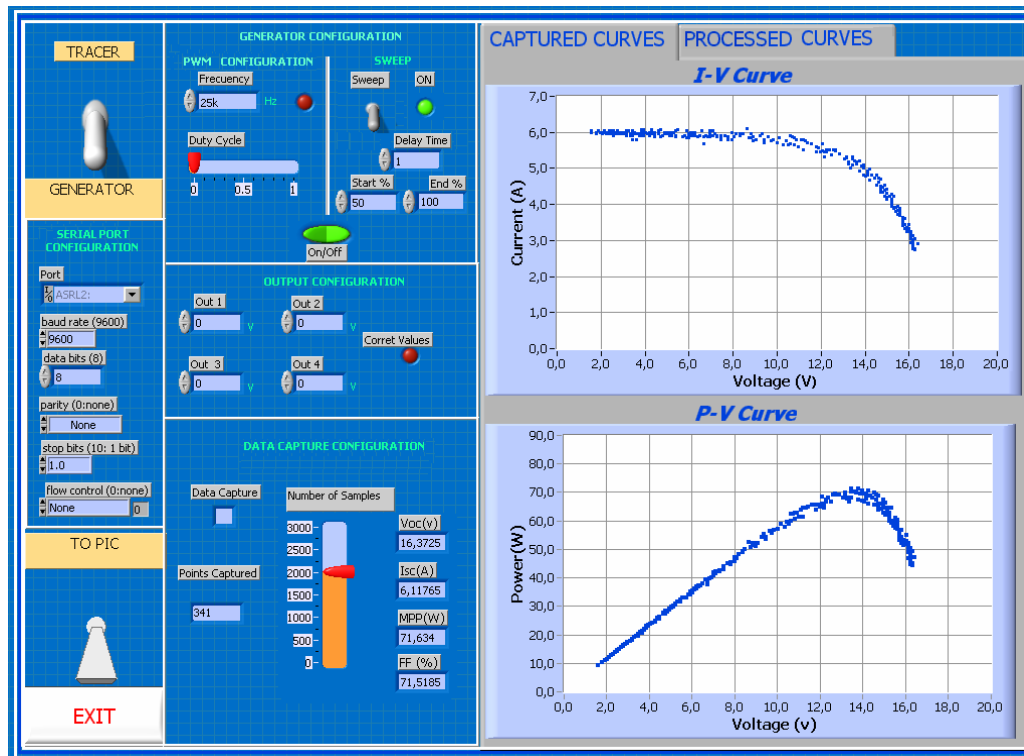


b)

Figura 4.19. a) Corriente (Canal C1); 2A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 5V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 43 W/div, 100 ms/div). Representación en modo XY. b) curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el sistema de medida. DCS entre el 0% y el 50%.



a)



b)

Figura 4.20. a) Corriente (Canal C1); 2A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 5V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 43 W/div, 100 ms/div). Representación en modo XY. b) curvas I-V y P-V obtenidas con el sistema de medida. DCS entre el 50% y el 100%.

Con la misma configuración de sistema de medida que el mostrado en la figura 4.15 se ha realizado una variante en el convertidor SEPIC, sustituyendo este por cuatro de la misma topología funcionando en modo intercalado (IOM). Esto ha requerido la incorporación al sistema de medida de un circuito que permita generar cuatro señales PWM de la misma frecuencia (25 kHz), con idéntico DCS pero con instantes de conmutación desfasados una fracción igual del periodo (10 μ s). Una fotografía del sistema implementado se muestra en la figura 4.21.

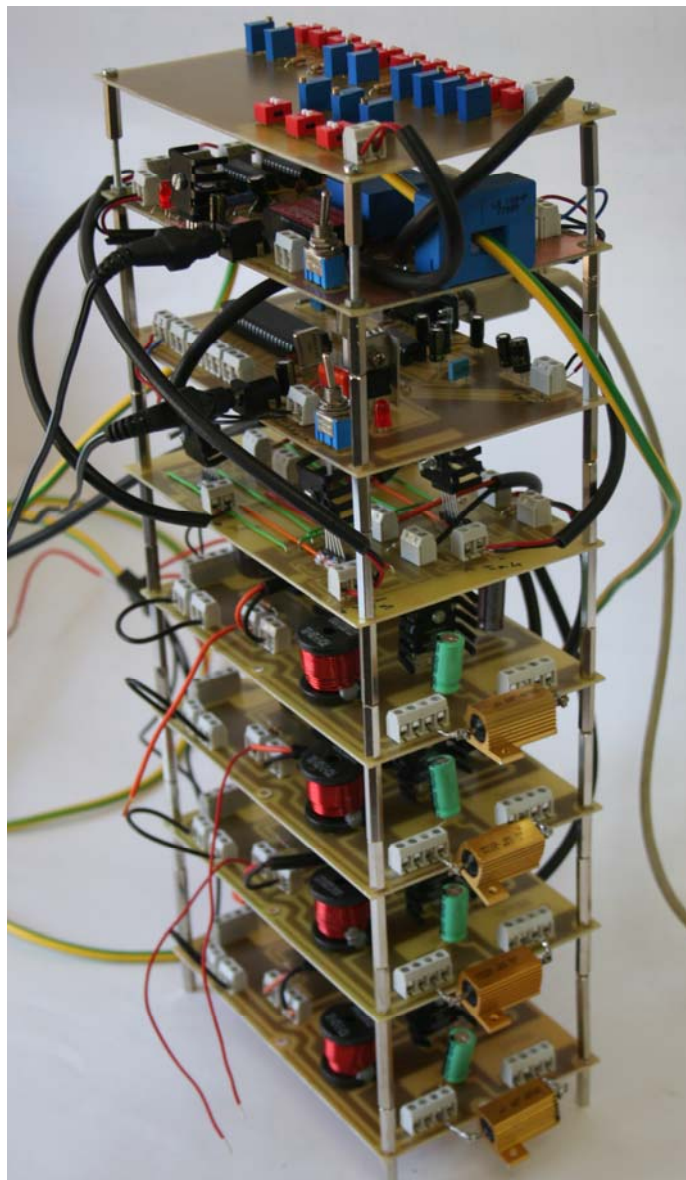


Figura 4.21 Sistema de medida con cuatro convertidores SEPIC.

Para la operación en IOM de los cuatro convertidores SEPIC se ha diseñado e implementado un circuito de control basado en el dsPIC 30F2010, el cual dispone de dos temporizadores independientes, capaces de generar dos señales PWM con frecuencia y ciclo de trabajo diferentes. Para producir el desplazamiento de fase se han utilizado cuatro biestables tipo *D* (SN74273), los cuales contienen a su vez ocho registros cada uno, con un total de treinta y dos salidas, todas ellas conectadas en cascada. La información a la entrada de los biestables tipo *D* son transferidas a las salidas (*Q*) durante el flanco positivo del pulso de sincronización. El microcontrolador genera una señal PWM de 25 kHz, con DCS y una señal de sincronización de 1 MHz para los biestables. Por tanto, el ciclo de trabajo instantáneo es retardado por cada registro 1 μ s. Las salidas con retardos 0 μ s, 10 μ s, 20 μ s y 30 μ s son las utilizadas para excitar a cada uno de los cuatro convertidores SEPIC del sistema experimental. En la figura 4.22 se muestran las cuatro señales PWM desfasadas con diferentes ciclos de trabajo instantáneo.

Para esta nueva configuración del sistema de medida la interfaz de usuario (el IV) ha sido modificado y mejorado. También ha sido necesario rediseñar el circuito acondicionador para adaptarlo a los nuevos valores de tensión y corriente.

En la figura 4.23 se muestran las medidas de tensión, corriente y potencia adquiridas mediante un osciloscopio (figura 4.23a). En la figura 4.23b las capturadas con el sistema de medida implementado para cuatro módulos I-94/12 de Isofoton conectados en serie-paralelo, los cuales están conectados a su vez a cuatro convertidores SEPIC en modo intercalado.

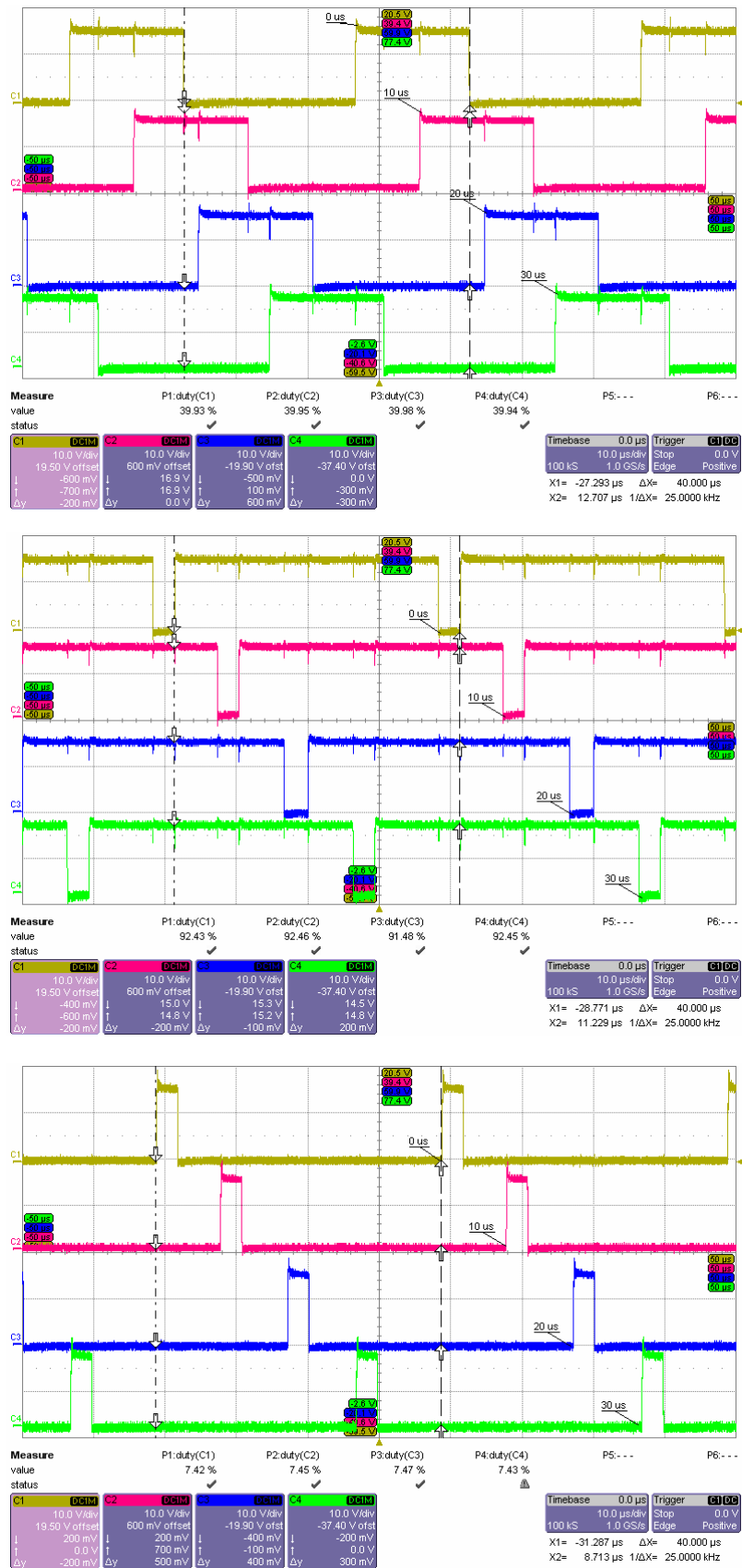
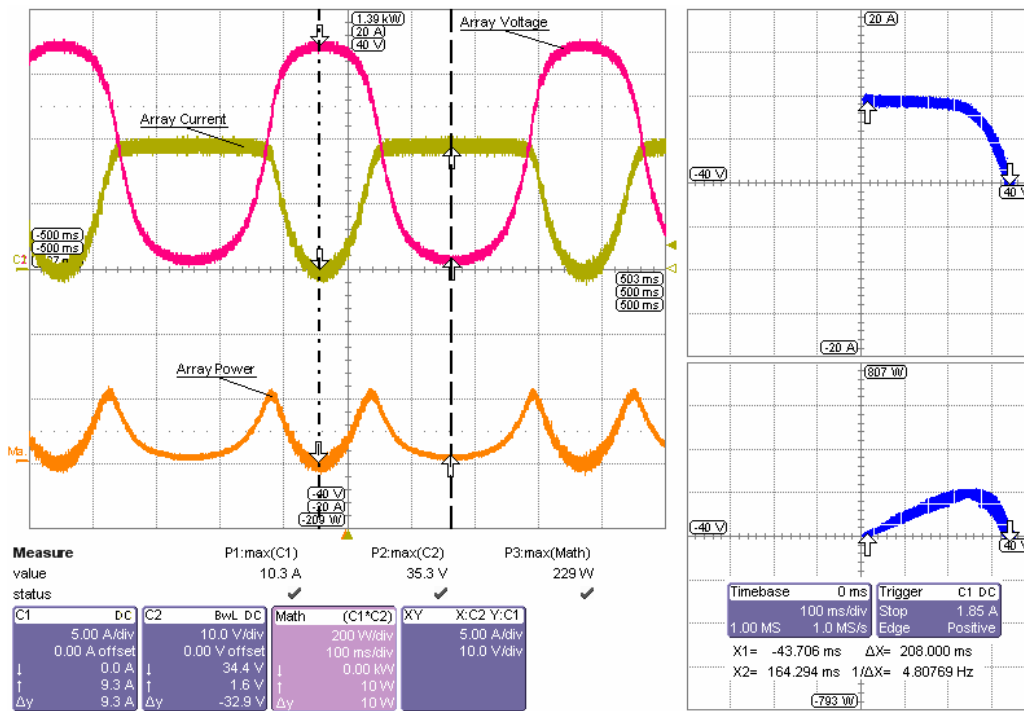
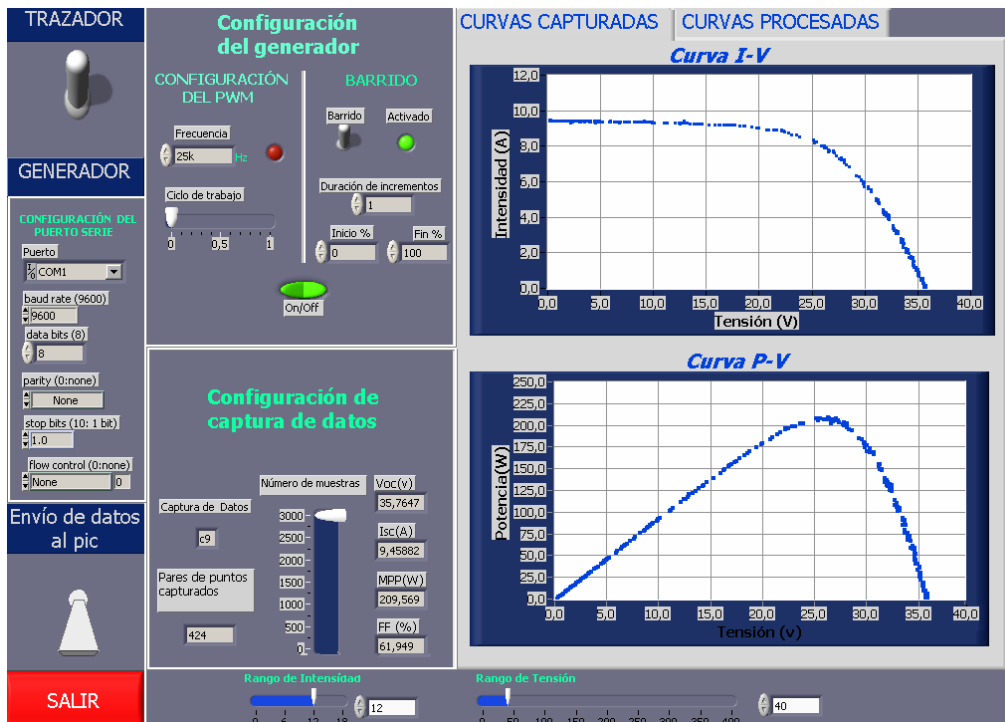


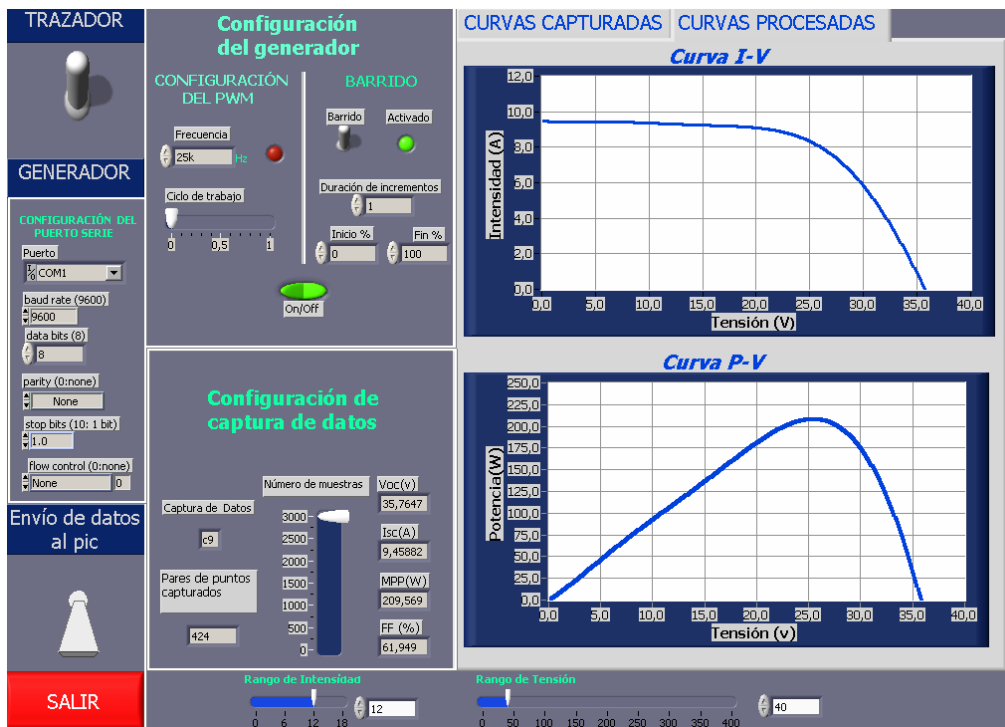
Figura 4.22. Señales PWM de 25 kHz, desplazadas 1/4 de periodo.



a)



b)



c)

Figura 4.23. a) Corriente (Canal C1); 5A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 10V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 200W/div, 100 ms/div). Representación en modo XY. b) curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el sistema de medida. c) curvas $I-V$ y $P-V$ obtenidas con el sistema de medida procesadas.

