Universidad
Politécnica
de Cartagena

TESIS DOCTORAL

Propuesta y validación de nuevos
modelos de módulo e inversor para
la simulación eléctrica de instalaciones
FV acopladas a red

2015

JAVIER GUERRERO PÉREZ

Universidad
Politécnica
de Cartagena

TESIS DOCTORAL

Propuesta y validación de nuevos
modelos de módulo e inversor para
la simulación eléctrica de instalaciones
FV acopladas a red

Programa de Doctorado en Energías Renovables

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Director

ÁNGEL MOLINA GARCÍA

Autor

JAVIER GUERRERO PÉREZ

2015

**CONFORMIDAD DE SOLICITUD DE AUTORIZACIÓN DE DEPÓSITO DE
TESIS DOCTORAL POR EL/LA DIRECTOR/A DE LA TESIS**

D./D^a.---ÁNGEL MOLINA GARCÍA--- Director/a de la Tesis doctoral ---
**Propuesta y validación de nuevos modelos de módulo e inversor para la simulación
eléctrica de instalaciones FV acopladas a red**

INFORMA:

Que la referida Tesis Doctoral, ha sido realizada por D/D^a.----JAVIER GUERRERO
PÉREZ---, dentro del programa de doctorado ---ENERGÍAS RENOVABLES---, dando mi
conformidad para que sea presentada ante la Comisión de Doctorado para ser autorizado su
depósito.

La rama de conocimiento en la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- ☐ Ciencias
- ☐ Ciencias Sociales y Jurídicas
- ☒ **Ingeniería y Arquitectura**

En Cartagena, a 30 de JULIO de 2015

E LA TESIS

Fdo.: ÁNGEL MOLINA GARCÍA

COMISIÓN DE DOCTORADO

**CONFORMIDAD DE DEPÓSITO DE TESIS DOCTORAL
POR LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA**

D/Dª. -ANTONIO URBINA YEREGUI -----,
Presidente/a de la Comisión Académica del Programa de Doctorado en ENERGÍAS
RENOVABLES.

INFORMA:

Que la Tesis Doctoral titulada, “--**Propuesta y validación de nuevos modelos de módulo e inversor para la simulación eléctrica de instalaciones FV acopladas a red-**”, ha sido realizada, dentro del mencionado programa de doctorado, por D/Dª.--JAVIER GUERRERO PÉREZ--,

bajo la dirección y supervisión del Dr/ Dra.--ÁNGEL MOLINA GARCÍA-.

En reunión de la Comisión Académica de fecha 28 de Abril de 2015 , visto que en la misma se acreditan los indicios de calidad correspondientes y la autorización del Director de la misma, se acordó dar la conformidad, con la finalidad de que sea autorizado su depósito por la Comisión de Doctorado.

La Rama de conocimiento por la que esta tesis ha sido desarrollada es:

Ciencias
Ciencias Sociales y Jurídicas
×Ingeniería y Arquitectura

En Cartagena, a 28 de Abril de 2015

EL PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA

Fdo:-

COMISIÓN DE DOCTORADO

A Sonia, siempre luz entre las sombras.

*Para mis cuatro ahijados: Sonia, Óscar, Sofía y África.
Espero contribuir a dejaros un mundo más habitable.*

Agradecimientos

I will high with a little help of my friends"

John Lennon - Paul McCartney

Tengo la satisfacción de presentar una tesis cuyas páginas se escriben con nombres propios, escondiendo un ejército de actores que día a día han dado su soporte. Porque todo comenzó con la iniciativa de *Juan Tudela*, orquestando la beca predoctoral que la Fundación Séneca concediera, pero fue posible gracias a la paciencia infinita de *Ángel Molína*, y su tesón para enseñarme a expresar las certezas obtenidas. Eternamente agradecido.

Inestimable la participación de toda mi familia laboral, pues tuve a mi alrededor el equipo de ingeniería que toda oficina quisiera. Y porque contagiado de su empeño, aprendí más de lo que estudiar pudiera, en especial agradezco: a *Paco Espín* la voz de la experiencia, a *Joaquín Martínez* ser mi padre ingenieril, a *Chema Lozano* las experiencias. A mis primos Juanjo, Fernando y Béjar su comprensión, y a mi hermano *Juan Mateo*, todo, porque a la bondad de su persona debo, además de una tesis, vida y media.

Más aún tengo que agradecer, y quizá pedir perdón por ello, a las actrices que compartieron su almohada con esta investigación: a *Diana* su acentuación, el color de *Ana* en los diagramas y a *Sonia* la sonrisa incondicional, porque esta tesis es por y para ella.

Este camino también cuenta con muchos compañeros de viaje que prestaron su aliento y recursos para culminar la redacción de este documento. Crucial la aportación de: Manuel Molína, Carlos, Luisa y los parroquianos del Natsun, así como la cobertura y entusiasmo de: Ricardo, Marga, el G5 y la familia Mazarrón. Mas recordando a bastantes más, uno a uno mencionar no debo, rogando me disculpe al resto, de corazón a todos se lo agradezco.

Reconocimiento también para mis padrinos, el de verdad y a los que veinticinco años atrás, prendieron en mí la chispa de la electricidad: a mi *Padre* y al *primo Juan*. También para *Pepe Rico* por el regalo de mi primera placa solar y, por su puesto *Juan Ignacio Rico*, el más sabio de los consejeros.

Y como en toda buena historia, lo mejor viene al final, aunque desde el principio siempre está, le agradezco todo sin pluralizar:

a mi Madre, que no hay otra igual.

Resumen

Con el objetivo de modelar el comportamiento eléctrico de las plantas Fotovoltaicas (FV) conectadas a red, llevamos a cabo un repaso de las propuestas para el modelado eléctrico tanto de módulos como de inversores FV presentadas hasta la fecha. En el primer caso, ésta revela que los Modelos de Doble Diodo y de Único Diodo tradicionalmente utilizados con módulos de Silicio Cristalino presentan ciertas dificultades en su aplicación a módulos comerciales de otras tecnologías FV. Cabe mencionar además, que dichos modelos utilizan expresiones implícitas para caracterizar la curva I-V del módulo FV, motivo por el cual, la simulación de plantas FV formadas por una gran cantidad de módulos acarrea un consumo de recursos computacionales considerable, que puede resultar excesivo para los equipos informáticos actuales.

En este trabajo procedemos inicialmente a aplicar las propuestas más representativas al modelado de un módulo comercial de Telururo de Cadmio (CdTe), comparando los resultados con datos medidos en una planta FV conectada a red. Las dificultades encontradas en dicha tarea ponen de manifiesto la conveniencia de desarrollar nuevos modelos de módulos FV que superen, entre otros, los problemas de convergencia, exactitud y alto coste computacional, asociados a la simulación de las soluciones existentes. Como respuesta a tal necesidad, proponemos un Modelo eléctrico de módulo FV basado en una función Simétrica Desplazada de la curva de Gompertz (SSGM), el cual permite simular la curva I-V de un módulo FV comercial mediante una expresión explícita. El modelo desarrollado es aplicado y validado para módulos comerciales de Silicio Policristalino (Solon Blue P220/6+) y CdTe (First Solar Series 2 270), comprobando su bondad con la medida de las condiciones de explotación de dos plantas FV conectadas a red durante un año. Asimismo, establecemos un procedimiento de estimación de los tres parámetros del modelo a partir de la información de sus hojas de características, facilitando su aplicación a módulos comerciales. Los resultados obtenidos muestran una estimación satisfactoria del punto de máxima potencia, reduciendo sustancialmente el consumo de recursos en comparación con contribuciones anteriores.

Por otra parte, la simulación eléctrica de inversores FV comerciales de conexión a red presenta mayores inconvenientes. En este caso, no encontramos propuestas que permitan la simulación del funcionamiento autónomo del inversor FV en función de la información obtenida en sus bornes de conexión. Si bien existe la posibilidad de caracterizar individualmente el comportamiento de sus diferentes etapas mediante la combinación de diferentes propuestas, la simulación de este tipo de modelado plantea una serie de dificultades, como el excesivo consumo de recursos computacionales y la necesidad de información específica sobre el diseño de la máquina. Con objeto de superar estos inconvenientes, proponemos un modelo eléctrico de inversor desarrollado mediante la aplicación de técnicas comportamentales. El Modelo Comportamental (BM) presentado en esta tesis permite simular el comportamiento de inversores FV ante distintas condiciones de tensión de red, teniendo en cuenta a su vez, la curva I-V de los módulos FV caracterizada con el SSGM. Establecemos asimismo un método de estimación de los parámetros del modelo, que facilita la aplicación del modelo a partir de la información de la hoja de características y una serie de sencillas medidas en los bornes del inversor, las cuales pueden ser tomadas en una planta FV en operación sin realizar ninguna modificación de la instalación. En comparación con contribuciones anteriores, este aspecto representa un importante valor añadido a nuestra propuesta, ya que de esta manera, evitamos la necesidad de información específica sobre el diseño interno del equipo, facilitando por tanto su aplicación a inversores comerciales.

Utilizando datos medidos en plantas FV conectadas a red, el modelo propuesto es aplicado y validado bajo las condiciones reales de explotación de dos inversores comerciales monofásicos (SMA SunnyBoy 3800 y Sunny Mini-Central 7000 HV), así como un inversor trifásico cuyas fases pueden ser caracterizadas de manera independiente (Sunways NT10000). En comparación con datos medidos, los resultados de simulación muestran una estimación satisfactoria de la corriente inyectada ante cambios de potencia del inversor, así como una primera aproximación de su contenido armónico en régimen permanente. De esta manera, la consideración de aspectos como con la variación dinámica del rendimiento, el rizado en la tensión DC, así como la respuesta del inversor ante eventos y perturbaciones de la red, permiten caracterizar el comportamiento del equipo con el BM, alcanzando mayor exactitud que contribuciones anteriores con necesidades de recursos similares.

En conclusión, la combinación del BM con el SSGM permite simular la operación de un sistema FV con un nivel de precisión satisfactorio, manteniendo a su vez un consumo de recursos computacionales reducido. Teniendo en cuenta además, su carácter polivalente y la accesibilidad de la información necesaria para su aplicación, ambas contribuciones suponen unas herramientas muy versátiles para caracterizar el funcionamiento de plantas FV compuestas por un número considerable de módulos e inversores FV comerciales.

Abstract

With the aim of modeling the electrical behavior of grid-connected PV plants, a bibliography research considering both PV module and inverters modeling proposals is carried out. Regarding the former, Double Diode Models (DDM) and Single Diode Models (SDM) have been traditionally considered as the common solution to model Crystalline Silicon PV modules. However, modeling commercial PV modules based on other technologies with these approaches presents some drawbacks. In addition, these modeling adjustments of I-V curve is carried out by employing an implicit expression. This aspect should be considered in the simulation of those PV plants which involve a huge amount of modules. In these cases, computational resources needed cannot be assumed by current computer equipment.

Within the labor of our research, a commercial CdTe PV module is modeled by using several DDM and SDM approaches, comparing simulation results with real grid-connected PV plants measured data. High computational time costs, convergence problems in parameter estimation process, and other drawbacks have been found in order to carry out this task, bringing out the convenience of developing new approaches. With the aim of overcoming current contribution disadvantages, a new solar module modeling for PV applications based on a Symmetrized Shifted Gompertz curve (SSGM) is presented in this Phd. thesis. This model allows to simulate the I-V curve of PV modules by an explicit expression as a function of three parameters. The proposed model is assessed for two commercial modules based on Polycrystalline Silicon (Solon Blue P220/6+) and CdTe (First Solar Series 2 270) technologies respectively, by using real conditions working data measured during a year in two grid-connected PV plants. Moreover, an estimation parameter protocol based on datasheet information is suggested, providing a useful application method for commercial PV modules. From the comparison of the results with measured data, it is deduced that SSGM shows a suitable accuracy and a significant reduction of the simulation computational time cost compared with previews contributions.

Regarding grid-connected PV inverter modeling, inquired contributions do not propose a solution to simulate inverter self-reliant behavior as a function of its electrical-terminals information. It should be taken into consideration that modeling inverter parts independently by using current contributions presents some disadvantages. This process requires specific information about the inverter internal design, often unavailable for commercial inverters. Furthermore, simulation of this modeling demands high computational resources, which can be excessive in current computers. With the aim of overcoming these drawbacks, a PV grid-connected inverter electrical Behavioral Model (BM) is developed by using behavioral techniques. The presented solution allows to simulate the behavior of PV inverter over several grid voltage conditions, considering the PV module operation as well. In this case, module curves are modeled as a function of Irradiance and Temperature according to SSGM. Moreover, an assessment model parameter protocol by using datasheet information and easy-taken measurements is proposed as well. These measurements can be taken from the inverter electrical-terminals during the operation in a PV plant, without disturbing the facility. This protocol presents an important advantage of this approach, since specifically design inverter information requirements demanded in previous contributions are then avoided.

Proposed inverter BM is assessed for two single-phase PV inverters (SMA SunnyBoy 3800 and Sunny MiniCentral 7000 HV), as well as a three-phase PV inverter (Sunways NT10000), taking into account that the latest behavior can be assumed as a single-phase one. This assessment is carried out by using data measurements from grid-connected PV plants, and therefore, real PV plant operation conditions. In comparison with measurements, the results offer an accurate injected current estimation, as well as a first approach of its harmonic content. Finally, computational time cost of simulation process is compared with previous contributions. Taking into consideration the dynamic modeling of efficiency, DC voltage ripple and inverter behavior under grid disturbances, it is concluded that this contribution models the behavior of commercial PV inverters in a more complete way, as well as reaching higher accuracy than previous contributions with comparable simulation computing resources requirements.

In conclusion, the combination of both SSGM and BM allows to simulate the PV system operation with suitable results, maintaining low computational resources requirements. Consequently, and considering their advantages for modeling commercial devices, they represent useful tools for the simulation of PV plants that involve a considerable amount of PV modules and inverters.

Índice

Agradecimientos	v
Resumen	vii
Nomenclatura	xxvii
0.1. Criterio de notación decimal	xxvii
0.2. Acrónimos y definiciones	xxvii
0.3. Nomenclatura de las variables empleadas	xxx
1. Planteamiento y objetivos de la tesis	1
1.1. Escenario energético actual	2
1.1.1. Prefacio	2
1.1.2. Cambio del modelo energético	3
1.1.3. Fomento de las EERR en España	6
1.2. Integración de las EERR en el SEP	9
1.2.1. Cambio en el mix de generación eléctrica	9
1.2.2. Las EERR en el mercado diario de la electricidad . . .	11
1.2.3. Gestionabilidad de las plantas FV: pronóstico de pro- ducción	12
1.2.4. Respuesta de las plantas FV ante perturbaciones del SEP	16
1.2.5. Requerimientos de los modelos para la simulación de plantas FV	18
1.3. Motivación y objetivos de la tesis	22
1.3.1. Motivación	22
1.3.2. Objetivos	24

2. Estado del arte y Necesidades	25
2.1. Modelado eléctrico de módulos FV	26
2.1.1. Generalidades.	26
2.1.2. Modelo de Doble Diodo (DDM)	29
2.1.3. Modelo de un Solo Diodo (SDM)	32
2.1.4. Otros modelos propuestos	35
2.2. Modelado de tecnologías FV diferentes al c-Si	36
2.2.1. Propuestas existentes	36
2.2.2. Elección de la tecnología de CdTe	39
2.2.3. Problemática en la aplicación de SDM y DDM a un módulo comercial de CdTe.	42
2.2.4. Resultados contrastados con datos de campo	45
2.3. Requerimientos para un nuevo modelo de módulo FV	48
2.3.1. Limitaciones de los modelos existentes	48
2.3.2. Especificaciones para el desarrollo de un nuevo modelo de módulo FV	52
2.4. Modelado eléctrico de inversores FV acoplados a red	54
2.4.1. Generalidades	54
2.4.2. Modelado de inversores FV	57
2.4.3. Aplicación de técnicas comportamentales al modelado de convertidores DC-AC	59
2.5. Requerimientos para un nuevo modelo de inversor FV	61
2.5.1. Necesidades de los modelos de inversores FV para la simulación de plantas FV	61
2.5.2. Limitaciones de los modelos existentes	65
2.5.3. Especificaciones para el desarrollo de un nuevo modelo	67
3. Modelo de módulo FV basado en funciones de Gompertz.	69
3.1. Descripción general del modelo propuesto.	70
3.1.1. Aplicación de curvas de Gompertz al modelado de mó- dulos FV	70
3.1.2. Parametrización del modelo	72
3.1.3. El Modelo de Gompertz Simétrico Desplazado (SSGM) propuesto	75
3.2. Caracterización de la curva I-V de módulos comerciales.	76

3.2.1.	Ajuste de la curva I-V de un módulo FV con SSGM	76
3.2.2.	Comprobación con datos de fabricante	78
3.3.	Integración del SSGM en aplicaciones prácticas.	83
3.3.1.	Procedimiento de estimación de parámetros en función de G y T.	83
3.3.2.	Procedimiento de Simulación	85
3.3.3.	Modelado eléctrico de un modulo FV con SSGM	87
3.4.	Evaluación del SSGM con datos de campo para p-Si y CdTe.	91
3.4.1.	Obtención de datos en plantas FV	91
3.4.2.	Procedimiento de evaluación del modelo	99
3.4.3.	Resultados para el módulo de p-Si Solon Blue P220/6+.	102
3.4.4.	Resultados para el módulo de CdTe First Solar Series 2.	106
3.5.	Comparativa con contribuciones anteriores	110
3.5.1.	Diferencias con respecto a los modelos DDM y SDM	110
3.5.2.	Diferencias con respecto a los modelos contemporáneos	116
4.	Modelo de inversor FV basado en metodología comportamental	117
4.1.	Introducción al modelado comportamental de inversores FV	118
4.1.1.	Técnica de modelado comportamental	118
4.1.2.	Modelo comportamental propuesto	119
4.2.	Modelado del Bloque eléctrico	123
4.2.1.	Circuito equivalente del BM	123
4.2.2.	Etapa de Pérdidas	125
4.2.3.	Etapa Filtro DC	127
4.2.4.	Etapa de Conversión de Potencia	128
4.2.5.	Etapa Filtro AC	130
4.2.6.	Etapa Transformador	132
4.3.	Desarrollo del Bloque de control	134
4.3.1.	Estrategia de control	134
4.3.2.	Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (Sistema MPPT)	140
4.3.3.	Control de la Etapa de Potencia I: Lazo de Control de Tensión DC (VCL).	144

4.3.4.	Control de la Etapa de Potencia II: Lazo de Control de Corriente inyectada (CCL)	150
4.3.5.	Observador de red	153
4.4.	Aplicación del BM a inversores FV comerciales.	157
4.4.1.	Generalidades	157
4.4.2.	Requerimientos de información y toma de medidas . . .	159
4.4.3.	Estimación de parámetros del Bloque Eléctrico	162
4.4.4.	Estimación de parámetros del Bloque de Control . . .	169
4.4.5.	Análisis de sensibilidad de los parámetros	185
4.5.	Evaluación del BM con datos de campo.	191
4.5.1.	Obtención de datos de funcionamiento de plantas FV .	191
4.5.2.	Especificaciones para la simulación	193
4.5.3.	Resultados comparados con datos medidos	195
4.6.	Comparativa con contribuciones anteriores	203
4.6.1.	Generalidades	203
4.6.2.	Comparación de Resultados obtenidos	204
4.6.3.	Análisis del coste computacional de la simulación . . .	208
5.	Conclusiones, aportaciones y trabajos futuros	209
5.1.	Conclusiones y aportaciones	210
5.1.1.	Propuesta de un nuevo modelo de módulo FV	210
5.1.2.	Propuesta de un nuevo modelo de inversor FV de conexión a red	211
5.1.3.	Validación de los modelos propuestos con datos de campo	213
5.2.	Trabajos futuros	214
5.2.1.	Aplicación y validación del SSGM a módulos basados en otras tecnologías FV	214
5.2.2.	Ampliación del BM para el modelado de inversores FV de otras tipologías	214
5.2.3.	Modelado de una planta FV completa y simulación con modelo de red eléctrica	215
5.3.	Publicaciones y trayectoria profesional	218
5.3.1.	Publicaciones científicas	218
5.3.2.	Experiencia investigadora y profesional	221

A. Desarrollos matemáticos modelado de módulos FV	223
A.1. Modelado eléctrico de módulos FV	223
A.2. Modelado eléctrico de matrices de módulos FV	226
A.3. Estimación de los puntos característicos de la curva I-V . . .	230
A.3.1. Adecuación de los puntos característicos a T	231
A.3.2. Adecuación de los puntos característicos a G	231
B. Propuestas más representativas de DDM y SDM.	233
B.1. Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)	234
B.1.1. Deducción de las expresiones matemáticas del DDM12	235
B.1.2. Procedimiento de estimación de parámetros DDM12 .	237
B.2. Modelo Doble Diodo 9 Parámetros (DDM9)	239
B.2.1. Deducción de las expresiones analíticas y estimación de parámetros DDM9	243
B.3. Modelo de un Solo Diodo de 7 parámetros (SDM7)	248
B.3.1. Deducción matemática y estimación de parámetros SDM7	251
B.4. Modelo de un Solo Diodo de 5 parámetros (SDM5)	259
C. Modelado del Módulo FS270 con SDM y DDM	261
C.1. Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)	261
C.2. Modelo de Doble Diodo de 9 parámetros (DDM9)	264
C.3. Modelo de Único Diodo de 7 parámetros (SDM7)	266
C.4. Modelo de Único Diodo de 5 parámetros (SDM5)	268
D. Deducciones matemáticas del Bloque Eléctrico del BM.	271
D.1. Etapa de Pérdidas I: Corriente de pérdidas	272
D.1.1. Filtro DC: Pérdidas en un Condensador	272
D.1.2. Etapa de Conversión de Potencia: Perdidas en un con- vertidor DC-AC	272
D.1.3. Filtro AC: Pérdidas en un filtro LCL	275
D.1.4. Transformador de aislamiento	276
D.1.5. Consumos del inversor	276
D.1.6. Pérdidas eléctricas agregadas	277
D.2. Etapa de Pérdidas II: Parámetros	278
D.3. Etapa Filtro DC	279

D.4. Etapa de Conversión de Potencia	282
D.5. Etapa Filtro AC	284
D.6. Etapa Transformador: Dimensionado y estimación de r_t	287
E. Deducciones matemáticas del Bloque de Control del BM.	289
E.1. Sistema MPPT I: Algoritmo MPPT	289
E.2. Sistema MPPT II: Estimación de Parámetros	290
E.3. Sistema de Control Etapa de Potencia I: Diseño VCL	292
E.4. Sistema de Control Etapa de Potencia II: Controlador VCL	295
E.5. Sistema de Control Etapa de Potencia III: CCL	298
E.6. Observador de Red	300
F. Detalles técnicos de los equipos empleados	301
F.1. Toma de medidas	301
F.1.1. Descripción del Adquisidor de datos	301
F.1.2. Medida de Tensión e intensidad DC	306
F.1.3. Medida de Irradiación	307
F.1.4. Medida de Temperatura	307
F.2. Hojas de características de los equipos Modelados	309

Índice de figuras

1.1. Demanda energética mundial	4
1.2. Previsión de generación eléctrica hasta 2040	6
1.3. Potencia instalada a 31/12/2012	9
1.4. Evolución de la energía adquirida en Régimen Especial	10
1.5. Métodos para la estimación de producción de una planta FV.	13
1.6. Estimación de producción con modelo de planta FV.	15
1.7. Ejemplo de distribución de G heterogénea en el generador FV.	19
2.1. Circuito equivalente de célula FV DDM.	27
2.2. Curva I-V completa de una célula FV	27
2.3. Circuito equivalente del DDM de módulo FV.	29
2.4. Circuito equivalente del SDM de módulo FV.	32
2.5. Comparación de curva I-V de un módulo de CdTe con SDM.	38
2.6. Eficiencia cuántica de un módulo de m-Si y un módulo de CdTe	40
2.7. Variación del rendimiento del módulo de CdTe en función de G	41
2.8. Estimación de Curva I-V del CdTe con DDM y SDM.	46
2.9. Estimación de Curva P-V del CdTe con DDM y SDM.	47
2.10. Estrategia de simulación para el modelo SDM7.	51
2.11. Generador FV con distribución de G heterogénea.	52
2.12. Estructura del variador de frecuencia y del inversor FV	55
2.13. Estructura típica de un inversor FV acoplado a red.	56
2.14. Evolución de P_{ac} con respecto a G	61
2.15. Tensión en bornes del los inversores en una planta FV	63
3.1. Ejemplo de curva estándar de Gompertz	70
3.2. Deducción gráfica del SSGM.	72

3.3. Aplicación del SSGM a un módulo FV	75
3.4. Ajuste del SSGM con <code>nls</code> en <code>R</code>	77
3.5. Esquema de comprobación del ajuste de la curva I - V con SSGM.	79
3.6. Comparación de Curva I - V del SSGM con valores de fabricante (FS270)	81
3.7. estimación de parámetros en función de (G, T)	84
3.8. Procedimiento de simulación del SSGM	86
3.9. Modelado de un sistema FV acoplado a red.	87
3.10. Variación del punto de trabajo de un módulo FV	88
3.11. Modelo eléctrico de módulo FV implementado con SSGM.	89
3.12. Estrategia de simulación del SSGM.	90
3.13. Ejemplo de toma de medidas en huerto solar: Planta C.	92
3.14. Descarga de datos del analizador en planta C.	93
3.15. Medios técnicos para la adquisición de datos.	95
3.16. Toma de medidas en una instalación FV sobre cubierta	96
3.17. Extracto del informe de datos registrados en la planta D.	97
3.18. Extracto del informe de datos filtrados de la planta C	98
3.19. Procedimiento de evaluación del SSGM con datos medidos.	99
3.20. Ejemplo de curvas P - V estimadas con distinto nivel de precisión	101
3.21. Resultados de simulación con SSGM de un día con intervalos nubosos para SOLONP220	103
3.22. Resultados de simulación con SSGM de un día de G cambiante para SOLONP220.	104
3.23. Comparación de Curvas I - V del SSGM y datos medidos para SOLONP220	105
3.24. Descarga de datos en Planta D.	106
3.25. Resultados de simulación con SSGM de un día claro para FS270	107
3.26. Resultados simulación con SSGM de un día de G cambiante para FS270	108
3.27. Comparación de Curvas I - V del SSGM y datos medidos para FS270.	109
3.28. Comparación de curvas I - V estimadas para el módulo de Cd-Te FS270 con distintos modelos, con los valores del fabricante.	111
4.1. Simulación de un sistema FV acoplado a red.	119

4.2. Esquema general del Modelo Comportamental.	120
4.3. Bloque eléctrico del BM.	123
4.4. Circuito equivalente del inversor FV.	124
4.5. Modelado de la Etapa de Pérdidas.	126
4.6. Curva de rendimiento del inversor SMC7000	126
4.7. Modelado de la etapa Filtro DC.	127
4.8. Modelado de la Etapa de Conversión de Potencia	129
4.9. Modelado de la etapa Filtro AC.	131
4.10. Circuito equivalente de la etapa Transformador del BM.	133
4.11. Parámetros BM del Bloque eléctrico.	133
4.12. Sistema de control del BM.	134
4.13. Estrategia de control del BM.	137
4.14. Bloque de control del BM.	138
4.15. Sistema MPPT implementado en BM.	140
4.16. Diagrama de flujo del algoritmo de MPPT el escalador	142
4.17. Diagrama de flujo de la función Límite V_{dc}^{min}	143
4.18. Bloque de control del BM.	145
4.19. Lógica del la función Limite I_{ac}	147
4.20. Transmisión del rizado de V_{dc} a I_{ac}^{ref}	149
4.21. Esquema del sistema VCL completo.	149
4.22. Diagrama de control del CCL y su planta (Bloque Eléctrico)	151
4.23. Lazo de Control de Corriente implementado en BM.	152
4.24. Contenido del <i>Observador de Red</i>	153
4.25. Función <i>Relés</i> V_{ac}	155
4.26. Diagrama de flujo del relé mínima tensión.	156
4.27. Parámetros BM de los Bloques de Control y Eléctrico.	156
4.28. Procedimiento de estimación de parámetros.	157
4.29. Ejemplo de toma de medidas en inversor SMC7000	158
4.30. Medida de Operación Estable de V_{dc} en SMC7000	160
4.31. Medida de Operación Estable de I_{ac} en SMC7000.	160
4.32. Parámetros BM del Bloque Eléctrico.	162
4.33. Ajuste de la curva de rendimiento del inversor SB3800	164
4.34. Estimación de C_{eq} de la <i>Medida de operación estable</i> de V_{dc}	165