4.6. Medidas de *arrays* FVs

El diseño e implementación de convertidores CC/CC de una mayor potencia que los empleados hasta ahora, pueden ser abordados desde dos puntos de vista diferentes: mediante el escalado de uno de menor potencia (asociando componentes o empleando componentes con mayor capacidad) o mediante la asociación de varios convertidores en paralelo de menor potencia.

El primer prototipo basado en el convertidor SEPIC escalado que ha permitido medir curvas de generadores de mayor potencia (1 kW) se muestra en la figura 4.24 [130]. El objetivo principal en el diseño de este convertidor fue reproducir la curva $I-V$ de 10 módulos distribuidos en dos ramas en paralelo de cinco módulos conectados en serie. Esto hizo que la tensión de entrada al convertidor fuera cinco veces la que produce un módulo solo y la corriente el doble. Este escalado fue trasladado a todos los componentes (pasivos y activos) que forman el convertidor. El dimensionado de los inductores ha sido realizado utilizando cuatro inductores del mismo valor y las mismas dimensiones que los empleados en el convertidor de 100 W, dispuestos en dos ramas en paralelo de dos inductores en serie; de esta forma, los valores totales de las inductancias L_1 y L_2 son iguales a las usadas en el convertidor base pero la capacidad de corriente es el doble.

Del mismo modo, puesto que los módulos FV empleados proporcionan una tensión de circuito abierto de unos 20 V, el escalado de dicha tensión a cinco módulos conectados en serie establece que el interruptor de potencia elegido deberá tener una capacidad de bloqueo de tensión superior a unos 100 V. Por otro lado, la conexión de otros cinco módulos en paralelo con los anteriores, proporciona una corriente total de cortocircuito de unos 13 A, para la cual debe ser también dimensionado el interruptor de potencia. El diodo ha sido escalado conectando tres diodos análogos a los del convertidor base, para poder cumplir de este modo los requisitos en cuanto a tensión de bloqueo y corriente. Las características eléctricas de los componentes que forman el convertidor se muestran en la tabla 4.6.

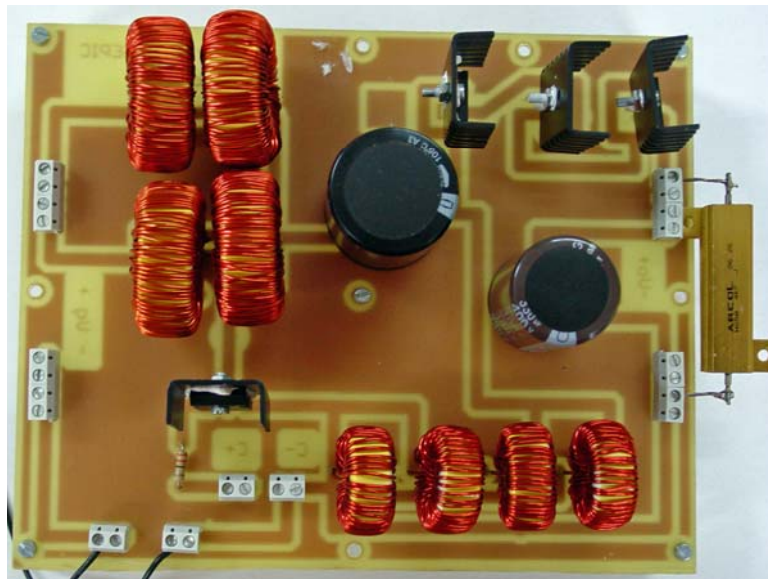
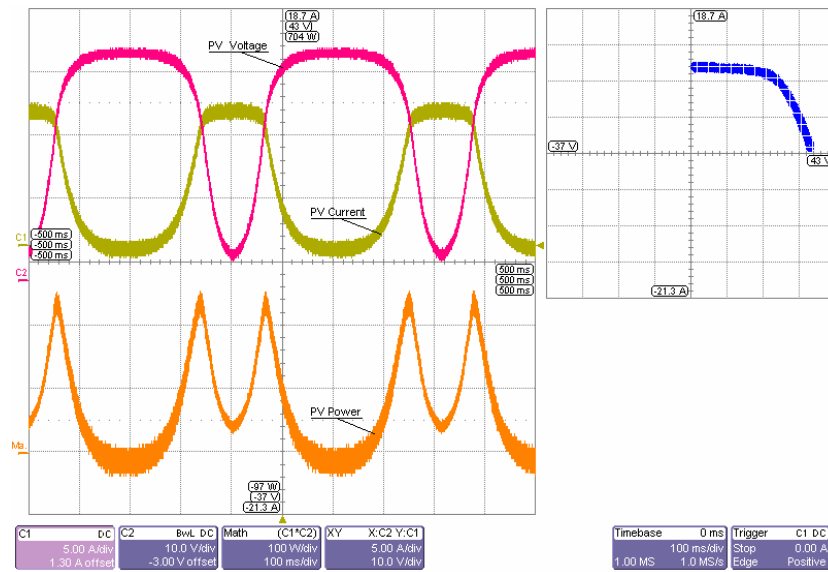


Figura 4.24 Fotografía del convertidor SEPIC escalado a 1 kW.

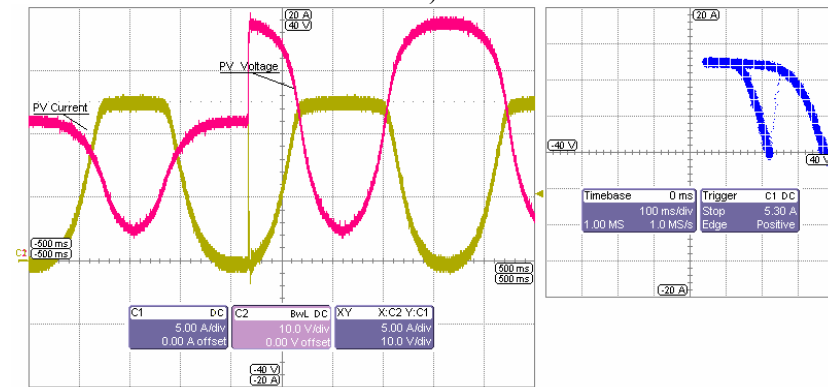
En la figura 4.25 se muestran las curvas de un array formado por cuatro módulos I-94/12 de Isofoton distribuidos en dos ramas, medidas con el convertidor SEPIC escalado. Este convertidor también ha permitido visualizar cortocircuitos y la conexión (figura 4.25b) o desconexión de una rama (figura 4.25c).

TABLA 4.6: Componentes usados en la implementación del convertidor SEPIC escalado.

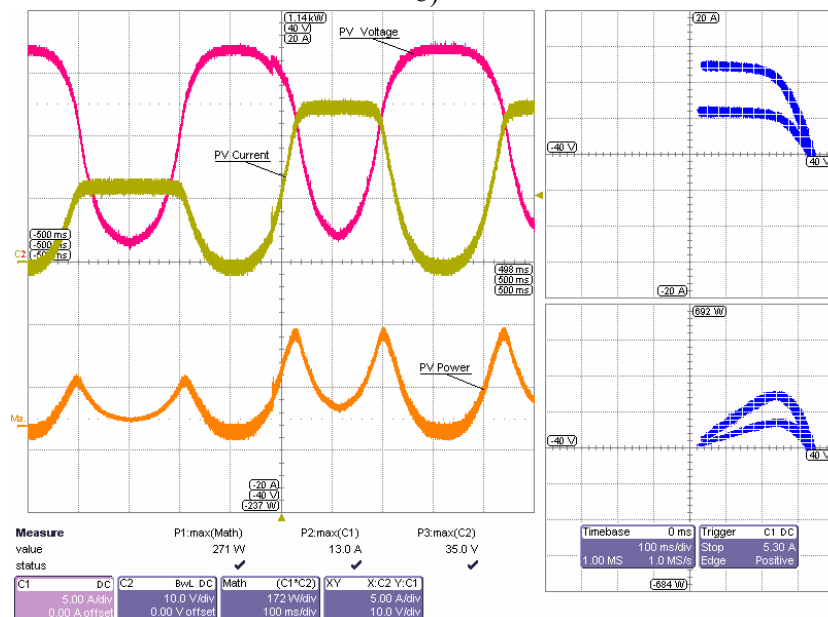
Diodo Schottky	3xMBR 1045	45 V, 10 A, 0,45 V a 6 A, 100°C
IGBT	1x HGT40N60B3	600 V, 40 A, 85 mΩ
L_1	4xCH 820088	820 μH, 8,8 A, 110 mΩ
L_2	4xCH 220086	220 μH, 8,6 A, 42 mΩ
C_1	1xTK Serie	470 μF, 400 V
C_2	1xTK Serie	330 μF, 400 V
R	1xARCOL	4,7 Ω, 50 W



a)



b)



c)

Figura 4.25 a) Curvas de cuatro módulos conectados en serie-paralelo. b) Desconexión de dos Módulos. c) Conexión de una rama.

Por último, con objeto de seguir aumentando la capacidad de medida de potencia del sistema desarrollado, ha sido construido un prototipo formado por cuatro convertidores SEPIC como el mostrado en la figura 4.24, funcionando en IOM, con una frecuencia de 25 kHz (periodo de conmutación 40 μ s) e instantes de conmutación desfasados igual fracción de periodo (10 μ s) [131]. En las figuras 4.26 y 4.27 se muestra una fotografía del prototipo y de la instalación FV ubicada en la Escuela Politécnica de la Universidad de Huelva (Departamento de Ingeniería Eléctrica y Térmica), la cual ha sido utilizada para testear el prototipo. La instalación está formada por 48 módulos I-106 distribuidos en cuatro ramas conectadas en paralelo, con 12 módulos cada una. En condiciones estándar de medida (irradiancia 1.000 W/m², un espectro solar de AM1.5G y temperatura de módulo de 25°C) estos módulos proporcionan una potencia máxima (P_m) de 106 Wp, una corriente de cortocircuito (I_{sc}) de 6,54 A, y una tensión de circuito abierto (V_{oc}) de 21,6 V. En estas condiciones la potencia de pico de dicha instalación es de 5,1 kWp.

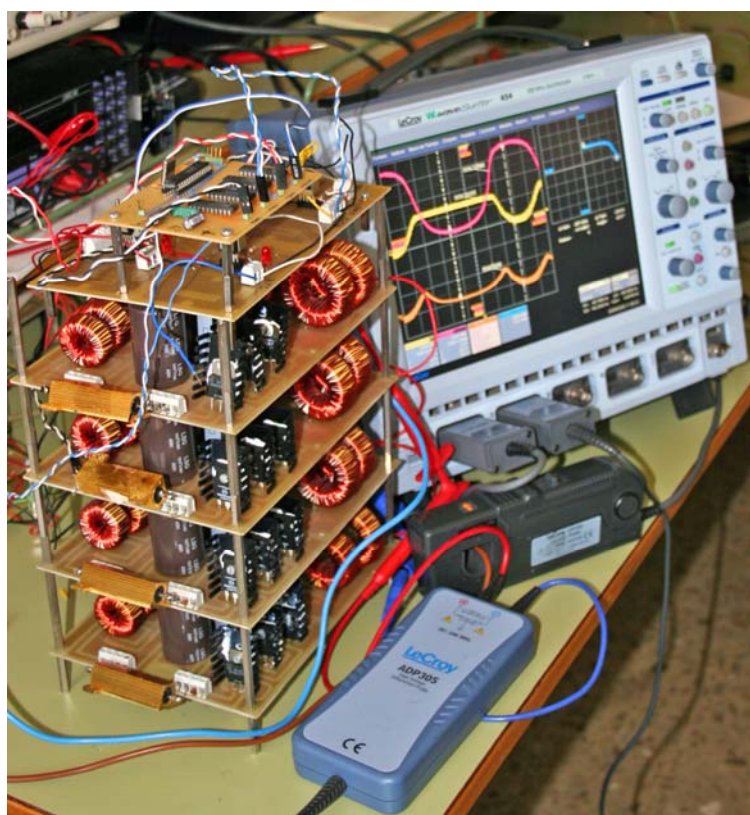


Figura 4.26. Fotografía del prototipo experimental implementado con cuatro convertidores SEPIC en paralelo.



Figura 4.27. Instalación fotovoltaica medida.

Primero ha sido medida la curva $I-V$ de una de las partes de la instalación con capacidad para proporcionar 2,4 kW. Los resultados se muestran en la figura 4.28. A continuación se midió la instalación completa (figura 4.29). Con objeto de mostrar todas las posibilidades del sistema desarrollado, se ha realizado también un recorrido de las curvas $I-V$ y $P-V$, mediante tramos, como se muestra en las figuras 4.30, 4.31, y 4.32.

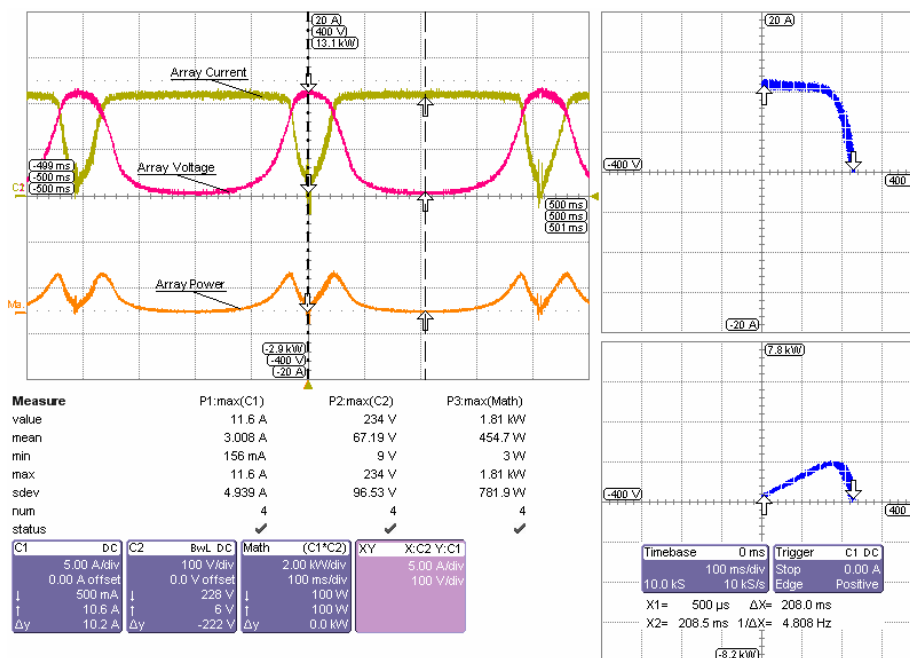


Figura 4.28. Curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 2,4 kW medida con cuatro convertidores SEPIC en IOM. Corriente (Canal C1); 5A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 100V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 2kW/div, 100 ms/div). Representación en modo XY.

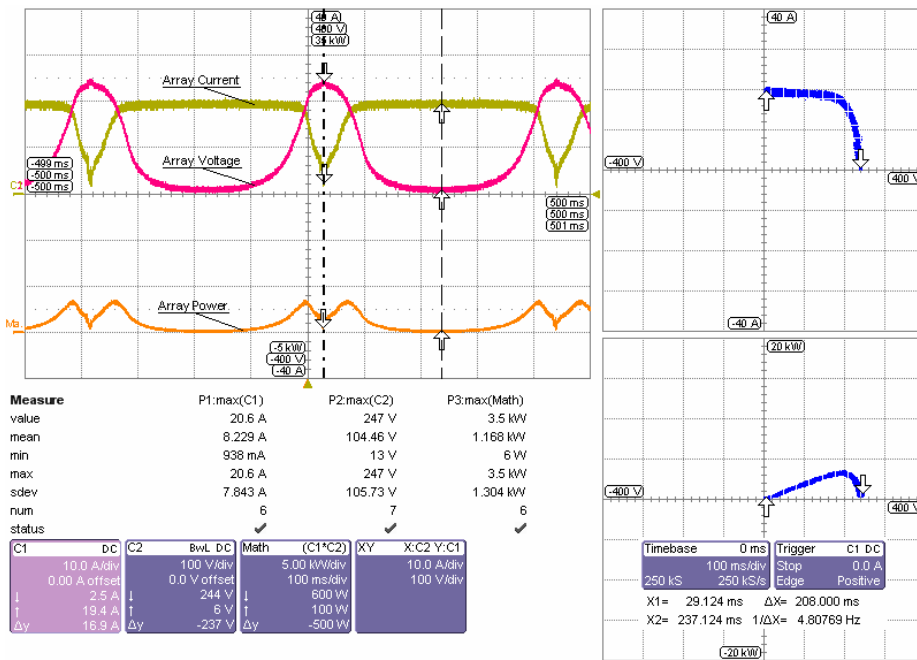


Figura 4.29. Curvas $I-V$ y $P-V$ de la instalación de 5,1 kW medida con cuatro convertidores SEPIC en IOM. Corriente (Canal C1); 10A/div, 100ms/div. Tensión (Canal C2); 100V/div, 100ms/div y potencia (Math C1*C2: 5kW/div, 100 ms/div). Representación en modo XY.

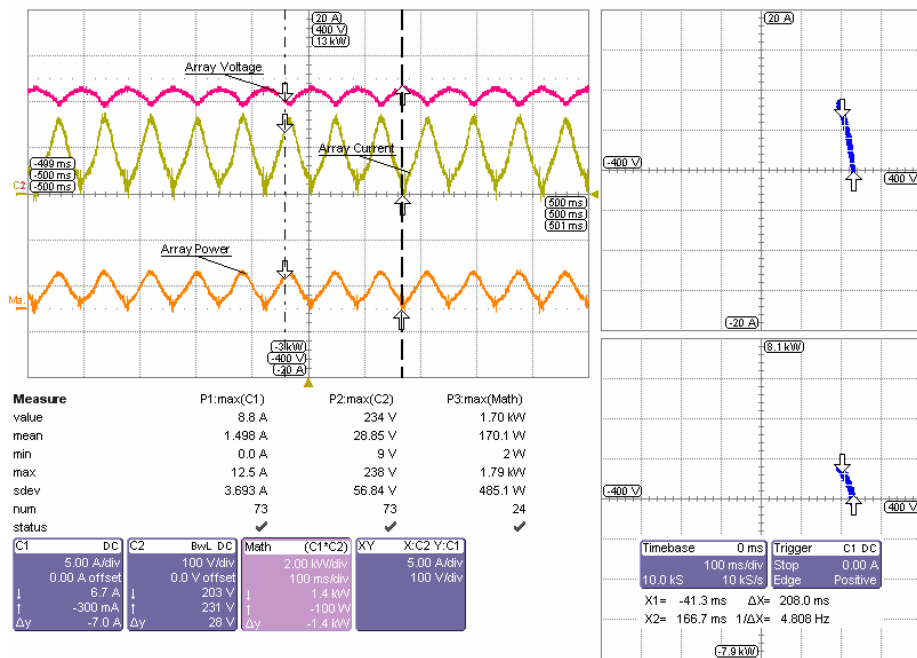


Figura 4.30. DCS entre el 0 y el 20%. Escalas: 5A/div, 100V/div, y 2kW/div, 100ms/div.

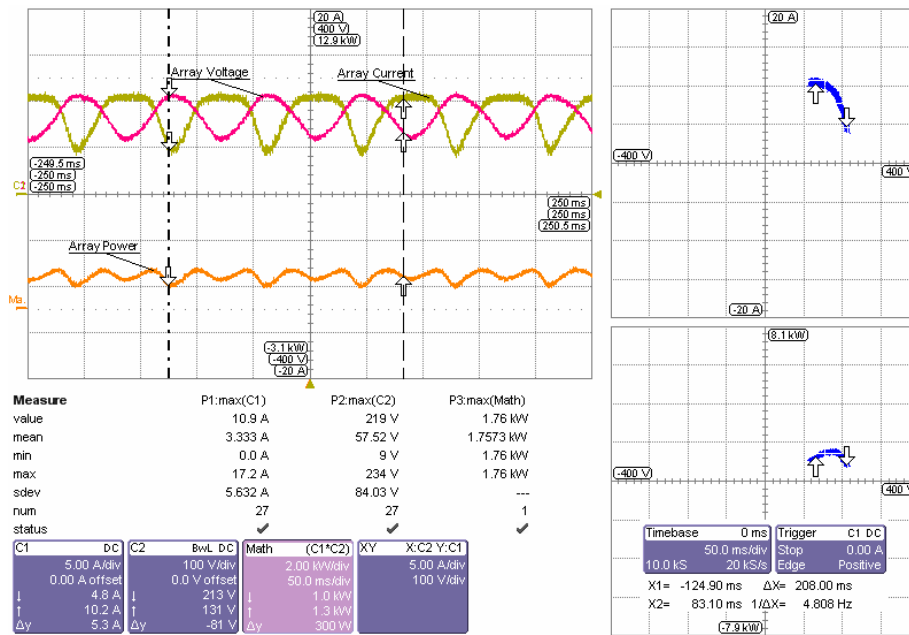


Figura 4.31. DCS entre el 30 y el 50%. Escalas: 5A/div, 100V/div, y 2kW/div, 100ms/div.

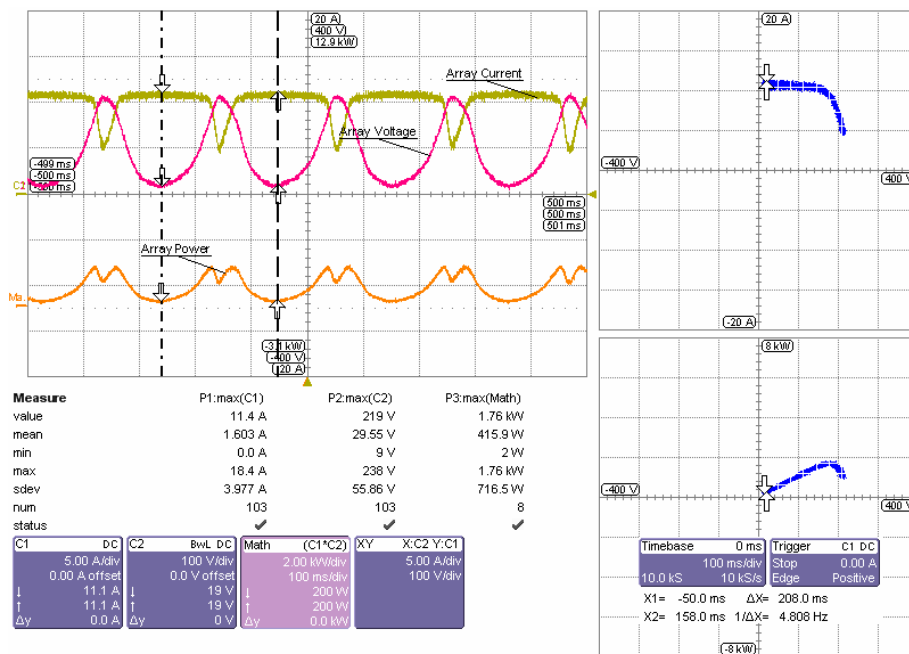


Figura 4.32. DCS entre el 50 y el 100%. Escalas: 5A/div, 100V/div, y 2kW/div, 100ms/div.

4.7. Conclusiones

Este capítulo ha estado dedicado a la experimentación con la finalidad de desarrollar diferentes prototipos que implementen la metodología propuesta en esta Tesis. Así, se han abordado las tareas siguientes: (1) Un algoritmo de control implementado en microcontroladores y controladores digitales de señal, que realiza el recorrido de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos. El algoritmo está basado en el barrido del ciclo de servicio (DCS). (2) Desarrollo de circuitos adicionales (de control y de excitación) que permiten el funcionamiento adecuado de los convertidores implementados. (3) Realización de diferentes prototipos de sistemas de medida basados en la metodología propuesta: sistema de medida con pantalla LCD alfanumérica, sistema de medida con pantalla GLCD y sistema de medida implementado mediante instrumento virtual. (4) Ensayos para obtener resultados experimentales sobre módulos, *arrays* y en una instalación de 5 kW.

Como conclusión final se puede establecer que la metodología propuesta presenta un comportamiento adecuado y fiable en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

Capítulo 5

Conclusiones y Desarrollos Futuros

Este último capítulo que cierra la memoria de esta Tesis está orientado a recoger todas las conclusiones derivadas de los trabajos de investigación realizados, lo cual conformará la primera sección del capítulo, así como las principales aportaciones y futuras líneas de trabajo que se prevé pueden surgir de la Tesis, que serán el objeto de la segunda sección.

En esta Tesis se ha descrito un método para la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos empleando convertidores CC/CC. Para ello, se han analizado nueve configuraciones diferentes de convertidores (Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Cuk, SEPIC, Zeta y las conexiones en cascada Buck-Boost y Boost-Buck), mediante resultados de simulación y experimentales. Esto ha permitido establecer que la topología más adecuada para esta aplicación es la SEPIC, sobre la que se ha establecido un criterio de diseño de los diferentes componentes que la configuran.

Se ha propuesto un algoritmo de control, implementado en microcontroladores y controladores digitales de señal, que realiza la captura de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos. Este algoritmo está basado en el

barrido del ciclo de servicio. Esto ha permitido la implementación de los circuitos adicionales (de control y de excitación) que permiten el correcto funcionamiento de dichos convertidores.

A partir de los resultados de simulación y experimentales obtenidos, se han analizado y aplicado técnicas convencionales de reducción del rizado, tales como el acoplamiento de los inductores que forman la estructura y la conexión en funcionamiento intercalado de varios convertidores SEPIC.

La implementación de diferentes prototipos de sistemas de medida basados en la metodología propuesta, y los resultados experimentales obtenidos en módulos, *arrays* y en una instalación de 5 kW, han permitido establecer que la metodología y el prototipo que la implementa desarrollados en esta Tesis, presenta una respuesta excelente en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

5.1. Conclusiones

En el **Capítulo 2** de esta Tesis se describen los diferentes tipos de células solares, las cuales constituyen el elemento básico de un sistema fotovoltaico. Se resalta la importancia de la caracterización y medida de las curvas $I-V$ de generadores FVs teniendo en cuenta los aspectos siguientes:

- Desde el punto de vista del diseño, el conocimiento de las curvas $I-V$ y $P-V$ permite la implantación de aplicaciones fotovoltaicas más eficientes.
- En la industria fotovoltaica, la caracterización resulta crucial para el desarrollo de los procesos de producción.
- Como herramienta de garantía de calidad, permite la determinación de la potencia máxima en virtud de condiciones reales de funcionamiento, las cuales pueden extrapolarse a condiciones estándar de medida (STC). Por

tanto, permite la comparación entre la potencia nominal instalada y la acordada entre el proveedor y el cliente, lo cual aumenta la credibilidad del sector fotovoltaico.

- Para los fabricantes, la posibilidad de realizar evaluaciones sucesivas en el tiempo de su producto, es una referencia de la calidad del mismo. Debido a la dispersión de los parámetros eléctricos en los procesos de fabricación de módulos, uno de los problemas actuales es conocer la verdadera potencia de pico instalada en plantas fotovoltaicas.
- Como herramienta de diagnóstico y de mantenimiento permite la detección de anomalías (sombreado, ramas desconectadas, células rotas, o diodos defectuosos), junto con la cuantificación de la degradación de la potencia real a lo largo del tiempo, comparando los resultados de medidas anteriores.
- Para la investigación y el desarrollo de equipos son un indicador clave que ayuda a identificar las necesidades futuras, o para orientar futuras decisiones, facilitando la comparación de los sistemas que difieren en términos de diseño, tecnología o ubicación geográfica y la validación de modelos de estimación de rendimiento durante la fase de diseño.

El análisis de los métodos actuales que permiten la medida de las curvas $I-V$ y $P-V$ de un módulo o *array*, aporta conclusiones acerca de la flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste de dichos métodos. Esto ha permitido realizar una comparativa con la metodología y el sistema desarrollado en esta Tesis.

En el **Capítulo 3** se analiza el uso de convertidores CC/CC para implementar medidores de curvas $I-V$ y $P-V$ de módulos y *arrays* FVs. A partir del estudio teórico realizado sobre la capacidad de cada una de las configuraciones (reductora, elevadora y reductora-elevadora) para emular una resistencia variable, se concluye que sólo las configuraciones con relación de conversión *buck-boost* permiten

realizar un recorrido completo de la curva $I-V$ de un generador FV; por tanto, estas configuraciones resultan las más adecuadas para esta aplicación. Dicha conclusión, en principio fruto del análisis teórico, es confirmada mediante simulación.

Se analizan nueve configuraciones diferentes de convertidores (Buck, Boost, Buck-Boost, CSC, Cuk, SEPIC, Zeta y las conexiones en cascada Buck-Boost y Boost-Buck). Fruto de este análisis se deduce que la topología más adecuada para esta aplicación es el convertidor SEPIC. A partir de aquí se desarrolla un criterio de diseño de los diferentes componentes que la configuran, lo cual permite la construcción de los diferentes prototipos de convertidores.

De la constatación del rizado que introducen los convertidores como consecuencia de la conmutación de sus transistores, se analizan las dos técnicas consideradas más apropiadas para la reducción de este rizado: mediante el intercalado de convertidores y empleando inductores acoplados. En este sentido, se concluye que el intercalado de convertidores, además de reducir el rizado de corriente, permite la reproducción de curvas de mayor potencia debido a la paralelización, lo cual resulta una ventaja de esta técnica frente a la de inductores acoplados.

El **Capítulo 4** ha sido dedicado a la experimentación con la finalidad de desarrollar diferentes prototipos que implementen la metodología propuesta en esta Tesis. Así, se han abordado los siguientes aspectos:

- Un algoritmo de control implementado en microcontroladores y controladores digitales de señal, que realiza el recorrido de las curvas $I-V$ y $P-V$ de generadores fotovoltaicos basado en el barrido del ciclo de servicio (DCS).
- Circuitos adicionales (de control y de excitación) que permiten el funcionamiento adecuado de los convertidores implementados.

- Diferentes prototipos de sistemas de medida basados en la metodología propuesta: sistema de medida con pantalla LCD alfanumérica, sistema de medida con pantalla GLCD y sistema de medida implementado mediante instrumento virtual.
- Ensayos para obtener resultados experimentales sobre módulos, *arrays* y en una instalación de 5 kW.

Quizás, la conclusión más importante del **Capítulo 4** ha sido la de establecer que la metodología propuesta presenta buenas prestaciones en términos de: flexibilidad, modularidad, fidelidad, tiempo de respuesta, visualización directa y coste.

Los **Apéndices I y II**, aportan respectivamente, un análisis de las diferentes tecnologías de células solares y aspectos relativos a las actividades de normalización relacionadas con la caracterización de dispositivos FV.

Se considera pues que el objetivo de esta Tesis: *Estudiar, diseñar e implementar un prototipo experimental para la medida y caracterización de las curvas I-V y P-V de módulos y arrays FVs* se ha cumplido de forma satisfactoria, a la vez que se han abierto nuevas y desafiantes líneas de investigación.

5.2. Desarrollos futuros

Lejos de considerar esta Tesis como un trabajo cerrado, las aportaciones que la conforman han terminado siendo puertas abiertas hacia futuras líneas de investigación. Con esta filosofía, se proponen las siguientes líneas de trabajo:

- Desarrollar estrategias que permitan la determinación del punto de funcionamiento de un generador fotovoltaico y su carga, utilizando la metodología basada en convertidores CC/CC.

- Diseñar e implementar convertidores CC/CC y CC/CA conectados a generadores fotovoltaicos orientados a la determinación y evaluación del punto de funcionamiento del generador.
- Adaptar la metodología y el prototipo desarrollado para que la medida y visualización de las curvas $I-V$ pueda ser realizada sin efectuar desconexiones en las instalaciones FV bajo prueba.
- Implementar un seguidor del punto de máxima potencia basado en el barrido del ciclo de servicio (DCS) por tramos o intervalos.

Apéndice I

Tecnologías de Células Solares

En este apéndice se presenta una descripción acerca de los principales materiales empleados en aplicaciones fotovoltaicas.

A1.1. Células de Silicio Cristalino (*c-Si*)

Debido principalmente a su abundancia en la Tierra, las células fotovoltaicas de *Si* cristalino son las más desarrolladas y usadas comercialmente. Tanto las celdas de *Si* monocristalino como las de *Si* policristalino (*poli-Si*) se elaboran a partir de obleas (*wafers* o discos) cortadas de lingotes (mono o policristalino). De los varios métodos empleados, los más generalizados son el Czochralski (*Si-CZ*) y Zona Flotante (*Si-FZ*) [1]. El método Czochralski es el más usado comercialmente y el más económico. El crecimiento CZ consiste en fundir el *Si* en un crisol con trazas del dopante (boro para obtener un material tipo *p* y fósforo para un tipo *n*). Usando una semilla cristalina con la orientación requerida y bajo condiciones controladas de temperatura y en ambiente de argón, se extraen de la fundición lingotes cristalinos de entre 10 y 15 centímetros de diámetro y de decenas de centímetros de longitud.

Los cristales tipo Zona Flotante son mucho más costosos y de mayor pureza. Éstos se obtienen por una refundición en forma localizada (2 a 3 cm) del lingote. De esa forma las impurezas del cristal son expulsadas hacia la superficie del mismo, de tal manera que eliminando ésta se obtiene un lingote de mayor calidad que el original.

Una vez obtenido el lingote se cortan las obleas de un espesor de 300 μm aproximadamente, siendo el desperdicio ocasionado por el corte uno de los problemas que inciden en el costo de las células de este material.

La estructura de una celda de *c-Si* consta esencialmente de una capa conductora en la parte superior, una película antireflectiva o una superficie tratada, una película delgada de *Si* tipo *n* de 0,3 mm (llamada colector), la unión, un substrato de *Si* tipo *p* de 250 μm y un contacto inferior.

El *Si* monocristalino se utiliza también para fabricar celdas de alta eficiencia para usos espaciales, aunque presentan el inconveniente de un peso relativamente elevado debido al espesor requerido. La eficiencia más alta alcanzada en celdas a

nivel de laboratorio de *Si-FZ* es de un 25% y en *Si-CZ* del 22%. Para celdas iluminadas con radiación concentrada se obtuvieron eficiencias de hasta el 29% [132].

Las técnicas de fabricación de silicio policristalino son, en general, más sencillas que las requeridas para producir silicio monocristalino, mientras que la pureza del material de partida es similar. Cuando el *Si* está fundido (antes de crecer los lingotes), el material se dopa con boro a un nivel de 10^{16} átomos/cm³, obteniéndose silicio monocristalino con una resistividad de aproximadamente 1,5 Ω .cm. Las obleas entonces que se cortan son ya silicio monocristalino.

Las ventajas de las celdas de *Si* cristalino (mono y poli) se resumen a continuación:

- El *Si* es uno de los elementos más abundantes en la Tierra.
- Su estabilidad temporal es superior a 30 años.
- Son las celdas más desarrolladas y estudiadas debido a los avances tecnológicos de la industria electrónica.
- La industria está bien establecida y son celdas utilizadas comercialmente.
- Sus cualidades eléctricas, químicas y mecánicas son uniformes.
- El ensamblado del sistema, los costos de mantenimiento e inversión son bastante bajos.
- En comparación con otros materiales fotovoltaicos (celdas de *a-Si(H)*, *CdTe* y *CIS*), el silicio posee una eficiencia relativamente alta.

Entre las desventajas del silicio mono y policristalino se citan las siguientes:

- El sustrato de *Si* es todavía relativamente caro debido a las pérdidas en el corte. Por otro lado, su ancho de banda de 1,12 eV no es el ideal, puesto

que teóricamente la mayor eficiencia se lograría con materiales de anchos de banda entre 1,4 y 1,5 eV.

- Su capacidad de absorción es relativamente baja, con lo cual se requieren espesores de 25 μm o más para absorber toda la luz, mientras que otros materiales requieren espesores de tan solo 1 a 2 μm .
- Los módulos no pueden obtenerse por integración monolítica, ya que las celdas están limitadas por las medidas y deben soldarse e interconectarse en serie.

En cuanto a la diferencia entre las células monocristalinas y policristalinas, se refieren al mayor coste y rendimiento de las primeras, y a que las células policristalinas están compuestas por distintos tipos de silicio, lo que provoca que la célula pase de tener un color homogéneo a tener un aspecto no uniforme.



Figura A1.1 Célula solar monocristalina y policristalina.

A1.2. Células multiunión

El principal objetivo de las células solares formadas por varias uniones de semiconductor es conseguir un dispositivo con una mayor capacidad de absorción del espectro solar, y por tanto con mayor eficiencia. Esto se consigue mediante la adición de células con diferentes *band-gap*, a expensas de una mayor complejidad y

sensibilidad espectral. Esto reduce algunas de las pérdidas debido a las limitaciones del *band-gap*.

Cada tipo de semiconductor se caracteriza por una banda de energía, que le hace más sensible a la luz de un determinado color, o dicho de manera más precisa, a absorber radiación electromagnética de una determinada región del espectro. Los semiconductores se eligen cuidadosamente para lograr absorber todo el espectro solar produciendo la máxima electricidad posible.

Las células solares multiunión o *tándem* pueden hacer un mejor uso del espectro solar por tener múltiples capas de semiconductores con diferente salto energético de bandas. Cada capa está hecha de un material diferente, que por lo general es un semiconductor del tipo III-V, y absorbe una porción diferente del espectro. La capa superior tiene el mayor *band-gap* de modo que sólo los fotones más energéticos son absorbidos en esta capa. Los fotones menos energéticos deben pasar por la capa superior, ya que no son lo suficientemente energéticos para generar pares electrón-hueco en el material. Cada capa, desde la cima hasta el fondo, tiene un hueco de banda menor que la anterior. Por lo tanto, cada capa absorbe los fotones que tienen energías superiores al *band-gap* de esa capa. La forma más común de la célula solar multiunión se compone de tres capas, lo que se llama una célula solar de triple unión.