4.35. Parámetros BM de Bloque de Control.	169
4.36. Medida de operación estable en inversor SMC7000.	172
4.37. Medida del Arranque del inversor SB3800.	176
4.38. Estimación de parámetros del controlador PI VCL: Opción con medidas AC y con medidas DC.	179
4.39. Selección de parámetros del VCL en función de medidas DC .	181
4.40. Selección de parámetros del VCL en función de medidas AC .	182
4.41. Contenido armónico de I_{ac} con distintas opciones de control .	183
4.42. Comparación de I_{ac} simulada con BM a distintas regulaciones de CCL. Ejemplo para inversor SB3800.	187
4.43. Simulación de I_{ac} con BM para distintos valores de $FeedFW$	188
4.44. Contenido armónico de I_{ac} con distintas regulaciones del VCL	189
4.45. Toma de medidas en campo. Inversor NT10000	192
4.46. Evolución de V_{dc} e I_{ac}^{rms} simuladas durante un cambio en V_{dc}^{ref} para el inversor SMC7000. Comparación con datos medidos. .	196
4.47. Diferencia entre estimación BM y medidas para SMC7000. . .	197
4.48. Respuesta de SB3800 a variaciones de tensión de red medidas en planta D	198
4.49. Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor SB3800 . .	200
4.50. Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor SMC7000.	201
4.51. Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor NT10000 .	201
4.52. Respuesta de $I_{ac}(t)$ ante una bajada de V_{ac} para SB3800. . .	202
4.53. Estrategia de Control basada en propuesta por Ropp	203
4.54. Comparación de evolución de I_{ac}^{rms} simulada con BM y RCS .	204
4.55. Comparación de $\hat{I}_{ac}$ medida y estimada con BM y RCS	206
4.56. Comparación del THD de $I_{ac}(t)$ medida y estimada con BM y RCS, inversores SB3800 y SMC7000.	207
5.1. Modelado completo de una planta FV conectada a red.	217
A.1. Esquema eléctrico de un módulo con n células en serie y p en paralelo.	224
A.2. Simplificación del circuito equivalente.	224
A.3. Circuito equivalente del modelo de módulo FV.	224
A.4. Esquema eléctrico de una matriz de módulos FV con p strings de n módulos en serie.	227

A.5. Curva I-V de un string de n módulos en serie.	228
A.6. Aplicación del SSGM a una matriz de módulos FV.	229
B.1. Circuito equivalente de modelos de módulo DDM.	233
B.2. Circuito equivalente de célula FV SDM.	233
B.3. Simulación del DDM9 para condiciones de G y T variables. . .	242
B.4. Estimación de parámetros del DDM9 en STC.	244
B.5. Proceso de estimación de parámetros del SDM7 a STC. . . .	249
B.6. Estimación de parámetros del SDM7 para G y T variables. . .	255
B.7. Procedimiento de simulación del SDM7 para condiciones de G y T variables.	258
B.8. Circuito equivalente de módulo FV del SDM5	259
C.1. Estimación DDM12 de curvas I-V y P-V del FS270 para dis- tintas G y T	263
C.2. Estimación DDM9 de curvas I-V y P-V del FS270 para dis- tintas G y T	265
C.3. Estimación SDM7 de curvas I-V y P-V del FS270 para distin- tas G y T	267
C.4. Estimación SDM7 de curvas I-V y P-V del FS270 para distin- tas G y T	269
D.1. Circuito equivalente del inversor FV.	271
D.2. Ejemplo de curva de rendimiento para el inversor FV SMA Sunny Mini Central 7000 HV [1].	278
D.3. Modelado de la Etapa de Conversión de Potencia.	282
E.1. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT incluyendo funciona- miento STAND-BY.	289
E.2. Bloque de control del BM.	292
E.3. Lazo de Control de Tensión (VCL) expuesto en [2]	293
E.4. Simplificación del CCL por F^{CCL} en el VCL	293
E.5. VCL linealizado	294
E.6. Diagrama de control del Lazo de Control de Corriente (CCL). .	298
E.7. Lazo de Control de Corriente (CCL).	298
E.8. CCL simplificado.	299

F.1. Armario para instalación del Fluke 1760 en campo.	301
F.2. Ejemplo de toma de medidas en inversor SMC7000.	306
F.3. Sensores para la toma de medidas.	307

Índice de Tablas

3.A. Ajuste de la curva I-V del módulo SOLONP220 con SSGM. . .	82
3.B. Ajuste de la curva I-V del módulo FS270 con SSGM	82
3.C. Características de las plantas de módulos de c-Si.	92
3.D. Características de las plantas de módulos de CdTe.	93
3.E. Estadísticas de comparación entre estimación con SSGM y datos medidos para el módulo de p-Si SOLONP220	105
3.F. Estadísticas de comparación entre estimación con SSGM y datos medidos para el módulo de CdTe FS270	109
3.G. Comparación de la estimación del MPP con modelos tradicio- nales y SSGM para el módulo FS270	111
3.H. Comparación de distintas contribuciones con SSGM.	115
4.A. Comportamiento del inversor en distintos modos de funciona- miento	136
4.B. Estimación de parámetros del Bloque Eléctrico	162
4.C. Estimación de parámetros de la etapa Pérdidas (k_i).	164
4.D. Estimación de C_{eq} a partir de la Medida de Operación Estable.165	
4.E. Estimación de C_{eq} a partir de los datos de la hoja de caracte- rísticas.	166
4.F. Estimación de r_t a partir de los datos de la hoja de caracte- rísticas.	167
4.G. Estimación de parámetros del Filtro AC a partir de los datos de la hoja de características.	168
4.H. Estimación de parámetros del Bloque de Control	170
4.I. Estimación de parámetros del Sistema MPPT.	173
4.J. Estimación de parámetros del CCL.	174
4.K. Estimación de parámetros del PLL.	174

4.L. Estimación de parámetros de la función Relés V_{ac}	175
4.M. Estimación de parámetros de la función Límite I_{ac}	177
4.N. Estimación de parámetros del controlador VCL.	180
4.Ñ. Estimación de parámetros de opciones de control.	184
4.O. Parámetros del Modelo Comportamental.	194
4.P. Diferencias en la estimación de I_{ac}^{rms} con BM con datos medidos.	197
4.Q. Contenido armónico de I_{ac} estimada y medida para SB3800.	199
4.R. Contenido armónico de I_{ac} estimada y medida para SMC7000.	200
4.S. Contenido armónico de I_{ac} estimada y medida para NT10000.	200
4.T. Comparación del THD de I_{ac} BM y RCS para SB3800	205
4.U. Comparación del THD de I_{ac} BM y RCS para SMC7000	206
4.V. Comparación del THD de I_{ac} BM y RCS para NT10000	207
4.W. CTC de un periodo de simulación de 5 s	208
C.A. Estimación de parámetros DDM12 para FS270.	261
C.B. Potencia estimada con DDM12 para FS270 en distintos G y T	262
C.C. Estimación de parámetros DDM9 para FS270 en STC.	264
C.D. Potencia estimada con DDM9 para FS270 en distintos G y T	264
C.E. Estimación de parámetros SDM7 para FS270 en STC.	266
C.F. Potencia estimada con SDM7 para FS270 en distintos G y T	266
C.G. Estimación de parámetros SDM5 para FS270 en STC.	268
C.H. Potencia estimada con SDM5 para FS270 en distintos G y T	268

Nomenclatura

0.1. Criterio de notación decimal

Para la escritura de números decimales en esta tesis hemos seguido el criterio de notación internacional, es decir, utilizando el **punto** (.) para delimitar la cifras decimales de acuerdo con la norma *IEC 80000-1:2009*. De esta manera:

$$0.01 = 10^{-2}$$

0.2. Acrónimos y definiciones

- **AC** : (Alternating Current) Corriente Alterna.
- **AF** : Alta Frecuencia.
- **AsGa** : Arseniuro de Galio.
- **AT** : Alta tensión (mayor de 1000V en AC y 1500V en DC).
- **BM** : (Behavioral Model) Modelo Comportamental.
- **BT** : Baja tensión (menor de 1000V en AC y 1500V en DC).
- **Caja de agrupación** : Caja de conexiones de una instalación FV donde se conectan en paralelo los distintos strings.
- **CBW** : Ancho de banda del Lazo de Control de Corriente.
- **CBW** : Lazo de Control de Corriente.
- **CdTe** : Telururo de cadmio.
- **CGIS** : Seleniuro de Cobre-Indio-Galio.
- **CIS** : Seleniuro de Cobre-Indio.
- **CNE** : Comisión Nacional de Energía.

- **CNMC** : Comisión Nacional de los Mercados y la Competencia.
- **CPM** : Margen de fase del Lazo de Control de Corriente.
- **CTC** : (Computational Time Cost) Coste computacional.
- **DC** : (Direct Current) Corriente Continua.
- **DDM** : (Double Diode Model) Modelo de módulo FV de Doble Diodo.
- **DDM12** : Modelo de módulo fotovoltaico de Doble Diodo de 12 parámetros propuesto en [3].
- **DDM9** : Modelo de módulo fotovoltaico de Doble Diodo de 9 parámetros propuesto en [4].
- **EERR** : Energías Renovables.
- **EMI** : (Electromagnetic Interference) Interferencia Electromagnética.
- **EPRI** : Electric Power Research Institute.
- **EVA** : (EtilenVinilAcetato) Vinilo de Acetato Etileno con el que se encapsulan los módulos FV.
- **FF** : (Fill Factor) Factor de forma de un módulo FV: Ratio entre P_{mpp} y el producto $I_{sc} \cdot V_{oc}$ de un módulo en STC. Representa numéricamente cuánto se acerca la forma de la curva I-V a un rectángulo [5].
- **FS270** : Módulo FV First Solar Series 2 FS270 de 70 Wp [6].
- **FV** : Fotovoltaica.
- **G** : Irradiación en la superficie del módulo.
- **IDAE** : Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía.
- **IGBT** : (Insulated Gate Bipolar Transistor) Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
- **MPP** : (Maximun Poewr Point) Punto de Máxima Potencia en la curva I-V de un módulo FV.
- **MPPT** : (Maximun Poewr Point Tracking) Seguimiento del Punto de Máxima Potencia.
- **NOCT** : (Normal Operating Cell temperature) Temperatura de la célula en SOC de un módulo FV. Irradiación de 800 W/m^2 con una masa de aire de referencia de 1.5 y temperatura de célula de 45°C .

- **NT10000** : Inversor fotovoltaico trifásico Suways NT 10000 [7].
- **OC** : Circuito Abierto.
- **P&O** : Algoritmo de MPPT de Perturbación y observación.
- **PWM** : (Pulse-Width Modulation) Modulación por variación del Ancho de Pulso.
- **RD** : Real Decreto.
- **REE** : Red Eléctrica Española.
- **SB3800** : Inversor FV monofásico SMA SunnyBoy 3800 [8].
- **SC** : Cortocircuito.
- **SDM:** : (Single Diode Model) Modelo de módulo FV de Único Diodo.
- **SDM5** : Modelo de módulo fotovoltaico de un Sólo Diodo de 5 parámetros propuesto en [9].
- **SDM7** : Modelo de módulo fotovoltaico de un Sólo Diodo de 7 parámetros propuesto en [10].
- **SEP** : Sistema Eléctrico de Potencia
- **Si** : Silicio.
- **SMC7000** : Inversor FV monofásico SMA Sunny Mini Central 7000 HV [1].
- **SOC** : (Standard Operation Conditions) Condiciones de Operación Estándar de un módulo FV. Irradiación de 800 W/m^2 a una temperatura ambiente de 20°C de y velocidad media del viento de 1 m/s .
- **SOLONP220** : Módulo FV Solon Blue P220/6+ de 220 Wp [11].
- **SSGM** : (Symmetrized-Shifted Gompertz Model) Modelo de módulo FV Simétrico Desplazado de Gompertz.
- **STC** : (Standard Test Conditions) Condiciones Estándar del Test de potencia de un módulo FV. Irradiación de 1000 W/m^2 con una masa de aire de referencia de 1.5 y Temperatura de célula de 25°C .
- **String** : Asociación de módulos FV conectados en serie.
- **T** : Temperatura de la superficie del módulo.
- **THD** : (Total Harmonic Distortion) Tasa de Distorsión Armónica.

- **VBW** : Ancho de banda del Lazo de Control de Tensión.
- **VBW** : Lazo de Control de Tensión.
- **VPM** : Margen de fase del Lazo de Control de Tensión.
- **Wp** : Watio pico. Potencia nominal de un módulo FV (MPP en STC).
- **a-Si** : Si amorfo.
- **c-Si** : Si cristalino (monocristalino y policristalino).
- **m-Si** : Si monocristalino.
- **p-Si** : Si policristalino.
- **u-Si** : Si microcristalino.

0.3. Nomenclatura de las variables empleadas

- ΔV_{dc}^{MPPT} : Incremento de tensión del algoritmo del MPPT del BM.
- ΔT_{MPPT} : Tiempo de observación del algoritmo del MPPT del BM.
- γ : Parámetro del Modelo Simétrico Desplazado de Gompertz.
- A_i : Coeficiente de emisión del diodo i .
- $AverageV_{dc}$: Parámetro BM del VCL del Sistema Control Etapa de Potencia del BM.
- $Antisl\Delta f$: Incremento de la frecuencia para la actuación de la protección anti-isla (Parámetro BM).
- $Antisl\Delta T$: Tiempo de observación de la frecuencia para la actuación de la protección anti-isla (Parámetro BM).
- a : Parámetro de la curva de Gompertz.
- b : Parámetro de la curva de Gompertz.
- C_{base}^{FiltAC} : Capacidad Base para el diseño del Filtro LCL del inversor patrón acuerdo con [12].
- C_{eq} : Capacidad equivalente de la etapa Filtro DC (Parámetro BM).
- C_T : Capacidad de diseño de la rama en T del Filtro LCL del inversor patrón.
- f_{grid} : Frecuencia de red nominal para la cual está diseñado el inversor.

- f_{SW} : Frecuencia de conmutación de la etapa de conversión de potencia del inversor.
- $FeedFW$: Parámetro BM del CCL del Sistema Control Etapa de Potencia del BM.
- G^* : Medida de Irradiación Global en el plano del módulo FV.
- G : Irradiación global en en el plano del módulo.
- I_{ac} : Corriente inyectada a red en bornes AC del inversor FV.
- I_{ac}^* : Medida de Corriente inyectada en bornes AC del inversor.
- I_{ac}^{max} : Valor RMS de la corriente inyectada a la red en la potencia máxima de operación a tensión nominal (Parámetro BM).
- I_{ac}^{min} : Valor RMS de la corriente inyectada por el inversor operando en modo STAND-BY (Parámetro BM).
- I_{ac}^{trans} : Valor RMS de la corriente de inyección del inversor durante el periodo de transición (Parámetro BM).
- I'_{ac} : Corriente de entrada de la etapa Transformador del BM.
- $\hat{I}'_{ac}$: Amplitud de la corriente que recorre la etapa Filtro AC del BM.
- I_{Ceq} : Corriente de la etapa Filtro DC del BM.
- I_{dc} : Corriente de entrada en bornes DC del inversor FV.
- I'_{dc} : Corriente DC neta tras la etapa Pérdidas del BM.
- I_{Di} : Corriente que atraviesa el diodo i .
- I_h : Corriente de entrada a la etapa de Conversión de Potencia BM.
- I_{ls} : Corriente de pérdidas de la etapa Pérdidas del BM.
- I_{mpp} : Intensidad en el punto de máxima potencia de la curva I-V.
- I_s : Corriente de salida de la etapa de Conversión de Potencia del BM.
- I_{sc} : Intensidad en el punto de cortocircuito de la curva I-V.
- I_{si} : Corriente saturación del diodo i .
- K_{pi} : Constante proporcional del PI del CCL del (Parámetro BM).
- K_{pp} : Constante proporcional del PI del PLL del (Parámetro BM).
- K_{pv} : Constante proporcional del PI del VCL del (Parámetro BM).

- k : Parámetro de la curva de Gompertz.
- k_i : Parámetro BM de la etapa Pérdidas
- L_1 : Inductancia de la rama de entrada de la etapa Filtro AC del BM.
- L_2 : Inductancia de la rama de salida de la etapa Filtro AC del BM.
- L_{base}^{FiltAC} : Inductancia Base para el diseño del Filtro LCL del inversor patrón acuerdo con [12].
- L_{in} : Inductancia de diseño de la rama de entrada del Filtro LCL del inversor patrón.
- L_{out} : Inductancia de diseño la rama de salida del Filtro LCL del inversor patrón.
- L_{trafo} : Inductancia equivalente del transformador de aislamiento del inversor patrón.
- P_{ac}^{max} : Potencia de operación máxima del inversor.
- P_{ac}^{nom} : Potencia nominal del inversor.
- P_{Convrt}^{cdt} : Pérdidas eléctricas por conducción en el convertidor DC-AC del inversor patrón.
- P_{Convrt}^{sw} : Pérdidas eléctricas por conmutación en el convertidor DC-AC del inversor patrón.
- P_{FiltAC} : Pérdidas eléctricas en el Filtro AC del inversor patrón.
- P_{FiltDC} : Pérdidas eléctricas en el Filtro DC del inversor patrón.
- P_{ls} : Potencia de Pérdidas eléctricas totales del inversor patrón.
- P_{mpp} : Potencia en el punto de máxima potencia de la curva I-V.
- P_{sist} : Consumos propios de la operación del inversor patrón.
- P_{Trans} : Pérdidas eléctricas en el transformador de aislamiento del inversor patrón.
- q : Carga elemental o Carga del electrón.
- R_{Cu} : Resistencia por conducción en los devanados del transformador de aislamiento del inversor patrón.
- R_{Fe} : Resistencia de las pérdidas en el hierro del transformador de aislamiento del inversor patrón.

- R_{Lin} : Resistencia interna de la inductancia de diseño de la rama de entrada del Filtro LCL del inversor patrón.
- R_{Lout} : Resistencia interna de la inductancia de diseño la rama de salida del Filtro LCL del inversor patrón.
- R_p : Resistencia serie en el circuito equivalente de módulo FV.
- R_s : Resistencia paralelo en el circuito equivalente de módulo FV.
- R_T : Resistencia la la rama de salida paralelo del Filtro LCL del inversor patrón.
- r_t : Relación de Transformación del transformador de aislamiento galvánico (Parámetro BM).
- $Stdby_{MPPT}$: Parámetro indicador de operación del inversor en modo STAND-BY por motivos de tensión DC.
- $Stdby_{RED}$: Parámetro indicador de operación del inversor en modo STAND-BY por motivos de tensión de red.
- T : Temperatura de la superficie del módulo.
- T^* : Medida de Temperatura de la superficie del módulo FV.
- T_{cel} : Temperatura de la unión de una célula FV.
- T^{trans} : Tiempo del periodo de transición durante el arranque del inversor (Parámetro BM).
- T_{f-max} : Tiempo para la desconexión del inversor por sobrefrecuencia (Parámetro BM).
- T_{f-min} : Tiempo para la desconexión del inversor por mínima frecuencia (Parámetro BM).
- T_{ii} : Tiempo integral del PI del CCL del BM (Parámetro BM).
- T_{ip} : Tiempo integral del PI del PLL del BM (Parámetro BM).
- T_{iv} : Tiempo integral del PI del VCL del BM (Parámetro BM).
- $T_{Vac-max}$: Tiempo para la desconexión del inversor por sobretensión de red (Parámetro BM).
- $T_{Vac-min}$: Tiempo para la desconexión del inversor por mínima tensión de red (Parámetro BM).
- $tk_{I_{sc}}$: Coeficiente de variación de I_{sc} con la temperatura.

- $tk_{P_{mpp}}$: Coeficiente de variación de P_{mpp} con la temperatura.
- $tk_{V_{oc}}$: Coeficiente de variación de V_{oc} con la temperatura.
- V_{ac} : Tensión en bornes de la salida AC del inversor.
- V_{ac}^* : Medida de Tensión de red en bornes AC del inversor.
- V_{ac}^{nom} : Tensión de red nominal para la que se diseña el inversor.
- V_{ac}^{max} : Tensión de red máxima a la cual el inversor inyecta potencia a la red (Parámetro BM).
- V_{ac}^{min} : Tensión de red mínima a la cual el inversor inyecta potencia a la red (Parámetro BM).
- V'_{ac} : Tensión a la salida de la etapa Filtro AC del BM.
- V_D : Diferencia de tensión del diodo.
- V_{dc} : Tensión en bornes de la entrada DC del inversor.
- V_{dc}^* : Medida de Tensión del generador FV en bornes DC del inversor.
- V_{dc}^{max} : Tensión DC máxima para la operación del inversor (Parámetro BM).
- V_{dc}^{min} : Tensión DC mínima para la operación del inversor (Parámetro BM).
- V_{dc}^{ref} : Tensión DC de referencia a la salida del Sistema MPPT.
- V_{FiltAC} : Diferencia de tensión entre la salida y la entrada de la etapa Filtro AC del BM.
- V_g : Tensión del band gap de la unión semiconductora.
- V_{mpp} : Tensión en el punto de máxima potencia de la curva I-V.
- V_{oc} : Tensión en el punto de circuito abierto de la curva I-V.
- V_s^{ref} : Tensión de referencia para la etapa de Conversión de Potencia del BM.
- V_s : Tensión de salida de la etapa de Conversión de Potencia del BM.
- V_T : Tensión térmica de la unión semiconductora.
- Z_{base}^{FiltAC} : Impedancia Base para el diseño del Filtro LCL del inversor patrón acuerdo con [12].

Capítulo 1

Planteamiento y objetivos de la tesis

Todo es difícil antes de ser sencillo.

Thomas Fuller

RESUMEN: El cambio del modelo energético que experimenta actualmente nuestra sociedad lleva asociado la entrada en el Sistema Eléctrico de Potencia de la generación de energía basada en fuentes de origen renovable. El rápido desarrollo experimentado por la tecnología FV en los últimos años ha provocado la conexión de numerosas plantas de cierta potencia a la red. A medida que la potencia de generación va incrementándose, las particularidades técnicas de este tipo de generación suponen ciertos cambios en la operación del sistema. En este sentido, resulta necesario disponer de modelos que nos permitan caracterizar el comportamiento de estas plantas. Sin embargo, los modelos propuestos hasta la fecha, presentan ciertos inconvenientes para su aplicación a los equipos del nuevo mercado FV. Asimismo, la gran cantidad de módulos e inversores que forman las plantas FV conectadas a red, exige propuestas con menor consumo de recursos computacionales que las actuales. En esta tesis se fija el objetivo de desarrollar modelos tanto de módulo como de inversor FV, los cuales tengan en cuenta las características de los equipos comerciales actuales y se adapten mejor a las necesidades de simulación de la industria FV, validando su utilización con datos medidos en plantas FV en explotación.

1.1. Escenario energético actual

1.1.1. Prefacio

Esta tesis se enmarca dentro del proceso de transformación del modelo de producción energético invasivo con el medio ambiente del siglo XX, hacia el modelo sostenible del siglo XXI. Desde que la humanidad aprendió a controlar el fuego en tiempos prehistóricos, se ha servido del consumo de los recursos disponibles a su alcance para adecuar su hábitat y mejorar su medio de vida. Durante la Edad Media y hasta la Revolución Industrial, el perjuicio ocasionado al medio ambiente tenía, en algunos casos, consecuencias devastadoras de manera local, pero podía considerarse asumible a nivel global. Posteriormente, la utilización de la electricidad como vector energético junto con el desarrollo de una buena red de transporte a principios del siglo XX, permitieron localizar la producción energética en grandes centros de generación alejados del consumo. Con el almacenaje de los residuos nucleares y mejoras en la evacuación de los gases contaminantes de las centrales térmicas a capas altas de la atmósfera, las consecuencias de agresión al medio ambiente parecían maquilladas, o al menos, postergadas. Sin embargo a mediados de siglo, envueltos en un frenesí energético donde el control del petróleo marcaba el pulso de la economía mundial, se detectan preocupantes síntomas de contaminación en las capas altas de atmósfera. El medio natural también conoce el término *globalización*, y los efectos nocivos de nuestras hogueras pueden manifestarse en cualquier parte del globo terráqueo. Comienzan a identificarse los efectos del cambio climático, abriéndose el debate sobre la necesidad de un cambio en el modelo de generación energética. Se inicia entonces la búsqueda de un modelo sostenible que permita preservar los espacios naturales y el medioambiente tal y como lo conocemos, minimizando el impacto del desarrollo humano sobre el planeta Tierra. La solución más evidente parece hallarse en las fuentes de energía de origen renovable, pero debido a su inmadurez, aún no podían plantearse como una alternativa viable. Sin embargo, a finales de siglo la perspectiva del agotamiento de los combustibles fósiles a medio plazo, abre una coyuntura económica favorable para el desarrollo de estas nuevas fuentes energéticas. Dentro de las EERR, la energía FV permite la obtención de electricidad a partir de la energía procedente del sol, posicionándose como uno de los pilares del nuevo modelo energético heterogéneo.

Los trabajos recogidos en esta tesis pretenden favorecer la integración de la energía FV en el SEP. Su motivación se centra en la búsqueda de herramientas que permitan simular el comportamiento de las instalaciones FV conectadas a la red eléctrica. De esta manera, proponemos una serie de modelos matemáticos que permitan profundizar en el conocimiento sobre el funcionamiento de las mismas, predecir su producción, así como estudiar su

interactuación con el SEP ante las distintas particularidades de operación. Con este tipo de aportaciones se pretende avanzar en la integración de estos sistemas de generación de energía, consiguiendo una convergencia entre las necesidades del SEP y de las propias plantas FV.

1.1.2. Cambio del modelo energético

La disponibilidad de energía es un factor esencial en el desarrollo de los países. El aumento de las necesidades energéticas, reflejado directamente en el incremento de la demanda eléctrica, hace evidente la necesidad de desarrollar nuevas instalaciones de generación energética. De acuerdo con datos publicados en la Orden ECO/3888/2003 *Estrategia de Ahorro y Eficiencia Energética*, el consumo energético de España en 2004 doblaba al de 1975 [13]. Este incremento de energía primaria ha sido mayoritariamente inducido por el crecimiento de la demanda eléctrica y del consumo de carburantes para el transporte [14]. A nivel internacional, y pese a la coyuntura de la crisis económica [15], la demanda energética mundial continúa teniendo una fuerte perspectiva alcista, motivada por el crecimiento de la población mundial y la promoción de las distintas clases sociales. Los estudios demográficos muestran que, si bien la tendencia de crecimiento exponencial experimentada en el último siglo ha sufrido una desaceleración, en los próximos años el número de habitantes del planeta continuará en aumento. Las previsiones para 2045 establecen una población mundial que habrá multiplicado por 2,7 la correspondiente a los años 50 [16]. La mayor parte de este crecimiento tendrá lugar en países en vías de desarrollo, donde a su vez, se producirá un formidable aumento de la clase media [17]. Este escenario social tiene consecuencias directas sobre las necesidades de recursos, ya que con mayores necesidades energéticas por habitante, la demanda crece aún en mayor medida que la población [18]. Considerando estos factores, estudios de previsión energética como el publicado en [19], estiman que el consumo mundial para 2040 será un 50 % mayor que el consumo de 2013, de acuerdo con la tendencia descrita en la figura 1.1.

Por otra parte, el modelo energético del siglo XX, basado en la obtención de energía a partir del consumo de combustibles, ha demostrado ser inviable a largo plazo. Durante la segunda mitad del siglo XX la energía eléctrica generada en el planeta ha tenido eminentemente dos orígenes: la fisión nuclear y el consumo de combustibles fósiles. En el primer caso, existe un problema aún no resuelto para la gestión del combustible nuclear usado, que a día de hoy continúa almacenándose en cementerios nucleares. Asimismo, las nefastas consecuencias de un posible accidente nuclear, han tenido como consecuencia el rechazo popular de estas instalaciones. Tras el accidente de Chernobyl en 1986 [20, 21], muchos de los países desarrollados abandonaron la inversión en instalaciones de este tipo, asumiendo incluso compromisos

Figura 1.1: Demanda energética mundial entre 1990 y 2040 detallada por tipo de combustible.

Fuente: U.S. Energy Information Administration. International Energy Outlook 2013 [19].

para el desmantelamiento de las mismas. Sin embargo, en muchos países como España, si bien no se han incorporado centrales de nueva construcción, el coste relativamente bajo del kWh nuclear ha motivado distintas prórrogas de la fecha de cierre prevista para algunas de las instalaciones existentes, manteniéndolas presentes en el mix de generación. Actualmente, el futuro de la energía nuclear es aún incierto. Enmarcado por una crisis económica mundial y tras el reciente accidente de Fukushima en 2011 [22], ocurrido en un país tecnológicamente avanzado, el debate sobre esta opción de generación de energía ha sido de reabierto. Mientras que naciones como Francia o EE.UU. apuestan decididamente por el desarrollo de reactores nucleares de cuarta generación [23, 24], otros como Alemania se posicionan fuertemente en contra, promoviendo el abandono mundial de la tecnología nuclear.