La elegancia del enfoque (sugerido en primer lugar por Jackson en 1.955) es que tanto la división del espectro, como la selectividad de fotones, son automáticamente alcanzados mediante apilamiento.

A1.3. Células de Arseniuro de Galio (*GaAs*)

El arseniuro de galio (*GaAs*) es un semiconductor cuyo ordenamiento cristalino es similar a la estructura del diamante y del *Si* cristalino, pero con dos átomos diferentes por cada unidad de celda del cristal.

Sus propiedades electrónicas permiten lograr celdas con mayor eficiencia de conversión [133]. Se han alcanzado eficiencias superiores al 27% [134], mientras que con estructuras más complicadas tipo *tándem GaAs/GaSb*, se obtuvieron eficiencias del 35% bajo iluminación concentrada (100X) [133]. En el *GaAs* la luz es absorbida muy cerca de la superficie del dispositivo, necesiándose unos pocos μm de espesor para la fabricación de una célula.

Las células multiunión de *GaAs*, son células altamente eficientes que han sido concebidas para ser utilizadas en aplicaciones especiales como los satélites, vehículos de exploración espacial, etc, que requieren un alto rendimiento. Estas células multiunión constan de múltiples películas delgadas, cada una constituida por un semiconductor diferente. Una célula de triple unión esta compuesta por *GaAs*, *Ge* y *GaInP₂*. Cada tipo de semiconductor se caracteriza por una banda de energía, que le hace más sensible a la luz de determinado color, o dicho de manera más precisa, a absorber radiación electromagnética de una determinada región del espectro. Los semiconductores se eligen cuidadosamente para lograr absorber todo el espectro solar produciendo la máxima energía eléctrica posible. Las células multiunión de *GaAs* son las células solares más eficientes hasta la fecha, alcanzando valores de hasta un 39%. También son las más costosas de producir (hasta 40\$ US por cm^2).

Como desventajas de estas células se pueden mencionar la escasez de galio en la naturaleza, lo que hace que el *GaAs* sea un material costoso, y la toxicidad del arsénico involucrado en la fabricación. Por ello es importante estudiar cuidadosamente las consecuencias ambientales de la instalación de grandes sistemas solares basados en este semiconductor.

La formación del arseniuro de galio se realiza en un horno en el cual se colocan el *Ga* y el *As* en distintas ubicaciones y a distintas temperaturas (1238 °C y 610 °C, respectivamente). Se transporta el vapor de *As* en cantidad controlada hacia el *Ga*, formando *GaAs*. En general, en este proceso se obtiene un material policristalino. Este policristal puede ser recristalizado por distintas técnicas y obtener *GaAs* monocristalino. Los dopantes utilizados comúnmente para el *GaAs* son *Zn* y *Cd* tipo *p*, y *Te*, *Se*, *S* y *Sn* como dopante tipo *n*. La formación de la unión en el *GaAs* se realiza mediante crecimiento epitaxial en lugar de por difusión de dopantes.

La tecnología del *GaAs* se encuentra bastante desarrollada, principalmente debido a su interés comercial en la fabricación de LEDs (*Light-Emitting Diode*) y láser de semiconductores.

Las celdas de arseniuro de galio (*GaAs*) tienen una serie de ventajas que las hacen muy atractivas: ancho de banda de 1,43 eV, alta capacidad de absorción y altísima resistencia al calor. Tienen eficiencias del 26%, y en concentradores se han alcanzado hasta el 29%. Pero el costo de estas celdas aún es demasiado elevado para aplicaciones terrestres sin concentración de luz.

A1.4. Células de Película Delgada (*Thin-Film*)

La tecnología *thin-film* desarrolla células con menor coste y menores requerimientos energéticos de producción frente a las células de *c-Si*. Los diferentes tipos de células comerciales de capa delgada han hecho aparición en el mercado durante la última década: las células de silicio amorfo (*a-Si*) con estructura multiunión, las de capa delgada de silicio policristalino en sustrato de bajo coste, las células de heterounión de diseleniuro de Cobre-Indio/Sulfuro Cadmio (*CuInSe₂/CdS*) y las células, también de heterounión, de Teluro de Cadmio/Sulfuro de Cadmio (*CdTe/CdS*). La tecnología de capa delgada está constituida por materiales con un espesor de entre 1 y 10 μm y se fabrican mediante procesos

capaces de producir grandes volúmenes a bajo coste [135 y 136]. De los diferentes tipos, la tecnología que actualmente ha alcanzado la cuota de mercado más importante, son las células de capa delgada de silicio amorfo.

Células de Silicio Amorfo (*a-Si*)

Las células fabricadas con *a-Si*, son las que actualmente menor rendimiento proporcionan y las más baratas de fabricar, por tanto la principal ventaja del uso del *a-Si* es su menor precio. Una célula amorfa consiste en una unión *p-n* con una capa en la que se intercala una capa intrínseca (*p-i-n* o *n-i-p*); una capa transparente de óxido conductor (TCO, *Transparent Conductive Oxide*) en su parte frontal, y una capa metálica como contacto y reflector trasero. El silicio utilizado en este tipo de células se conoce como silicio amorfo hidrogenado. Al ser un tipo de célula muy ligera y manejable se convierte en la solución óptima para su colocación en tejados y fachadas.

Las propiedades físicas del *a-Si*- hidrogenado difieren esencialmente de las propiedades del *c-Si*. El *Si* amorfo no posee un orden en la estructura atómica del material. Los átomos no están localizados a distancias y ángulos únicos. Esta aleatoriedad en el ordenamiento atómico del *Si* modifica las propiedades electrónicas del material, lo cual provoca un salto energético (*band-gap*) de entre 1,1 y 1,75 eV (frente al 1,1 eV del *c-Si*), controlado mediante la formación de aleaciones con germanio y carbono.

La estructura amorfa es posible gracias a que el *a-Si* absorbe la radiación solar con una eficiencia 40 veces superior a la del *c-Si*, requiriéndose tan solo una película de 1 μm para absorber un 90% de la luz. Esta disminución de la cantidad de material, asociada con procesos de deposición de estas películas a bajas temperaturas y sobre sustratos (películas de espesores tan pequeños que no son manejables y requieren ser depositadas sobre un sustrato) más económicos, constituye el gran potencial de estas celdas.

El proceso de crecimiento del *a-Si* es mucho menos crítico que el del *Si* policristalino. El proceso de producción parte de un cristal, como sustrato transparente de bajo coste y resistente al agua, sobre el que se deposita una fina capa de óxido de alta conductividad óptica. Se añade una capa muy dopada tipo *p* de 10 nm, una capa de silicio sin dopar intrínseco de 300 nm, una capa de *a-Si* tipo *n* de 20 nm, y finalmente, un contacto metálico. La plata es la sustancia metálica más adecuada, pero debido a su precio se suele sustituir por aluminio o aleaciones. Los fotones producen los pares electrón-hueco en el semiconductor *i*, los cuales, se encuentran dentro del campo eléctrico producido por las capas *p* y *n*. En la figura A1.2, se muestra la estructura de una célula *a-Si*.

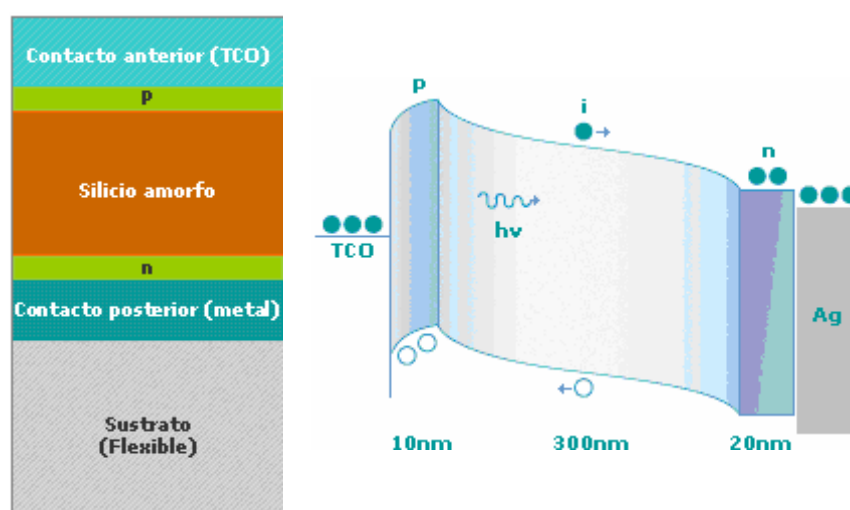


Figura A1.2 Estructura interna de una célula de *a-Si*.

El *a-Si* puede depositarse sobre distintos sustratos, tales como metal [137], vidrio [138] o *c-Si* [139 y 140], facilitando la interconexión de dispositivos. La incorporación de hidrógeno en el *a-Si* (silicio amorfo hidrogenado *a-Si(H)*), permite la obtención de un material tipo *p* o *n* según el dopaje introducido. El alto coeficiente de absorción (la absorción de la radiación solar por el *a-Si* es, aproximadamente cuarenta veces superior a la del *c-Si*) y la introducción de una capa de silicio intrínseco entre las capas *p* y *n* hizo interesantes las células de *a-Si*, que con espesores de 1 μm consiguen rendimientos del 13% a nivel de laboratorio.

Sin embargo, en los procesos de fabricación a gran escala, el rendimiento desciende hasta valores del 6 y el 8% (se considera que la eficiencia mínima para que puedan ser comercialmente competitivas es del 10%).

Para el crecimiento de la película de silicio amorfo hidrogenado (*a-Si(H)*) se utiliza la deposición química en fase de vapor asistida por plasma (PECVD; *Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*) a relativamente baja temperatura (entre 200 y 500 °C), lo que permite el uso de diferentes sustratos de bajo coste. El espesor de película obtenido típico es menor de 1 μm [141 y 142].

Dado que la conductividad de los materiales que conforman el emisor es baja, se deposita un contacto transparente, comúnmente óxido de indio dopado con estaño (ITO, *Indium Tin Oxide*), sobre la cara frontal, el cual actúa también como capa antirreflectante [143].

Las primeras células comerciales basadas en *a-Si(H)* aparecen en 1.980 y su eficiencia rondaba el 5% [1]. A partir de aquí, este tipo de células comienzan a utilizarse en productos como relojes, calculadoras, juguetes, etc. En los años 90, la eficiencia alcanzada a nivel de laboratorio fue de aproximadamente un 12% [144].

La construcción de células de *a-Si* compuestas de varias uniones (multiunión), generalmente dos o tres uniones, supone una mejora en su rendimiento (8 – 8,5%) [145], lo cual permite el uso de este tipo de células de forma masiva en la generación de energía fotovoltaica.

Las células basadas en *a-Si(H)* permiten obtener dispositivos de eficiencia razonable con técnicas sencillas. Entre las ventajas que presenta este tipo de células se encuentran el bajo coste del material debido al poco requerimiento de *Si* en la célula y la posibilidad de depositar el *a-Si(H)* en áreas grandes (del orden del m^2). Una de las principales ventajas de este tipo de células es que pueden fabricarse no solamente células, sino módulos en un proceso continuo (figura A1.3).

Entre las desventajas de este material para su uso en dispositivos fotovoltaicos cabe destacar que el *a-Si* sufre una degradación debido a la luz al inicio de su operación, lo cual provoca que la eficiencia del módulo disminuya de un 10 a un 30%.

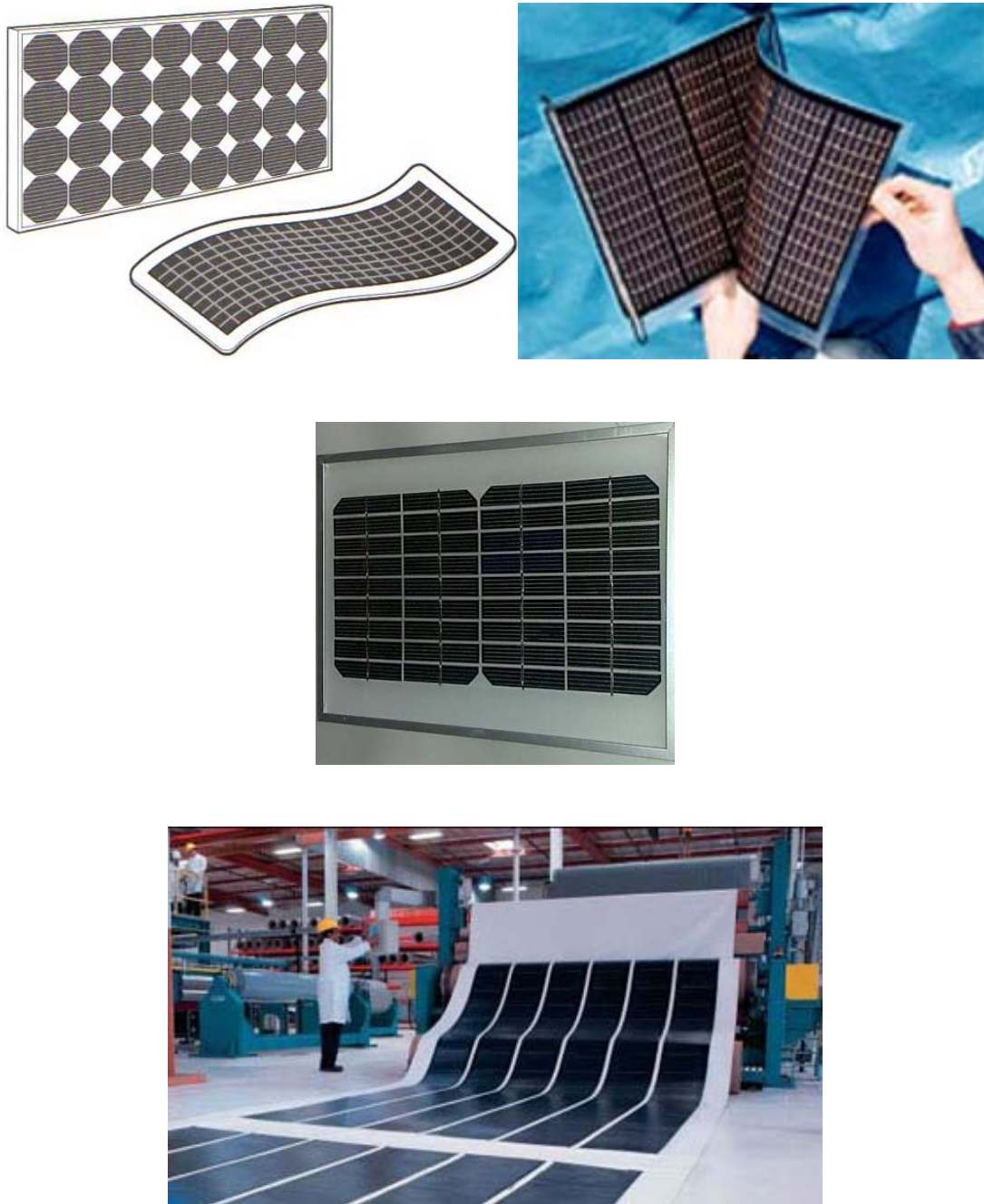


Figura A1.3 Células de *a-Si*.

Células de Teluro de Cadmio/Sulfuro de Cadmio (CdTe/CdS)

El *band-gap* del teluro de cadmio es de 1,45 eV, lo cual lo convierte en un excelente semiconductor para el uso en células solares. El CdTe es capaz de convertir la energía solar en electricidad con una tasa de eficiencia comparable a las tecnologías basadas en silicio, requiriéndose sólo en torno al 1% de material semiconductor.

Su estructura consiste de una ventana de CdS tipo *n* depositada sobre la película antirrefleitora; sobre ésta se deposita una película de CdTe con gran capacidad de absorción (figura A1.4). Las células basadas en tecnología CdTe/CdS forman parte de una tecnología con gran potencial de bajo coste. Una célula típica de teluro de cadmio está formada por una capa (tipo *p*) de CdTe unida a una fina capa tipo *n* de CdS. A continuación se coloca una capa de TCO (generalmente SnO₂) que va conectada con el contacto eléctrico. Se han conseguido células solares a nivel de laboratorio con eficiencias de hasta un 16%, mientras que las fabricadas comercialmente consiguen eficiencias del 8% [146].

La principal ventaja de esta tecnología radica en su sencillez y la multitud de procedimientos existentes para su fabricación, la mayoría de los cuales tienen un gran potencial para producciones a gran escala (actualmente existe una planta de 40 MW en Ohio y otra de 10 MW en Alemania; *First Solar* está construyendo una planta de 100 MW en Alemania y otra en Malasia). Mientras que sus inconvenientes son el coste de los materiales y la toxicidad del CdS.

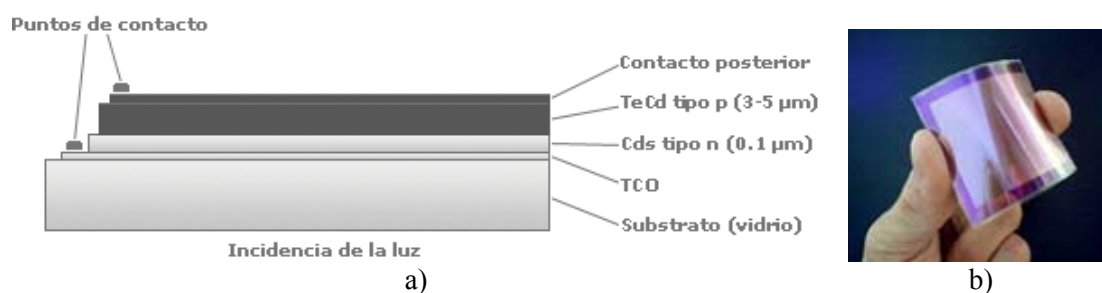


Figura A1.4 a) Estructura interna de una célula CdTe/CdS. b) Célula CdTe/CdS comercial.

Células de Cobre Indio-Galio (CIGS, $CuInGaSe_2$) y Diseleniuro de Cobre-Indio (CIS, $CuInSe_2$)

Este tipo de células presentan un gran potencial debido a su alta eficiencia y bajo coste. Las células CIGS ofrecen un *band-gap* variable mediante la composición de *In-Ga*, para maximizar la absorción del espectro solar. El *band-gap* varía desde 1,02 eV a 1,68 eV, y proporcionan el mayor coeficiente de absorción dentro de la tecnología *thin-film*, lo que permite que alrededor del 99% de los fotones sean absorbidos por los primeros micrómetros del material [147].

Una célula CIGS está formada por una capa de contacto de molibdeno, (figura A1.5), por una fina capa de *CdS* o *ZnS* y una bicapa de aluminio y óxido de zinc como TCO [148]. La principal ventaja de esta técnica es la reducción de costes en materiales. Entre las desventajas aparecen, la complejidad del método de fabricación, con una necesidad de inversión importante; y la disponibilidad de materiales, junto con la toxicidad de la capa *CdS* [149].

A finales de 2007 Nanosolar comenzó a producir células solares basadas en tecnología CIGS, empleando nanoestructuras de tinta sobre una lámina de aluminio. Su funcionamiento es similar al de una impresora de tinta, esto permite reducir de manera importante los costes de fabricación de células fotovoltaicas. (figura A1.6).

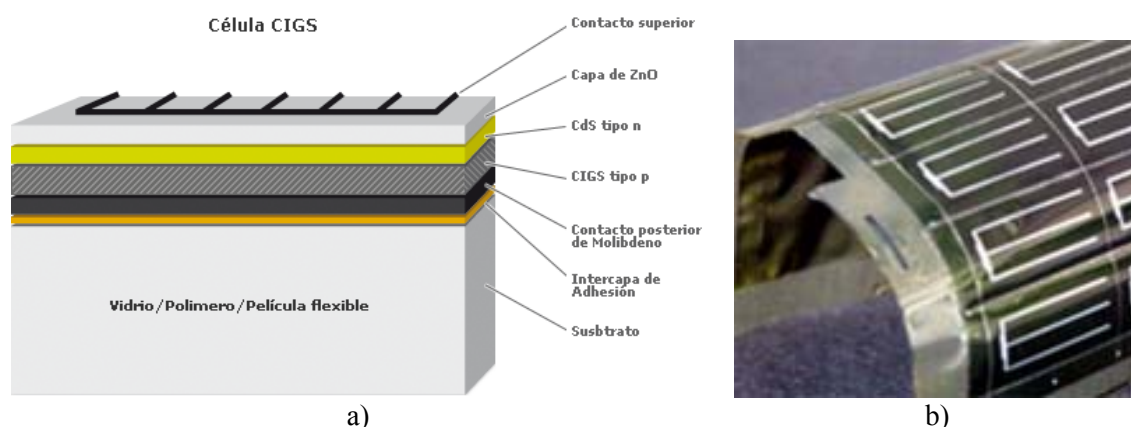


Figura A1.5 a) Estructura interna de una célula CIGS. b) Célula CIGS comercial.



Figura A1.6 Nanoestructuras CIGS de tinta. Fuente: Nanosolar.

Las células de Seleniuro de Cobre e Indio (*CIS*) constan de varias células solares conectadas en serie. Su principal objetivo es absorber un amplio espectro de radiación solar. Las células *CIS* de película delgada presentan una eficiencia de hasta un 17% [150]. Aunque el material presenta un gran potencial, no es muy utilizado debido a que requiere procedimientos muy específicos.

Los primeros módulos *CIS* fueron fabricados con una eficiencia del 8% en 2001. Desde entonces, la eficiencia de este tipo de células ha aumentado a valores entre el 9-10% en 2002, y entre el 10-12% hoy en día. Un aspecto importante para el desarrollo de esta tecnología es la reducción de costes de material (más costosa que la del *a-Si*). Actualmente se ha alcanzado un rendimiento del 19% en células *CIS* fabricadas en los laboratorios NREL (National Renewable Energy Laboratory, EE.UU.).

En la figura A1.7 se muestra la estructura de una célula CIS. Una célula CIS está formada por un conductor transparente sobre el que se deposita una película antirreflectora seguida del semiconductor tipo n . Esta película n , de entre 0,05 y 0,1 μm , actúa como una ventana. Esta ventana debe ser lo suficientemente delgada y tener un *band-gap* superior a 2,8 eV. La película tipo p tiene generalmente 2 μm de espesor, una alta capacidad de absorción y un *band-gap* de 1,0 eV, lo cual permite obtener un V_{oc} elevado. El material generalmente empleado para la ventana es el CdS . En ésta se introduce una ventana de dos capas ($\text{ZnO}+\text{CdS}$). Por último la película CIGS - $\text{Cu}(\text{In},\text{Ga})\text{Se}_2$ - que permite una amplia flexibilidad en la selección del ancho de banda de absorción.

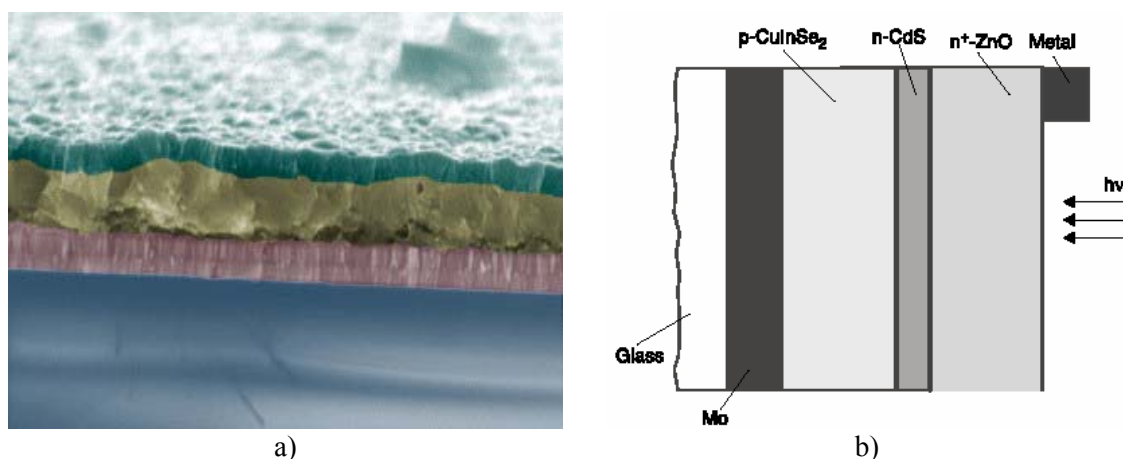


Figura A1.7 a) Fotografía de la sección transversal de una célula CIS. b) Capas de una célula CIS. Fuente: Hahn-Meitner-Institut Berlín.

Células Orgánicas

Desde hace algún tiempo se está investigando en la posibilidad de usar sustancias orgánicas (plásticos o polímeros) de bajo coste para confeccionar paneles solares. En este caso no sólo su producción sería menos costosa, sino que además su instalación sería más fácil, pudiéndose incluso ajustar a las formas arquitectónicas debido a su flexibilidad. Las células orgánicas están fabricadas en plástico, el cual es flexible e incluso se podría aplicar en forma de *pintura* sobre muros. Las células orgánicas están basadas en polímeros y en diferentes estructuras de los átomos de

carbono (furelenos). Como norma, para que una célula solar sea eficiente se necesita que convierta más del 10% de la energía recibida en electricidad. Para el caso de las células de silicio este porcentaje se eleva al 12%. Hasta ahora las células de polímeros llegaban sólo al 3% ó el 4%, actualmente se llega al 5.2%. Este logro hace que se esté un poco más cerca de una célula solar de polímero comercial. Según las estimaciones, en cuatro o cinco años los paneles solares de plástico serán una realidad.

El funcionamiento de una célula orgánica puede ser considerado como el inverso al de un diodo LED (figura A1.8). Tanto en la célula solar como en el diodo LED, el material orgánico es intercalado entre dos electrodos (estructura sándwich). En el caso de la célula solar, los electrones son recolectados por el electrodo de metal, y los huecos por el electrodo ITO. De forma inversa, en un diodo LED los electrones son introducidos a través del electrodo de metal (cátodo), recombinándose con los huecos introducidos a través del electrodo ITO (ánodo). En la figura A1.9 se muestra la estructura de una célula orgánica.

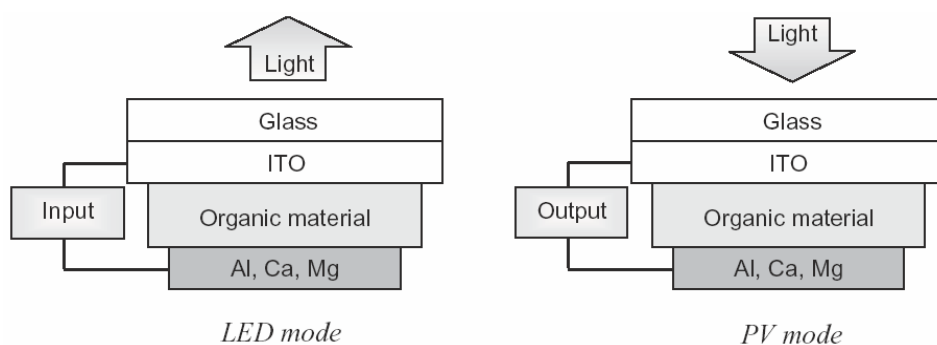


Figura A1.8 Funcionamiento de una célula orgánica como LED y como célula PV.

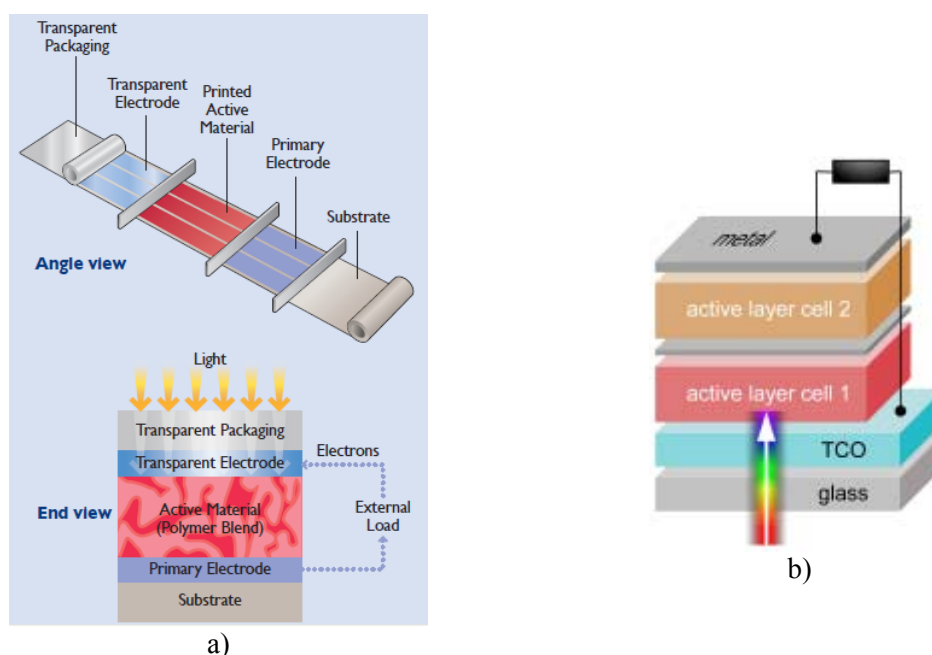


Figura A1.9 a) Estructura de una célula orgánica. b) Estructura tándem de células orgánicas.
Fuente: Konarka Technology.

Los polímeros usados en la construcción de células orgánicas se encuentran comercialmente disponibles en grandes cantidades. Se calcula que se podrá duplicar el porcentaje de eficiencia en un período muy corto de tiempo. El objetivo final para la eficiencia de la célula solar de polímero está fijado en torno al 15 ó 20%, con una vida útil de entre 15 y 20 años. Los grandes módulos de silicio con la misma vida útil, tienen una eficiencia promedio de entre el 14 y el 18% [151]

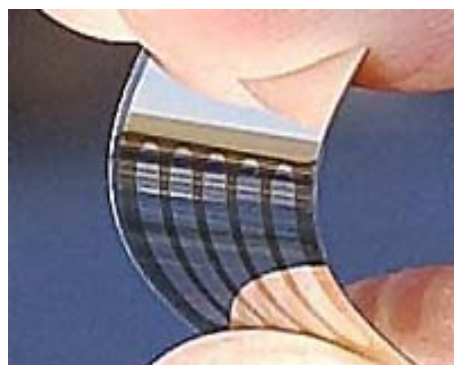


Figura A1.10 Célula solar orgánica. Fuente: Georgia Institute of Technology.

Células Sensibilizadas con Colorante (Dye Solar Cell, DSC)

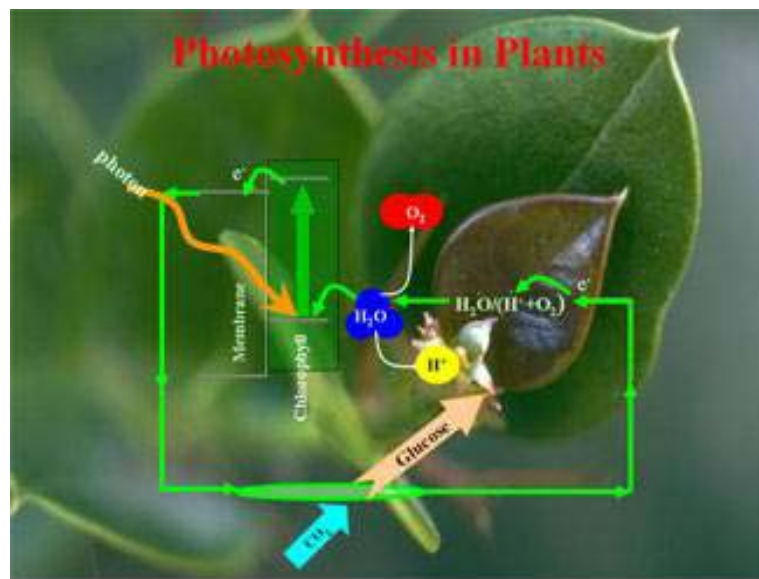
Las células solares sensibilizadas con colorante (dye solar cell, DSC) se basan en una tecnología híbrida realizada con materiales orgánicos e inorgánicos utilizando colorantes. Esta basada en semiconductores nanoestructurados (generalmente dióxido de titanio, TiO_2) sensibilizados con colorante. Debido a que el titanio resulta relativamente barato, este tipo de células ofrecen un gran potencial de reducción de costes [152]. El TiO_2 es un semiconductor ambientalmente benigno, ampliamente utilizado en dentríficos, bronceadores y como pigmento blanco en pinturas.

Debido a su amplio *band-gap* (3 – 3,2 eV), el TiO_2 sólo absorbe la parte ultravioleta de la emisión solar, con lo cual se consigue muy poca eficiencia de conversión. A pesar de los considerables esfuerzos de investigación que se han realizado para desplazar la respuesta espectral del TiO_2 al espectro visible, no se han logrado los propósitos deseados. Esto es debido a que aquellos semiconductores que tienen un *band-gap* bastante estrecho, como para absorber la luz visible eficientemente se descomponen por fotocorrosión. El *band-gap* es también una medida de la fuerza del enlace químico. Los semiconductores estables bajo iluminación, normalmente óxidos de metales como el titanio, tienen una ancha banda prohibida, y en consecuencia, son insensibles al espectro visible. Durante mucho tiempo, la posibilidad de lograr dispositivos fotovoltaicos fotoelectroquímicos competitivos pareció muy remota. Gracias a un sensibilizador (molécula de colorante) que absorbe fotones en el espectro visible se pudo lograr una estructura estable. Este mecanismo puede representar un modelo simplificado de los procesos primarios de fotosíntesis que involucran la clorofila (figura A1.11).

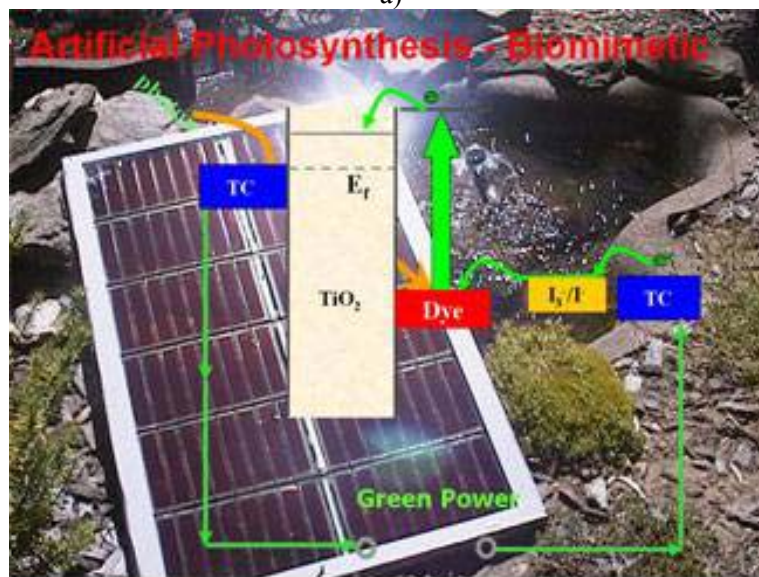
En la estructura de una célula DSC, el semiconductor está formado por un agregado de partículas de algunos nanómetros de extensión (figura A1.12), las cuales efectúan un buen contacto entre sí permitiendo el transporte electrónico, de modo que todas las partes de la matriz porosa se encuentran en conexión eléctrica con el sustrato colector. Los poros de la matriz se llenan con un medio conductor de

huecos, como un electrolito o un polímero conductor. El resultado consiste en dos matrices que se interpenetran y ofrecen un área interna enorme para la fotogeneración. La estructura nanoporosa suele tener un espesor de unos 10 μm , y el área para la absorción de colorante supera en unas mil veces la de un electrodo denso con la misma extensión.

Los electrodos nanoestructurados de TiO_2 se forman depositando una fina capa de suspensión coloidal sobre un sustrato conductor transparente (vidrio recubierto de SnO_2 dopado con F) [153]. Las dimensiones típicas de las partículas se encuentran en el intervalo de 20 - 50 nm. La estructura se sensibiliza con moléculas de colorante que se absorben por toda la superficie interna. La célula se completa con una segunda placa de vidrio conductor recubierto con una fina capa de platino que no obstruye la luz. La célula se sella y se inyecta una solución de LiI (yoduro de litio) e I_2 en un disolvente orgánico.



a)



b)

Figura A1.11 a) Esquema de Fotosíntesis en las plantas. b) Fotosíntesis artificial en células DSC. Fuente: Sustainable Technologies International.