La otra fuente energética principal que ha nutrido la sociedad durante las últimas décadas es la quema de combustibles fósiles. Sin embargo, la generación de energía a partir de carbón o productos derivados del petróleo, tampoco parece servir como base para un modelo de producción eléctrica sostenible en el tiempo. Dos motivos principales promueven esta hipótesis. Por un lado, la combustión de hidrocarburos genera una gran cantidad de emisiones contaminantes con un impacto directo sobre el medio ambiente y proporcional a la cantidad de energía generada. De esta manera, pese a una previsible mejora en la eficiencia de las plantas, el parque de generación no puede basarse en plantas de este tipo para acompañar el crecimiento de la

demanda. Por otra parte, tampoco podemos considerar que la disponibilidad de combustible esté asegurada, ya que sin entrar en matices como la dependencia exterior de países no productores como España y dejando al margen situaciones geopolíticas, la cantidad de petróleo y gas natural disponible en el mundo es finita. De hecho, hace años que el petróleo dejó de considerarse una opción a largo plazo, pues pese a recientes mejoras en las técnicas de extracción y el descubrimiento de nuevos yacimientos, las reservas de petróleo continúan siendo escasas. Mucho más abundantes son, por su parte, las reservas de gas natural. Cabe mencionar además, que las centrales de ciclo combinado mejoran muchísimo la eficiencia de la conversión energética y se mueven en un nivel de emisiones contaminantes bastante menos agresivo que la quema de carbón o petróleo. Gracias a estas ventajas, el gas natural se ha posicionado como una buena alternativa a las centrales térmicas tradicionales, y países como España, han incorporado un gran número de plantas de este tipo a su parque de generación, cubriendo en 2010 el 24 % de la generación eléctrica según datos de la antigua CNE [25], actualmente englobada en la CNMC. Asimismo, este mismo informe defiende que "los ciclos combinados aportan seguridad de suministro al sistema eléctrico nacional gracias a su rápida capacidad de respuesta y conexión, actuando en la actualidad como tecnología de soporte de las fuentes de generación intermitente". No obstante, pese a representar una buena solución de compromiso para el presente, la generación energética mediante gas natural no se aleja de la filosofía de los combustibles fósiles: contamina por cada kWh producido y emplea un combustible finito. Los combustibles fósiles no pueden ser considerados, por tanto, como una solución para la base de la generación eléctrica a largo plazo.

Los escenarios energéticos tanto a nivel internacional como nacional deben considerarse como sistemas complejos, cuya implementación y desarrollo ha de ser revisada a la luz de nuevos resultados en la investigación energética. De esta manera, las iniciativas para la optimización del consumo y la eficiencia energética deben complementarse con nuevas fórmulas de generación. Se hace evidente la necesidad de desarrollar tecnologías alternativas capaces de generar electricidad a gran escala, sostenibles a largo plazo y que minimicen el impacto ambiental. Siguiendo esta línea, la mayoría de los países desarrollados han establecido políticas para fomentar el desarrollo de las EERR y su integración paulatinamente en el mix de generación [26]. La generación distribuida y las EERR están llamadas a jugar un papel en la cobertura de la demanda eléctrica muy superior al actual. En las previsiones para los próximos años se espera que la generación eléctrica de origen renovable, excluyendo la energía hidráulica, crecerá un 436 % respecto a la cifra de 2010 [19], tal y como refleja la figura 1.2.

Figura 1.2: Previsión de generación eléctrica hasta 2040 detallada por tipo de combustible.

Fuente: U.S. Energy Information Administration. International Energy Outlook 2013 [19].

1.1.3. Fomento de las EERR en España

Los primeros aportes de energía renovable al SEP español datan de los años 70, consistentes en generadores hidroeléctricos instalados en algunos embalses durante la época de las grandes obras hidráulicas en nuestro país [27]. Estas centrales se integraban en el mix de generación sin una regulación económica específica. Debemos esperar hasta principios de los 80 para que se recojan ciertas iniciativas gubernamentales para el fomento de la energía minihidráulica, a través de la *Ley 82/1980 de conservación de la energía* [28]. Sin embargo, la promoción de las EERR arranca de manera generalizada en la década de los 90 con el *Plan Energético Nacional 1991-2000* [29]. En dicho momento comienzan a regularse de una manera más específica ciertos privilegios para la generación eléctrica renovable. En este sentido, destaca la acuñación del concepto de *Régimen Especial* en la *Ley 40/1994* [30] del sistema eléctrico nacional (LOSEN), y la promulgación del *Real Decreto 2366/1994* [31] que regula la producción de energía eléctrica por instalaciones hidráulicas, cogeneración y otras fuentes de energía renovable, de potencia menor o igual a 100 MVA. En este Real Decreto se establecen los mecanismos que aseguran el vertido a red de la energía excedente y se establece además, un precio subvencionado en función de la tarifa eléctrica regulada.

Posteriormente, en la *Ley 54/1997 del Sector Eléctrico* [32], se recoge el objetivo de satisfacer el 12 % de la demanda energética con EERR para el año 2010. Con tal fin se regula de manera más precisa el funcionamiento administrativo de las instalaciones en *Régimen Especial* en el mercado eléctrico. Con tal intención, si bien se mantiene la prima sobre el kWh, aparecen nuevos formatos de actuación: participar directamente en el mercado de venta, o fijar su precio base con referencia al precio medio horario. El sistema de primas será posteriormente sujeto a una revisión cuatrienal mediante el *Real Decreto 2818/1998* sobre producción de energía eléctrica por instalaciones abastecidas por recursos o fuentes de energías renovables, residuos y cogeneración [33].

En 1999, con la redacción del *Plan de Fomento de las Energías Renovables* [34], España apuesta decididamente por la generación de energía de origen renovable. Se incentiva la participación en el mercado de las instalaciones catalogadas en *Régimen Especial*, estableciéndose ciertas garantías para su entrada participación en el mercado mediante el *Real Decreto-Ley 6/2000* [35]. Asimismo, el *Real Decreto 1663/2000* sobre conexión de instalaciones FV a la red de baja tensión [36], da un paso más al simplificar las condiciones de conexión de este tipo de instalaciones hasta 100 kVA. Posteriormente, el *Real Decreto 841/2002* [37] desarrolla el *Real Decreto-Ley 6/2000*, e integra las instalaciones de potencia >50 MW en el régimen ordinario, debiendo participar en el mercado de la electricidad.

Durante los primeros años de la década del 2000, la intensidad energética ligada al desarrollo industrial mostraba una fuerte tendencia alcista, totalmente contraria a fijada en la UE-15 [38]. Este hecho suponía el alejamiento de los compromisos adquiridos en los acuerdos de Kyoto [39, 40], por lo que la integración de las EERR en el abastecimiento energético del país cobraba aún más importancia. Económicamente, cabe destacar que el propio carácter no renovable de los combustibles utilizados tradicionalmente es en sí mismo una razón que justifica el apoyo a experiencias con instalaciones que utilicen fuentes renovables como apuesta de futuro. Asimismo, este tipo de medidas contribuirían a conseguir la ansiada reducción de la dependencia energética exterior. Cabe destacar que España, al ser un país sin explotaciones petrolíferas propias, queda a merced de las fluctuaciones del coste de los combustibles fijado, dentro un mercado global, por los países productores. El *Plan de Energías Renovables en España 2005-2010* [14] cifra esta dependencia energética exterior en torno al 80 %. Este hecho, unido a la necesidad de preservar el medio ambiente, obligan al incentivo de sistemas que mejoren el uso eficiente de la energía y la utilización de fuentes de generación alternativa, que resulten menos contaminantes.

Según datos del informe del IDAE *Balance del Plan de Fomento de las Energías Renovables en España*, durante el periodo 1999-2004 se constata un crecimiento significativo de la generación global de energías renovables. Sin

embargo, éste resulta insuficiente para alcanzar los objetivos establecidos en el *Plan de Fomento de las Energías Renovables* para 2010 [34]. Este informe fija una cobertura media del 6,9 % del consumo primario total en el 2004, apenas un 1,2 % superior a los valores del 2000. Asimismo, se hace un recorrido de los objetivos por área y tecnología, mostrando una evolución por encima de lo previsto en determinadas fuentes como la eólica, los biocarburantes y el biogás. Sin embargo, otras como las asociadas a la biomasa y a la solar en cualquiera de sus formas, no alcanzaban aún los resultados esperados.

En la revisión del Plan de Fomento de las Energías Renovables, *Plan de Energías Renovables en España 2005-2010* [14], se mantiene el compromiso de cubrir con fuentes renovables al menos el 12 % del consumo total de energía en 2010, buscando además un 29,4 % de generación eléctrica con fuentes renovables y un 5,75 % de biocarburantes en transporte. Aumentan considerablemente los objetivos de la eólica, fotovoltaica y termosolar, reduciéndose los objetivos para la biomasa. En 2006, una nueva regulación del sector energético desvincula la variación de las primas del Régimen Especial de la *Tarifa Media de Referencia* mediante el *Real Decreto-ley 7/2006* [41]. Posteriormente, el *Real Decreto 661/2007* [42] mantiene el espíritu de doble retribución del *Real Decreto 436/2004*, añadiendo cotas superiores e inferiores a la retribución. El apoyo a las renovables continúa con la transposición de la *Directiva 2003/54/CE* [43] mediante la *Ley 17/2007* [44], que permite primar a instalaciones superiores a 50MW. Asimismo se fijan los objetivos de generación del 20 % de EERR para 2020. La evolución del mercado FV y el sistema de primas establecida en este Real Decreto propiciaron un buen escenario económico para las instalaciones generación FV, favoreciendo de esta manera la conexión a red de un gran número de plantas FV, que permitieron situar por encima de los 3,5GW la capacidad de generación en 2010. En esta senda, las EERR han sufrido en España un gran desarrollo, y con una cifra próxima a los 20 GW, la energía eólica se ha posicionado como la segunda fuente de generación con mayor capacidad instalada del SEP peninsular en 2010 [45]. De acuerdo con el informe [46], la potencia instalada en la red peninsular de origen renovable a 31 de Diciembre de 2012 ha superado el 50 % de la capacidad de generación, tal y como podemos observar en la figura 1.3.

En la actualidad, se trabaja en la redacción del *Plan de Acción Nacional de Energías Renovables 2011-2020* para cumplir los objetivos de Kyoto [39, 40] y *20-20-20* motivado por la Directiva 28/CE/2009 [47], cuyo objetivo es la promoción de medidas que contribuyan a la reducción de las emisiones de efecto invernadero [48].

Figura 1.3: Estructura de la potencia instalada a 31 de Diciembre de 2012.

Fuente: REE. Boletín Mensual Diciembre 2012. [46]

1.2. Integración de las EERR en el SEP

1.2.1. Cambio en el mix de generación eléctrica

Al igual que en otros países desarrollados del ámbito de la UE, España ha concedido una serie de privilegios administrativos a las plantas de generación de energía de origen renovable que participan en el mix de generación eléctrica. Con objeto de favorecer la inversión en este tipo de instalaciones, en nuestro país se orchestra un sistema de venta de energía con tarifas subvencionadas y contratos a largo plazo, en el cual las EERR gozan de ciertas prioridades. No obstante, este conjunto de medidas presentan un carácter coyuntural. Su objetivo es promover el desarrollo de una industria que, reduciendo sus costes conforme al desarrollo de la curva de experiencia y la producción en serie de sus componentes, consiga la futura viabilidad económica de tecnologías aún en estadios iniciales de desarrollo. Sin embargo, la integración en el SEP de instalaciones de generación eléctrica basadas en EERR plantea una serie de dificultades técnicas. En el caso de fuentes de naturaleza no gestionable, uno de los problemas que surgen se debe a la cierta aleatoriedad con que la potencia es inyectada a la red, y por consiguiente, a la respuesta que presenta la propia red ante tales eventos. Asimismo, considerando la diversidad de fuentes de generación eléctrica de origen renovable, se deben tener en cuenta tanto la problemática y las características específicas de cada tecnología, como la propia integración conjunta en un mismo sistema.

Figura 1.4: Evolución de la energía adquirida en Régimen Especial hasta Diciembre de 2010.

Fuente: *REE. El Sistema Eléctrico Español en 2010* [45].

El caso de las instalaciones de generación eléctrica basadas en la energía eólica es especialmente relevante, dado el drástico aumento de la potencia instalada a nivel nacional [45] mostrado en la figura 1.4. Para tales cuotas de generación se hace necesario aproximar, en la medida de lo posible, el funcionamiento de los parques eólicos al Régimen Ordinario. Dicha aproximación es perseguida sobre todo en términos de generación gestionable, con objeto de facilitar su integración en la operación del sistema y en el mercado eléctrico. La introducción de nuevas tecnologías y estrategias, tales como la predicción de vientos, la dispersión geográfica o la mejora en los convertidores electrónicos de potencia y su control, mitigarán estos problemas en cierta medida, aunque no eliminarán la naturaleza estocástica del viento.

De la misma manera, en el caso de las instalaciones de generación eléctrica basadas en energía solar, se hace necesario aproximar su funcionamiento al del Régimen Ordinario. Sin embargo, debido a su naturaleza no gestionable, también resulta preceptivo incorporar soluciones adicionales que permitan alcanzar su gestionabilidad. La confluencia de la naturaleza estocástica de las variables naturales (radiación solar, presencia de nubes, etc.), la variabilidad de la demanda eléctrica y las características operativas del SEP, conllevan algunos retos por resolver al estudiar y diseñar las plantas FV conectadas a la red.

En este contexto, se hace necesario el desarrollo de modelos que, teniendo en cuenta aspectos tanto de carácter técnico como económico, permitan simular fielmente el nuevo sistema heterogéneo de generación. El estudio de

los efectos que la generación dispersa produce sobre las variables eléctricas y la calidad del suministro, permitiría desarrollar criterios de diseño y estrategias de operación para las instalaciones generación renovable, los cuales favorezcan la integración de éstas en el SEP.

1.2.2. Las EERR en el mercado diario de la electricidad

Dentro del mercado de la electricidad, las unidades productoras deben presentar oferta para cada periodo horario en el mercado diario, donde se realiza un ajuste inicial de oferta y demanda. Dentro del proceso de casación existen ciertas reglas que priorizan el acceso al mercado en función del tipo de generación. En primer lugar, la demanda comienza a cubrirse con centrales nucleares por razones técnicas, ya que su gran inercia térmica hace muy costosos los cambios de punto de trabajo o consigna. En segundo lugar entran las energías renovables, cuya venta de producción es priorizada en base al marco normativo descrito en el apartado 1.1.3. Con objeto de no interferir en la fijación de precio, las centrales de este tipo ofertan con valor 0. Salvadas las citadas excepciones, el resto de la demanda es cubierta mediante una subasta marginal, en la cual ofertan las distintas tecnologías de producción. De esta manera, el último precio en entrar a formar parte del mix de generación fija el valor del kWh que será retribuido a todos los ofertantes.

Los privilegios concedidos a las renovables y nucleares en el sistema de casación tienen como objetivo asegurar el acceso de las mismas, sin que los operadores de dichas plantas tengan una influencia directa sobre los precios. De manera que al entrar al mercado ofertando un valor de kWh nulo, la fijación del precio es llevada a cabo por el resto de actores. Por tanto, su presencia sólo afecta en tanto en cuanto se reduce la demanda a cubrir por las energías no priorizadas. Este sistema resulta sostenible en tanto en cuanto, el aporte de EERR y nuclear es relativamente bajo en comparación al resto de tecnologías no priorizadas, de manera que la demanda a cubrir por el resto de tecnologías garantiza una subasta competitiva. En este sentido, aunque para periodos horarios de poca demanda el precio del kWh pueda llegar a ser relativamente bajo [49], este inconveniente queda compensado por los beneficios en periodos de gran demanda. Cabe destacar por ejemplo el caso de las centrales nucleares, donde dados sus altos costes de parada, una baja retribución ocasional resulta incluso más ventajosa que cesar la producción. Las EERR por su parte, también mantienen su viabilidad económica, ya que en todo caso, incrementan su retribución añadiendo la prima correspondiente para cada tecnología al precio de mercado.

No obstante, en un escenario donde la demanda sea cubierta en su mayoría por centrales priorizadas, este sistema de casación presenta algunos problemas de viabilidad. En la actualidad, la reducción en la demanda propiciada por la crisis económica que atraviesa nuestro país y la prolongación

de la vida de las centrales nucleares, están provocando que aparezcan este tipo de situaciones con frecuencia, alcanzando precios de mercado excepcionalmente bajos [50]. En esta línea, actualmente se plantea eximir de ciertos privilegios a centrales nucleares e hidráulicas, con el fin de mantener un sistema de casación de precios competitivo [51]. Enfocados a un SEP con mayor presencia de EERR en la generación, el papel a jugar en el sistema de casación de precios de estas tecnologías será cada vez más determinante. En este sentido, se hace necesario avanzar en el camino de la gestionabilidad de las plantas basadas en fuentes de energía renovable, facilitando su explotación comercial en el mercado de la electricidad.

1.2.3. Gestionabilidad de las plantas FV: pronóstico de producción

El Libro Blanco [38] considera acertado promover la integración de las EERR en el SEP tratando de conseguir un funcionamiento lo más semejante posible al Régimen Ordinario. El concepto de *gestionabilidad* se establece legalmente en el *Real Decreto 661/2007* [42], determinando como generación *no gestionable* aquella cuya fuente primaria no es controlable ni almacenable. Las plantas de producción asociadas a este término carecen de la posibilidad de realizar un control de su producción siguiendo instrucciones del operador del sistema, sin incurrir en un vertido de energía primaria. También se denominan así las plantas en las que la firmeza de la previsión de producción futura no es suficiente para que pueda considerarse como programada. De acuerdo con este Real Decreto se consideran no gestionables las plantas FV conectadas a red menores de 50MW, salvo una valoración específica del operador del sistema. Existen por tanto dos vías en las que avanzar hacia la gestionabilidad de las plantas FV: conseguir una previsión de producción firme para que pueda considerarse programada, y controlar la potencia inyectada de manera que sean susceptibles de ser reguladas por el operador del sistema.

La integración en el Régimen Ordinario actual supone participar en el mercado diario de la electricidad, requiriendo el conocimiento de su producción horaria con al menos 24 horas de antelación. La hipótesis de gestionabilidad es una premisa fundamental para la futura explotación comercial de las plantas FV. De hecho, sobre esta base se desarrollan actualmente los *Megaproyectos* [52, 53, 54], plantas de varios cientos de MW cuyo objetivo es competir directamente en el mercado eléctrico a precio de *pool*. La obtención de una predicción de producción fiable pasa por conocer de antemano la evolución del recurso solar disponible para el emplazamiento geográfico de la planta. Es importante por tanto considerar no sólo los aspectos técnicos de la planta, sino también la evolución de las variables meteorológicas. En la actualidad se utilizan principalmente dos métodos de estimación de pro-

ducción a partir de datos macroscópicos facilitados por las distintas agencias meteorológicas, los cuales vienen recogidos en la figura 1.5. El más directo (A), estima la potencia generada en dos pasos. En primer lugar, este método procesa la información de las agencias meteorológicas con modelos de predicción numérica, obteniendo un pronóstico de la evolución de los datos macroscópicos.

Posteriormente, extrapola este pronóstico a las características locales de la variable deseada mediante la aplicación de técnicas de reinterpretación estadística [55]. Con este método es posible hallar tanto la irradiación o la temperatura en la superficie de los módulos, como directamente la producción y otras variables de la planta. La influencia de aspectos técnicos y constructivos de la planta quedan considerados mediante la reinterpretación estadística. La potencia de este método es su alta capacidad de aprendizaje mediante un sistema de análogos. Las situaciones predichas por los modelos meteorológicos son comparadas con situaciones similares del pasado y el efecto que tuvieron sobre los datos empíricos recogidos por sensores en la planta, o bien una estación meteorológica en la misma localización, obteniendo una predicción ligada a dichas situaciones. Empresas como *Meteorologica* proveen este tipo de servicios, sirviendo una previsión basada en escenarios de probabilidad con una precisión en intervalos de confianza (normalmente del 90 % y el 10 %). El inconveniente que presenta el empleo de estos modelos reside en que necesitan un tiempo de aprendizaje durante el cual nutrirse con las situaciones ocurridas y, por tanto, su aplicación requiere la recolección de numerosas horas de funcionamiento de la planta hasta que la predicción resulte fiable.

Figura 1.5: Métodos para la estimación de producción de una planta FV.

Tampoco tienen en cuenta cambios en el estado de operación de la planta, como por ejemplo niveles de suciedad o altura de la hierba. Asimismo, carece de utilidad alguna en la predicción de circunstancias anómalas. Ante nuevas situaciones desconocidas, la ausencia de aprendizaje dará lugar a previsiones poco fiables que disten mucho de la producción real, sobre todo en los primeros años. Las consecuencias técnicas y económicas que estos desvíos presentan en el mercado diario de la electricidad son un factor a considerar. Debemos tener en cuenta que la entrada de una planta de cientos de MW en el mix de generación que no siga su propio programa, puede tener consecuencias nefastas para la regulación y estabilidad del SEP. Asimismo, pese a que se consiga una buena estimación de la energía horaria, este método no puede predecir con exactitud variaciones de potencia a corto plazo, como las producidas por cambios transitorios en la irradiación dentro de una misma hora durante el paso de una nube.

Tal y como se describe en la figura 1.6, el otro de los métodos empleados (B), se basa en obtener inicialmente la predicción de las variables meteorológicas para la planta, determinando la irradiación incidente en el plano de los módulos, con la cual estimar posteriormente la potencia eléctrica a través de un modelo eléctrico de la planta FV. El primero de estos pasos es el procesado de los datos satelitales de las agencias meteorológicas con modelos que integran las condiciones orográficas de la zona, con el fin de obtener predicciones de irradiación y temperatura ambiente particularizadas para un emplazamiento concreto [56, 57, 58]. En España existen empresas como *Irsolav* que procesa los datos de satélites *Meteosat* [59, 60] con el modelo desarrollado por CIEMAT *Heliosat-3*, sirviendo la previsión de irradiación para plantas FV [61].

A partir de la previsión de las variables meteorológicas, el siguiente paso consiste en integrar todos los factores medioambientales y técnicos que rigen la transformación energética, así como el propio funcionamiento eléctrico de los equipos que forman la planta, como podemos observar en el diagrama de la figura 1.6. Existe por tanto una estimación de variables meteorológicas previa a la estimación de la potencia eléctrica. Por una parte, resulta necesario determinar la irradiación incidente sobre las células FV. Para ello se determina la irradiación en la superficie de captación considerando las particularidades geométricas de la planta [62], así como sombreados [63] y el albedo. Posteriormente, ésta se ve disminuida por factores de operación tales como la suciedad, que modifican la irradiación finalmente recibida por la célula. Por otra parte, también se requiere una estimación de la temperatura del módulo, que puede ser relacionada con la previsión de temperatura ambiente [64]. Finalmente, la estimación de las variables meteorológicas se introduce en el modelo eléctrico de planta para obtener la estimación de la potencia inyectada a la red. En rasgos generales el modelo de planta incluye el modelado de los módulos y los inversores FV. El modelo de módulo per-

mite obtener la curva de posibles puntos de funcionamiento del módulo en función de las variables meteorológicas. Por su parte, el modelo de inversor FV determina el punto operación de los módulos y la potencia eléctrica generada. Por tanto, realizando un modelado completo de la planta que incluya asimismo el resto de particularidades eléctricas, es posible llevar a cabo una simulación de la potencia inyectada.

Figura 1.6: Estimación de producción con modelo de planta FV.

Simulando dicho modelo para una hora completa, con este método se obtiene la predicción de producción horaria necesaria para la gestionabilidad de la planta. Además, a diferencia del método de predicción de reinterpretación,

ción estadística, también es viable modelar las variaciones de potencia que sufre la planta ante transitorios de irradiación o incluso variaciones de la propia red, siempre y cuando se disponga de una predicción meteorológica con suficiente precisión. La ventaja de este método reside en que no requiere un periodo de aprendizaje para alcanzar fiabilidad, siendo asimismo muy flexible para simular circunstancias anómalas, tales como la llegada de una nube, una desconexión del sistema, o incluso, el funcionamiento con paradas parciales de la planta por mantenimiento o averías. No obstante, con los modelos actuales de módulos e inversores, este proceso también presenta ciertos inconvenientes. En el caso de los módulos, requieren un coste computacional significativo por cada módulo simulado. Esto limita la exactitud en la estimación de potencia, no siendo posible simular gran cantidad de módulos con sombreado o diferentes condiciones de irradiación, como ocurre en plantas de cierto tamaño. En esta línea, los modelos de inversores FV más completos requieren un gran consumo de recursos, mientras que los modelos simplificados no permiten simular los arranques, paradas o funcionamiento fuera del Punto de Máxima Potencia (MPP). Con objeto de mejorar la precisión en las estimaciones de potencia, en esta tesis proponemos el desarrollo y validación de modelos de inversor y módulo FV que incluyan un nivel de precisión válido para simulaciones de producción, sin exigir un coste computacional demasiado elevado. Cabe destacar que para nuestro desarrollo partimos de la disponibilidad de las variables ambientales en la superficie del módulo y, por tanto, consideramos que el proceso de previsión meteorológica y la estimación de dichas variables queda fuera del alcance de esta tesis.

1.2.4. Respuesta de las plantas FV ante perturbaciones del SEP

Otro de los aspectos a tener en cuenta en una red con presencia generación FV, es la respuesta de las plantas ante perturbaciones en la propia red. Cabe destacar, que el SEP actual está concebido para operar con una generación de máquinas síncronas, manteniendo el conjunto estable en condiciones de sincronismo [65]. En caso de una perturbación en el sistema, estos generadores adecuan su producción para tratar de mantener la frecuencia del sistema estable. Inicialmente, ante el desconocimiento sobre esta tecnología, en España se determinó que las plantas FV no interfieran en la red durante episodios anómalos. Para ello, la planta debía desconectarse automáticamente cuando la tensión o la frecuencia quedan fuera de un rango de funcionamiento, estableciendo un tiempo máximo de respuesta [42]. De hecho uno de los problemas que debieron superar las plantas FV de conexión a red fue evitar que los inversores se mantuvieran funcionando en isla, una vez que se había desconectado del sistema [66].

Sin embargo, conforme aumenta la presencia de instalaciones FV el sistema, los requisitos para su comportamiento ante perturbaciones son cada vez más exigentes [67]. Se pone de manifiesto que cuando una red sufre una perturbación, la desconexión súbita de parte de su generación tiende a acentuar aun más los desequilibrios en la misma, por lo que la parada de las plantas FV no siempre resulta positiva. Con la aprobación del *Real Decreto 1565/2010* [68], se produce un cambio en la filosofía de concebir a las plantas FV, imponiéndose nuevos criterios para los requerimientos de las plantas FV ante un hueco de tensión de la red. Mientras que anteriormente se forzaba la desconexión antes de un tiempo límite, la nueva normativa exige que las plantas FV de mayores de 2 MW se mantengan conectadas a red. En este sentido, se establece un umbral de mínima tensión que varía en función del tiempo, debiendo aportar cierta energía reactiva en diferentes supuestos, de acuerdo con el *Procedimiento de Operación 12.3* [69] desarrollado para parques eólicos. Con estas iniciativas se pretende que las plantas FV contribuyan también a mantener la tensión en la red ante el hueco.

Este tipo de acciones normativas reflejan claramente la necesidad del operador del sistema conocer de antemano cual es la respuesta de una parte de la generación, cuyo volumen es cada vez más significativo. Cabe destacar que la información sobre la respuesta de las plantas FV ante perturbaciones, resulta muy útil a la hora de gestionar el resto de activos de la red para restablecer las condiciones de suministro. En este aspecto, las plantas FV tienen un comportamiento bastante particular al ser comparadas con otras tecnologías de generación tradicional. Asimismo, cabe destacar que el cese de inyección de potencia ante perturbaciones en la red se produce, en la práctica, por la desconexión de individual de todos los inversores. Este fenómeno ocurre incluso en plantas conectadas a la red de distribución de AT, donde pese a contar con un interruptor general, su actuación viene precedida por la desconexión de las unidades generadoras. La particularidad de las plantas FV radica en que a veces, dicha desconexión individual no se realiza de forma simultánea. Debemos tener en cuenta que esta acción depende de la tensión en bornes del inversor, la cual difiere de la del punto de conexión de la planta en función de la caída de tensión en las líneas individuales de cada unidad generadora. Dicha diferencia varía además en función de la potencia inyectada por la planta, de manera que ante valores cercanos al límite permitido, se produce una desconexión secuencial de los inversores. De hecho, es relativamente habitual que cuando una planta FV opera con variaciones de tensión próximas al umbral del rango permitido, se produzcan fenómenos de desconexión y reconexión cíclica de los inversores, motivados por las propias variaciones de potencia en la línea de evacuación. De igual manera, ante la presencia de un hueco la respuesta de los inversores más próximos al punto de conexión de la planta, puede diferir de la de aquellos equipos alimentados por una línea individual de mayor distancia.

En este sentido, aunque se cumpla rigurosamente la normativa respecto a los límites máximos y mínimos para la desconexión, resulta muy útil conocer con detalle el comportamiento de las plantas FV formadas por una cierta cantidad de unidades generadoras. Con este propósito, los modelos de plantas FV desarrollados deben tener una precisión temporal que permita simular la respuesta de la planta ante perturbaciones en la red. Con soluciones de este nivel de detalle resulta igualmente posible la simulación de redes con generación distribuida, que permitan estudiar tanto la influencia de unas plantas sobre otras, como la respuesta del conjunto ante perturbaciones de la tensión.

1.2.5. Requerimientos de los modelos para la simulación de plantas FV

Un modelo eléctrico de una planta como el mostrado en la figura 1.6, requiere el modelado individual de los dispositivos que forman la planta: módulos FV, inversores FV, transformadores, interruptores y líneas. En el caso de los últimos tres dispositivos, no cabe discusión sobre la existencia de un modelo adecuado, ya que debido a su tradición en la industria, podemos encontrar numerosos modelos adecuados al nivel de exactitud requerido para las simulaciones de producción FV. La discusión de este apartado se centrará en los modelos de módulo e inversor FV. Actualmente, como norma general se utilizan modelos agregados de planta en los que se unifican todos los módulos bajo la misma irradiación para no elevar el coste computacional. De igual manera, se suele estimar únicamente la eficiencia del inversor FV, sin considerar sus diferentes modos de operación. Esta tesis se enmarca en la búsqueda de herramientas para describir, con un nivel de precisión superior, el comportamiento eléctrico de la planta FV. Con esta finalidad tratamos de desarrollar modelos más eficientes que permitan considerar las particularidades de cada planta FV, tales como sombras, distribuciones heterogéneas de irradiación sobre los módulos y condiciones de operación distintas para cada inversor. El empleo de éstos dentro del modelo de planta FV, posibilita la obtención de una estimación de potencia más precisa en función de las condiciones de red y las variables meteorológicas, incluso en plantas con una amplia superficie de captación.

Con este objetivo, consideramos que los modelos a desarrollar deben satisfacer las necesidades que procedemos a detallar a continuación.

Bajo coste computacional

Resulta necesario el desarrollo de modelos que alcancen el detalle necesario para conseguir una estimación de potencia precisa, empleando la menor cantidad de recursos computacionales posible durante su simulación. En el caso de los módulos FV, comúnmente con una potencia entre los 60 W y los 300 W, el gran número de módulos que forman las planas FV propician que el consumo de recursos en la simulación se convierta en un factor crítico. Además, la superficie de captación suele estar sometida a una irradiación heterogénea debido a variaciones en la orientación del terreno como las mostradas en la figura 1.7, así como la proyección de sombras, que en ambos casos resultan más acuciadas durante las primeras y últimas horas del día. Para conseguir una estimación de potencia precisa que integre estos efectos, se requiere un modelo de módulo independiente para cada nivel de irradiación, y en cualquier caso, para cada inversor distinto. El problema de llevar a cabo esta tarea con los modelos de módulos FV actuales, radica en la necesidad de emplear métodos numéricos para la resolución de las ecuaciones implícitas no lineales que los rigen. Este hecho tiene como consecuencia un incremento considerablemente de los recursos de simulación, conforme aumentamos el nivel de detalle. Debemos tener en cuenta que dicho inconveniente cobra especial importancia en grandes plantas, donde además de incurrir en un coste computacional sustancialmente elevado, su simulación corre incluso el riesgo de llegar al desbordamiento del número de variables. En la práctica, la simulación plantas FV de cientos de MW con este nivel de detalle resulta inviable con los equipos informáticos comerciales. Cabe mencionar la aparición de inconvenientes similares a la hora de simular redes que integren un cierto número de plantas FV conectadas.

Figura 1.7: Ejemplo de ondulaciones del terreno que causan una distribución de irradiación heterogénea en el generador FV.

Central solar de *la Colle des Mées* (Francia). Fuente: www.lefigaro.fr [70].

En el caso de los inversores FV nos enfrentamos a una problemática distinta, ya que por lo general se emplean modelos simplificados que exigen un bajo consumo computacional. Tal y como recogeremos en la sección 2.4, la mayoría de modelos de inversor FV propuestos no suelen considerar las distintas formas de operación del equipo, sino que se centran únicamente en la eficiencia de la conversión energética, asumiendo los módulos trabajan siempre en su MPP. Esta asunción no es totalmente cierta para muchos periodos, tales como los subsiguientes al arranque, baja irradiación, zonas sombreadas o incluso con máxima irradiación y temperaturas bajas. Durante ellos, el inversor no obtiene la máxima energía disponible de los módulos, haciéndolos operar en una tensión DC alejada de su MPP. Por este motivo, para obtener estimaciones precisas de potencia se hace necesaria la inclusión del algoritmo MPPT del inversor y, por consiguiente, el modelado completo de la curva I-V de los módulos. Por otra parte, en los modelos de inversor FV empleados no es habitual incluir las funciones de interpretación de parámetros de red y desconexión ante de valores de éstos fuera de rango. En el extremo opuesto, podemos encontrar modelos de inversores FV que caracterizan con gran precisión el control de tensión DC y el MPPT, así como modelos parciales de la etapa de potencia que representan fielmente el control de la inyección de corriente en la red. No obstante, el nivel de detalle que ofrecen ambos casos es superior al necesario para las simulaciones de una planta completa, de manera que la alta exigencia de recursos que supondría la combinación de dichos modelos tampoco queda justificada. Se hace necesaria la proposición de modelos que integren ambos aspectos, con un consumo de recursos optimizado para el nivel de detalle necesario para simulaciones de producción.

Modelos polivalentes

Tanto en caso de módulos como de inversores FV, es deseable que un único modelo sea aplicable a los equipos instalados en la amplia miscelánea de plantas FV españolas. Pese a que en la bibliografía existe una serie de propuestas de modelos de módulos FV aplicados al Si-c, no ocurre lo mismo para la gran variedad de tecnologías FV presentes en el mercado. Si bien para algunas de ellas existe algún tipo de modelo particular, en la mayoría de ocasiones no se dispone de modelos validados, teniendo que recurrir a modelos físicos de la unión que requieren un gran coste computacional. En esta tesis pretendemos determinar un modelo de módulo universal que describa el comportamiento matemático de su curva I-V, de manera que pueda emplearse al margen de las particularidades electrónicas de las distintas tecnologías. En la misma línea ocurre con los inversores FV acoplados a red. En este caso resulta necesario emplear distintos modelos para simular inversores tipológicamente diferentes, en función del rango de potencia, o dependiendo de las particularidades del sistema de control. En esta tesis pretendemos desarrollar un modelo válido para las máximas tipologías de inversor comercial que podemos encontrar en el mercado.

Datos para el ajuste accesibles

Otro de los inconvenientes que encontramos comúnmente al emplear los modelos de módulos e inversor propuestos en la bibliografía, es la indisponibilidad de los datos necesarios a la hora de ajustar el modelo al módulo o inversor a un equipo comercial. Tal y como podemos comprobar en las secciones 2.1 y 2.4, la mayoría de las propuestas para ambos casos están basadas en modelos que representan la constitución interna del equipo. El ajuste de estos modelos suele requerir, por consiguiente, una gran cantidad de información sobre detalles constructivos del equipo. Sin embargo, las particularidades de la unión semiconductora en el caso de los módulos, o el dimensionado de componentes y sistema de control en el de los inversores, no suelen ser facilitados por los fabricantes. Este hecho limita, en la práctica, la aplicación del modelo para muchos equipos, ya que la única información que puede considerarse accesible en todos los casos, es la recogida en la hoja de características del equipo. El ajuste de los modelos únicamente a partir de los parámetros de funcionamiento de la hoja de características, facilitaría la aplicación del modelo de módulo e inversor los distintos equipos del mercado.

Variables de simulación accesibles

En esta misma línea, la mayoría de los modelos de módulo necesitan la temperatura de la unión semiconductora como variable de entrada. No obstante, ésta es difícilmente medible o estimable en una planta FV en explotación. Para superar este inconveniente, el modelo de módulo a desarrollar debe tener como entradas únicamente la irradiación incidente y la temperatura de su superficie. En el caso del inversor, debe simularse a partir del comportamiento eléctrico en sus bornes de conexión. De esta manera la entrada de simulación será la tensión de red, mientras que la salida será la intensidad inyectada. El conjunto módulo e inversor debe interactuar únicamente a través de su conexión eléctrica, como lo hace en un sistema FV.

1.3. Motivación y objetivos de la tesis

1.3.1. Motivación

Enmarcada en la problemática expuesta en el apartado anterior, esta tesis viene motivada por el desarrollo de modelos tanto de módulo como de inversor FV, con los que utilizando el hardware y software actuales, resulte viable llevar a cabo simulaciones de producción de plantas FV más precisas que las realizadas con los modelos existentes. A continuación se desglosan las necesidades que deben satisfacer los modelos a desarrollar.

Modelo de módulo FV

- **Bajo Coste Computacional.** Se pretende representar la curva I-V completa de un módulo mediante una expresión matemática sencilla, sin recurrir al uso de ecuaciones implícitas y evitando, en todo caso, el uso de métodos numéricos para su resolución. Debe describir con el menor número de parámetros posible la variación de la curva en función de la Irradiación incidente y la Temperatura en la superficie del módulo. De esta manera se consigue aligerar el coste computacional en la simulación de huertos con distribución heterogénea de irradiación.
- **Válido para distintos tipos de módulo.** El modelo a desarrollar debe ser aplicable a las distintas tecnologías de módulos del mercado. Con tal fin se realizará una caracterización matemática de la curva independientemente de la naturaleza de la unión semiconductor. Se pretende comprobar la polivalencia del modelo validándolo para dos tecnologías mayoritarias en las plantas FV conectadas a red: los tradicionales módulos de Si y la tecnología de capa fina comúnmente más instalada, el CdTe [71].
- **Parámetros de ajuste y simulación accesibles.** El comportamiento eléctrico del módulo ha de quedar definido a partir de los datos de funcionamiento de la hoja de características del fabricante. En esta tesis se ha de proponer un método que permita ajustar los parámetros del modelo únicamente a partir de esta información, sin requerir conocimiento alguno sobre las particularidades constructivas de la célula FV. Por otra parte, su comportamiento eléctrico debe describirse en función de la irradiación y la temperatura de la superficie del módulo, de manera que permita su simulación utilizando como datos de entrada variables susceptibles de ser medidas en una planta en explotación.

Modelo de inversor FV

- **Bajo Coste Computacional.** En esta tesis se trabaja en un modelo de inversor FV que permita considerar los aspectos necesarios para conseguir resultados representativos, optimizando a su vez el consumo de los recursos durante su simulación. Con tal fin, debe incluir el control de tensión DC y el MPPT, de manera que permita representar los cambios de operación en todo su rango de tensión DC. A su vez, ha de integrar los principios que rigen el control de la corriente inyectada e interpretación de los parámetros de red, ejecutando las maniobras de conexión y desconexión en función del valor de éstos. El modelo ha de combinar los aspectos citados con su eficiencia energética, minimizando en todo caso el coste computacional requerido para su simulación.
- **Válidos para distintos tipos de inversor.** Nuestro propósito es que el modelo de inversor FV acoplado a red desarrollado sea aplicable a las distintas tipologías de inversores. Un único modelo debe abarcar tanto las distintas características constructivas (con o sin transformador), como forma de conexión (trifásicos y monofásicos), así como un cierto rango de potencia adecuado a la oferta del mercado FV.
- **Parámetros de ajuste accesibles.** En la aplicación del modelo a un inversor en particular, el ajuste de parámetros ha de realizarse a partir información accesible. En esta tesis se establecerá un método para ajustar los parámetros del modelo a partir de los parámetros de funcionamiento recogidos en la hoja de características del equipo, junto con una serie de sencillas medidas que puedan ser tomadas en la planta. Con tal fin la toma de medidas requeridas se realizará de manera puntual, empleando equipos sencillos y en cualquier caso, sin perjudicar la explotación comercial de la planta.

1.3.2. Objetivos

- Desarrollo y validación de un modelo eléctrico de módulo FV para estimar, con bajo coste computacional, la curva I-V de distintas tecnologías en función de la irradiación y la temperatura de la superficie del módulo. Aplicación a módulos p-Si y CdTe, contrastando los resultados con datos medidos en plantas FV.
- Establecer un método para ajustar el modelo desarrollado a partir de la información contenida en la hoja de características del fabricante.
- Desarrollo y validación de un modelo eléctrico de inversor FV acoplado a red que permita simular, con bajo coste computacional, tanto las variaciones del punto de trabajo del generador FV en DC, como el control de la corriente inyectada en función de los parámetros de la red AC. Aplicación para inversores monofásicos y trifásicos, contrastando los resultados con datos medidos en plantas FV.
- Establecer un método para ajustar el modelo a partir de la información de la hoja de características del fabricante, en combinación con una sencilla toma de medidas llevadas a cabo en una instalación en explotación, sin necesidad de un equipamiento específico.

Capítulo 2

Modelado de módulos e inversores FV: Estado del arte y Necesidades

*Enigmas que sin más te consumen,
no asumes su mendicidad y, por eso,
te incumben.*

J. J. Sánchez Meroño

RESUMEN: Con el objetivo de modelar el comportamiento eléctrico de las plantas FV conectadas a red, llevamos a cabo un repaso de las propuestas para el modelado eléctrico tanto de módulos como de inversores FV presentados hasta la fecha. En el primer caso, ésta revela que los Modelos de Doble Diodo (DDM) y de Único Diodo (SDM), considerados tradicionalmente adecuados para el modelado de módulos comerciales de Silicio Cristalino, presentan ciertas dificultades en su aplicación a otras tecnologías. Mediante la aplicación de dichos modelos a un módulo comercial de CdTe, cuyos resultados son comparados con datos medidos en una planta FV en explotación, identificamos las limitaciones de aplicación y simulación de estos modelos. Éstas ponen de manifiesto la conveniencia de desarrollar un nuevo modelo de módulo FV, para el cual establecemos los requerimientos deseados.

Por otra parte, la bibliografía específica no parece ofrecer soluciones que permitan la simulación del funcionamiento autónomo del inversor FV, en base a la información de sus bornes eléctricos. Asimismo, la adición de los modelos parciales del inversor propuestos en distintas contribuciones, plantea una serie de dificultades, como el excesivo consumo de recursos computacionales, o la necesidad de información específica sobre el diseño de la máquina. Por consiguiente, Se pone de manifiesto la necesidad de desarrollar un modelo eléctrico de la máquina completa, que pueda ser además, aplicado a un equipo comercial a partir de información accesible.

2.1. Modelado eléctrico de módulos FV: Revisión bibliográfica.

2.1.1. Generalidades.

El modelo eléctrico de módulo FV tiene como misión la caracterización de la curva I-V que determina los posibles puntos de funcionamiento del mismo. Esta curva, considerada como salida del modelo, depende en exclusiva de las condiciones ambientales a las que se ve sometido el módulo, es decir, las entradas del modelo. Por tanto, pretendemos encontrar un modelo de módulo FV que represente esta curva de la manera más sencilla posible, buscando un compromiso entre: precisión, información necesaria para su ajuste, variables a considerar y coste computacional de su simulación.

Tras una revisión de la bibliografía, observamos que la gran mayoría de las contribuciones sobre el modelado de módulos FV se basan en el modelo eléctrico de célula FV. Recordemos que tal y como describimos en el apéndice A.1, la estructura eléctrica de un módulo FV comercial es en esencia la conexión serie de células FV, y en ocasiones, la asociación paralelo de dichas series. Con el fin de contextualizar el desarrollo de los modelos eléctricos de módulos FV de la bibliografía, a continuación presentamos una serie de nociones sobre el modelo de célula, así como las consideraciones comúnmente seguidas por los autores.

El primer aspecto a considerar es la relación entre las entradas y salidas de uno y otro modelo. El modelo eléctrico tradicional de célula FV caracteriza el comportamiento electrónico de la unión semiconductora en función de sus propiedades físicas [72, 73]. Cabe mencionar que en una célula FV se establece una corriente eléctrica producida por la Irradiación Global incidente en su superficie (G). Por tanto, esta variable supone la entrada principal del modelo de célula, manteniendo esta premisa en todos los modelos de módulo FV propuestos. También resulta determinante en el funcionamiento electrónico del semiconductor la Temperatura de la unión T^{cel} , que supone la segunda variable de entrada. Sin embargo, la obtención de esta variable resulta compleja en un módulo FV comercial. Por este motivo, la mayoría de los autores consideran la Temperatura de la Superficie del módulo (T) como variable de entrada del modelo de módulo.

Otro aspecto a mencionar es el circuito equivalente del modelo eléctrico de célula FV, recogido en la figura 2.1, del cual parten la mayoría de las propuestas. Tal y como veremos más adelante, este circuito modela la generación de energía con una fuente de corriente ideal dependiente de G , a la cual se suman dos diodos en paralelo que representan el comportamiento no lineal de la unión. Éste se completa con una resistencia serie que incluye los efectos de disipación térmica y otra en paralelo.

Figura 2.1: Circuito equivalente del Modelo de Doble Diodo de célula FV.

Matemáticamente, la combinación de las ecuaciones no lineales que determinan el comportamiento de estos elementos en función de G y T^{cel} , da lugar a la expresión que rige funcionamiento eléctrico de la célula FV, de la forma:

$$I^{cel} = f(G, T^{cel}, V^{cel}, I^{cel}).$$

Desde le punto de vista eléctrico, la célula FV se comporta por tanto como una fuente de corriente real dependiente de G , cuya intensidad de salida (I^{cel}) viene caracterizada en función de los distintos valores de tensión (V^{cel}) a los que se ve sometida. Esta dependencia se representa gráficamente por una curva I-V para cada pareja de valores $[G, T^{cel}]$, similar a la mostrada en la figura 2.2. Analizando dicha gráfica, observamos que una célula

Figura 2.2: Curva I-V completa de una célula FV a unas condiciones $[G, T_{cel}]$.

FV puede consumir energía trabajando en el segundo o cuarto cuadrante. Sin embargo, tanto las instalaciones de producción de energía FV como los propios módulos, se diseñan para evitar el trabajo en dichas zonas mediante la incorporando dispositivos como diodos de by-pass o anti-retorno. Por este motivo la mayoría de las contribuciones de modelo de módulo FV que en-

contramos en la bibliografía, consideran que estas zonas de funcionamiento carecen de interés, limitando la caracterización de la curva I-V únicamente al primer cuadrante de la curva, donde el módulo actúa siempre como generador.

Otro de los puntos a destacar es la metodología seguida para extrapolar el modelo de célula al del módulo completo, diferenciando claramente dos tendencias. Por un lado encontramos autores que asemejan el comportamiento de la asociación serie-paralelo de células al de una única célula. De esta manera, desarrollan sus hipótesis y simplificaciones sobre el circuito equivalente de la célula, mientras consideran la tensión e intensidad del módulo completo. Otros autores aplican sus asunciones al funcionamiento de la célula, desarrollando un modelo eléctrico simplificado que replican posteriormente en base a la conexión serie-paralelo para formar el circuito del módulo completo. Finalmente, reducen éste a un circuito equivalente de módulo que, aplicando las relaciones presentadas en el apéndice A.1, cuenta con los mismos elementos que el circuito de la fotocélula.

A continuación, en los siguientes apartados presentamos una descripción de los modelos de módulos FV presentados hasta la redacción de esta tesis. Para esta revisión hemos agrupado los modelos tradicionales basados en el modelo de célula FV en función del circuito equivalente que emplean. De esta manera, los Modelos de Doble Diodo (DDM) descritos en el apartado 2.1.2, utilizan el circuito equivalente de la célula FV (figura 2.1). Cabe mencionar que existe cierta unanimidad al considerar que este modelado representa el comportamiento eléctrico de la célula de la manera más precisa [4, 72, 74]. No obstante, muchos autores discrepan de su idoneidad para el modelado de módulos FV comerciales en ingeniería eléctrica [9, 10, 75] alegando que, si bien alcanza una gran precisión, ésta excede las necesidades para dicho ámbito de aplicación, y por tanto, no quedan suficientemente justificados ni tal grado de complejidad ni el consecuente consumo de recursos asociado a su simulación. Fruto de este debate aparecen numerosas alternativas para la simplificación del circuito equivalente y las expresiones que lo rigen, dando lugar a una amplia miscelánea de modelos con distintos grados de exactitud. De la reducción de elementos del circuito nace la familia de Modelos de un Sólo Diodo (SDM) [76], presentada en el apartado 2.1.3. Este modelado emula el comportamiento no lineal de la unión con un único diodo, disminuyendo de manera considerable la complejidad matemática del modelo. Continuando en esta línea, [9] propone incluso la eliminación de la resistencia en paralelo, siendo uno de los circuitos equivalentes más simplificados que podemos encontrar a fecha de presentación de esta tesis.

Finalmente, el apartado 2.1.4 presenta algunas alternativas contemporáneas que no se basan en modelo equivalente de célula, como los modelos neuronales [77]. El estado del arte concluye con un resumen de la aplicación de los modelos propuestos a módulos de tecnologías distintas al c-Si.

2.1.2. Modelo de Doble Diodo (DDM)

Figura 2.3: Circuito equivalente del DDM de módulo FV.

Bajo el nombre de DDM agrupamos todas las propuestas que emplean el circuito equivalente de la figura 2.3 para modelar el módulo FV. Presentado por primera vez en [72], este modelado se caracteriza por incluir dos diodos. El primero modela la unión p-n, mientras que el segundo representa los efectos de recombinación en la región de agotamiento. Ambos diodos se rigen por la ecuación de Shockley, variando el coeficiente de emisión (A_1 , A_2) para cada uno de ellos. La ecuación que describe el comportamiento de la célula incluye por tanto dos expresiones exponenciales,

$$I = I_{ph} - I_{D1} - I_{D2} - \frac{V_D}{R_p}, \quad (2-1)$$

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_1 \cdot (T+273)}} - 1 \right) - I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_2 \cdot (T+273)}} - 1 \right) - \frac{V_D}{R_p}, \quad (2-2)$$

siendo:

I_{ph} Fotocorriente generada en la célula,

I_{S1} Corriente de saturación del diodo 1,

I_{S2} Corriente de saturación del diodo 2,

V_D Tensión en los diodos,

A_1 Coeficiente de emisión del diodo 1,

A_2 Coeficiente de emisión del diodo 2,

k Constante de Boltzmann,

q Carga elemental o carga del electrón,

R_p Resistencia paralelo.

De acuerdo con este esquema, la tensión común para ambos diodos (V_D) puede relacionarse con la tensión exterior (V), gracias a la resistencia serie (R_s), expresándose como:

$$V_D = V + I \cdot R_s. \quad (2-3)$$

Finalmente, teniendo en cuenta que la mayoría de los coeficientes de la ecuación 2-2 varían con G y T como veremos más adelante, la intensidad de salida

viene descrita por una expresión implícita de la forma:

$$I = f(V, I, G, T). \quad (2-4)$$

Este carácter implícito supone precisamente una de las principales desventajas del DDM. Por una parte, nos enfrentamos a una ecuación con la presencia de I en ambas exponenciales, donde el empleo de métodos numéricos para su resolución acarrea un coste computacional significativo. Este inconveniente se acentúa en la utilización de estos modelos para simular instalaciones FV comerciales, donde además de la variación de la curva por cambios en G ó T , el sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT) implementado en el inversor varía el punto de trabajo dentro de ésta, siendo por tanto necesario repetir el cálculo cada pocos segundos. Otro obstáculo derivado de su naturaleza implícita surge a la hora de aplicar este modelo a un módulo concreto. Al tratarse de una función en la que la variable I aparece en ambos términos exponenciales, el valor de los parámetros de la ecuación resulta muy sensible a pequeñas variaciones de ésta. Este hecho plantea a menudo ciertos problemas de convergencia en el ajuste de la curva a una serie de puntos conocidos. Por consiguiente, tanto el método de ajuste utilizado como la elección de dichos puntos juega un papel crítico en la aplicación de estas soluciones a módulos comerciales. Por este motivo, las distintas propuestas de DDM incluyen una metodología determinada para la estimación de sus parámetros, que los autores validan para el módulo que utilizan en su publicación. No obstante, podemos comprobar que el seguimiento de esta metodología tampoco garantiza la convergencia del método para todos los módulos comerciales, y tal como abordaremos en el apartado 2.2.3.

Cabe mencionar además, que tal y como menciona Chan en [4], muchas de las asunciones bajo las que se desarrolla el modelo eléctrico del DDM no están sustentadas por una base teórica muy firme. La más destacable es la de linealidad, por la cual la corriente trasegada por la célula se considera una superposición de la fotocorriente producida por la iluminación y la corriente de polarización. En realidad, esta asunción sintetiza el cumplimiento de otros supuestos más específicos. Entre ellos, que los parámetros ligados a las características del material semiconductor son invariables, tanto con la polarización como con G , así como que la concentración de portadores minoritarios en los límites de la región de agotamiento tiene una dependencia establecida con la polarización de la unión, y a su vez, es independiente de la iluminación. Pese a este tipo de premisas, los resultados empíricos muestran que el DDM ajusta de una manera bastante precisa el comportamiento de la curva I-V [3, 4, 78]. De hecho, tradicionalmente se ha asumido que representa el comportamiento eléctrico de las células FV mejor que el modelado con SDM [72], el cual expondremos en el siguiente apartado. Esta consideración se acentúa sobre todo en condiciones de baja irradiación, donde resulta

crítico considerar la corriente de saturación del segundo diodo (I_{S2}) para ajustar el valor de R_s , tal y como defiende Charles en [74]. De hecho, Chan incluso sugiere en [79] que al tratar de caracterizar el comportamiento de la fotocélula en estas condiciones con circuito del SDM, la resistencia serie necesaria (R_s) puede tomar incluso valores negativos.

Este tipo de asunciones, da lugar a una amplia bibliografía relativa a la aplicación de este tipo de modelo a módulos de c-Si. En la mayoría de las publicaciones citadas, sus autores proponen distintas alternativas con objeto de reducir la dependencia de los términos de la ecuación con G o T . De esta manera, consiguen obtener modelos más sencillos con los que llevar a cabo simulaciones más eficientes, y a su vez, reducen el número de parámetros que resulta necesario estimar para el modelado de un módulo FV comercial. Uno de los más completos es el propuesto por Gow y Mannin en [3], donde presentan un modelo validado para módulos de c-Si. Su desarrollo se basa en la aplicación de ciertas modificaciones a la ecuación general del DDM expresión 2-2, proponiendo la expresión de sus términos en función de las variables ambientales ($[G, T]$) y 12 parámetros constantes. El denominado Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12) se describe con detalle en el apéndice B.1, donde además podemos encontrar el procedimiento de estimación de parámetros propuesto por dichos autores. Cabe destacar que este ajuste requiere información de la curva I-V a distintas condiciones $[G, T]$, así como la aplicación de métodos numéricos, lo cual acarrea un coste computacional y ciertos riesgos de convergencia.

Dentro de la familia del DDM también podemos encontrar otras propuestas con menor número de parámetros. Debido a su sencillez, resulta interesante destacar la propuesta de Chan publicada en [4], que permite representar la curva I-V de un módulo FV empleando únicamente 9 parámetros. En el apéndice B.2 podemos encontrar una descripción detallada del denominado Modelo de Doble Diodo de 9 parámetros (DDM9), junto con la deducción de las expresiones que permiten estimar el valor de sus parámetros en el modelado de un módulo comercial. A diferencia del DDM12, Chan no establece la variación de los términos de la expresión 2-2 en función de las condiciones ambientales. En esta contribución propone un algoritmo basado en expresiones analíticas que permite determinar el valor de estos términos bajo unas condiciones de G y T determinadas. Este cambio de estrategia de modelado cuenta con las ventajas de un procedimiento de estimación de parámetros más sencillo, que evita la aplicación de métodos numéricos. Sin embargo, para cada pareja de condiciones ambientales $[G, T]$ resulta necesario conocer tanto los puntos característicos de la curva I-V a dichas condiciones, como las pendientes en sus extremos. Cabe mencionar que este tipo de información habitualmente no está disponible públicamente. Además, pese a la ventaja que supone evitar el empleo de métodos numéricos, este modelo presenta el inconveniente de ser muy sensible a los valores iniciales de las pendientes. En

este sentido, pequeños errores en la mediada de dicha información gráfica, cuya fiabilidad siempre es cuestionable, arrojan grandes variaciones en los resultados, pudiendo llegar a situaciones incoherentes como valores negativos de I_{S1} o I_{S2} . Cabe destacar asimismo que las simplificaciones y asunciones sobre las que se desarrolla el DDM9, están validadas en [4] únicamente para tres módulos de c-Si. En este sentido, si bien, el modelo presenta un buen comportamiento en estos casos, alcanzando inexactitudes inferiores al 4 %, no se han encontrado referencias sobre la aplicación del DDM9 a tecnologías de módulos cuyas propiedades sean diferentes.