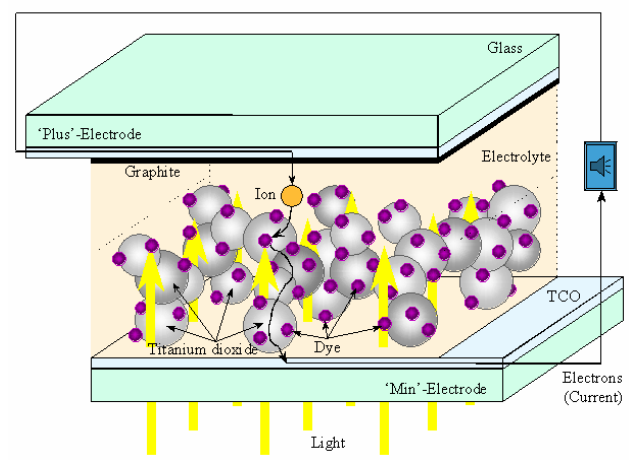
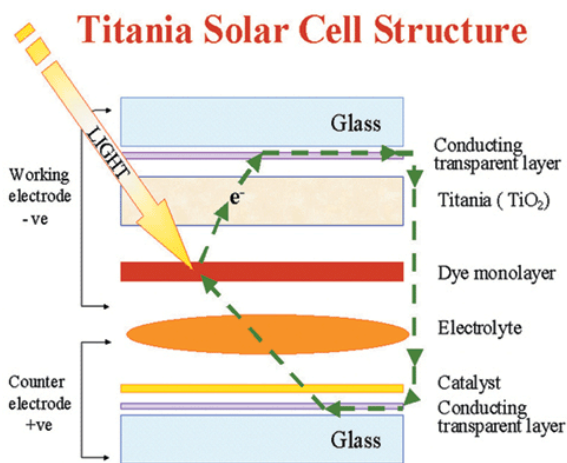
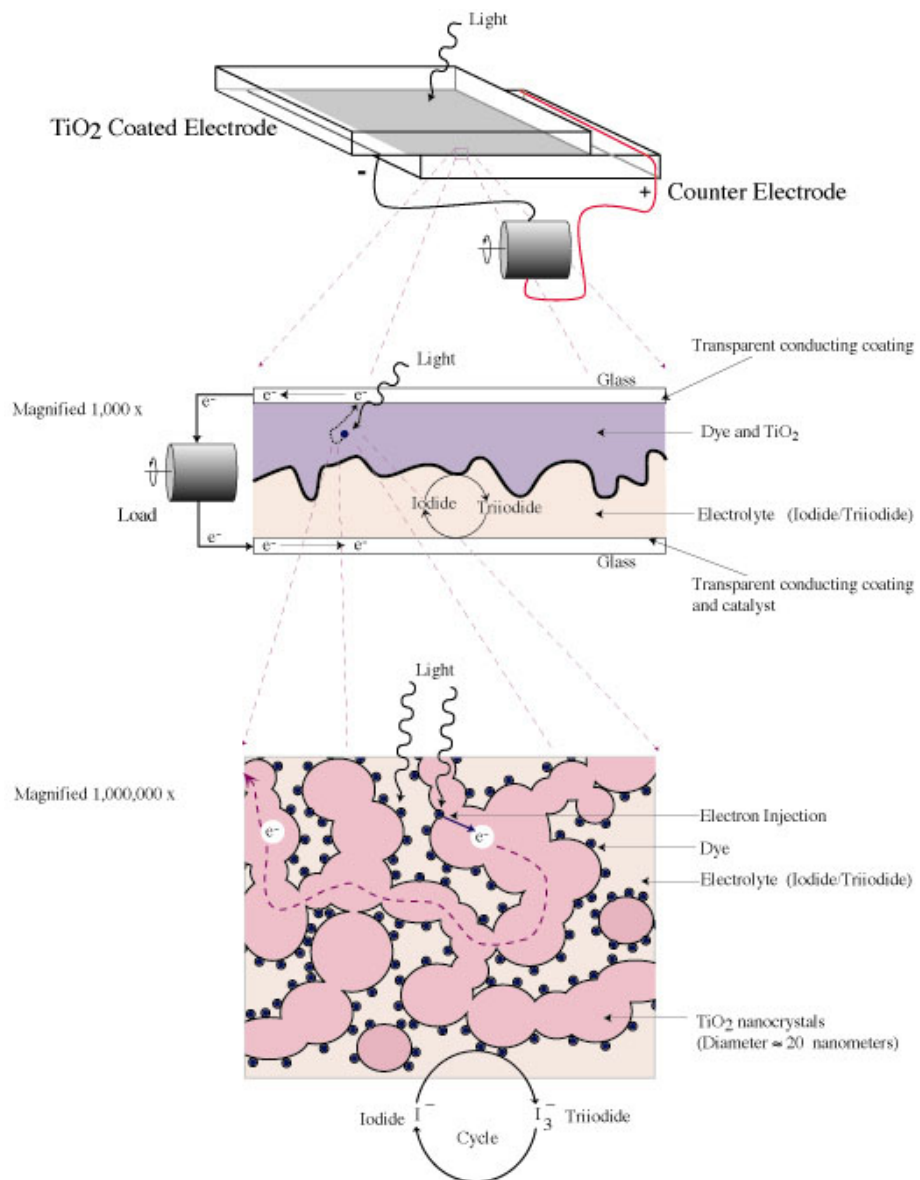


Figura A1.12 Estructura de una célula DSC. Fuente: Sustainable Technologies Internacional y ManSolar.

Con ayuda de la figura A1.13, el proceso de regeneración en las células DSC puede ser explicado en cinco pasos:

1- En principio, el sensibilizador absorbe un fotón (ocurre la fotoexcitación del colorante) y un electrón es transferido desde el estado S° a un mayor nivel de energía. El sensibilizador está en el estado excitado S^* .

2- El colorante inyecta un electrón en la banda de conducción del TiO_2

3-El electrón se filtra a través de la capa porosa TiO_2 al electrodo externo y circula a través de la carga.

4- El electrón es transferido a Triioduro (I_3^-) para producir Yoduro (I).

5- El Yoduro reduce la oxidación del colorante desde el estado S^+ a su estado original S° .

Dado que el proceso de inyección desde el colorante fotoexcitado es muy rápido, el factor esencial para el aprovechamiento de la energía fotónica consiste en la efectiva extracción de los electrones fotogenerados. En condiciones de circuito cerrado, esto se logra por medio de un gradiente del potencial químico de los electrones inyectados (quasi-nivel de Fermi) que les encauza hacia el contacto. En otras palabras, la acumulación de los electrones en la nanoestructura aporta una fuerza de difusión que da lugar a la fotocorriente.

A medida que se acumulan electrones fotogenerados, las propiedades eléctricas de la fase semiconductor experimentan una extraordinaria transformación, pasando de un estado de aislante eléctrico (dieléctrico) en la oscuridad a un comportamiento casi metálico bajo iluminación intensa [154]. Cuando la célula se encuentra a circuito abierto bajo iluminación, los electrones se acumulan hasta que la rapidez del proceso de reacción con I_3^- equilibra exactamente la velocidad de fotogeneración de electrones y se llega a un estado fotoestacionario. Entonces, el fotopotencial corresponde al cambio del quasi-nivel de Fermi del estado de

acumulación respecto del valor en la oscuridad (nivel redox), alcanzándose valores cercanos a 800 mV.

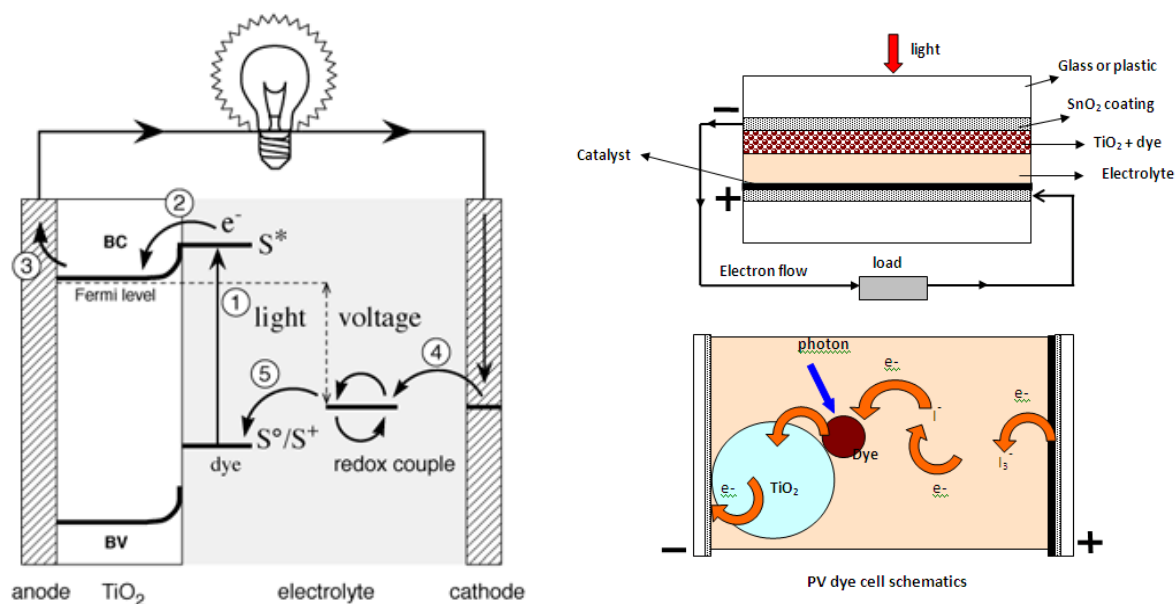


Figura A1.13 Esquema energético de una célula solar DSC. Fuentes: Solaronix y OrionSolar.

En un terreno más práctico, la eficiencia de conversión total lograda hasta ahora se encuentra cerca del 11%. En el ámbito de la industria, la empresa australiana Sustainable Technologies International (STI) implantó en el 2001 la primera planta de producción a gran escala de células solares de titanio sensibilizado. Los paneles solares comercializados por STI, con características típicas de 600 mm × 900 mm y potencia pico de 50 W/m², se muestran en la figura A1.14.



Figura A1.14 Paneles solares de TiO_2 sensibilizado, color rojo ocre (con bandas negras conductoras). Fuente: Sustainable Technologies Internacional.

La célula de semiconductor nanoporoso sensibilizado es un dispositivo versátil, ya que se puede concebir para una gran variedad de configuraciones y aplicaciones (domésticas, decorativas o arquitectónicas). Considerando las células convencionales de unión sólida, hay que señalar que los semiconductores inorgánicos absorben prácticamente toda la luz que excede su energía de ancho de banda prohibida. Esto es favorable para una alta eficiencia de conversión de luz solar en electricidad. Pero los colorantes, por otra parte, tienen una banda de absorción bastante estrecha, y la posibilidad de configurar la absorción en diferentes regiones de longitud de onda confiere a la célula de colorante una ventaja natural sobre otras células solares. Es decir, se pueden realizar células de colorante en cualquier color deseado para una aplicación concreta. En particular, se podría utilizar un colorante con absorción en el infrarrojo que sería transparente para el ojo humano y aún así, absorbería una fracción substancial de la luz solar. Por lo tanto, la célula de colorante encuentra un mercado potencial y sin competencia si se desea aprovechar las ventanas para producir electricidad. Funcionan bien en una amplia gama de condiciones de iluminación y orientación, y son menos sensibles a un parcial sombreado y a bajos niveles de iluminación. Estos aspectos las hacen

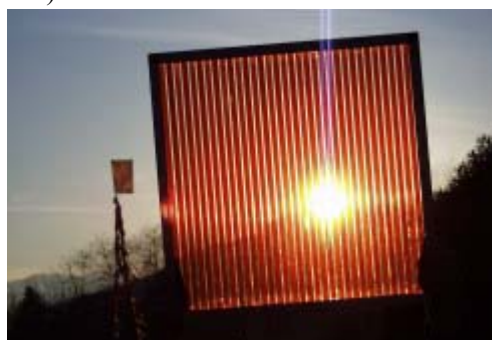
especialmente adecuados para aplicaciones arquitectónicas. Los módulos de color DSC son excelentes elementos de construcción multifuncional, capaces de generar electricidad en exteriores o en interiores, mientras que pueden servir de aislante térmico y acústico. Productos como cargadores de baterías (para interiores y exteriores) compatible con teléfonos móviles, ordenadores portátiles, reproductores de audio y cámaras digitales se encuentran disponibles comercialmente (figura A1.15).



a)



b)



c)

Figura A1.15 a) Integración de módulos de DSC transparentes en edificios Fuente: Schott Ibérica. b) Cargador comercial. Fuente: G24 Innovations. c) Módulo de DSC de gran área. Fuente Solaronix.

El interés en el campo de las células DSC es demostrado por el gran número de patentes y la reciente organización de conferencias dedicadas específicamente a la industrialización de células DSC.

En cuanto a las perspectivas más próximas, hay que reconocer que en su estado actual las células solares sensibilizadas no pueden competir en cuanto a

eficiencia o durabilidad con otras alternativas del mercado de energía solar. Se han planteado dudas sobre la estabilidad del colorante, cuya degradación, aunque ocurra muy lentamente, inutilizaría la célula solar a medio o largo plazo. Otro inconveniente es la fase líquida, entre otras cosas porque no resulta fácil sellar perfectamente el disolvente orgánico, con lo que la célula se puede secar paulatinamente y quedar inservible. Por ello, muchas de las investigaciones actuales tienen como objeto el simplificar el proceso de producción y a la vez conseguir mejores propiedades mecánicas, por ejemplo dotando a la célula de flexibilidad. De este modo la célula de colorante podría competir en ciertas parcelas de mercado, por ejemplo en aplicaciones de interiores donde los requisitos de eficiencia y durabilidad no son tan estrictos como en aplicaciones al aire libre.

A1.5. Células con concentrador solar

Las células con concentrador solar emplean un dispositivo óptico que concentra la luz solar en un área más pequeña de semiconductor, intercambiándose área de célula por área de concentrador, que es más económica. Como consecuencia del uso de un sistema concentrador, la célula se ve sometida a una irradiancia X veces superior, donde X representa el nivel de concentración en número de soles. Las células con concentrador trabajan a temperaturas más elevadas, y proporcionan mayor eficiencia (entre un 20 y un 30%), pero la eficiencia no aumenta indefinidamente con el factor de concentración, debido a la resistencia serie asociada a los contactos. Para operar a 100 soles, una célula de 0.1 cm^2 requiere un valor de resistencia serie inferior a $50 \text{ m}\Omega$.

Apéndice II

Normativa relacionada con la caracterización de dispositivos FVs

Las actividades de normalización relacionadas con la caracterización de dispositivos FV han sido llevadas inicialmente en Europa por el Comité Electrotécnico Internacional CEI (*Internacional Eletrotechnical Comisión*, IEC), organización internacional en el campo de la normalización desde la base del consenso y el acuerdo a nivel mundial. El Comité Técnico 82 (TC82) es el encargado de realizar la normalización en energía solar fotovoltaica (ESF) dentro de la IEC. Como consecuencia del nacimiento de la Comunidad Económica Europea nació el CEN (Organismo Europeo de la Normalización) que asumió las tareas de normalización de los distintos organismos nacionales. Éste fue completado luego por CENELEC para la normalización eléctrica y electrónica. En 1989 la Comisión Europea encarga a CEN y CENELEC la elaboración de un conjunto de normas aplicables a la ESF, empezando por someter a voto las normas IEC ya existentes. En España, la Asociación Española de Normalización y Certificación, AENOR, es la entidad reconocida por el Ministerio de Industria y Energía para desarrollar las

tareas de normalización en los sectores industriales y de servicios. Con este trasfondo, las normas elaboradas por el IEC pasan a denominarse normas, cuando son aceptadas por CENELEC y en el caso de España, al ser traducidas al español y aceptadas por AENOR, la notificación cambia a UNE-EN (por ejemplo, la norma internacional IEC 904:1 pasa a norma europea EN-904:1 y a norma española UNE-EN-904:1).

Además de las normas europeas, pueden destacarse las editadas por las entidades o laboratorios siguientes:

-Sociedad Americana para Ensayos de Materiales (*American Society for Testing Materials*, ASTM)

-Laboratorios Underwriters [155] (*Underwriters Laboratories*, norma UL), principalmente normas de seguridad pero que también tienen algunas relacionadas con la energía solar fotovoltaica.

-Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos [156] (*Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.* IEEE). El comité de coordinación nº 21SCC21, referente a células de combustible, fotovoltaica, generación distribuida y almacenamiento de energía, ha editado algunas normas de energía solar fotovoltaica.

-Las editadas por el *Joint Research Centre* de ISPRA como laboratorio acreditado de la UE [157].

En este apéndice se presentan las principales normas de energía solar fotovoltaica editadas por la IEC, enumerando también las que están en proyecto, por ser la entidad más relevante en cuanto a la normalización de la energía solar FV. De las normas propuestas por el resto de laboratorios, específicamente relacionadas con la energía solar fotovoltaica, simplemente se ofrece un listado de las que están en circulación actualmente. Las normas ASTM, de carácter mucho más amplio, en relación a la FV tienen que ver sobre todo con la calibración de sensores de

radiación, por lo que no se incluye listado. Puede consultarse, no obstante, el catálogo anual [158].

A2.1. Normas IEC-UNE-EN aprobadas

A continuación se presenta un listado de las normas emitidas por la comisión Electrotécnica Internacional, incluyéndose además su nomenclatura y equivalente si han sido aprobadas como norma europea y/o española.

IEC 904-1: 1987 (EN-60904-1: 1993, UNE-EN-60904-1: 1994). Medida de la característica intensidad-tensión de módulos fotovoltaicos.

IEC 904-2 1989, Amendment 1: 1998 (EN-60904-2:1993, EN-60904-2/A1:1998, UNE-EN-60904-2: 1994, UNE-EN-60904-2/A1:1998). Requisito de células solares de referencia.

IEC 904-3:1989 (EN 60904-3:1994). Fundamentos de medida de dispositivos solares fotovoltaicos de uso terrestre con datos de irradiancia espectral de referencia.

IEC 904-5:1993, (EN-60904-5: 1995; UNE-EN-60904-5 1996). Determinación de la temperatura de la célula equivalente (TCE) de dispositivos fotovoltaicos por el método de la tensión de circuito abierto.

IEC 60904-6:1994/A1: 1998 (EN-60904-6:1994, modificada por EN-60904-6/A1:1998, UNE-EN-6:1997, UNE-EN-60904-6/a1:1998). Requisitos para los módulos solares de referencia.

IEC 60904-7:1998 (EN-60904-7:1998, UNE-EN-60904-7:1999). Cálculo del error introducido por el desacople espectral en las medidas de un dispositivo fotovoltaico (FV).

IEC 60904-8:1998 (EN-60904-10:1998, UNE-EN-60904-8: 1999). Medida de la respuesta espectral de un dispositivo fotovoltaico.

IEC60904-10:1998 (EN-60904-10:1999). Métodos de medida de la linealidad.

IEC 61173:1992 (EN 61173:1994, UNE-EN 61173:1998): Protección contra las sobretensiones de los sistemas fotovoltaicos (FV) productores de energías

IEC 61194:1992 (EN 61194:1995, UNE 61194:1997). Parámetros característicos de los sistemas fotovoltaicos (FV) autónomos.

IEC 61215:1993 (EN 61215:1995, UNE 61215: 1997). Módulos fotovoltaicos (FV) de silicio cristalino para aplicaciones terrestres. Cualificación de diseño y aprobación de tipo.