2.1.3. Modelo de un Solo Diodo (SDM)

Pese a la exactitud del DDM, en la mayoría de las aplicaciones prácticas de ingeniería eléctrica se emplea un modelo más simplificado, el cual utiliza un único diodo para emular el comportamiento de la unión semiconductora [76]. Denominados comúnmente Modelos de un Sólo Diodo, la figura 2.4 muestra el circuito equivalente típicamente utilizado en este modelado.

Figura 2.4: Circuito equivalente del SDM de módulo FV.

De igual manera que el DDM, la fotocorriente (I_{ph}) es modelada como una fuente de corriente ideal, mientras que dos resistencias R_p y R_s , representan las pérdidas en paralelo y los fenómenos conductivos [9]. De esta manera podemos expresar la corriente de una célula según la siguiente expresión:

$$I = I_{ph} - I_D - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}. \quad (2-5)$$

En este tipo de propuestas, la corriente que circula a través del diodo (I_D) es caracterizada mediante la modificación de la ecuación de Shockley de acuerdo con la expresión 2-6. De manera que siendo integrada en la ecuación 2-5, la expresión general que define el comportamiento del SDM (expresión 2-7) responde a la siguientes expresiones:

$$I_D = I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{k \cdot (T + 273) \cdot A}} - 1 \right), \quad (2-6)$$

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{k \cdot (T + 273) \cdot A}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}, \quad (2-7)$$

donde k y q son la constante de Boltzmann y la carga elemental o carga del electrón respectivamente, mientras que V e I son las variables de la curva. Cabe mencionar que en este caso, el factor de idealidad o coeficiente de emisión (A) suele variar ligeramente respecto al parámetro A_1 del DDM aplicados a un mismo módulo, ya que una única corriente inversa de saturación agrupa el comportamiento de la unión y los efectos de recombinación en la región de agotamiento ($I_D \simeq I_{D1} + I_{D2}$).

Al igual que en el caso del DDM, se hace necesario considerar la variación los diferentes términos de la expresión 2-7, en función de las condiciones ambientales G y T a las que se ve sometido el módulo. En esta línea podemos encontrar numerosas propuestas que definen estos términos a partir de las propiedades físicas de la célula, mediante con expresiones muy precisas. Sin embargo, no es objeto de esta tesis entrar en tal nivel de definición y, además, nuestro objetivo se orienta a la utilización de un modelado aplicable a los distintos tipos de módulos comerciales, para los cuales la información técnica públicamente disponible es limitada. Bajo estas premisas, únicamente consideraremos soluciones que no requieran información detallada de la composición y diseño las células. Nos centraremos por tanto en aquellas que puedan aplicarse a partir de la información de la hoja de características del fabricante. Debemos mencionar además, que el margen de error habitual en estos datos comerciales suele ser superior al 2 %, por lo que en la práctica, tampoco obtendríamos una ventaja destacable al emplear modelos extremadamente precisos.

En la bibliografía específica encontramos gran diversidad de propuestas del modelo SDM aplicables con información básica. La principal diferencia entre ellas estriba en el número de parámetros que utilizan para establecer la dependencia de los distintos términos de la ecuación con G y T . Uno de las más utilizados es el Modelo de un Solo Diodo de 7 parámetros (SDM7) propuesto en [10]. Dicha propuesta expresa la corriente del módulo bajo unas mismas condiciones ambientales de G y T , mediante una expresión implícita en la que aparecen 5 términos o parámetros (I_{ph} , I_s , R_s , A , R_p). El cálculo de los términos de esta expresión se realiza a partir de los tres puntos característicos de la curva I-V (SC, MPP, OC) y la medida de la pendiente de la curva en el punto de SC. En la el apéndice B.3 podemos encontrar una extensa explicación sobre el desarrollo y procedimiento de estimación de parámetros de esta propuesta. Cabe mencionar que si bien esta publicación presenta la validación de dicho procedimiento para un módulo comercial de c-Si, esta tarea requiere el empleo del método de Newton-Raphson. En este aspecto, la sensibilidad de dicho método a las inexactitudes de los puntos de partida en función de información gráfica, combinado con la presencia de los parámetros en expresiones exponenciales, puede presentar ciertos problemas para su convergencia, de manera similar a lo expuesto en el caso del DDM9.

Tal y como abordaremos en el apartado 2.2.3, estos problemas pueden aparecer con mayor probabilidad en módulos con propiedades distintas al c-Si, para el cual ha sido propuesto en [10].

Otro aspecto a destacar es la utilización de métodos numéricos para la estimación de la curva bajo distintas G y T . En este caso, si bien los autores asumen invariables R_p , R_s y A , emplean un algoritmo que requiere la resolución de expresiones implícitas para el cálculo de los nuevos valores de I_{ph} e I_{sc} , en el que utilizan los coeficientes tk_{Voc} y tk_{Isc} ofrecidos por el fabricante, completando de esta manera los 7 parámetros del modelo.

La aplicación del SDM7 a módulos comerciales presenta por tanto dos inconvenientes fundamentales. Por una parte, necesita información gráfica sobre la curva, que no siempre se puede encontrar en las hojas de características y cuya lectura es muy susceptible de error. Por otro lado, requiere el empleo de métodos numéricos tanto para el proceso de ajuste de los 5 parámetros, como para la simulación de cambios en G ó T . En contribuciones posteriores,[80] propone la estimación de los valores de R_s y R_p sin necesidad de contar con las pendientes de la curva, mientras que [81] propone solucionar estos inconvenientes cambiando la expresión de R_p . Pese a ello, todas estas propuestas mantienen el inconveniente de utilizar una ecuación exponencial de carácter implícito.

En conclusión, la simulación del funcionamiento del módulo con las propuestas citadas requiere el empleo de métodos numéricos ante cualquier cambio de G , T , o V , exigiendo un consumo de recursos computacionales considerable. Además, el propio proceso de estimación de parámetro puede inducir a algoritmos no convergentes cuando tratamos de modelar módulos con distintas características. Este es el caso del CdTe que se describirá en el apartado 2.2.3, con mayor tensión de célula y una relación entre R_p y R_s veinte veces superior a la del Si. En esta aplicación, el error en el ajuste supera con creces la exactitud del propio modelo [82].

Con objeto de paliar estos inconvenientes, otros autores presentan propuestas con menor número de parámetros sin incurrir en un incremento del error considerable. Las simplificaciones más comunes suelen encauzarse a reducir el grado de dependencia de los parámetros con T , o incluso considerarlos constantes. En este sentido, Xiao publica en [9] un Modelo de un Sólo Diodo de 5 parámetros (SDM5), con el ánimo de incrementar la estabilidad y convergencia del ajuste ante el empleo de métodos numéricos, tal y como explicamos de manera más extensa en el apéndice B.4. El ajuste de los parámetros para construir la curva I-V en STC, también requiere el empleo de métodos numéricos. Sin embargo proponen una serie de expresiones analíticas para calcular el valor de los términos ante distintos cambio de G ó T . Cabe destacar que, si bien esta serie de aproximaciones sacrifica cierta exactitud, facilita el ajuste de los parámetros a partir de información del fa-

bricante, optimizando asimismo el tiempo de simulación de manera sensible. Un paso más lejos llega [83] al considerar R_p infinita, reduciendo por tanto el modelo a 4 parámetros. Aproximaciones similares pueden encontrarse en [84], la cual es válida para condiciones meteorológicas cambiantes.

2.1.4. Otros modelos propuestos

Además de los ejemplos de modelos tradicionales citados (DDM y SDM), en la literatura específica encontramos otras propuestas de modelado alternativas. En [85] por ejemplo, se propone un modelo analítico para estimar las curvas I-V y P-V de un módulo FV de un módulo de c-Si. En este caso permite expresar la curva I-V bajo distintas condiciones ambientales mediante una expresión en función de 5 parámetros. No obstante, su estimación requiere cierta información que no viene contemplada en la hoja de características, como el ratio de variación de V e I con G , que debe ser facilitada por el fabricante. Compartiendo este problema con las propuestas citadas. También cabe destacar la propuesta de expresiones analíticas presentada en [86], para la estimación de la curva I-V a partir de los resultados obtenidos por otros modelos más complejos, así como la propuesta de Anderson [87] para la estimación de puntos característicos a partir de sus correspondientes conocidos.

Por otra parte, resulta interesante la aplicación de técnicas de modelado neuronales (*fuzzy*) en [77, 88, 89], las cuales cambian el origen de la información necesaria para su aplicación a módulos comerciales. Este tipo de modelos, los cuales denominaremos *neuronales*, permiten incorporar resultados de datos medidos para obtener una aproximación de la curva I-V. Sin embargo, las propuestas citadas utilizan como una de sus entradas la temperatura de la célula. Ésto supone un inconveniente para la aplicación a explotaciones industriales, tal y como argumentaremos en el apartado 2.3.1. Asimismo, cabe destacar la ausencia de publicaciones referentes a la aplicación de modelos neuronales a módulos de capa fina u otras de las tecnologías FV actuales, limitándose en todos los casos a módulos de p-Si.

2.2. Extensión al modelado de tecnologías FV con propiedades diferentes al c-Si

2.2.1. Propuestas existentes

Tras una profunda revisión bibliográfica sobre la aplicación de los modelos presentados a módulos de distintas tecnologías FV, comprobamos la escasez de contribuciones referentes en comparación con la producción científica generada por los módulos de c-Si. Este hecho viene justificado por la evolución histórica de la industria FV. La diversidad de tecnologías FV que podemos encontrar actualmente, viene ligada al crecimiento exponencial experimentado por esta industria en la última década. Los modelos presentados en los apartados anteriores se desarrollaron en el marco de un mercado totalmente distinto, en el que únicamente se comercializaban módulos de m-Si y p-Si. Este nuevo escenario pone de manifiesto la necesidad de validar también dichos modelos para módulos basados en estas nuevas tecnologías, cuyas propiedades son distintas a los módulos de c-Si. No obstante, existen algunos trabajos interesantes en esta línea. Utilizando en todos casos el modelado tradicional (SDM, DDM), ciertos autores se aventuraron a modelar módulos de tecnologías poco habituales recientemente comercializados. A continuación procedemos a enumerar este tipo de contribuciones, clasificadas según la tecnología a la que son aplicadas.

Módulos de Silicio amorfo (a-Si)

En 1991, Portogeropoulos junto con otros autores estudian la aplicación del SDM y el DDM a módulos de capa fina de a-Si. Tal y como arrojan los resultados publicados en [90], ambos modelos emulan satisfactoriamente el comportamiento de estos módulos. Esta publicación concluye que, de igual manera que para el c-Si, el SDM resulta el más adecuado que el DDM para el a-Si, pudiendo incluso utilizar la versión simplificada que prescinde del parámetro R_s (SDM4). En publicaciones posteriores podemos encontrar otros ejemplos de la aplicación satisfactoria del SDM a módulos de a-Si, como en [91], donde modela módulos comerciales actuales proponiendo incluso un algoritmo de ajuste de parámetros que mejora los resultados obtenidos.

Módulos Tándem de Silicio microamorfo (u-Si) y amorfo (a-Si)

Recientemente, Hyeonah estudia el comportamiento del SDM para módulos de c-Si, capa fina de a-Si y Tándem de u-Si con a-Si [91]. Tras utilizar distintos métodos para la obtención de parámetros del modelo, concluye que los algoritmos propuestos hasta la fecha no consiguen ajustar correctamente la curva I-V para esta nueva tecnología tándem. Propone entonces nuevos algoritmos para el cálculo de los parámetros del SDM, mejorando los resultados para las tres tecnologías.

Módulos de Seleniuro de Cobre-Indio-Galio (CGIS)

En esta misma línea, Werner publica en [92, 93] sus trabajos sobre la aplicación del SDM y DDM a un módulo de tecnología capa fina de CGIS. Estos estudios revelan que al seguir las directrices propuestas para el modelado de módulos de c-Si, los resultados arrojan un error en la estimación considerable. La autora destaca que tratándose de una unión semiconductora con propiedades físicas diferentes, muchas de las asunciones sobre las que se basan las simplificaciones realizadas en el desarrollo de los modelos tradicionales no son totalmente válidas. En base a estas deducciones, concluye que no pueden aplicarse arbitrariamente sin tener en cuenta la tecnología FV de la célula a modelar. Para el caso particular del CGIS, las diferencias en el valor del band-gap, el comportamiento de la corriente inversa de saturación y los mecanismos de recombinación [94, 95] distan mucho del p-Si o m-Si, por tanto, no deben ser obviadas. Desde un punto de vista matemático esto se traduce en que ciertos parámetros asumidos constantes con G ó T para el c-Si, presentan variaciones considerables que no pueden ser despreciadas para tecnología FV. Uno de los ejemplos más representativos de esta circunstancia es el factor idealidad (A), que a diferencia del caso del c-Si, presenta una fuerte dependencia con el nivel de G . Aplicar estos modelos sin considerar este tipo de diferencias, da lugar a inexactitudes en la representación de las curvas I-V, las cuales se acentúan conforme las condiciones ambientales se alejan de STC, para el cual se ajustan los parámetros. También defiende que pese a mantener un error considerable, el DDM presenta resultados menos inexactos que el SDM. Esta conclusión refuerza el argumento anterior sobre la validez de ciertas simplificaciones según el tipo de tecnología, ya que el DDM incorpora menos simplificaciones y, por consiguiente, resulta más próximo al modelado físico de la unión semiconductora [96].

Encontramos también interesante el estudio publicado en [97], donde compara la aplicación del SDM a módulos de a-Si, p-Si, CGIS y CdTe. La utilización del SDM5 y el SDM7 para módulos de CGIS ofrece resultados similares a los de Werner, cuyo error en el MPP para simulaciones a baja G alcanza cotas superiores al 50 % y el 30 % para cada caso.

También cabe destacar la aplicación expresiones analíticas para la estimación de la curva I-V a partir de los resultados obtenidos por otros modelos más complejos, utilizadas para módulos de CIS en [86].

Módulos de Seleniuro de Telururo de Cadmio (CdTe)

En este mismo artículo [97], también podemos observar como el SDM tampoco parece adecuado para módulos de CdTe. En este caso tampoco consigue representar fielmente la curva I-V para condiciones de baja G , tal y como se muestra en la figura 2.5. El SDM7 presenta mejores resultados que el SDM5, con un error a 100 W/m^2 del 5 % y 20 % en cada caso. No

obstante, al igual que ocurre con el CGIS, la forma de la curva de ambos modelos tampoco representa el comportamiento del módulo de manera fidedigna. Presenta variaciones muy significativas al alejarnos de este punto y acercarnos a V_{oc} . Pese a los estudios publicados sobre el comportamiento de esta tecnología [98, 99, 100], o incluso sobre su producción en plantas industriales [101, 102], no se han encontrado más referencias sobre la aplicación de un modelo eléctrico a un módulo de CdTe.

Figura 2.5: Comparación de curva I-V de un módulo de CdTe con SDM.
Fuente: Photovoltaic Specialists Conference (PVSC) 2011 [97].

Modelado de módulos basados en otras tecnologías

Cabe mencionar que no existe una gran variedad de referencias bibliográficas en las que se estudie la bondad del modelado tradicional para módulos comerciales de tecnologías distintas a las citadas. En [103] podemos encontrar un estudio sobre el modelado de células orgánicas, donde utilizan un circuito equivalente similar al DDM. En este sentido cabe destacar que si bien existen trabajos sobre el desarrollo de modelos con alto grado de precisión para tecnologías orgánicas como ésta o el GaAs [104], éstos necesitan información detallada sobre la estructura química y constitución interna de la célula. Por tanto, no pueden aplicarse a módulos comerciales partiendo de la hoja de características. Su tímida incursión en el mercado y la escasez de explotaciones FV industriales de dichas tecnologías, no plantean actualmente la necesidad de modelos para tales aplicaciones.

2.2.2. Elección de la tecnología de CdTe

Las divergencias presentadas en el apartado anterior encontradas al aplicar un mismo modelo a módulos de distintas tecnologías FV, ponen de manifiesto que este aspecto es un factor determinante en el modelado de un módulo FV. Por consiguiente, no podemos asumir que las expresiones matemáticas tradicionalmente aceptadas para módulos de c-Si sean adecuadas para cualquier tecnología. Su vigencia, así como la exactitud de las estimaciones, queda por consiguiente condicionada a una validación específica para cada tecnología. También se desprende que la validez del procedimiento de estimación de parámetros está estrechamente ligado a la tecnología de la célula, significando un punto crítico en la aplicación del modelo cuando el comportamiento eléctrico del módulo difieren sensiblemente de aquella tecnología FV para la cual dicho procedimiento ha sido validada.

Dentro de este marco, hemos procedido a tratar de validar los modelos tradicionales para los módulos de CdTe, dando lugar a la contribución [82]. De manera similar a los resultados posteriormente publicados en [97], nuestra labor concluye que el error cometido por los distintos modelos no resulta totalmente satisfactorio. Además, presenta ciertos problemas de convergencia en el ajuste de los parámetros. Enfrentarnos a éstos y otros inconvenientes descritos en el apartado 2.3.1, nos ha motivado a buscar nuevos modelos polivalentes, que no contemplen el condicionante de la tecnología FV del módulo. Es por tanto labor a desarrollar como parte de esta tesis, el establecimiento de una metodología de modelado aplicable a la amplia miscelánea de módulos existentes en el mercado, que resulte más adecuada que los modelos propuestos.

La escasez de publicaciones sobre el modelado de módulos de tecnologías no basadas en c-Si, nos ha incitado a estudiar cuales serían los modelos más adecuados para estas nuevas tipologías de módulos. La vía de investigación en la que se enmarca esta tesis, se encauza inicialmente en comprobar la vigencia de los modelos tradicionalmente aceptados (SDM, DDM), para tecnologías cuyas propiedades y comportamiento distan sensiblemente de las del c-Si. Motivados por su fuerte entrada en el mercado FV, hemos optado por iniciar esta tarea con módulos de capa fina [105]. Concretamente, nos hemos decantado por los módulos basados en CdTe, que en poco tiempo se han alzado como líderes en su segmento, posicionándose como una firme alternativa al c-Si [71]. Sus menores necesidades de material semiconductor (2 % por Wp) [100], la independencia de su precio a fluctuaciones en la cotización del Si, junto con la sencillez de un proceso productivo con mucho recorrido para reducir costes aún [106, 107], sitúan a estos módulos como un producto muy interesante para el presente y futuro de la industria FV [98, 108, 109]. Estos módulos han experimentado una importante mejora del rendimiento en la última década, alcanzando en laboratorio cotas del 16.5 % [110, 111].

De hecho, una de las claves de su éxito es la buena respuesta que presentan ante variaciones de G y T . En su versión comercial, pese a presentar peor rendimiento en STC que el c-Si, mejoran su comportamiento para alta T y baja G [100]. Estos motivos los hacen idóneos para zonas cálidas como la Península Ibérica [99], donde superan incluso la producción anual de las tecnologías tradicionales basadas en c-Si [101, 102].

Estas diferencias lo convierten también en un buen candidato para comenzar a comprobar la vigencia del DDM o el SDM con tecnologías distintas al c-Si. Partimos de la hipótesis de que las posibles deficiencias que puedan aparecer al aplicar estos modelos a un módulo diferente, serán más acuciadas en tanto en cuanto sus propiedades, y su comportamiento con las variables ambientales, se alejen de aquellos para los cuales han sido validados. En este sentido, si bien los módulos de CdTe presentan menor pérdida de rendimiento que los de c-Si con el aumento de T [112], se comportan cualitativamente de manera similar. Por tanto, más allá de la actualización del valor en los coeficientes $tk_{V_{oc}}$ y $tk_{I_{sc}}$, la influencia de esta variable no presenta indicios a priori, para sospechar de la invalidez de los modelos tradicionales a esta tecnología. Sin embargo, no ocurre lo mismo con el comportamiento ante la G . Tal y como se observa en la figura 2.6, la respuesta al espectro solar del CdTe difiere sensiblemente de la del c-Si para longitudes de onda cortas, lo que repercute en un mejor aprovechamiento de la radiación difusa.

Figura 2.6: Eficiencia cuántica de módulos de m-Si y de CdTe.

Fuente: First Solar Informe PD-5-422 [113].

Ésto se traduce en una evolución del rendimiento con la G sustancialmente distinta, alcanzando su máximo en el entorno de 200 W/m^2 en lugar de a 1000 W/m^2 , tal y como muestra la figura 2.7. Cabe destacar que representar fielmente este comportamiento puede suponer un inconveniente para los modelos tradicionales desarrollados para el c-Si. En esta tecnología, la respuesta del rendimiento con G es aproximadamente constante, y de acuerdo con este argumento, la aplicación del modelado tradicional a módulos de CdTe tiene más posibilidades de inducir errores, que la de otras nuevas tecnologías FV cuyo comportamiento eléctrico es más afín al del c-Si.

En base a estos motivos, y considerando su posicionamiento en el mercado, hemos seleccionado esta tecnología para comprobar la validez de los modelos tradicionales para módulos distintos a los basados en c-Si. Nuestro primer paso en esta línea ha sido la aplicación de distintas versiones del DDM y el SDM a un módulo de CdTe. Las conclusiones de este estudio, que podemos encontrar desglosadas en el siguiente apartado, fueron expuestas en el congreso PVSEC de Valencia en el año 2010 [82]. En este sentido, cabe mencionar la obtención de resultados similares por parte de otros autores en estudios posteriores sobre la aplicación del SDM a esta tecnología [97].

Figura 2.7: Variación del rendimiento del módulo de CdTe First Solar en función del nivel de irradiación.

Fuente: First Solar Informe PD-5-420 [114].

2.2.3. Problemática en la aplicación de SDM y DDM a un módulo comercial de CdTe.

Con objeto de validar y determinar el modelado más apropiado para la representación de la curva I-V bajo distintas condiciones ambientales, hemos procedido a caracterizar un módulo comercial de CdTe con distintas versiones del DDM y del SDM. De manera que utilizando únicamente la información de la hoja de características, hemos modelado el módulo FV de 70W FS270 [6], siguiendo los algoritmos de estimación de parámetros de algunas de las propuestas citadas en los apartados 2.1.2 y 2.1.3, las cuales están validadas para módulos c-Si. A continuación, se comentan los puntos más relevantes de este proceso para los modelos: SDM5, SDM7, DDM9 y DDM12. En el apéndice C, pueden observarse los resultados del ajuste de estos modelos para módulo FS270, así como su comparación con los datos del fabricante. Posteriormente, hemos empleado estos modelos para simular condiciones de explotación de una planta conectada a red durante 3 meses, comparado los resultados con datos medidos en dicha planta.

2.2.3.a. Modelo de un sólo diodo con 7 parámetros (SDM7)

La aplicación del modelado propuesto en [10] a un módulo comercial, parte de los puntos característicos de la curva en STC ($[V_{oc}, 0]$, $[V_{mpp}, I_{mpp}]$, $[0, I_{sc}]$), la pendiente en el punto SC y los coeficientes de temperatura $tk_{V_{oc}}$ y $tk_{I_{sc}}$. Tal y como podemos consultar en el apartado B.3.1, al seguir el procedimiento descrito por los autores nos hemos encontrado con ciertos problemas de convergencia en la aplicación del método de Newton-Raphson para el cálculo de R_s , R_p y A . Estos problemas parecen estar ligados a la distinta relación entre los parámetros R_s y R_p de los módulos de c-Si y CdTe. En el caso de las células comerciales de CdTe, el valor final p.u. de R_s resulta ser del orden de 10 veces mayor que para las de c-Si, mientras que para R_p es aproximadamente la mitad. De manera que la relación entre R_s y R_p para el CdTe es 20 veces superior. Cabe mencionar que el valor de estas relaciones esta asociado a la tecnología, en tanto en cuanto los valores del circuito equivalente dependen de la tensión e intensidad de la fotocélula. En este sentido, si bien la célula de CdTe trabaja a una tensión ligeramente superior a los de c-Si, su intensidad es sustancialmente menor, existiendo una gran diferencia entre el ratio I-V de los módulos de ambas tecnologías. Asimismo, debemos considerar que R_s aparece junto con A en el término exponencial, y por consiguiente, la aplicación de un método numérico iterativo como el de Newton-Raphson resulta muy sensible a variaciones de este parámetro. Un análisis de la evolución de las iteraciones en el algoritmo de estimación de parámetros del módulo CdTe, difiere de la que observamos publicada para el módulo de p-Si con el cual ha sido validado el método, hasta el límite de no converger.

Una vez entendido el origen de los problemas de convergencia, hemos tratado de ajustar nuestro módulo incorporando ciertas restricciones al método de ajuste propuesto en [10]. Teniendo en cuenta la sensibilidad del método numérico a los valores iniciales de los parámetros, hemos realizado una serie de intentos con distintos valores de éstos. Tomando aquellos en los que las iteraciones del módulo de CdTe siguen una evolución similar al caso validado del c-Si, hemos conseguido la convergencia del ajuste partiendo de un valor inicial de R_s , que debe ser al menos 3 veces mayor que su valor final. En el caso de R_p es 40 veces, limitando además el resto de iteraciones por una cota de 20 veces su valor final. Además, las iteraciones del valor del parámetro A deben también ser acotadas entre 1 y 3. Debemos mencionar que las citadas restricciones no tienen necesariamente un sentido físico, así como tampoco podemos considerarlas como una regla común para todos los módulos de CdTe. No obstante, nos permiten entender mejor el funcionamiento del algoritmo de ajuste de parámetros propuesto en [10], así como las razones por las que no resulta válido para módulos de CdTe. En el apéndice C.3 podemos observar el valor final de los parámetros fruto de estas consideraciones, así como las curvas I-V simuladas con el SDM7 para distintas condiciones ambientales de G y T.

En base a estos argumentos, concluimos que la validación del algoritmo de ajuste de parámetros propuesto en [10] no es extensible a módulos de tecnologías FV cuya relación I-V diste sensiblemente respecto a la del c-Si, y por consiguiente, no resulta adecuado para la aplicación del SDM7 a módulos de CdTe.

2.2.3.b. Modelo de un sólo diodo con 5 parámetros (SDM5)

El módulo FS270 también ha sido modelado utilizando la simplificación del modelado propuesto en [9], en el que R_p y la corriente del diodo en SC son despreciadas. Tal y como detallamos en el apéndice B.4, el algoritmo de ajuste de parámetros del SDM5 emplea un proceso iterativo que, pese a ser más sencillo que en el SDM7, tampoco converge para este módulo de CdTe. No obstante, la aplicación de las mismas restricciones establecidas para el parámetro R_s en el ajuste del SDM7, también permiten evitar problemas de convergencia en este caso. En el apéndice C.4 podemos encontrar las curvas del módulo FS270 I-V estimadas con el SDM5 para distintas condiciones de G y T, junto con el valor de los parámetros finales. Cabe destacar que, debido a la omisión de R_p en esta propuesta, el valor estimado para el parámetro R_s difiere significativamente del obtenido para el SDM7, lo cual también viene reflejado en sensibles diferencias de exactitud entre ambos modelos.

2.2.3.c. Modelo de doble diodo con 9 parámetros (DDM9)

En este caso, el procedimiento de estimación de parámetros del DDM9 propuesto en [4] no exige la utilización de ningún método numérico. No obstante, tal y como podemos observar en el apartado B.2.1, el algoritmo propuesto requiere el valor la pendiente de la curva I-V en SC y OC para su inicialización. Al igual que la mayoría de los fabricantes First Solar no ofrece esta información gráfica en su hoja de características, y por tanto, para llevar a cabo dicho procedimiento hemos estimado los valores de dichos datos a partir de los puntos característicos de la curva, comúnmente disponibles. Nos enfrentamos entonces a la sensibilidad del algoritmo a los valores iniciales, presentando también problemas de convergencia en función del error cometido en esta estimación de las pendientes. Tras realizar distintos ensayos, hemos conseguido una relación que garantiza la convergencia para este módulo en particular, de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$\frac{-1}{Rs_0} = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{OC} = 0.03 \cdot \frac{I_{mpp}}{V_{oc} - V_{mpp}} \quad (2-8)$$

$$\frac{-1}{Rp_0} = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{SC} = 400 \cdot \frac{I_{sc} - I_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (2-9)$$

Los parámetros obtenidos, así como las curvas I-V simuladas con el DDM9 para el módulo FS270 bajo distintas condiciones de G y T, pueden ser consultadas en el apéndice C.2. Cabe destacar que esta propuesta tiene en cuenta la relación de valores de V e I del módulo, por lo que a priori, podría ser válida para otros módulos de esta tecnología. No obstante, cabe mencionar que esta afirmación no ha sido probada.

2.2.3.d. Modelo de doble diodo con 12 parámetros (DDM12)

Aprovechando que el fabricante de este módulo ofrece en su hoja de características los puntos característicos de la curva para condiciones normales de explotación $[800 \text{ W/m}^2, 45^\circ\text{C}]$, hemos modelado el FS270 con el modelo de 12 parámetros presentado en [3]. Siguiendo paso a paso el algoritmo de ajuste descrito el apartado B.1.2, no hemos encontrado problemas de convergencia en el algoritmo de estimación de parámetros. Cabe mencionar no obstante que, tal y como detalla el apartado B.1.1, este modelo considera $A_2 = 2$ en STC independientemente de la tecnología de la fotocélula. Esta asunción parece presentar ciertos inconvenientes en el CdTe a baja G, cuyo comportamiento difiere sensiblemente del módulo de p-Si. Los parámetros obtenidos junto con las curvas I-V simuladas para distintas condiciones de G y T, pueden ser consultadas en el apéndice C.1.

2.2.4. Resultados contrastados con datos de campo

Con objeto de comprobar la validez de los distintas propuestas de modelado, los resultados obtenidos han sido comparados con medidas de módulos comerciales en explotación. Para este cometido hemos tomado como referencia una matriz de 96 módulos iguales, tratando de minimizar los errores inducidos por la tolerancia que presentan estos módulos respecto a su hoja de características. Tomando como referencia una planta FV conectada a red en operación, las medidas recogidas nos ofrecen la posibilidad de comprobar la validez de estos modelos para la simulación las circunstancias derivadas de la explotación real de los módulos, así como la interacción de los propios módulos con el inversor. De esta manera, también aseguramos la condición necesaria de que los módulos tomados como muestra han permanecido suficiente tiempo en operación y, por consiguiente, su funcionamiento no se ve influenciado por el efecto "*dark-box*" propio de los módulos de CdTe durante los primeros meses de funcionamiento [115].

Con tal propósito, hemos tomado medidas en un huerto solar de 5 MWp en Murcia: el *Ecoparque Solar de Bullas*. Los 6,9 kWp tomados como referencia se distribuyen en 12 strings de 8 módulos FS720 [6], conectados a un inversor monofásico SMA Sunny Mini Central 7000 HV [1]. Estas instalaciones han estado disponibles gracias a la colaboración de la empresa constructora y mantenedora de la planta: *Gehrlicher Solar España S.L.* Asimismo los trabajos de campo han sido llevados a cabo en virtud de una beca de transferencia de tecnología concedida por la *Fundación Séneca de la Región de Murcia*, con referencia 07895/BPS/07. En los datos recogidos observamos que los módulos trabajan habitualmente en el entorno MPP, moviéndose hacia el punto de OC en el arranque, amanecer y atardecer. Por este motivo, consideramos que dichas zonas de la curva cobran especial interés para comprobar la exactitud del modelo. En las gráficas de las figuras 2.8 y 2.9 podemos observar una comparación entre los distintos modelados con los datos recabados.

En el caso del SDM, podemos observar que la estimación del SDM7 mejora sensiblemente la curva del SDM5, la cual cuenta con un error considerable a lo largo de toda la curva. Sin embargo, pese a unos resultados aceptables en STC, cabe destacar que el SDM7 no representa de manera adecuada la curva para condiciones de baja G . Los datos medidos reflejan que el CdTe no presenta una respuesta proporcional a la G , como sí ocurre para el c-Si. Al igual que ocurre para la tecnología de CGIS [92], el SDM parece ser un modelo demasiado simplificado para considerar este tipo de comportamientos particulares. En este sentido, el DDM tiende a mitigar estas inexactitudes, ya que tal y como podemos observar en la figura 2.8, el DDM9 consigue aproximar de manera más precisa el comportamiento a baja G . No obstante, esta afirmación no pudo mantenerse para la estimación obtenida con en el

Figura 2.8: Estimación de Curva I-V del CdTe con DDM y SDM.

DDM12. En este caso, pese a ser un modelo menos simplificado que debería aproximar mejor estas particularidades, en la práctica, ofrece un error en la estimación mayor que el DDM9. Este hecho parece estar relacionado con las dificultades encontradas en el proceso de ajuste de los parámetros. En este aspecto debemos tener en cuenta que tratamos con sistemas de ecuaciones exponenciales, en los que variaciones mínimas de las ecuaciones son trasladados a los parámetros de manera magnificada. De esta manera, las pequeñas inexactitudes en los puntos de ajuste se traducen en significativas en zonas de la curva alejadas de éstos. En base a este razonamiento, entendemos que el motivo de que el DDM9 presenta mejores resultados, puede estar relacionado con el hecho de que utilice un proceso de ajuste de parámetros más directo, que no requiere el empleo de métodos numéricos, tal y como sugerimos en [82].

Cabe mencionar que los resultados obtenidos se ven reforzados por trabajos posteriores de otros autores sobre la aplicación del modelado tradicional al CdTe. En este sentido, la publicación [97] muestra una comparativa entre la aplicación del SDM5 y SDM7 a módulos de c-Si, de CGIS y de CdTe. En la misma línea que nuestro estudio, la estimación de parámetros con métodos tradicionales ofrece grandes errores en la curva I-V a baja G . En su caso, propone un nuevo algoritmo de ajuste con el que se mejora la caracterización de la curva. Nos gustaría destacar que la fiabilidad del procedimiento de estimación de parámetros propuesto para los modelos tradicionales, no queda en entredicho exclusivamente para las tecnologías de CdTe y de CGIS. En

la reciente publicación [91], se muestra la aplicación del SDM5 a módulos de a-Si y Tándem (a-Si y u-Si) utilizando distintos métodos de estimación de parámetros. Este trabajo corrobora la necesidad de un nuevo algoritmo, que resulte válido para distintas tecnologías FV.

Estas conclusiones ponen de manifiesto que el procedimiento de estimación de parámetros, resulta una fase crítica en la aplicación del SDM y DDM al modelado de módulos comerciales basados en tecnologías FV con propiedades distintas a las del c-Si. Se desprende asimismo que la bondad de estas propuestas para cada tecnología en particular viene condicionada tanto a la validez tanto del algoritmo de ajuste, como a la adecuación de la expresión matemática que lo rige.

Figura 2.9: Estimación de Curva P-V del CdTe con DDM y SDM.

2.3. Requerimientos para un nuevo modelo de módulo FV

2.3.1. Limitaciones de los modelos existentes

- **Dificultades en la aplicación a distintas tecnologías FV.**

Uno de los principales inconvenientes que presentan los modelos propuestos en la bibliografía consultada es su falta de polivalencia, a la hora de ser aplicados a módulos de tecnologías distintas a aquella para la cual han sido desarrollados. Al igual que los modelos neuronales, los modelos tradicionales (DDM y SDM) parten del modelado de la unión semiconductora de c-Si, tal y como hemos expuesto en la sección 2.1. Por tanto, nos encontramos ante un modelado de fuerte carácter físico, basado en la ecuación de Shockley [76] simplificada para una tecnología en particular. Su validez está estrechamente ligada a la tecnología de la fotocélula, de manera que su extensión a módulos de otras tecnologías FV queda condicionada a una validación específica. En este sentido cabe mencionar que, si bien han sido aplicados satisfactoriamente a módulos de tecnologías como el a-Si, en la sección anterior hemos comprobado cómo surgen ciertos inconvenientes al tratar de hacerlo con tecnologías FV cuyas propiedades difieren de las del c-Si. Por una parte, observamos que el modelo no ofrece la exactitud requerida al variar las condiciones medioambientales de G y T , ya que tiende a emular el comportamiento de la tecnología en base a la cual ha sido desarrollado. Por otra, los métodos de estimación de parámetros propuestos presentan fácilmente problemas de convergencia, en los casos en que las diferencias de las propiedades eléctricas de la fotocélula son considerables.

Concluimos, por consiguiente, que la utilización de las propuestas de SDM y DDM con módulos de las tecnologías FV de nueva aparición pasa por una validación específica de los mismos, así como por el desarrollo de un algoritmo de estimación de parámetros particularizado para cada tecnología.

- **Información necesaria de difícil obtención.**

Otro interesante punto de discusión es la información que se requiere para aplicar estos modelos. La mayoría de los modelos tradicionales utilizan en su procedimiento de estimación de parámetros los valores de la pendiente de la curva en sus extremos, así como curvas a distintas condiciones de G y T . Esto supone un inconveniente al modelar módulos comerciales, ya que habitualmente no se dispone de un conocimiento tan específico de su comportamiento. De hecho, únicamente

podemos asegurar la disponibilidad de la información recogida en la hoja de características, ya que ésta presenta un carácter público. En este sentido, muchas no incluyen información gráfica, sino que los fabricantes se limitan a proporcionar el valor de ciertos parámetros de funcionamiento del módulo. De hecho, los únicos datos comunes a todas ellas son los puntos característicos de la curva en STC ($[V_{oc}, 0]$, $[V_{mpp}, I_{mpp}]$, $[0, I_{sc}]$), junto con los coeficientes de temperatura ($tk_{V_{oc}}$, $tk_{I_{sc}}$, $tk_{P_{mpp}}$). Cabe destacar asimismo que en la actualidad, la mayoría de fabricantes también el valor de estos puntos característicos en Condiciones Normales de Explotación (NOCT) [$G = 800W/m^2$, $T = 45^\circ C$]. De esta manera, la aplicación de los modelos tradicionales únicamente a partir de las hojas de características, plantea en muchos casos un problema de falta de información. Además, aún suponiendo la disponibilidad de las curvas I-V, el manejo de información gráfica siempre supone una dificultad añadida, siendo asimismo muy susceptible a incorporar errores cometidos en la propia medida. En este punto debemos recordar que, tal y como se ha expuesto en el apartado 2.2.3, los algoritmos utilizados para la estimación de parámetros resultan muy sensibles a variaciones de los valores iniciales, de manera que las imprecisiones cometidas en la medida de valores como las pendientes de las curvas, ponen en peligro incluso la convergencia de estos algoritmos. Por consiguiente, la utilización de los modelos tradicionales queda por tanto condicionada a la disponibilidad de cierta información específica sobre el módulo.

Este tipo de inconveniente se mantiene igualmente en la aplicación de los modelos neuronales [77] a módulos comerciales. En este sentido cabe mencionar que, si bien en este caso no utilizan información específica sobre la constitución o las propiedades del módulo, esta técnica de modelado incorpora datos medidos de la temperatura de la fotocélula para su ajuste. Debemos tener en cuenta que, en la práctica, esta medición no resulta viable en una instalación comercial [116], pues requiere llevar a cabo una intervención en el módulo que habitualmente implica la pérdida de garantía del producto. Asimismo, esta variable no suele ser habitualmente medida por los sistemas de monitorización comerciales, de manera que este tipo de propuestas tampoco resultan viables para la simulación de plantas FV de futura construcción, de las cuales no se dispone de información empírica.

■ **Alto coste computacional en su simulación.**

Cabe destacar que además de los citados inconvenientes en la fase de aplicación del modelo, las propuestas de modelado actuales presentan una importante desventaja al ser empleadas en la simulación de plantas FV: el excesivo consumo de recursos computacionales. Debemos tener en cuenta que las distintas versiones del SDM y del DDM, se rigen por una expresión implícita del tipo:

$$I = f(V, I, G, T), \quad (2-10)$$

la cual requiere el empleo de métodos numéricos para su resolución. Por consiguiente, cualquier cambio en las condiciones de G , T ó V , implica la realización de un cálculo iterativo con su correspondiente coste computacional asociado. Este aspecto cobra mayor importancia conforme aumenta la potencia de la planta FV, en tanto en cuanto aumenta el número de ecuaciones a resolver. Para entender mejor esta problemática, tomaremos como ejemplo la estrategia de simulación del SDM7 mostrada en la figura 2.10. Tal y como podemos observar, la obtención de los parámetros de la curva I-V para cada pareja $[G, T]$, cuya evolución temporal suele ser más lenta y requiere mayor número de iteraciones que los cambios de V , permite simplificar la obtención del punto de funcionamiento a la resolución de una ecuación del tipo:

$$I = f(V, I). \quad (2-11)$$

Esta estrategia permite utilizar un único cálculo de parámetros para aquellos módulos que están sometidos a las mismas condiciones ambientales, normalmente un sólo plano de orientación y ausencia de sombras, optimizando los recursos necesarios para simulación de la planta FV completa. No obstante, el cálculo el punto del funcionamiento en función de la V impuesta por el inversor, cuyo valor varía cada pocos segundos debido a la actuación del MPPT. En este caso, el número de módulos que podemos considerar bajo la misma V , es como máximo, la agrupación eléctricamente conectada a una misma entrada del inversor. Por consiguiente, la simulación de una planta FV completa requiere un cálculo de los parámetros de la curva I-V por cada cambio en $[G, T]$ o zona sombreada, además de la resolución individualizado del punto de trabajo de cada curva para cada agrupación de módulos y cada actuación del MPPT. Considerando la cantidad de evaluaciones que resultan necesarias para la simulación de las actuales plantas de varios MW, con una gran superficie de captación donde la distribución de G heterogéneas, así como gran número de inversores, el empleo de estos modelos requiere una capacidad de recursos que pueden resultar excesivos.

Figura 2.10: Estrategia de simulación para el modelo SDM7.

Este aspecto cobra especial importancia en el caso particular de los huertos solares españoles conectados a red antes de Septiembre de 2008, donde es muy común la arquitectura de inversores pequeños; miles de módulos distribuidos en cientos inversores de unos pocos kW. De esta manera, la simulación de este tipo de plantas con los modelos tradicionales implica una gran cantidad de variables a gestionar. Con los equipos informáticos actuales, esta tarea plantea serios inconvenientes, ya que no sólo requiere un tiempo desorbitado, sino que incluso puede producir problemas de desbordamiento de variables.

Figura 2.11: Ejemplo de generador FV con distribución de G heterogénea.
Fuente: El gobierno contra el sol. www.diagonalperiodico.net [117].

2.3.2. Especificaciones para el desarrollo de un nuevo modelo de módulo FV

Los inconvenientes detectados en la aplicación de los modelos tradicionales a la actualidad de la industria FV, ponen de manifiesto la necesidad de bien trabajar en su adaptación a los nuevos módulos presentes en el mercado FV, o bien el desarrollo de nuevas propuestas de modelado alternativas. Ante estas dos líneas de investigación, presumimos que la primera daría lugar a nuevas versiones del DDM particularizadas a aquellas tecnologías para las cuales los modelos tradicionales no sean adecuados, tal y como han sugerido algunos estudios [91, 92, 97, 102]. En este sentido, suponemos que estos desarrollos incluirían simplificaciones específicas para cada una de ellas, así como métodos de ajuste de parámetros particularizados que aseguren su convergencia. Sin embargo, defendemos la hipótesis de que esta solución no resolvería de manera definitiva los problemas planteados anteriormente, ya que no estandarizaría la utilización de un único modelo para cualquier tecno-

logía FV, y además, agravaría el problema de consumo de recursos al utilizar expresiones matemáticas de carácter implícito. En nuestra opinión, esta vía no parece contextualizada dentro del presente de la industria FV, donde las nuevas tecnologías FV están cada vez más presentes en las plantas de nuestro país. Tampoco en su futuro, que parece orientarse a la construcción de grandes instalaciones de cientos de MW [52, 53], cuya simulación empleando modelos con tales necesidades de recursos resulta inviable en equipos informáticos comerciales.

Ante los citados argumentos, esta tesis abandona la vía de adaptación de los modelos tradicionales. Nuestra propuesta se orienta al desarrollo de un nuevo modelo de módulos FV, el cual resulte adecuado al tipo de plantas FV que actualmente están acopladas a la red eléctrica de nuestro país. Para ello debe satisfacer las necesidades para la simulación de plantas de producción eléctrica identificadas en el apartado 1.2.5, las cuales detallamos a continuación:

- **Bajo Coste Computacional:** La nueva propuesta debe curvar I-V del módulo FV mediante una expresión matemática más sencilla, que minimice los recursos necesarios para su simulación y supere las desventajas citadas en el apartado anterior.
- **Polivalencia:** El modelado debe independizarse de las particularidades físicas de la tecnología del módulo, siendo por tanto aplicable para distintas tipologías de módulos comerciales.
- **Datos para el ajuste accesibles:** Asimismo, es deseable sea aplicable a partir de la información comúnmente disponible en las hojas de características de los módulos comerciales, con objetivo de que cualquier módulo pueda ser modelado sin necesidad de realizar ningún tipo de ensayo.
- **Variables de simulación accesibles:** El modelo de módulo a desarrollar debe tener como entradas ambientales únicamente la irradiación incidente (G) y la temperatura de su superficie (T). Para la caracterización de su comportamiento eléctrico se utilizarán sus bornes de conexión, siendo la tensión del módulo (V) su variable de entrada, y su intensidad (I) la salida del modelo.

2.4. Modelado eléctrico de inversores FV acoplados a red: Revisión bibliográfica

2.4.1. Generalidades

Los inversores FV conectados a red, comienzan a fabricarse a gran escala en la explosión de la industria FV a mediados de la década del 2000. Cabe mencionar que hasta este momento, los inversores FV que existían en el mercado estaban destinados a instalaciones de poca potencia, la mayoría aisladas, siendo equipos con relativamente baja eficiencia cuyo reducido mercado hacía inviable el desarrollo de diseños optimizados. Posteriormente, la producción en serie de inversores ligada al boom de las instalaciones FV acopladas a red con tarifas subvencionadas que tuvo lugar en distintos países, trae consigo una mejora significativa de los diseños, la cual tiene como resultado la aparición en el mercado de dispositivos más robustos y eficientes, así como el aumento de la potencia hasta unas de decenas de kW. Sin embargo, a finales de la pasada década las plantas FV instaladas alcanzan una talla de varios MW [118], exigiendo una optimización de coste de construcción y por consiguiente de los equipos. Éstas se trasladan a los inversores FV, que incrementan su potencia por encima de los 100 kW y el nivel de tensión DC a los 1000 V, convirtiéndose en equipos más complejos y sofisticados. Este nuevo mercado de máquinas industriales propicia la adaptación de muchos fabricantes de variadores de frecuencia, los cuales poseen el know-how de esta tecnología, así como los medios para la fabricación de grandes equipos.

Cabe mencionar que las similitudes encontradas en el funcionamiento de ambas máquinas, nos permiten considerar los variadores de frecuencia desarrollados para la alimentación de motores asíncronos como los antecesores de los actuales inversores FV. Tal y como muestra la figura 2.12, éstos dispositivos consisten esencialmente en un convertidor AC/DC alimentado de la red, seguido de un convertidor DC/AC que cede la potencia al motor asíncrono. A su vez, los inversores FV para conexión a red primigenios están compuestos por un convertidor DC/DC y un convertidor DC/AC en cascada [119, 120].

No obstante, si bien estructuralmente únicamente se diferencian en la primera etapa, su funcionamiento y el sistema de control implementado resultan totalmente diferentes. En el caso de los inversores FV el comportamiento como fuente de corriente no lineal de los módulos FV, da lugar a que el inversor sea el responsable de regular la potencia de trabajo mediante la variación la tensión de entrada del convertidor DC/DC. Para esta tarea, los inversores FV incluyen el sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT), el cual determina el punto de trabajo de los módulos FV que optimiza la potencia generada para las distintas condiciones ambientales de explotación. Por su parte, la etapa DC/AC de los inversores FV trabaja con tensión y

Figura 2.12: Comparación entre la estructura de un variador de frecuencia y la de un inversor FV primitivo.

frecuencia aproximadamente constantes. En este caso implementa un control de la intensidad de salida más exhaustivo que los variadores, con el fin de dar cumplimiento a las exigencias de conexión a red [67, 121]. En este sentido, cabe mencionar el progresivo endurecimiento de la normativa de los estándares de calidad experimentado en los últimos años [122, 123], tanto en lo referente a inyección de armónicos [124], como los propios requerimientos de desconexión ante ciertos eventos de la red [66, 69].

En los últimos años, la consolidación de la industria FV ha llevado a los fabricantes de inversores a enfocar sus diseños hacia la optimización de la eficiencia y la fiabilidad de los equipos. Durante este recorrido, estos equipos han implementado nuevas arquitecturas de la electrónica de potencia, así como desarrollado estrategias de control propias a los inversores FV, dejando obsoletas las adaptaciones de los variadores de frecuencia [125]. En este sentido, cabe destacar la reducción del número de IGBTs empleados en la conversión, la cual ha permitido la optimización las pérdidas de conmutación y conducción con respecto a los primeros inversores. Estas evoluciones han propiciado que los inversores fabricados a principios de la década de 2010, omitan en su mayoría la etapa del convertidor DC/DC, implementando una etapa de conversión de potencia basada en un único convertidor DC/AC, con configuraciones mixtas más complejas.

Con respecto al diseño de la máquina completa cabe mencionar que, si bien cada fabricante implementa soluciones particulares para las distintas etapas, la gran mayoría de los inversores FV acoplados a red siguen la es-

estructura básica presentada la figura 2.13. Ésta consta de una serie de etapas en cascada con funciones claramente diferenciadas, las cuales citamos a continuación siguiendo el sentido del flujo de energía:

- 1 **Filtro de entrada DC:** Estabiliza la potencia DC proveniente del generador FV. Minimiza el rizado de la tensión de entrada e incluye un filtro que evita la EMI.
- 2 **Etapla de conversión de potencia:** Encargada de la conversión de DC/AC. Puede incluir distintos convertidores y configuraciones.
- 3 **Filtro de salida AC:** Filtra los armónicos de la etapa de potencia dando la forma sinusoidal a la corriente AC.
- 4 **Dispositivo de aislamiento galvánico:** Asegura la separación galvánica entre el generador FV y la red. En la mayoría de las ocasiones es un transformador que contribuye al filtrado de la corriente AC y adecúa la tensión de salida de la etapa de la red.

Figura 2.13: Estructura típica de un inversor FV acoplado a red.

Fuente: SMA. Sunny Mini Central datasheet [1].

El diseño interno de estas etapas viene ligado por tanto al modelo y la talla del inversor. Algunos inversores FV comerciales omiten incluso la etapa de separación galvánica (4), garantizando el cumplimiento de esta premisa a través de la electrónica de la etapa de potencia (2) [126]. Esta etapa resulta la más crítica en el funcionamiento del inversor y, debido a los continuos esfuerzos de los fabricantes por optimizar su diseño, podemos encontrar una gran variedad de configuraciones [127], cuyo modelado unificado representa una ardua tarea.

Cabe mencionar que una primera revisión de la bibliografía específica en busca de soluciones que puedan ser utilizadas para la simulación del inversor FV integrado en un circuito eléctrico, no arroja una gran cantidad de contribuciones. En este sentido, si bien existe una amplia gama de modelos energéticos con los que simular las pérdidas producidas en el inversor, este

modelado no resulta válido para simular la máquina eléctrica a partir de sus bornes de conexión, ya que no ofrece la interacción del inversor con la red ni con los módulos FV. Asimismo, resultan insuficientes para simular la operación autónoma del inversor, omitiendo la conexión y desconexión automática del mismo. Debemos recordar que durante muchos años, la industria FV ha tenido una talla muy pequeña, de manera que los inversores FV han sido diseñados como una combinación de dispositivos de electrónica de potencia, por lo que no resulta sorprendente la escasez de publicaciones al respecto. Esta revisión bibliográfica ha sido por tanto extendida a la búsqueda de propuestas que modelen al menos la etapa de conversión de potencia. El apartado 2.4.2 recoge un resumen de las aportaciones más relevantes para la simulación de la operación del inversor FV. Asimismo, en el apartado 2.4.3 incluimos los modelos comportamentales de convertidores DC-DC, cuyas conclusiones pueden ser aplicadas al modelado de inversores FV debido a la similitud estructural de ambos equipos argumentada anteriormente.

2.4.2. Modelado de inversores FV

Los modelos eléctricos de inversores FV encontrados en la bibliografía específica suelen limitarse al modelado parcial de la máquina. La mayoría de contribuciones restringe su alcance a algunas etapas del inversor, centrándose bien en el funcionamiento de la entrada DC, o bien en la conexión a red, de manera que estas propuestas no permiten modelar la operación global del funcionamiento autónomo del equipo [128, 129]. Cabe mencionar además que por lo general, estas propuestas se orientan al diseño del equipo, presentando algunos inconvenientes para la simulación de inversores comerciales con una constitución interna desconocida. Éste es el caso de [130], donde Wanjekeche presenta un modelo de etapa de potencia de inversor FV que utiliza un convertidor de puente en H con punto central en varios niveles. Su trabajo se orienta al diseño del sistema de control de dicha etapa de potencia, teniendo en cuenta las particularidades del filtro LCL utilizado para la conexión a red. Cabe mencionar que, pese a no incluir aspectos como el algoritmo del sistema MPPT, el modelado del circuito eléctrico del inversor resulta bastante completo. No obstante, también debemos tener en cuenta que, si bien ofrece una buena estimación de la corriente inyectada, no modela la gestión autónoma de la potencia de operación de los módulos FV y que, por consiguiente, su potencia de funcionamiento debe ser fijada externamente. Asimismo, su aplicación al modelado de un inversor comercial requiere una serie de información sobre la constitución interna de la máquina que no suelen ofrecer fácilmente los fabricantes.

Este aspecto cobra una especial relevancia en nuestro caso, ya que pretendemos emplear un modelo de inversor aplicable a inversores de distintos fabricantes, cuya constitución interna es desconocida a priori. Por este motivo, hemos

centrado nuestra búsqueda en modelos comportamentales y de caja negra, técnicas que tal y como defienden algunos autores [131], permiten modelar el inversor sin necesidad de conocer ni su diseño interno, ni sus parámetros de configuración. Este tipo de modelado suele reducir además el CTC de simulación en comparación con modelos más detallados, al omitir gran cantidad de parámetros con respecto a los segundos. En esta línea, una de las propuestas más relevantes es [132], donde Casaro y Martins aplican técnicas comportamentales al modelado de ciertas etapas del inversor para el diseño de un inversor trifásico. Al igual que el caso anterior, esta contribución parte de la base del conocimiento de los parámetros de diseño del control del inversor, presentando por tanto serios inconveniente en su aplicación a inversores comerciales.

En este sentido, cabe mencionar que el funcionamiento autónomo del inversor viene eminentemente determinado por su sistema de control, por consiguiente, éste no puede ser omitido en el modelado de la máquina. Debemos tener en cuenta que la corriente inyectada a red se regula habitualmente en dos aspectos: su amplitud en función de la potencia operación fijada por el sistema MPPT y su forma en función de la onda tensión de la onda de tensión de red. En [133] podemos encontrar un claro ejemplo de esta doble regulación del sistema de control de la etapa de potencia del inversor FV. Este modelado incluye un PI para la regulación del Lazo de Control de Tensión, con el que varía la potencia trasegada en función de la referencia del MPPT, así como un control por histéresis de la onda de corriente inyectada. Desde el punto de vista del sistema de control, propuestas como [134, 135, 136] se centran en la regulación de la potencia del generador FV. De esta manera pese a que incluyen el modelado el sistema MPPT y la regulación de potencia trasegada, omiten el control de la forma de onda de la corriente inyectada. Esta consideración desprecia una posible interacción con la red, y por consiguiente, no ofrecen resultados satisfactorios en la simulación de inversores conectados a una red real.

Una de las contribuciones que nos gustaría destacar es la aplicación de técnicas comportamentales al modelado de un inversor FV monofásico conectado a red llevada a cabo en [137]. La propuesta de Ropp consigue caracterizar el funcionamiento de la máquina completa, considerando tanto el circuito eléctrico como el sistema de control. El circuito equivalente desarrollado incluye en su alcance la mayoría de las etapas del inversor, tanto los filtros de entrada y de salida, como el modelado promediado de la etapa de conversión de potencia. Por su parte, el sistema de control incluye tanto un algoritmo del MPPT, a través del cual regula la amplitud de la corriente inyectada, como los relés de conexión a red. Gracias a estas consideraciones, dicho modelo permite simular el funcionamiento autónomo del inversor, contemplando tanto las desconexión de la red, como la regulación de la potencia de operación de los módulos. Sin embargo, esta propuesta no incluye

un control específico de la forma de onda corriente, por lo que los resultados no consideran los aspectos de calidad de la corriente inyectada. En la sección 4.6 podemos encontrar más información sobre la aplicación de este modelo a inversores comerciales, el cual hemos utilizado para la comparación de resultados con respecto a la solución presentada en esta tesis.

Resulta asimismo reveladora, la aplicación de técnicas comportamentales al modelado de un convertidor DC/AC desarrollada en la contribución [138]. En este caso, se trata de un inversor DC/AC en fuente de corriente similar a los inversores FV, que modela mediante la interconexión de redes estáticas y redes dinámicas. Las curvas de rendimiento, la regulación del convertidor y las protecciones son modeladas mediante el primer tipo; mientras que con las segundas caracteriza la dinámica de las señales de entrada y salida del inversor. Cabe destacar que al no tratarse de un inversor FV no incluye el filtro de entrada, asumiendo para el ajuste del sistema control una capacidad suficientemente grande. Aquí estriba precisamente el principal inconveniente para la aplicación de este modelo a inversores FV, ya que considera la tensión de entrada DC como una constante externa y, por tanto, no tiene en cuenta las características de fuente de corriente del generador FV. No obstante, ofrece unos resultados muy satisfactorios para la caracterización de la corriente inyectada. Destaca asimismo, la continuación del trabajo de este autor en el modelado de inversores trifásicos empleando modelos de caja negra, llevado a cabo en [139, 140],.