IEC 61277:1995 (EN 61277:1998, UNE-EN6277:1998). Sistemas fotovoltaicos (FV) terrestres generadores de potencia. Generalidades y guía.

IEC 61345:1998 (EN 61345:1998, UNE-EN 61345:1999). Ensayo ultravioleta para módulos fotovoltaicos (FV).

IEC 61646: 1996 (EN 61646: 1997, UNE-EN 61646:1997) Módulos fotovoltaicos (FV) de lámina delgada para aplicaciones terrestres. Cualificación de diseño y aprobación de tipo.

IEC 61683:1999 (EN 61683: 2000, UNE-EN 61683:2001). Sistemas fotovoltaicos. Acondicionadores de potencia. Procedimiento para la medida del rendimiento.

IEC 61701:1995 (EN 61701: 1999, UNE-EN 61701:2000). Ensayo de corrosión por niebla salina para módulos fotovoltaicos (FV).

IEC 61702:1995 (EN 61702: 1999, UNE-EN 61702: 2000). Evaluación de sistemas de bombeo fotovoltaico (FV) de acoplo directo.

IEC 61721:1995 (EN 61721:1999, UNE-EN 61721:2000). Susceptibilidad de módulos fotovoltaicos (FV) al daño por impacto accidental (resistencia al ensayo de impacto).

IEC 61724:1998 (EN 61724:1998, UNE-EN 61724 2000). Monitorización de sistemas fotovoltaicos. Guías para la medida, el intercambio de datos y el análisis.

IEC 61725:1997 (EN 61725:1997, UNE-EN 61725:1998). Expresión analítica para los perfiles solares diarios.

IEC 61727:1995 (EN 61727: 1995, UNE-EN 61727:1996). Sistemas fotovoltaicos (FV). Características de la interfaz de conexión a la red eléctrica.

IEC 61829:1995 (EN 61829:1998, UNE-EN 61829:2000). Campos fotovoltaicos de silicio cristalino. Medidas en el sitio de la características $I-V$.

IEC 61836: 1997 (es un informe técnico). Sistemas de energía solar fotovoltaica. Términos y símbolos.

EN 50380: 2003 (UNE-EN 50380:2003). Informaciones de las hojas de datos y las placas de características para los módulos fotovoltaicos.

IEC 60364-73712: Instalaciones eléctricas en edificios-parte 7-712: Reglas para las instalaciones y emplazamientos especiales. Sistemas de alimentación de energía solar fotovoltaica.

A2.2. Normas del comité técnico 82 (CT82) de la Comisión Electrotécnica Internacional en Proyecto (marzo 2004)

IEC 61836-2: Sistemas de energía solar fotovoltaica-Términos y símbolos-Parte 2.

IEC 61730-1: Cualificación de seguridad del modulo fotovoltaico. Parte 1: Regla constructiva.

IEC 61730-2: Cualificación de seguridad del módulo fotovoltaico. Parte 2: Regla de ensayo.

IEC 61853: Ensayos de rendimiento y evaluación energética de módulos fotovoltaicos de uso terrestre.

IEC 62145: Módulos fotovoltaicos de silicio cristalino - Especificación de detalles.

IEC 61215: Módulos fotovoltaicos (FV) de silicio cristalino para aplicaciones terrestres. Cualificación del diseño y aprobación de tipo. Versión revisada.

IEC 61216: Sistemas fotovoltaicos aislados – Cualificación del diseño y aprobación de tipo.

IEC 62234: Guías de seguridad para sistemas fotovoltaicos montados en edificios conectados a la red eléctrica.

IEC 62253: Sistemas de bombeo fotovoltaico de acoplo directo. Cualificación del diseño y aprobación de tipo.

IEC 61727: Baterías secundarias para sistema de energía fotovoltaica- Reglas generales y métodos de ensayo.

IEC 62078: Programa de certificación y acreditación para componentes de sistemas fotovoltaicos- Guías para un sistema de calidad total.

IEC 62093: Resto de componentes de sistemas fotovoltaicos - Cualificación de diseño y aprobación de tipo.

IEC 62109: Seguridad eléctrica de inversores estáticos y controladores de carga de utilización en sistemas fotovoltaicos.

IEC 62116: Procedimiento de ensayo - Medidas de prevención de aislamiento para acondicionadores de potencia utilizados en sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica.

IEC 62108: Módulo y receptores fotovoltaicos de concentración - Cualificación del diseño y aprobación de tipo.

IEC 62257-1: Recomendaciones para pequeños sistemas de energía renovables e híbridos para electrificación rural. (Publicada la especificación técnica).

IEC 62257-2: Recomendaciones para pequeños sistemas de energías renovables e híbridos para electrificación rural – Parte 2: Desde las reglas hasta un abanico de sistemas de electrificación.

IEC 62257-3: Recomendaciones para pequeños sistemas de energías renovables e híbridos para electrificación rural – Parte 3: Desarrollo y gestión de proyectos.

IEC 62257-4: Recomendaciones para pequeños sistemas de energías renovables e híbridos para electrificación rural - Parte 4: Selección y diseño de sistemas.

IEC 62257-5: Recomendaciones para pequeños sistemas de energías renovables e híbridos para electrificación rural - Parte 5: Reglas de seguridad: Protección contra riesgos eléctricos.

A2.3. Normas UL relacionadas con la energía solar fotovoltaica

UL-1703-1993 (revisada en 2001) *UL Standard for safety for flat plate photovoltaic modules and panels.*

A2.4. Normas IEEE relacionadas con la energía solar fotovoltaica

IEEE std 1023-2000. *Recommended Practice for Sizing Lead-Acid Batteries for Photovoltaic (PV) Systems.*

IEEE std. 1145-1999. *Recommended Practice for Installation and Maintenance of Nickel-Cadmium Batteries for Photovoltaic (PV) Systems.*

IEEE STD 1262-1995. *Recommended Practice for Qualification of Photovoltaic (PV) Modules.*

IEEE STD 1361-2003. *Guide for Selection, charging, Test and Evaluation of Lead-Acid Batteries Used in Stand-Alone Photovoltaic (PV) Systems.*

IEEE std 1513-2001. *Recommended Practice for Qualification of Concentrator Photovoltaic (PV) Receiver Sections and Modules.*

IEEE std. 1547-2003. *Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems.*

IEEE std. 928-1986. *Recommended Criteria for Terrestrial Photovoltaic Power Systems.*

IEEE std. 929-1988. *Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems.* (Última edición en 2000, nº IEEE 929-2000).

IEEE 937-1987. *Recommended Practice for Installation and Maintenance of Lead-Acid Batteries for Photovoltaic (PV) Systems.* (Última edición en 2000, IEEE 929-2000).

A2.5. Normas del *Joint Research Centre, Inspra, Italia*

Norma 2003-2-2. *Qualification Tes procedures for crystalline silicon photovoltaic modules*. Informe EUR 13897, 1991.

EUR 16338 EN: *Guidelines for the assessments of PV plants. Document A: Photovoltaic System monitoring*.1995 (Issue 4.2: 1993).

EUR 16339 EN *Guidelines for the assessments of PV plants. Document B Analysis and Presentation of monitoring data*. 1995 (Issue 4.1 1993).

EUR 16340 EN: *Guidelines for the assessments of PV plans. Document C: Intial and periodic tests on PV plants*.1995.

Bibliografía

1. M.A. Green. *Solar cells-Operating Principles, Technology and System Applications*, Published by The University of New South Wales Australia, (1996).
2. G.L. Pearson and W.H. Brattain. *History of Semiconductor Research*, Proc. IRE, vol. 43, pp. 1794-1806, (1955).
3. CIEMAT: *Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energía solar fotovoltaica*, Editorial CIEMAT, Madrid, (2000).
4. M.A. Green, K. Emery, D. L. King, S. Igari, W. Warta, *Solar cell efficiency tables (version 18)*, vol. 9, 4, pp. 287–293, (2001).
5. J. Nelson, *The Physics of Solar Cell*, Imperial College Press, (2003).
6. A. Haug. *Theoretical Solid State Physics 2*, Pergamon Press (1979).
7. G. Conibeer, *Third-generation photovoltaics*; *Materials Today*, vol. 10, pp. 42-50, (2007).
8. J.C. Plá, E. Centurioni, C. Summonte, R. Rizzoli, A. Migliori, A. Desalvo, F. Zignani. *Homojunction and heterojunction silicon solar cells deposited by low temperature–high frequency plasma enhanced chemical vapour deposition*, *Thin Solid Films* 405, pág. 248 (2002).
9. A. Luque, S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, John Wiley & Sons, New York, (2003).

10. P.T. Landsberg, P. Baruch, *The thermodynamics of the conversion of radiation energy for photovoltaics*. Journal of Physics A-Mathematical and General, vol. 22, pp. 1911, (1989).
11. W. Shockley, H.J. Queisser, *Detailed balance limit of efficiency of p-n junction solar cells*. Journal of Applied Physics, vol. 32, pp. 510, (1961).
12. M.A. Green, *Third Generation Photovoltaics*, Springer, New York, (2005).
13. R.S. Anand, *Photovoltaic: Technology of Next Millennium*, Indian Institute of Technology Kanpur, (2000).
14. *Trends in Photovoltaic Applications*. Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2007, Photovoltaic Power Systems Program. Report IEA-PVPS T1-17, (2008).
15. J. Muñoz, E. Lorenzo, *On the specification and testing, of inverters and for stand-alone PV systems*. Progress in Photovoltaics: Research and Applications; vol. 13, pp. 393–408, (2005).
16. P. Sanchis, J. López, A. Ursúa, E. Gubía, L. Marroyo, *On the testing, characterization, and evaluation of PV inverters and dynamic MPPT performance under real varying operating conditions*. Progress in Photovoltaics: Research and Applications; vol. 15, pp. 541–556, (2007).
17. M. García, J.M. Maruri, L.Marroyo, E. Lorenzo, M. Pérez, *Partial Shadowing, MPPT Performance and Inverter Configurations: Observations at Tracking PV Plants*. Progress in Photovoltaics: Research and Applications; vol. 16, pp. 529–536, (2008).
18. A. H. Fannee, M. W.Davis, B. P Dougherty, D. L.King, W. E Boyson, J. A Kratochvil, *Comparison of Photovoltaic Module Performance*

- Measurements*, Journal of Solar Energy Engineering (Transactions of the ASME), vol. 128, no. 2, pp. 152-159, (2006).
19. K. Bucher *Do we need site-dependent and climate-dependent module rating?*, 23rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference, , pp 1056–1062, (1993).
 20. D. Anderson, J. Bishop, E. Dunlop *Energy rating of photovoltaic modules*, 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, pp. 2087–2091, (2000).
 21. B. Bletterie, R. Bründlinger, T. Żdanowicz, W. Kolodenny, G. Bettenwort, *I-V curve modelling for inverter testing – a critical review of the current approaches*, 22nd. European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Milan, (2007).
 22. M. Van Cleef, P. Lippens, J. Call, *Triple Junction Thin Film Silicon Solar Cells compared to Crystalline Silicon Solar Cells under Real Outdoor Conditions in Western Europe*, 17th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, , Munich, (2001).
 23. Norma EN-60904-1:1993 (anterior IEC 904-1: 1987). *Medida de la característica Intensidad-Tensión de módulos fotovoltaicos*, (1993).
 24. Norma EN-60891:1994. *Procedimiento para la corrección de la temperatura y la irradiancia de la característica I-V de dispositivos FV de silicio cristalino*, (1993).
 25. W. Hermann, H. Becker, W. Wisner, *Round robin test on translation procedures for measured PV generator characteristics*, 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, pp. 203-206, Munich, (2001).

26. W. Hermann, W. Wisner, *Current voltage translation procedure for PV generators in the German 1.000 roofs-programme*, Proc. Of the EuroSun Conference, pp. 701-705, (1996).
27. ASTM E1036-96, *Standard Test Methods for Electrical Performance of Non-Concentrator Terrestrial Photovoltaic Modules and Arrays using Reference Cells*, ASTM International, (1996).
28. G. Blaesser, E. Rossi, *Extrapolation of outdoor measurements of PV arrays I-V characteristics to Standard Test Conditions*, Solar Cells, 25, pp. 91-96, (1988).
29. A. J. Anderson, *PV translation equations. A new approach*, 13th National Renewable Energy Laboratory (NREL) Photovoltaic Program Review: Proc. Of the review meeting, pp. 604-612, (1995).
30. B. Marion, B. Kroposki, K. Emery, J. del Cueto, D. Myers, C. Osterwald, *Validation of a Photovoltaic Module Energy Ratings Procedure at NREL*, National Renewable Energy Laboratory (NREL)/Technical Report-520-26909, (1999).
31. N. Veissid, A. M. de Andrade, *The I-V silicon solar cell characteristic parameters temperature dependence. An experimental study using the standard deviation method*, 10th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, pp. 43-47, (1991).
32. W. Knaupp, *Power rating of PV modules from outdoor measurements*, 22nd IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 620-624, (1991).
33. E. Coors, *Application of the Two-exponential model to correction procedures for silicon solar cells*, Proc. Of the EuroSun Conference, (1996).

34. J. A. Eikelboom, A. H. M. Reinders, *Determination of the irradiation dependent efficiency of multicrystalline Si PV modules on basis of I-V curve fitting and its influence on the annual performance*, 14th European Solar Energy Conference, pp. 293-296, Barcelona, (1997).
35. R. Gottschalg, G. Perentzis, D.G. Infiel, M.J. Kearney, *Compressive approach for the estimation of outdoor performance of amorphous silicon PV devices*, Proc. Of the ISES Solar world Congress, pp. 129-133, (1999).
36. S. Coors, M. Bohm, *Validation and comparison of curve correction procedures for silicon solar cells*, 14th European Solar Energy Conference, pp. 220-223, Barcelona, (1997).
37. R. Kroni, *Energy rating of solar modules-A comparison of different methods of the PV in Europe-* PV technology to Energy Solutions Conference pp. 643-645, Roma, (2002).
38. K. Bucher, *True module energy rating. Analysis of module power loss mechanisms*, 12th European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 2097-2103, Niza, (1995).
39. IEC International Standard 61853N, *Performance testing and energy rating of terrestrial photovoltaic modules*.
40. IEEE P1479/D5, *Draft recommended practice for the evaluation of photovoltaic module energy production*, (2001)
41. C. M. Whitaker, J. D. Newmiller, *Photovoltaic module energy rating procedure*, Final subcontract report. NREL/SR-520-23942, (19989).
42. B. Kroposki, B. Marion, D. L. King, J. Kratochvil, W. Boyson, *Comparison of module performance characterisation methods*, 28th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 1407-1411, (2000).

43. D. Anderson, T. Sample, E. Dunlop, *Obtaining module energy rating from standard laboratory measurements*, 17th European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 832-835, Munich, (2001).
44. D. Anderson, J. Bishop, E. Dunlop, *Energy rating of photovoltaic modules*, 16th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Glasgow, (2000).
45. R. P. Kenny, E. Dunlop, T. Sample, K. Reitz, D. Anderson, *Energy rating of diverse photovoltaic module technologies through indoor and outdoor characterisation*, PV Technologies to Energy Solutions Conference, pp. 788-791, Roma, (2002).
46. G. Friesen, D. Chianase, S. Rezzonico, A. Realini, N. Ceregheti, E. Burá, *Matrix method for energy calculations of PV modules*, PV Technologies to Energy Solutions Conference, pp. 639-642, Roma, (2002).
47. D. Chianase, S. Rezzonico, N. Ceregheti, A. Realini, *Energy rating of photovoltaic modules*, 17th European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 706-709, Munich, (2001).
48. E. Durán, M. Piliougine, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J.M. Andújar, *Different Methods to Obtain the I-V Curve of PV Modules: A Review*, Proceedings of the 33rd IEEE PVSC, San Diego, CA, (2008).
49. A.Q. Malik, S.J. Bin Haji Damit, *Outdoor testing of single crystal silicon solar cells*, Renewable Energy, 28, pp. 1433-1445, (2003).
50. M.M. Mahmoud, *Transient analysis of a PV power generator charging a capacitor for measurement of the I-V characteristics*, Renewable Energy, 31, pp. 2198-2206, (2006).

51. E.E. Van Dyk, A.R. Gxasheka, E.L. Meyer, *Monitoring current-voltage characteristics of photovoltaic modules*, IEEE PVSC, pp. 1516-1519, (2002).
52. E.E. Van Dyk, A.R. Gxasheka, E.L. Meyer, *Monitoring current-voltage characteristics and energy output of silicon photovoltaic modules*, Renewable Energy, 30, pp. 399-411, (2005).
53. F. Recart, H. Mäckel, A. Cuevas, R.A. Sinton, *Simple data acquisition of the current-voltage and illumination-voltage curves of solar cells*, IEEE WCPEC, pp. 1215-1218, (2006).
54. J. Muñoz, E. Lorenzo, *Capacitive load based on IGBTs for on-site characterization of PV arrays*, Solar Energy, 80, pp. 1489-1497, (2006).
55. Y. Kuai, S. Yuvarajan, *An electronic load for testing photovoltaic panels*, Journal of Power Sources, 154, pp. 308-313, (2006).
56. N. Forero, J. Hernández, G. Gordillo, *Development of a monitoring system for a PV solar plant*, Energy Conversion & Management, 47, pp. 2329-2336, (2006).
57. J. Salmon, R. Phelps et al., *Solar cell measurement system for NPS Spacecraft Architecture and Technology Demonstration Satellite NPSATI*, 17th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, (2003).
58. M.G. Gunvench, C. Gurcan et al., *Solar simulator and I-V measurement system for large area solar cell testing*, Proceedings of the 2004 American Society for Engineering Education Annual Conference & Exposition, (2004).