Continuando con esta labor de documentación, hemos encontrado conclusiones de interés en la aplicación de técnicas comportamentales al modelado de convertidores conmutados DC-AC aplicados a máquinas rotativas, tal y como exponemos en el siguiente apartado.

2.4.3. Aplicación de técnicas comportamentales al modelado de convertidores DC-AC

La aplicación de técnicas comportamentales al modelado de convertidores conmutados DC-AC aplicados a máquinas rotativas, ofrecen algunas conclusiones interesantes que nos permiten orientar el desarrollo de un modelo de inversor de inversor FV. En este sentido cabe destacar la exactitud obtenida en la estimación de corriente del modelo propuesto en [141], con el cual alcanza un nivel de detalle de frecuencia de conmutación, aunque como contrapartida, requiere un consumo de recursos computacionales excesivo para la simulación de varios equipos. En esta misma línea, [131] presenta un modelo comportamental de inversor resonante que, gracias al modelo promediado del convertidor, reduce el Coste Computacional (CTC) de la simulación, pese a que continúa siendo elevado. Con objeto de mitigar el alto consumo de recursos, [142] presenta un modelo comportamental de convertidor DC-DC aplicado a simulaciones de largo alcance, en el que considera un control de

intensidad con ancho de banda infinito. En este caso se centra en el modelado de la evolución de la tensión, constante a la entrada y variable a la salida.

Esta revisión bibliográfica muestra que la utilización del modelo promediado [143] es frecuentemente aplicada a convertidores conmutados de distintas tipologías [144], debido a que ofrece resultados satisfactorios en la estimación de la corriente de salida reduciendo sensiblemente el CTC. En este sentido, cabe destacar que esta técnica de modelado puede ser también aplicada a la simulación de potencia en condiciones transitorias, tal y como indica [145].

2.5. Requerimientos para un nuevo modelo de inversor FV acoplado a red

2.5.1. Necesidades de los modelos de inversores FV para la simulación de plantas FV

Simulación de variaciones de potencia

En un sistema FV, el inversor varía el punto de trabajo del generador FV en función de un algoritmo de MPPT [146], cuyo funcionamiento describiremos de manera detallada en el punto 4.3.2.a. La actuación de este algoritmo provoca la aparición de diferencias entre la evolución de la potencia inyectada y de la potencia incidente en la superficie de captación. Debemos tener en cuenta que, tal y como ilustra el ejemplo a , la diferencia fluctúa en torno a la potencia óptima en condiciones de G estable (figura 2.14a), mientras que se acentúa de manera drástica ante condiciones de G variables (figura 2.14b). Cabe destacar ~~que dichas fluctuaciones tienen lugar~~ de manera atomizada por cada unidad de generación, y por consiguiente, la evolución de la corriente inyectada por la o sigue necesariamente el mismo patrón que cada unidad cuando contamos con distintos tipos de inversores en la m. , estas diferencias debemos superponer además, las pro ocásticas de la G incidente, cuya combinación supone un aspecto interesante a la hora de caracterizar la operación de las plantas FV ante la llegada de una nube, así como en los periodos de arranque. Además, debemos tener en cuenta que las fluctuaciones de potencia bajo condiciones de G constantes para instalaciones de varios MW, pueden tener cierta influencia en la tensión del nodo donde se conecta la planta.

Figura 2.14: Ejemplo de la evolución de P_{ac} ante cambios en G .

El modelado de este comportamiento resulta, por tanto, una tarea necesaria para facilitar la operación del sistema eléctrico con un alto nivel de penetración de energía de origen FV. También supone un aspecto interesante para estudiar el impacto del paso de una nube sobre una red con varias plantas FV conectadas. En este caso, la cercanía geográfica de las plantas, propicia que la sombra producida por dicha misma nube afecte de manera paulatina a dichas plantas, provocando alteraciones del flujo de potencia. La caracterización de la corriente inyectada por la planta en estas condiciones, pasa por la disponibilidad de modelos de inversores FV que emulen las variaciones de potencia incluyendo la actuación del MPPT, y demás, permitan ser simulados de manera simultánea para estimar dicha corriente de manera agregada. Asimismo, se requieren modelos aplicables a distintos tipos de inversores comerciales, con el fin de caracterizar las plantas FV conectadas a la red de nuestro país.

Cabe destacar que en la mayoría de los casos, los cambios de referencia de potencia del inversor ocurren en forma de escalones periódicos, y suele introducir además sobreoscilaciones en la corriente inyectada hasta alcanzar el régimen permanente entre dichos cambios. La simulación de esta corriente requiere por tanto la consideración del sistema de control que regula la potencia inyectada por el inversor.

Simulación de perturbaciones de red

Las plantas FV conectadas al sistema eléctrico inyectan potencia a la tensión fijada por la red, de manera que su comportamiento puede asemejar a una fuente de corriente. En este sentido, a pesar de que habitualmente las plantas FV no desempeñan funciones de regulación de tensión en el punto de acoplamiento, cabe mencionar que la potencia inyectada tiene cierta repercusión sobre el flujo de potencia, y por consiguiente, ejercen una acción indirecta sobre la tensión del nodo. Por tanto, en caso de producirse perturbaciones en la red tales como sobretensiones, huecos de tensión o valores de frecuencia fuera de rango, el comportamiento de la planta tiene una influencia directa sobre la estabilidad del sistema. En este sentido, la respuesta de la planta ante dichas condiciones anómalas puede contribuir tanto a la restauración de la falta como a su agravamiento. En la normativa regulada por el RD 661/2007 [42] se establece un criterio de desconexión total de la planta FV ante el incumplimiento de ciertos umbrales de tensión y frecuencia durante un tiempo máximo establecido. Sin embargo, en el caso de grandes plantas esta desconexión resulta nociva para la estabilidad del sistema, y de hecho, una de las modificaciones introducidas por el RD 1565/2010 [68], es la obligatoriedad del cumplimiento del procedimiento de operación desarrollado para parques eólicos [69] para plantas superiores a 2MW. En este caso el umbral de mínima tensión varían en función del tiempo de duración del hueco, debiendo aportar cierta energía reactiva en diferentes supuestos. No

obstante, a fecha de redacción de esta tesis no existe un criterio normativo desarrollado específicamente para las plantas FV, el cual permita aprovechar las posibilidades de la inyección de los inversores FV actuales. En este sentido, contar con modelos eléctricos de estos equipos que permitan caracterizar su respuesta ante las perturbaciones de la red, puede permitir fijar estándares más ventajosos para la operación del sistema.

Cabe mencionar asimismo que la caracterización de la corriente inyectada por una planta FV ante una falta presenta ciertas particularidades. Resulta interesante destacar que muchas de las plantas FV españolas que alcanzan varios MWs, están formadas por pequeños inversores de unos pocos kW. En este caso, la actuación de los relés de conexión o desconexión ante valores fuera de rango se realiza de manera individual para cada inversor. Debemos tener en cuenta que, de manera similar a lo reflejado en el esquema de la figura 2.15, éstos están distribuidos por la planta con líneas de alimentación independientes, por tanto, los bornes de cada inversor se ven sometidos a distintos valores de tensión (V_n). Ésto provoca en ocasiones que su desconexión no resulte simultánea. De hecho, esta arquitectura de planta FV presenta un comportamiento particular cuando la red opera con valores de tensión próximos a los umbrales de actuación de los relés. La tensión en bornes del inversor supera la del punto de acoplamiento en función de la potencia inyectada en la planta ($V_n > V_{red}$) de manera que, debido a la variación de la caída de tensión tanto en la línea de evacuación (ΔV_{o-red}) como en la propia línea individual del inversor (ΔV_{n-o}), la desconexión de un equipo tiene como consecuencia directa una reducción de la tensión en bornes del resto

Figura 2.15: Caída de tensión en una planta FV conectada a red.

de inversores de la planta. Asimismo, tal y como mencionamos en el punto anterior, la conexión de un inversor implica el aumento progresivo de su potencia inyectada debido a la actuación del algoritmo MPPT, aumentado por tanto la tensión en bornes del resto de inversores. Estos aspectos provocan en ocasiones fenómenos de desconexión y reconexión cíclica de los inversores en los umbrales de actuación de los relés de conexión. Este tipo de fenómenos es difícilmente parametrizable sin la ayuda de un modelo individualizado de inversor FV, el cual contemple tanto la actuación del MPPT y la regulación de potencia del inversor, como el control de la corriente inyectada.

Cabe mencionar asimismo, que estas máquinas incluyen individualmente algoritmos que evitan el funcionamiento en isla de las unidades generadoras [66], diversificando la respuesta de los distintos modelos comerciales de inversores FV. La caracterización del comportamiento eléctrico de una planta FV requiere, por tanto, modelos de inversor que emulen la respuesta de la corriente inyectada ante estas perturbaciones, con un coste computacional suficientemente bajo para que puedan ser simularlos de manera simultánea.

Calidad de la onda inyectada

El contenido armónico de la onda de corriente inyectada en la red por la planta FV, el cual debe satisfacer los distintos estándares de calidad del suministro, como IEEE1547 [122] ó IEC61727 [123]. En este sentido, cabe destacar especialmente los requerimientos para la inyección de armónicos (IEC-61000-4-2, EN61000-3-2 [147], EN50160 [124]). Tengamos en cuenta que para la formación de la onda de corriente inyectada, el inversor toma como referencia la señal de tensión en sus bornes de conexión. Esta señal puede contener armónicos introducidos por la impedancia de la línea de evacuación, que pueden resultar significativos cuando se conectan varios inversores [125]. Por este motivo, a pesar de tener una tensión de red en el punto de acoplamiento con bajo contenido armónico, la corriente inyectada por el inversor puede contar con un alto contenido armónico si el control de la corriente inyectada toma directamente la referencia de tensión en bornes del inversor FV. Por este motivo, los modelos eléctricos de inversores para la simulación de plantas FV conectadas a red, deben contar con una estimación de corriente que aproxime los armónicos de primer orden del inversor comercial. Sin embargo, cabe mencionar que las propuestas que cumplen este requisito exigen un alto CTC, de manera que la simulación de un gran número de equipos conectados al mismo punto de evacuación resulta inviable.

2.5.2. Limitaciones de los modelos existentes

Ausencia de modelos que integren tanto las variaciones de potencia de operación como el control de la corriente inyectada

Las propuestas para el modelado eléctrico de los inversores FV conectado a red encontradas en la revisión bibliográfica, se limitan en su mayoría a la etapa de potencia [130, 138, 139, 141], de manera que no consideran ni el comportamiento de fuente de corriente no lineal de los módulos, ni el algoritmo de MPPT. En estos casos, la potencia de operación se fija externamente, no siendo válidos para simular el funcionamiento autónomo de los inversores FV comerciales. Cabe mencionar que si bien existen ciertas contribuciones que modelan dichos aspectos con cierta precisión [134, 135, 136, 137], éstas omiten la evolución y formación la onda de la corriente inyectada. Sin embargo, este aspecto también resulta relevante para estudiar la interacción del inversor con la red [121], especialmente ante perturbaciones y valores anómalos de la red.

La ausencia de un modelo que contemple la forma de onda de la corriente inyectada, y que además, resulte útil para simulaciones de potencia prolongadas en el tiempo, plantea algunos inconvenientes para satisfacer las necesidades de simulación de plantas FV descritas en el apartado anterior. Desde nuestro punto de vista, tanto la regulación de potencia de operación de la matriz de módulos, como el control de la corriente inyectada son aspectos que deben ser considerados para el modelado de un inversor orientado a la simulación de plantas FV conectadas a red.

Alto coste computacional

Uno de los inconvenientes que se derivan de la simulación de la forma de onda de la corriente inyectada con los modelos actuales, es el excesivo consumo de recursos que ésta conlleva.

Si bien en el punto anterior comentamos que no hemos encontrado propuestas que modelen tanto la regulación de potencia de los módulos como el control de la corriente inyectada, ambos aspectos podrían simularse incorporando a los modelos que implementan el primer aspecto [134, 135, 136, 137], alguna de las propuestas que modelan detalladamente la formación de onda [130, 138, 139, 141]. Cabe destacar que algunas de las propuestas del primer grupo modelan la regulación de potencia y la actuación del MPPT empleando una cantidad de recursos relativamente baja su simulación, y por tanto, permiten la simulación simultánea de múltiples equipos. Sin embargo, si bien cualquiera de las soluciones del segundo grupo ofrece un alto nivel de precisión en la estimación de la corriente inyectada, gracias al modelado detallado de la etapa de potencia y el control de la formación de la onda, éstas presentan un CTC simulación considerablemente

elevado. De esta manera, el modelado de una planta FV que integre un cierto número de inversores exige, con la combinación de ambos tipos de modelos, una cantidad de recursos computacionales y variables a gestionar para su simulación que resulta inviable en los equipos informáticos actuales.

Indisponibilidad de la información necesaria para su aplicación

Otro de los inconvenientes que se presenta al emplear los modelos de módulos e inversor propuestos en la bibliografía, es la indisponibilidad de los datos necesarios para la aplicación del modelo a un inversor comercial. La mayoría de las contribuciones parten de un profundo conocimiento sobre el equipo y, por tanto, utilizan para su aplicación información sobre el dimensionado de los elementos del equipos y la regulación de los lazos de control. Sin embargo, este tipo de información no resulta accesible para cualquier inversor FV comercial, ya que los fabricantes de inversores suelen considerar confidencial los criterios tecnológicos para el diseño y el dimensionado de sus componentes internos. Los modelos propuestos presentan por tanto inconvenientes para su aplicación a inversores comerciales de los cuales, pese a ser tipológicamente similares, no se disponga de más información que la públicamente disponible en la hoja de características del equipo. En este sentido, cabe mencionar que si bien la información necesaria varía en función de las distintas propuestas consultadas, la mayoría de los autores no propone ningún método para la estimación de parámetros en función de las propiedades eléctricas del inversor.

Cabe destacar asimismo que la mayoría de contribuciones consultadas aplica sus propuestas a ciertas etapas del inversor. Esta circunstancia lleva asociada la necesidad de conocer la estructura interna del inversor, lo cual suele ser un inconveniente al tratar de modelar inversores comerciales. En este sentido, cabe destacar la excepción de propuestas como [132, 137, 139], que mantienen abierta la posibilidad de aplicar los modelos desarrollados a distintos tipologías de inversores.

Por tanto, la simulación de las plantas conectadas a red españolas, en las cuales encontramos una gran diversidad de modelos de inversores FV, plantea un serio inconveniente al no contar con la información necesaria para estimar los parámetros de los distintos modelos.

2.5.3. Especificaciones para el desarrollo de un nuevo modelo

Con objeto de facilitar la simulación de plantas FV conectadas a red en los términos descritos en el apartado 2.5.1, en esta tesis pretendemos desarrollar un nuevo modelo eléctrico de inversor FV que supere los inconvenientes descritos en el apartado anterior. La nueva propuesta debe ser capaz de simular el funcionamiento autónomo de los inversores instalados en una instalación FV conectada red, considerando tanto el modelado de la regulación de potencia generada por los módulos FV, como cierta precisión en la estimación de la corriente inyectada. El reto de simular redes con plantas FV conectadas que sufran variaciones de potencia a muy corto plazo, pasa por el desarrollo de modelos que, pese a su sencillez, sean capaces de representar el comportamiento del inversor incluyendo tanto el sistema de MPPT y la regulación de potencia de los módulos, como la actuación de protecciones de conexión a red y la forma de onda de la corriente inyectada. Para tal fin, son deseables los siguientes requisitos:

- **Simulación autónoma:** Proponemos implementar un modelo eléctrico de la máquina completa que pueda ser integrado en el circuito del sistema FV. Por tanto, debe permitir su simulación a partir de la información eléctrica que obtenga en sus bornes, gestionando tanto su conexión y desconexión, como la regulación de potencia del generador FV.
- **Bajo Coste Computacional:** La nueva propuesta debe estimar la forma de onda de la corriente inyectada para un periodo de varios segundos, manteniendo un consumo de recursos computacionales reducido. En este sentido cabe mencionar que, si bien asumimos el sacrificio de cierta precisión en favor de optimizar el consumo de recursos, el modelo de inversor debe considerar aquellos aspectos más relevantes de la formación de la onda en función de la tensión de red, aproximando el comportamiento de los armónicos de primer orden.
- **Polivalencia:** De la misma manera que en el caso de los módulos FV, el modelo de inversor FV conectado a red a desarrollar debe ser aplicable a la mayor cantidad de inversores comerciales posibles, para lo cual es deseable unificar el modelado de distintas tipologías bajo una misma propuesta.
- **Aplicación a partir de información accesible:** Consideramos que el nuevo modelo de inversor FV debe aplicarse a los distintos inversores comerciales sin necesidad de contar con información confidencial sobre su diseño. Por tanto, los parámetros del modelo deben ser estimados a partir de información de fácil obtención.

Capítulo 3

Propuesta de modelo de módulo fotovoltaico basado en funciones de Gompertz

*Si esperas resultados distintos,
no hagas siempre lo mismo.*

Albert Einstein

RESUMEN: Con objeto de superar los inconvenientes de las contribuciones anteriores, proponemos el modelado eléctrico de módulos FV mediante una función Simétrica Desplazada de la curva de Gompertz. Ésta permite describir la curva I-V de un módulo mediante una función explícita de tres parámetros. Además establecemos un método para la estimación de dichos parámetros a partir de las propiedades recogidas en la hoja de características, independizando el procedimiento para la aplicación del modelo del tipo de tecnología del módulo FV.

Asimismo, utilizando las condiciones reales de explotación medidas durante un año en plantas FV conectadas a red, hemos procedido a evaluar la aplicación del modelo propuesto a módulos comerciales de CdTe (70 W) y p-Si (220 W), obteniendo resultados satisfactorios para ambas tecnologías. Como conclusión, esta contribución supera la mayoría de los inconvenientes de las propuestas anteriores, ya que representa una herramienta polivalente y aplicable a partir de información comúnmente ofrecida por el fabricante, cuya simulación emplea menores cantidades de recursos computacionales que los modelos tradicionales. Por estos motivos, consideramos que esta propuesta de modelado se presenta más acorde a las necesidades del sector FV actual.

3.1. Descripción general del Modelo de Gompertz Simétrico Desplazado (SSGM)

3.1.1. Aplicación de curvas de Gompertz al modelado de módulos FV

Para desarrollar este modelo hemos analizado funciones matemáticas ajenas al modelado de células FV, cuyo perfil se asemeja a la curva I-V del módulo FV. De esta forma, las particularidades físicas de la unión semiconductor no tienen una influencia directa en el modelado. En esta tesis proponemos una expresión matemática que describe la curva I-V del módulo FV, la cual puede ajustarse a las particularidades de cada módulo FV sin mantener forzosamente una dependencia con el tipo de tecnología FV. Dicha expresión se basa en la función de Gompertz. Cabe mencionar que desarrolladas originalmente para estimar la mortandad humana, este tipo de curvas han sido ampliamente utilizadas para modelar los procesos de crecimiento. En la actualidad, estas funciones suponen una herramienta comúnmente utilizada en procesos de regresión no lineales, como por ejemplo en [148].

La curva estándar de Gompertz se define en función de tres parámetros constantes, de acuerdo con la expresión:

$$y(x) = k \cdot e^{-e^{a-bx}}, \quad (3-1)$$

donde k , a y b son valores positivos. La figura 3.1 muestra un ejemplo de la curva de Gompertz particularizada para $a = 12$, $b = 6$ y $k = 2$. Como podemos observar, esta función presenta la cualidad de ser creciente, aproximándose a k cuando x tiende a infinito. Asimismo, presenta un punto de

Figura 3.1: Ejemplo de curva estándar de Gompertz. Caso particular para $a = 12$, $b = 6$ y $k = 2$.

inflexión en $[x, y] \quad [a/b, k/e]$, marcado por la línea discontinua en la citada figura. Al comparar gráficamente esta función con el primer cuadrante de la curva I-V de un módulo FV, la cual presentamos en la figura 2.2, observamos cierta similitud con la forma de la curva de Gompertz a partir de su punto de inflexión. De hecho, tras un análisis cuidadoso llegamos a la conclusión de que la dependencia de la I del módulo con respecto su V trabajando en modo generador, decrece de la misma forma que lo hace la curva simétrica a la función de Gompertz con respecto al eje vertical a partir de su punto de inflexión $x = a/b$.

La propuesta de este capítulo consiste en modelar el comportamiento de la corriente del módulo FV respecto a la tensión, utilizando una curva simétrica a la de Gompertz entre 0 y a/b . Matemáticamente, esto supone simetrizar y desplazar la curva de Gompertz hasta $V = a/b$. Para llevar a cabo este proceso, en primer lugar realizamos un desplazamiento de la curva estándar de Gompertz sobre el eje de ordenadas hasta el valor a/b . En la figura 3.2a podemos observar gráficamente este paso, mediante el cual obtenemos la curva desplazada de Gompertz representada en trazo negro discontinuo. Algebráicamente, dicho desplazamiento se traduce en sustraer k/e a la ecuación 3-1, dando lugar a la siguiente expresión:

$$y'(x) = k \cdot e^{-e^{-a-bx}} - \frac{k}{e}. \quad (3-2)$$

Posteriormente, el segundo paso consiste en aplicar una reflexión simétrica de la función obtenida sobre la línea vertical $x = a/b$, tal y como indica la figura 3.2b en trazo grueso. De esta manera, sustituyendo x por $2 \cdot a/b - x$ en la expresión 3-2, la ecuación que rige la curva del SSGM puede ser finalmente expresada como:

$$y''(x) = k \cdot e^{-e^{-a+bx}} - \frac{k}{e}. \quad (3-3)$$

Por tanto, esta ecuación permite expresar la curva I-V de un módulo FV de una manera explícita, en función únicamente de tres parámetros constantes, tal y como refleja la siguiente expresión:

$$I = k \cdot e^{-e^{-a+b \cdot V}} - \frac{k}{e}. \quad (3-4)$$

(a) Desplazamiento de la curva estándar de Gompertz.

(b) Reflexión simétrica de la curva desplazada de Gompertz.

Figura 3.2: Deducción gráfica del SSGM.

3.1.2. Parametrización del modelo

En base a la expresión anterior, podemos considerar las constantes k , a y b como los parámetros del modelo que permiten ajustar la curva a un módulo FV en particular. Cabe mencionar que, si bien estos parámetros carecen de un sentido físico en el funcionamiento de la unión semiconductor, el rol que desempeñan en la expresión de la curva I-V nos permite establecer una

relación matemática con las propiedades eléctricas del módulo, tal y como procedemos a deducir.

Un primer análisis de la ecuación revela que k es claramente un factor de escala. Asimismo, el parámetro a viene ligado al punto de corte con el eje de ordenadas, siendo éste el punto de Cortocircuito (SC) del módulo FV. Con el fin de deducir esta relación, aplicamos la ecuación 3-4 a dicho punto $[V, I] = [0, I_{sc}]$, de manera que a partir de la expresión

$$I_{sc} = k \cdot e^{-e^{-a+b \cdot 0}} - \frac{k}{e},$$

podemos relacionar el parámetro a con I_{sc} como:

$$I_{sc} = k \cdot e^{-e^{-a}} - \frac{k}{e}. \quad (3-5)$$

Por otra parte, para establecer una relación de las propiedades eléctricas del módulo FV con el parámetro b , resulta necesario llevar a cabo un análisis matemático más complejo. En primer lugar, podemos establecer cierta relación con el punto de Circuito Abierto (OC), en el punto corte de la curva con el eje de abscisas. Para ello aplicamos la ecuación 3-4 en $[V, I] = [V_{oc}, 0]$, lo que permite plantear la siguiente deducción:

$$\begin{aligned} 0 &= k \cdot e^{-e^{-a+b \cdot V_{oc}}} - \frac{k}{e}, \\ \frac{k}{e} &= k \cdot e^{-e^{-a+b \cdot V_{oc}}}, \\ e^{-1} &= e^{-e^{-a+b \cdot V_{oc}}}, \\ 1 &= e^{-a+b \cdot V_{oc}}, \\ 0 &= -a + b \cdot V_{oc}, \\ a &= b \cdot V_{oc}, \end{aligned}$$

la cual concluye con la expresión:

$$V_{oc} = \frac{a}{b}. \quad (3-6)$$

Cabe destacar que si bien esta ecuación permite expresar b en función de V_{oc} , la presencia de a no permite establecer una relación suficientemente clara entre este parámetro y las propiedades eléctricas del módulo. Con objeto de comprender mejor el papel del parámetro b en la expresión del Modelo de Gompertz Simétrico Desplazo (SSGM), procederemos a estudiar la pendiente de la curva en este punto. Para ello, derivamos en primer lugar la expresión 3-4, obteniendo:

$$\frac{dI}{dV} = k \cdot e^{-e^{-a+bV}} \cdot (-e^{-a+bV}) \cdot b. \quad (3-7)$$

A continuación, simplificamos la derivada de la curva expresándola en función de I . Para realizar dicho cambio de variable, consideramos las siguientes relaciones obtenidas de la propia ecuación 3-4:

$$k \cdot e^{-e^{-a+b \cdot V}} = I + \frac{k}{e}, \quad (3-8)$$

$$-e^{-a+b \cdot V} = \text{Ln} \left(\frac{I}{k} + \frac{1}{e} \right). \quad (3-9)$$

Sustituyendo entonces estas expresiones en la ecuación 3-7, la pendiente de cualquier punto de la curva viene determinada en función de I de la siguiente manera:

$$\frac{dI}{dV} = \left(I + \frac{k}{e} \right) \cdot \text{Ln} \left(\frac{I}{k} + \frac{1}{e} \right) \cdot b. \quad (3-10)$$

Particularizando entonces esta expresión para $[V, I] = [V_{oc}, 0]$, determinamos que la pendiente de la curva I-V en el punto de OC viene descrita por la expresión:

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{oc} = \left(0 + \frac{k}{e} \right) \cdot \text{Ln} \left(\frac{0}{k} + \frac{1}{e} \right) \cdot b = -\frac{k}{e} \cdot b. \quad (3-11)$$

Finalmente, recordando que k es un factor de escala, podemos concluir que el parámetro b representa el ratio con el que decrece la intensidad conforme nos acercamos al punto de OC.

No obstante, con objeto de presentar una parametrización más acorde con las propiedades eléctricas del módulo, incluimos en nuestra propuesta para el modelado de la curva I-V un nuevo parámetro γ , definido a partir de a y b como:

$$\gamma = \frac{a}{b}. \quad (3-12)$$

Este cambio nos permite omitir el parámetro a de la curva estándar de Gompertz simplificando la complejidad matemática de nuestra propuesta. Cabe destacar que facilita asimismo el posterior ajuste del modelo a un módulo en particular, ya que de acuerdo con la expresión 3-6 el nuevo parámetro se corresponde con la tensión en el punto de OC, es decir:

$$\gamma = V_{oc} = \frac{a}{b}. \quad (3-13)$$

3.1.3. El Modelo de Gompertz Simétrico Desplazado (SSGM) propuesto

Utilizando la parametrización definitiva descrita en el apartado anterior, el SSGM propuesto en esta tesis describe la curva I-V de un módulo FV representada en la figura 3.3, mediante la siguiente expresión matemática:

$$I = k \cdot e^{-e^{b \cdot (-\gamma + V)}} - \frac{k}{e}, \quad (3-14)$$

la cual resulta válida para el rango de trabajo del módulo en modo generador, es decir, bajo la condición:

$$0 \leq V \leq V_{oc} = \gamma.$$

Esta expresión nos ofrece un modelo parsimonioso, el cual establece la dependencia entre V e I de manera explícita en función de sólo tres parámetros (k , b , γ), constantes para unas condiciones de G y T determinadas. Además, estos parámetros pueden relacionarse con los valores eléctricos que caracterizan los módulos FV comerciales, mediante las expresiones:

$$I_{sc} = k \cdot e^{-e^{-b \cdot \gamma}} - \frac{k}{e}, \quad (3-15)$$

$$V_{oc} = \gamma. \quad (3-16)$$

Figura 3.3: Aplicación del SSGM a un módulo FV. Valores de V e I en p.u. relativos a V_{mpp} e I_{mpp} .