59. F. Recart, A. Cuevas, *Application of Junction Capacitance Measurements to the Characterization of Solar Cells*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 53, no. 3, (2006).
60. L.A. Hecktheuer, A. Krenzinger, C.W.M. Prieb, *Methodology for photovoltaic modules characterization and shading effects analysis*; Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences, 24(1), (2002).
61. J. Fernández-Reche, I. Cañadas et al., *PSA Solar furnace, A facility for testing PV cells under concentrated solar radiation*, Solar Energy Materials & Solar Cells, 90, pp. 2480-2488, (2006).
62. M. A. de Blas, J. L. Torres, E. Prieto, A. García, *Selecting a suitable model for characterizing photovoltaic devices*, Renewable Energy, 25, pp. 371-380, (2002).
63. F. Granek, T. Zdanowicz, *Advanced system for calibration and characterization of solar cells*, Opto-Electronics Review, 12(1), pp. 57-67, (2004).
64. JA. Eikelboom, M.J. Jansen, *Characterisation of PV modules of new generations, results of tests and simulations*. Netherlands Energy Research Foundation (ECN), Report code: ECN-C-00-067, (2000).
65. A. Luque, S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*, John Wiley & Sons, New York, (2003).
66. W. Keogh, A. Cuevas. *Simple Flashlamp I-V Testing of Solar Cells*, Proceedings of the 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 199-202, (1997).
67. F. Lipps, A. Zastrow, K. Burcher, *I-V Characteristics of PV Modules with a msec Flash Light Generator and a 2MHz Data Acquisition System*,

- Proceedings of 13th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, pp. 2274-2277, (1995).
68. M. Meusel, R. Adelhelm, F. Dimroth, A.W. Bett, W. Warta, *Spectral mismatch correction and spectrometric characterization of monolithic III-V multi-junction solar cells*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 10, no. 4, pp. 243-255, (2002).
69. ASTM International, *Standard Specification for Solar Simulation for Photovoltaic Testing*, ASTM Designation E 927-05 (2005).
70. International Electrotechnical Commission (IEC), *International Standard – Photovoltaic Devices – Part 9. Solar simulator performance requirements*, IEC 60904-9, Edition 2.0, (2007).
71. S. Singer, *Gyrators application in power processing circuits*, IEEE Trans. Ind. Electron., 34, (3), pp. 313–318, (1987).
72. S. Singer, *Loss-free gyrator realization*, IEEE Trans. Circuits and Systems, 35, (1), pp. 26–34, (1988).
73. R.W. Newcomb, *The semistate description of nonlinear time-variable circuits*, IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 28, no. 7, pp. 62-71, (1981).
74. S. Singer, *Realization of loss free resistive elements*, IEEE Trans. Circuits Syst., (1990)
75. R. Erickson, M. Madigan, S. Singer, *Design of a simple high power factor rectifier based on the flyback converter*. IEEE Applied Power Electronics Conference Record, pp. 792-801, (1990).
76. S. Singer, R. Erickson, *Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, pp. 37-43, (1992).

77. S. Singer, S. Ozeri, D. Shmilovitz, *A Pure Realization of Loss-Free Resistor*, IEEE Transc. On Circuits and Systems, vol.51, no. 8, pp. 1639–1647, (2004).
78. M. Ehsani, I. Husain, M. Bilgic, *Power converters as natural gyrators*, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 40, pp. 946–949, (1993).
79. R. Giral, L. Martines, J. Calvente, R. Leyva, E. Vidal-Idiarte, *Self oscillating interleaved boost regulator with loss-free resistor characteristic*, Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Systems, , pp. 825–828, (1997).
80. M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, F. C. Y. Lee, *Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 690–698, (1998).
81. C. Chang, M. A. Knights, *Interleaving techniques in distributed power conversion systems*, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 42, pp. 245–251, (1995).
82. S.Cuk, Z. Zhang, *Coupled-inductor analysis and design*, IEEE PESC, pp. 655-665, (1986).
83. A.F. Witulski, *Introduction to modelling of transformers and coupled inductors*, IEEE Transaction on Power Electronics, (1995).
84. L.H. Dixon, *High power factor preregulators for off-line power supplies*. Unitrode Power Supply Design Seminar, pp. 6.1–6.16, (1988).
85. R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, MA: Kluwer, , pp. 413–420, (2001)
86. C. Qiao, K. Smedley, *A topology survey of single-stage power factor corrector with boost type input-current-shaper cell*, Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. Expo. (APEC'00), vol. 1, pp. 460–467, (2000).

87. Z. Lai and K. M. Smedley, *A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse width modulator*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 501–510, (1998).
88. D. Maksimovic, Y. Jang, R.W. Erickson, *Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 578–584, (1996).
89. E. Erickson, M. Madigan, S. Singer, *Design of a simple high power-factor rectifier based on the flyback converter*, Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC'90), pp. 792–801, (1990).
90. M. Ehsani, I. Husain, and M. Bilgic, *Power converters as natural gyrators*, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 40, pp. 946–949, (1993).
91. N. Jayaram, D. Maksimovic, *Power factor correctors based on coupled-inductor SEPIC and CUK converters with nonlinear-carrier control*, IEEE APEC, (1998).
92. G. Spiazzi, L. Rosseto, *High-quality rectifier based on coupled-inductor Sepic topology*, IEEE PESC, (1994).
93. J. Chen, C. Chang, *Analysis and design of SEPIC converter in boundary conduction mode for universal-line power factor correction applications*, IEEE PESC, (2001).
94. J.M. Andújar, J.M. Enrique, E. Durán, M.A. Bohórquez, *Sistema para la generación automática de curvas I-V, P-V y monitorización de módulos fotovoltaicos*, Proc. XXV Jornadas de Automáticas. ISBN: 84-688-7460-4. Ciudad Real, (2004).
95. J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, M.A. Bohórquez, J.E. Carretero, *A new approach to obtain I-V and P-V curves of PV panels by using DC-DC converters*, Proc. of the 31st IEEE

- Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2005, Orlando, EEUU. pp. 1769-1772, January 3-7, (2005).
96. M.A. Bohórquez, J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.E. Carretero, J.M. Andújar, *Analysis and monitoring of failures in PV panels by means of I-V and P-V curves using DC-DC converters*, Proc. of the World Renewable Energy Congress , WREC 2005, Aberdeen, Scotland, UK. pp. 477-483, May 22-27, (2005).
97. E. Durán, F. Segura, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, *An Approach to Obtain the V-I Characteristic of Fuel Cells By Means of DC-DC Converters*, 34th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 2290-2295, (2008).
98. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andújar, *A New Application of the Buck-Boost-Derived Converters to Obtain the I-V Curve of Photovoltaic Modules*, IEEE Power Electronics Specialists Conference. Power Electronics Specialists Conference, pp. 413-417, (2007).
99. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J. M. Andújar, *A New Method to Obtain I-V Characteristics Curves of Photovoltaic Modules Based on Sepic and Cuk Converters*, EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal), vol. 18, Núm. 2, Pag. 5-15, (2008).
100. Landsman, *A Unifying Derivation of Switching dc-dc Converter Topologies*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 239-243, (1979).
101. J. White, W. Muldoon, *Two-Inductor Boost and Buck Converters*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 387-392 (1987).
102. R. Erickson, *Synthesis of Switched-Mode Converters*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 9-22 (1983).

103. R. Tymerski, V. Vorperian, *Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the use of Converter Cells*, Proc. IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 181-195 (1986).
104. D. Maksimovic, S. Cuk, *General Properties and Synthesis of PWM DC-to-DC Converters*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 515-525 (1989).
105. J. Wang; W.G. Dunford; K E. Mauch, *Synthesis of two-inductor DC-DC converters*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, pp. 1367-1373, (1997).
106. J.Chen, D. Maksimovic, R. Erickson, *Buck-Boost PWM Converters having two Independently controlled Switches*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 736-741, (2001).
107. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J. M. Andújar, *Comparative Analysis of Buck-Boost Converters Used to Obtain I-V Characteristic Curves of Photovoltaic* IEEE Power Electronics Specialists Conference. Power Electronics Specialists Conference, pp. 2036-2042, (2008).
108. R.P. Massey, E.C. Snyder, *High Voltage Single-Ended DC-DC Converter*, IEEE PESC, pp. 156-159, (1977).
109. S. Cuk, Z. Zhang, *Coupled-inductor analysis and design*, IEEE PESC, pp. 655-665, (1986).
110. E. Durán, J.M. Enrique, M.A. Bohórquez, M. Sidrach-de-Cardona, J.E. Carretero, J.M. Andújar, *A new application of the coupled-inductors SEPIC converter to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules* Proc. of 11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005, Dresden, Germany. pp. 123-130, September 11-14, (2005).

111. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Enrique, M.A. Bohórquez, J.E. Carretero, J.M. Andújar *New I-V Photovoltaic Curves Tracer Based on DC-DC Converters With Coupled Inductors*, Proceedings of 20th European Photovoltaic Solar Energy Conference . European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 2101-2104, ISBN: 3-936338-19-1, (2005).
112. A.F. Witulski, *Introduction to modelling of transformers and coupled inductors*, IEEE Transaction on Power Electronics, (1995).
113. B.A Miwa, *Interleaved conversion techniques for high density power supplies*, Ph D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge (1992).
114. O. Garcia, P.Zumel, A. de Castro, A. Cobos, *Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages*, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 21, pp. 578–586, May (2006).
115. R. Giral, L. Martínez-Salamero, S. Singer, *Interleaved converters operation based on CMC*, IEEE Trans. on Power Electron., vol. 14, pp. 643– 652, July (1999).
116. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, F. Segura, *An Application of Interleaved DC-DC Converters to Obtain I-V Characteristics Curves of Photovoltaic Modules*, 34th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 2284-2289, (2008).
117. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, *Interleaved DC-DC Converters to Obtain the I-V Characteristic Curve of photovoltaic Modules*, Proceedings of 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference. European Photovoltaic Solar Energy Conference, pp. 318-321, ISBN: 3-936338-22-1, (2007).

118. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, *Measuring the I-V Characteristic Curve of PV Generators*, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, Núm. 3, pp. 4-14, Septiembre 2009.
119. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, John Wiley & Sons-IEEE Press, (2003).
120. D. Maksimovic, R. Zane, R. Erickson, *Impact of digital control in power electronics*, Proc. of the 16th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, ISPSD'04. pp. 13- 22, (2004).
121. T. Gupta, R. Boudreaux, M. Nelms, J. Y. Hung, *Implementation of a fuzzy controller for DC-DC converters using an inexpensive 8-b microcontroller*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, no.5, pp. 661-669, (1997).
122. A.P. Dancy, R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan, *High-efficiency multiple-output DC-DC conversion for low-voltage systems*, IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 8, no.3, pp. 252-263, (2000).
123. A. V. Peterchev, S. R. Sanders, *Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters*, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 1, pp. 301-308, (2003).
124. J.M. Andújar, E. Durán, *Barrido y Control del Ciclo de Servicio en la Modulación PWM Mediante Microcontrolador: una Aplicación a los Generadores Fotovoltaicos*, Actas de las XXVII Jornadas de Automática, pp. 1224-1228. ISBN: 84-689-9417-0, (2006).
125. E. Durán, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, M. Ferrera, J. M. Andújar, *A New Application of Duty Cycle Sweep Based on Microcontroller to Obtain the I-V Characteristic Curve of Photovoltaic Modules*, IEEE

- International Conference on Industrial Technology, pp. 1023-1028, Chengdu, China,. (2008).
126. Agilent Technologies, *How to generate low Duty-Cycle Pulses with a Function Generator*, App. Note 1407, (1999).
127. Microchip Technology Inc., Reference Manual Section 14 Compare/Capture/PWM (CCP)-PICMicro Mid-Range MCU Family, (1997).
128. M. Palmer, Microchip Technology Inc., *Using the PWM*. App. Note 564, (1997).
129. E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J.M. Andújar, *Measurement method for PV modules based on DC-DC converters with microcontroller* Proc. of 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, España. pp. 1-10, Septiembre 8-10, (2009).
130. F. Segura, E. Durán, J.M. Andújar, *Design, building and testing of a stand alone fuel cell hybrid system*, Journal of Power Sources, vol. 193, Issue 1, pp. 276-2841, (2009).
131. E. Durán, J. M. Andújar, J. Galán, M. Sidrach-de-Cardona, *Methodology and Experimental System for Measuring and Displaying I-V Characteristic Curves of PV Facilities*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, disponible en internet, Junio, (2009).
132. *Renewable Energy World. Photovoltaic technology, performance manufacturing, cost and markets*, pp. 62. Renewable Energy World, James & James (Science Publishers) Ltd, (1999).

133. A.W. Bett, *Development of GaInP/GaAs Tandem Solar Cells on an Industrial Size MOVPE Reactor*, 16th. European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, Glasgow, United Kingdom, (2000).
134. M.A. Stan, D.J. Aiken, P.R. Sharps, N.S. Fatemi, F.A. Spadafora, J. Hills. *27.5% Efficiency InGaP/InGaAs/Ge advanced triple junction (ATJ) space solar cells for high volume manufacturing*, Proc. 29th. IEEE PVSC, (2002).
135. A.F. Hepp, S.G. Bailey, R.P. Raffaele, *Inorganic Photovoltaic Materials and Devices: Past, Present and Future*, NASA/TM—213341, (2005).
136. S.S. Sun, N.S. Sariciftici *Organic Photovoltaics. Mechanisms, Materials and Devices*, CRC Press., (2005).
137. S. Guha, Proceedings of 26th. IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 607, (1997).
138. T. Sasaki, *Deposition of microcrystalline silicon by electron beam excited plasma*, Solar Energy Materials & Solar Cells vol. 49, pp. 81, (1997).
139. M. Imaizumi, *Growth of microcrystalline silicon film by electron beam excited plasma CVD without hydrogen dilution*, 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, pp. 1758, Viena, (1998).
140. T. Ito, *Hydrogen content in microcrystalline silicon films formed by electron beam excited plasma CVD*, 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, pp. 774, Viena (1998).
141. E. Centurioni. *Tesis de Doctorado: Deposizione e Caracterizzazione di leghe de silicio nano-microcristallino ottenuto mediante VHF PECVD:*

- Applicazione a dispositivi fotovoltaici*, Università degli Studi di Bologna, Facoltà di Ricerca in Ingegneria dei Materiali, (1999).
142. G. Ambrosone, *Influence of R.F. Power on Optical, Electrical and Structural Properties of a-Si:H Alloy Grown in SiH₄+CH₄ and SiH₄+C₂H₂*, 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, pp. 770, Viena, (1998).
143. J.C. Plá, *Optimization of ITO for applications in a-Si/c-Si heterojunction solar cells*, Thin Solid Films, vol.1, pp. 185, (2002).
144. Y. Ashida, *Preparation of High Quality Wide Gap a-Si:H films an its Application to A-Si Solar Cells*, Conference Record, 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp. 452, Hawaii, (1994).
145. A. Gregg, R. Blieden, A. Chang, H. Ng, *Performance Analysis of Large Scale, Amorphous Silicon Photovoltaic Power Systems*, 31st IEEE, Photovoltaic Specialist Conference and Exhibition, Lake Buena Vista, Florida USA, (2005).
146. B.S. Richards, K.R. McIntosh, *Enhancing the Efficiency of Production of CdS/CdTe PV Modules by Overcoming Poor Spectral Response at Short Wavelengths Via Luminescence Down-Shifting*, 4th World Conference IEEE Photovoltaic Energy Conversion, vol. 1, pp.213, (2006).
147. R. Noufi, K. Zweibel, *High- Efficiency CdTe and CIGS Thin film Solar Cells: Highlights and Challenges*, WPEC4 Conference Paper, Hawaii, (2006).
148. U. Rau, H.W. Schock, *Electronic properties of Cu(In,Ga)Se₂ heterojunction solar cells-recent achievements, current understanding, and future challenges*. Applied Physics, vol. 69, pp. 131, (1999).

149. H.-W. Schock, R. Noufi, *CIGS-based solar cells for the next millennium*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 8, pp. 151, (2000).
150. B. Dimmlera, R. Wachter, *Manufacturing and application of CIS solar modules*, Thin Solid Films, (2007).
151. H. Spanggaard, F.C. Krebs, *A brief history of the development of organic and polymeric photovoltaics*, Solar Energy Materials and Solar Cells, vol. 83, pp. 125, (2004).
152. M. Grätzel, *Perspectives for dye-sensitized nanocrystalline solar cells*, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, vol. 8, 1, pp. 171-185, (2000).
153. C.J. Barbé, F. Arendse, P. Comte, M. Jirousek, F. Lenzenmann, V. Shklover, M. Grätzel, *Nanocrystalline titanium oxide electrodes for photovoltaic applications*, Journal of the American Ceramic Society, vol. 80, 12, pp. 3157-3171, (2005).
154. A. Zaban, A. Meier, B.A. Gregg, *Electric potential distribution and short range screening in nanoporous TiO₂ electrodes*, Journal Phys. Chem. B, vol. 101, 40, pp.7985-7990, (1997).
155. Underwriters Laboratories. Oficinas centrales en: Inc.333 Pfingsten Road. Northbrook, IL 60062-2096 USA. <http://www.ul.com>.
156. IEEE Operations Center. 445 Hoes Lane, Piscataway, New Jersey.08854-1331 USA. Un listado de normas puede encontrarse en la direccion de internet: <http://standards.ieee.org>.
157. Joint Research Centre of the European Commision, TP 263, Via Fermi, I 21020 Ispra (VA). <http://es.jrc.cec.eu.ent>.

158. Annual book of ASTM standards. Section Twelve. Nuclear, Solar, and Geothermal Energy. Volume 12.02: Nuclear (I), Solar, and Geothermal Energy (2002).

Índice Alfabético

A.

ABM	137
Air Mass	21
Albert Einstein	24
Alexander Edmund Becquerel	23
Arrays.....	30

B.

Band Gap	33
----------------	----

C.

Calvin Fuller	24
Características $I-V$	32
Características $P-V$	32
Células de primera generación.....	39
Células de segunda generación	40
Células de tercera generación	41
Células CIS	38
Células CIGS	38
Células multiunión	41
Célula solar de película delgada	25
Célula solar de Silicio Amorfo	38
Célula solar de Silicio (mono y policristalino)	38
Célula solar de Silicio (mono y policristalino)	38
Condiciones estándares.....	57
Constante de Boltzmann	31
Convertidores CC/CC	80
Convertidor CSC.....	123

Convertidor Cuk	103
Convertidor elevador	90
Convertidor Flyback	124
Convertidor reductor.....	82
Convertidor reductor-elevador.....	97
Convertidor SEPIC	104
Convertidor Zeta	106
Ciclo de Carnot	39
Circuito equivalente de una célula solar	31
D.	
Daryl Chapin.....	24
División espectral	41
DCS.....	149
DSP	149
E.	
Ecuación de Shockley.....	32
Eficiencia de una célula	33
F.	
Factor de cancelación	139
G.	
Gerald Pearson	24
Girador	107
H.	
Hoffman Electronic	25
I.	
Inductores acoplados.....	133
Intercalado de convertidores.....	139
IOM.....	140
J.	
John Bardeen.....	24

L.

Lewis Research Center..... 26

M.

Max Planck..... 23
Método capacitivo..... 63
Método con amplificador de potencia 66
Método con carga de 4 cuadrantes..... 68
Método de carga electrónica 65
Método de resistencia variable 62
Microcontrolador 149
Modelo Matlab/Simulink..... 118
Modelo en T..... 135
MPPT 80

P.

Planta solar de Olmedilla de Alarcón 30
PFC 112
PWM 80

R.

R. E. Day..... 23
Resistencias de pérdidas 31

S.

Semiconductores..... 34
Simuladores solares 71
Sistema aislado 50
Sistema centralizado 52
Sistema distribuido 51
SOM..... 143

T.

Termalización..... 41

V.

VR.....139

W.

Walter Brattain..... 24
William Shockley 24
Willoughby Smith..... 23
W. G. Adams 23