3.2. Caracterización de la curva I-V de módulos FV comerciales con SSGM

3.2.1. Ajuste de la curva I-V de un módulo FV con SSGM

La utilización del SSGM propuesto para caracterizar la curva I-V de un módulo comercial a unas condiciones de G y T determinadas, consiste básicamente en la determinación del conjunto de valores de k , b y γ que permite ajustar curva simétrica desplazada de Gompertz a una serie de puntos conocidos. En este apartado describimos el proceso de estimación de parámetros, utilizando como base el caso particular a STC ($[G = 1000 \text{ W/m}^2, T = 25^\circ\text{C}]$). Con tal fin, partimos de la información que aparece en la placa de características de cualquier módulo FV comercial, donde encontramos siguientes los datos:

- P_{mpp}^{STC} : Potencia en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- V_{oc}^{STC} : Tensión del módulo en OC a 1000 W/m^2 y 25°C .
- V_{mpp}^{STC} : Tensión en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- I_{mpp}^{STC} : Intensidad en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- I_{sc}^{STC} : Intensidad del módulo en SC a 1000 W/m^2 y 25°C .

Estos datos definen los tres puntos característicos de la curva I-V (SC, MPP, OC), a partir de los cuales llevamos a cabo la obtención de parámetros. Cabe mencionar que, siguiendo la línea de los métodos de estimación de parámetros propuestos en las distintas contribuciones sobre los modelos tradicionales, podríamos plantear un sistema de ecuaciones aplicando a dichos puntos la ecuación general del SSGM (expresión 3-14). De hecho, teniendo en cuenta que la expresión 3-13 determinada en la sección anterior nos ofrece de manera directa el valor del parámetro $\gamma = V_{oc}$, podríamos incluso reducirlo únicamente al cálculo de b y k a partir del MPP y el punto de SC, es decir, a la resolución del siguiente sistema de ecuaciones:

$$I_{sc} = k \cdot e^{-e^{b \cdot (-V_{oc})}} - \frac{k}{e}, \quad (3-17)$$

$$I_{mpp} = k \cdot e^{-e^{b \cdot (-V_{oc} + V_{mpp})}} - \frac{k}{e}. \quad (3-18)$$

Sin embargo, la resolución de este sistema resulta muy sensible a variaciones de las incógnitas en el término exponencial, y por tanto, la fiabilidad del método podría verse afectada por problemas de convergencia similares a los citados en el apartado 2.2.3 para los modelos tradicionales.

En este aspecto, debemos destacar que la naturaleza explícita del SSGM permite utilizar las herramientas para ajuste de curvas disponibles en el software de cálculo matemático. De esta manera, proponemos determinar el valor de los parámetros de una manera más práctica, que además de aumentar la fiabilidad del método de estimación de parámetros con respecto a otras propuestas, permite distribuir el error en los distintos puntos de la curva. En nuestro caso hemos utilizado con resultados satisfactorios la función de ajuste no lineal de mínimos cuadrados `nls` de `R` [149]. No obstante, cabe mencionar que dicha función requiere la entrada de un cuarto punto adicional para evitar problemas de estabilidad en `nls`. Con objeto de salvar este inconveniente y realizar el ajuste de la curva a partir de la información publicada por el fabricante en la hoja de características, sugerimos añadir a los tres puntos característicos del módulo (SC, MPP, OC), un cuarto punto virtual estimado a partir de los datos conocidos. Para la elección de dicho punto hemos tenido en cuenta que un módulo instalado en una planta FV trabaja habitualmente en el entorno del MPP, desplazándose hasta el punto de OC en condiciones de baja irradiación como el amanecer y atardecer. Analizando este sector de la curva de acuerdo con la figura 3.4, podemos observar cómo su pendiente se aproxima a una recta en el punto de corte con el eje de ordenadas.

Figura 3.4: Ejemplo de ajuste del SSGM con `nls` en `R` para el módulo FS270 a partir de los datos del fabricante. Valores de V e I en p.u. relativos al MPP.

Considerando estos aspectos, hemos procedido a estimar dicho punto virtual interpolando linealmente entre el MPP y el punto de OC, situándolo en las proximidades del punto de OC tal y como muestra la figura 3.4. Matemáticamente, el punto virtual puede obtenerse por tanto en función de la información de la hoja de características, de acuerdo con las siguientes expresiones, con $0 < \alpha < 0.3$.

$$V_{virtual} = \alpha \cdot V_{mpp} + (1 - \alpha) \cdot V_{oc}, \quad (3-19)$$

$$I_{virtual} = \alpha \cdot I_{mpp}, \quad (3-20)$$

Apoyándonos en los resultados satisfactorios obtenidos en el ajuste de la curva del módulo FS270 en STC, recogidos en el apartado 3.4.4, recomendamos fijar el valor de $\alpha = 0.05$ para la estimación del punto virtual.

Cabe destacar que del mismo modo que hemos expuesto para STC, el SSGM también permite modelar la curva I-V del módulo bajo condiciones ambientales diferentes ($G \neq 1000W/m^2$ ó $T \neq 25^\circ C$). Tal y como comprobaremos en la siguiente sección, en dicho caso únicamente resulta necesario conocer los tres puntos característicos de la curva I-V, a partir de los cuales llevar a cabo el mismo procedimiento descrito para STC.

3.2.2. Comprobación con datos de fabricante

En este apartado procedemos a evaluar el ajuste de la curva I-V estimada con SSGM para distintas condiciones ambientales de G y T . Con objeto de comprobar la polivalencia del modelo propuesto, hemos llevado a cabo esta tarea para dos módulos comerciales de distintas tecnologías: el módulo de p-Si *Solon Blue P220/6+* (SOLONP220) [11] y el módulo de CdTe *First Solar Series 2 270* (FS270) [6].

Con este objetivo, hemos llevado a cabo el modelado de las curvas I-V para un rango de condiciones ambientales que cubre las condiciones habituales de trabajo de los módulos FV en una instalación industrial, formado por la combinación de los siguientes valores:

$$G' = [100, 200, 500, 800, 1000](W/m^2),$$

$$T' = [25, 45, 65](^\circ C).$$

La figura 3.5 recoge el proceso completo desarrollado para esta comprobación, partiendo de los puntos característicos en STC y NOCT recogidos en la hoja de características de un módulo comercial. Como podemos observar, en él se diferencian dos fases que se repiten para cada combinación de condiciones ambientales $[G', T']$: **I-** Estimación de los parámetros del SSGM (**trazo azul**) y **II-** Obtención del MPP de la curva estimada (**trazo verde**). Cabe recordar que tal y como describimos en el apartado anterior, para

(I) ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS

Figura 3.5: Esquema de comprobación del ajuste de la curva I-V con SSGM.

llevar a cabo la estimación de parámetros del SSGM resulta necesario conocer los puntos característicos de la curva I-V (SC, MPP y OC) para las distintas combinaciones $[G', T']$. En caso de no disponer de esta información, como ocurre para el módulo SOLONP220, resulta necesaria su estimación previa, tal y como indica el **paso 1** de figura. En el apéndice A.3 podemos encontrar de manera detallada el proceso de estimación de SC, MPP y OC, para cualquier combinación $[G, T]$ a partir de sus correspondientes puntos a STC y NOCT, los cuales sí contempla la hoja de características del módulo SOLONP220 [11]. Cabe mencionar que en esta tarea hemos considerado los criterios de cálculo utilizados para tal fin en propuestas anteriores de modelos de módulos FV [3, 10, 87, 150, 151]. Por el contrario, dicha información sobre módulo FS270 ha sido obtenida directamente de distintos informes facilitados por el fabricante [113, 114], evitando la necesidad de realizar esta estimación previa.

Independientemente del modo obtenido en cada caso, la estimación de los parámetros del SSGM, que corresponde al **paso 2** en la figura 3.5, parte de los siguientes datos:

- $V_{oc}^{[G',T']}$: Tensión del módulo en Circuito Abierto para cada combinación de condiciones ambientales del rango $[G', T']$.
- $V_{MPP}^{[G',T']}$: Tensión en el MPP de la curva para cada combinación de condiciones ambientales del rango $[G', T']$.
- $I_{MPP}^{[G',T']}$: Intensidad en el MPP de la curva para cada combinación de condiciones ambientales del rango $[G', T']$.
- $I_{sc}^{[G',T']}$: Intensidad del módulo en Cortocircuito para cada combinación de condiciones ambientales del rango $[G', T']$.

A partir de estos valores, la estimación de k , b y γ para cada combinación $[G', T']$ se desarrolla de manera análoga a la estimación de parámetros descrita para STC en el apartado 3.2.1, obteniendo finalmente los parámetros de la ecuación SSGM para todo el rango de condiciones ambientales:

- $k^{[G',T']}$,
- $b^{[G',T']}$,
- $\gamma^{[G',T']}$.

Una vez obtenidos los parámetros SSGM, procedemos a la obtención del MPP de la curva estimada para cada combinación de valores ambientales del rango $[G', T']$. Esta fase se desarrolla a su vez en dos pasos, recogidos en **trazo verde** en el esquema de la figura 3.5. El **paso A** representa la construcción de la curva I-V mediante la aplicación de la expresión del SSGM, cubriendo el primer cuadrante desde el punto de SC ($V = 0$) hasta el punto de OC ($I = 0$). La figura 3.6 muestra algunas de las curvas obtenidas para el módulo FS270. Posteriormente, obtenemos el punto $[I_{mpp}^{[G',T']}(SSGM), V_{mpp}^{[G',T']}(SSGM)]$ correspondiente a la maximización del producto $V \cdot I$ de la curva estimada, tal y como indica el **paso B**. Con el fin de comprobar la exactitud de la curva, hemos llevado a cabo la comparación de la Potencia del MPP de la curva estimada con SSGM ($P_{mpp}^{[G',T']}(SSGM)$), con la Potencia del punto utilizado para la estimación de parámetros ($P_{mpp}^{[G',T']}$), quedando ambos definidos como:

$$P_{mpp}^{[G',T']}(SSGM) = I_{mpp}^{[G',T']}(SSGM) \cdot V_{mpp}^{[G',T']}(SSGM), \quad (3-21)$$

$$P_{mpp}^{[G',T']} = I_{mpp}^{[G',T']} \cdot V_{mpp}^{[G',T']}. \quad (3-22)$$

Figura 3.6: Comparación de la curva $I-V$ estimada con SSGM con los puntos característicos proporcionados por el fabricante. Caso del módulo FS270 a $T = 25^\circ\text{C}$.

Con objeto de cuantificar la exactitud del ajuste de la curva, hemos tabulado las diferencias entre estos valores de potencia, referidos porcentualmente al dato facilitado por el fabricante ($P_{mpp}^{[G',T']}$), recogiendo los resultados obtenidos en las tablas **3.A** y **3.B**. A la vista de los resultados obtenidos, podemos concluir que el SSGM permite representar el MPP de la curva de ambos módulos de manera satisfactoria. En este sentido cabe destacar especialmente las curvas del módulo de CdTe a baja G , donde los módulos de CdTe presentan un comportamiento particular. Recordemos que, tal y como se describió en el apartado 2.2.2, esta tecnología FV aumenta su eficiencia en dichas condiciones, y por tanto, la dependencia de su potencia con G dista de ser aproximadamente proporcional como ocurre en los módulos de c-Si. A la luz de los resultados obtenidos, concluimos que, si bien el error cometido por el SSGM tiene una tendencia alcista al descender las condiciones de G , modela de una manera bastante precisa el comportamiento del módulo de CdTe, mejorando sensiblemente la exactitud de los modelos tradicionales desarrollados para el c-Si, tal y como comprobaremos posteriormente en la sección 3.5.

Tabla **3.A**: Ajuste del MPP de la curva I-V del módulo SOLONP220 con SSGM. Error porcentual referido a valores estimados según el apéndice A.3.

G (W/m^2)	T ($^{\circ}C$)	Estimación k	parámetros γ	SSGM b	Error MPP (%)
200	25	0.3523	1.1602	15.6957	4.36
500	25	0.8803	1.2236	11.8344	2.09
800	25	1.4080	1.2562	10.4709	0.83
1000	25	1.7590	1.2718	9.9209	0.20
200	45	0.3578	1.2982	6.8035	6.12
500	45	0.8945	1.3659	5.7462	3.13
800	45	1.4314	1.4007	5.2647	1.88
1000	45	1.7895	1.4173	5.0447	1.40
200	65	0.3647	1.4365	4.1397	4.45
500	65	0.9139	1.5085	3.6118	1.01
800	65	1.4653	1.5456	3.3422	0.232

Tabla **3.B**: Ajuste del MPP de la curva I-V del módulo FS270 con SSGM. Error porcentual referido a valores ofrecidos por el fabricante [113, 114].

G (W/m^2)	T ($^{\circ}C$)	Estimación k	parámetros γ	SSGM b	Error MPP (%)
100	25	0.1876	1.2585	8.6261	1.18
200	25	0.3753	1.2934	8.2792	0.57
500	25	0.9383	1.3565	6.8767	0.03
800	25	1.5015	1.3848	6.1131	0.11
1000	25	1.8773	1.3976	5.6566	0.12
100	45	0.1894	1.1783	8.5949	1.42
200	45	0.3789	1.2170	8.2593	0.71
500	45	0.9474	1.2737	6.9787	0.24
800	45	1.5162	1.3047	6.2349	0.02
1000	45	1.8959	1.3253	5.6788	0.04
100	65	0.1908	1.0876	8.4300	1.36
200	65	0.3815	1.1290	8.0611	1.14
500	65	0.9541	1.1806	6.8820	0.56
800	65	1.5272	1.2167	6.1594	0.15
1000	65	1.9099	1.2374	5.7132	0.01

3.3. Integración del SSGM a aplicaciones prácticas: Simulación de módulos FV bajo condiciones de G y T variables

3.3.1. Procedimiento de estimación de parámetros del SSGM en función de G y T

El procedimiento de estimación de parámetros propuesto en este apartado, tiene como misión la determinación de unas superficies tridimensionales que definen el valor de los parámetros del SSGM en función G y T . Tal y como recoge el esquema de la figura 3.7, el modelado de un módulo FV comercial con este procedimiento consta de 3 pasos, los cuales procedemos a describir a continuación:

1 Obtención de puntos característicos del rango $[G', T']$.

Para llevar a cabo la estimación de parámetros, inicialmente debemos contar con los puntos característicos de las curvas I-V bajo las condiciones ambientales (G y T), en un rango que cubra las condiciones de trabajo del módulo. En este sentido, cabe mencionar que resulta crítica la distribución de valores intermedios de dicho rango, ya que la precisión del modelado viene directamente ligada a la amplitud de estos intervalos. Este aspecto cobra especial importancia en el caso de G , ya que a diferencia de lo que ocurre con T , la dependencia tanto de V_{oc} , como de V_{mpp} e I_{mpp} , no es totalmente lineal con G . Para los módulos analizados en esta tesis (FS270 y SOLONP220), hemos considerado una distribución irregular que intensifica la información en la zona de baja G , donde tecnologías como el CdTe presentan un comportamiento particular [113]. Abalados por la obtención de los resultados satisfactorios mostrados en los apartados 3.4.4 y 3.4.3, recomendamos la siguiente distribución de valores para ambos módulos:

$$G' = [100, 200, 500, 800, 1000] \text{ en } W/m^2,$$

$$T' = [25, 45, 65] \text{ en } ^\circ C.$$

Una vez fijado dicho rango, resulta necesaria la obtención de los puntos característicos para cada combinación de las condiciones de Irradiación y Temperatura Conocidas (G' y T'). Para llevar a cabo esta tarea, sugerimos la estimación de dichos puntos a partir de sus correspondientes en STC y NOCT. El apéndice A.3 recoge los criterios utilizados de manera satisfactoria en el modelado del módulo SOLONP220, mediante el cual hemos obtenido los resultados expuestos en el apartado 3.2.2. Cabe mencionar que para el modelado del módulo FS270 no ha sido necesario llevar a cabo este cálculo, ya que los datos relativos a los puntos característicos bajo las distintas combinaciones $[G', T']$ han sido tomados de informes provistos por el fabricante [113, 114].

ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS

Figura 3.7: Procedimiento de estimación de parámetros en función de $[G, T]$.

2 Estimación de parámetros SSGM para $[G', T']$.

Una vez disponemos de los puntos característicos de la curva para cada combinación de variables ambientales conocidas ($[I_{sc}^{[G',T']}, 0]$, $[0, V_{oc}^{[G',T']}]$ y $[V_{mpp}^{[G',T']}, I_{mpp}^{[G',T']}]$), procedemos a estimar los parámetros del SSGM en dichas condiciones. Para ello, seguimos procedimiento descrito en el apartado 3.2.1, empleando las nuevas condiciones ambientales. De esta manera, obtenemos un valor de cada parámetro SSGM para cada combinación de G' y T' :

$$k^{[G',T']}, \quad b^{[G',T']}, \quad \gamma^{[G',T']}.$$

3 Obtención de superficies de parámetros.

El último paso consiste en la obtención de los parámetros para los valores intermedios de G y T dentro del rango. Para ello, proponemos llevar a cabo una interpolación suave utilizando la función `linearInterpp` del paquete `fBasics` de R [152]. De esta manera, la repetición de dicho proceso con un paso suficientemente pequeño permite construir una superficie con el valor de cada parámetro $k^{[G,T]}$, $b^{[G,T]}$ y $\gamma^{[G,T]}$, en función de las variables G y T , para el rango fijado $([100, 1000] \times [25, 65])$.

Cabe mencionar que el procedimiento de modelado propuesto ha sido aplicado satisfactoriamente a módulos comerciales de p-Si (SOLONP220) y CdTe (FS270), obteniendo los resultados recogidos en el apartado 3.4.2.

3.3.2. Procedimiento de Simulación

Las superficies de parámetros obtenidas en el apartado anterior nos permiten establecer una estrategia que permita simular la corriente del módulo (I) en función de las variables de entrada (G , T y V), sin necesidad de utilizar métodos numéricos. A continuación, procedemos a detallar el procedimiento propuesto para la simulación del SSGM, presentado en la figura 3.8. De acuerdo con este esquema, éste consta de los siguientes pasos:

- **Selección de parámetros:** Utilizando los valores de entrada de G y T , seleccionamos los valores próximos a estas condiciones ambientales en las superficies de parámetros: $[G_1, T_1]$, $[G_1, T_2]$, $[G_2, T_1]$ y $[G_2, T_2]$, siendo

$$G_1 \leq G \leq G_2, \quad T \leq T \leq T_2.$$

Para calcular el valor de cada parámetro, aprovechamos entonces la propiedad del SSGM que permite interpolar linealmente el valor de k , b y γ a partir de sus valores para distintas condiciones G o T cercanas. Dado que esta propiedad es extensible a ambas variables, realizamos una interpolación bilineal de cada parámetro a partir de su valor estimado las variables ambientales próximas, tal y como muestra la siguiente expresión para el ejemplo dl parámetro k :

$$k^{[G,T]} \approx \frac{1}{(G_2 - G_1) \cdot (T_2 - T_1)} \cdot \left(k^{[G_1, T_1]} \cdot (G_2 - G) \cdot (T_2 - T) + \right. \\ \left. + k^{[G_2, T_1]} \cdot (G - G_1) \cdot (T_2 - T) + \right. \\ \left. + k^{[G_1, T_2]} \cdot (G_2 - G) \cdot (T - T_1) + \right. \\ \left. + k^{[G_2, T_2]} \cdot (G - G_1) \cdot (T - T_1) \right).$$

De manera que obtenemos los valores de $k^{[G,T]}$, $b^{[G,T]}$ y $\gamma^{[G,T]}$ evitando la necesidad de llevar a cabo ningún cálculo iterativo.

- **Cálculo del punto de funcionamiento:** Utilizando la ecuación del SSGM presentada en el apartado 3.1.3 (expresión 3-14), procedemos a estimar el corriente del módulo (I) utilizando los parámetros obtenidos en el paso anterior. Aplicamos por tanto la siguiente expresión en función de $k^{[G,T]}$, $b^{[G,T]}$, $\gamma^{[G,T]}$ y la tensión en bornes del módulo (V):

$$I = k^{[G,T]} \cdot e^{-b^{[G,T]} - \gamma^{[G,T]} V} - \frac{k^{[G,T]}}{e}. \quad (3-23)$$

- **Actualización:** Ante cualquier cambio en G ó T , repetiremos el proceso de estimación del valor de las condiciones ambientales para obtener la nueva I ante una variación de V . Este proceso implica una nueva selección de parámetros, estimando $k^{[G,T]}$, $b^{[G,T]}$ y $\gamma^{[G,T]}$ con explicita del paso anterior.

Esta estrategia también puede ser empleada tanto para estimar la curva I-V completa como su MPP. Para ello, únicamente debemos repetir el último paso desde $V = 0$ (punto SC) hasta que se cumpla la condición $I \leq 0$ (punto OC), determinando posteriormente el punto que maximiza su potencia ($P_{mpp} = \max(V \cdot I)$). De esta manera, la estrategia propuesta permite utilizar el SSGM tanto para simular el punto de funcionamiento del módulo FV, como para obtener la curva completa y su MPP, bajo cualquier pareja de condiciones ambientales dentro del rango, sin necesidad del empleo de métodos numéricos.

Figura 3.8: Procedimiento de simulación del SSGM.

*Procedimiento de estimación de parámetros recogido en la figura 3.7.

3.3.3. Modelado eléctrico de un modulo FV con SSGM

En este apartado describimos la integración de la curva I-V caracterizada con SSGM en un modelo eléctrico de módulo FV, el cual puede ser empleado para la simulación de un sistema FV completo, tal y como muestra el el esquema de la figura 3.9. En este ejemplo podemos observar cómo la matriz de módulos que forman el generador FV, se conecta eléctricamente al modelo de inversor FV acoplado a red que presentaremos en el capítulo 4.

Figura 3.9: Modelado de un sistema FV acoplado a red.

Resulta interesante destacar que al simular un módulo FV integrado en un sistema FV, su punto de funcionamiento ($[V, I]$ $[V_{p,n}, I_{p,n}]$) viene determinado por dos aspectos. Por una parte, las variables ambientales (G y T) determinan una curva I-V concreta, con los posibles puntos de funcionamiento del módulo. Por otra, el inversor FV ofrece una impedancia de carga a la matriz de módulos, estableciendo la relación entre V_{dc} e I_{dc} . Este equipo fija por tanto la tensión de la matriz completa y, por extensión, la de cada módulo ($V_{p,n}$), determinando el punto de funcionamiento dentro de su curva I-V. En base a este planteamiento, podemos afirmar que la variación del punto de trabajo del módulo bajo condiciones ambientales constantes, depende exclusivamente de la actuación del inversor. Sin embargo, debemos considerar que cualquier variación tanto de T como de G , cuyo ejemplo muestra la figura 3.10, modifica la curva I-V en la que trabaja el módulo. De esta manera, la nueva curva I-V impone una nueva $I_{p,n}$ en función de $V_{p,n}$, y por consiguiente, un cambio del punto de funcionamiento del módulo de acuerdo con la V_{dc} determinada el inversor.

Cabe destacar que debido a esta forma de operación, la simulación del punto de trabajo de un módulo integrado en un sistema FV ($[V, I]$), requiere considerar el comportamiento eléctrico del sistema completo, incluyendo tanto el inversor FV como el resto de módulos que forman la matriz en la que se integra.

(a) Caso de V mantenida constante por el condensador del inversor.

(b) Caso de impedancia mantenida constante por el sistema de control del inversor.

Figura 3.10: Variación del punto de trabajo de un módulo FV $[V, I]$ ante una variación de G , bajo T constante.

Con objeto de facilitar esta tarea, en esta tesis proponemos el modelo eléctrico de módulo FV presentado en la figura 3.11. Su misión es mantener la relación de la curva I-V en sus bornes, quedando determinada en función de las condiciones ambientales G y T a las que se encuentra sometido el módulo. Para ello, hemos utilizado una fuente de corriente dependiente, cuyo valor (I) viene determinado en función de tres variables de entrada: G , T y V . Nuestra propuesta consiste en determinar los parámetros k , b y γ que modelan la curva I-V para unas condiciones $[G, T]$, utilizando posteriormente la ecuación del SSGM (expresión 3-14) para estimar I en función de la tensión en bornes del módulo (V). Dado su carácter eléctrico, este modelo puede ser conectada al modelo de inversor FV que presentaremos en el capítulo 4, bien replicándose para los distintos módulos que forman el generador FV, o bien extendiéndose al modelado de la matriz completa de acuerdo con las relaciones desarrolladas en el apéndice A.2.

Figura 3.11: Modelo eléctrico de módulo FV implementado con SSGM.

Cabe mencionar que el carácter explícito de la expresión SSGM, permite simular variaciones de V derivadas de la operación del inversor con un consumo de recursos computacionales mínimo. A diferencia de modelos anteriores, la ecuación que rige nuestra propuesta no requiere el empleo de métodos numéricos para su resolución, cumpliendo de esta manera uno de los principales requerimientos principales expuestos en el apartado 2.3.2: bajo coste computacional.

Sin embargo debemos aclarar que, tal y como observamos en la figura 3.10, la simulación de variaciones en G o T exige una nueva estimación de la curva I-V, y por tanto, la estimación de nuevos valores de los parámetros SSGM. Sin una estrategia adecuada, la simulación de condiciones ambientales variables implicaría la utilización de métodos numéricos tanto en la estimación de los puntos característicos de la nueva curva como en la estimación

de parámetros SSGM, encareciendo sensiblemente el coste computacional de la simulación. Con objeto de superar este inconveniente, hemos diseñado una estrategia de simulación propuesta en el apartado anterior, que aprovecha la propiedad del SSGM de interpolar linealmente el valor de k , b y γ a partir de sus valores a condiciones de G o T cercanas.

Tal y como presentamos en la figura 3.12, esta estrategia de simulación se basa en realizar inicialmente la estimación de cada parámetro, para una malla de combinaciones de G y T que abarque el rango de trabajo previsto para el módulo FV. En esta fase de modelado, la cual podemos encontrar desarrollada en el apartado 3.3.1, construimos una superficie tridimensional discreta que define el valor de cada parámetro en función de las distintas combinaciones $[G, T]$. Posteriormente, incorporamos esta información en la propia función de la fuente de corriente del modelo eléctrico, permitiendo simular el módulo de acuerdo con el procedimiento descrito en el apartado 3.3.2. De esta manera, la obtención de k , b y γ en función de las variables de entrada ($[G, T]$) se lleva a cabo de manera directa a partir de los valores de las superficies de parámetros, sin necesidad de realizar cálculos iterativos. Por consiguiente, esta estrategia concentra el consumo de recursos computacionales en la fase de modelado, la cual sólo se realiza una vez por cada tipo de módulo, optimizando sensiblemente el coste de la simulación de condiciones ambientales variables.

Figura 3.12: Estrategia de simulación del SSGM.

* **Procedimiento de estimación de parámetros** recogido en figura 3.7.

** **Procedimiento de simulación** recogido en figura 3.8.

3.4. Evaluación del SSGM con datos de campo para módulos de p-Si y de CdTe

3.4.1. Obtención de datos en plantas FV

Con objeto de valorar la versatilidad del modelo propuesto, hemos procedido a su validación para módulos comerciales de dos tecnologías FV con propiedades sensiblemente diferentes: el c-Si tradicional y el CdTe. En este apartado describimos los detalles de la obtención de datos en plantas FV conectadas a red, las cuales recogen las condiciones de explotación habituales de los módulos FV. Posteriormente, dichas medidas son utilizadas para simular el modelo eléctrico que implementa el SSGM propuesto en el apartado 3.3.3, siguiendo el procedimiento que describiremos en el apartado 3.4.2. Finalmente, en los apartados 3.4.4 y 3.4.3 evaluaremos el modelo para cada uno de los módulos, contrastando los resultados simulados con los datos eléctricos recogidos en las plantas.

En este sentido, cabe mencionar que la elección de los módulos ha venido motivada precisamente, por la posibilidad de contar con datos medidos en plantas FV en explotación. La toma de datos se ha desarrollado dentro del marco de la beca de transferencia de tecnología de la *Fundación Séneca* 07895/BPS/07, la cual ha dado soporte a esta tesis. De esta manera, y en virtud del acuerdo de colaboración 2250/07IE firmado entre la *UPCT* y la empresa *Gehrlicher Solar España S.L.*, hemos procedido a la realización de medidas en algunas de las plantas FV conectadas a red que esta empresa gestiona. En función de las distintas posibilidades, hemos optado por seleccionar los módulos First Solar Series 2 FS270 de CdTe (FS270) [6] y Solon Blue P220/6+ de p-Si (SOLONP220) [11]. Contar con datos de plantas comerciales en operación nos ofrece la posibilidad de validar el modelo para las condiciones ambientales y circunstancias de operación derivadas de la explotación real de una instalación FV. Se cumple además, la condición necesaria de que los módulos de CdTe hayan permanecido suficiente tiempo en operación para asegurar que no se encuentran bajo los efectos del fenómeno "*dark-box*" [115], propio de esta tecnología durante los primeros meses de funcionamiento.

3.4.1.a. Emplazamientos

Al amparo del citado acuerdo de colaboración 2250/07IE, la empresa *Gehrlicher Solar España S.L.* ha permitido la toma de medidas en algunas de las plantas FV conectadas a red que esta empresa gestiona. Dicha toma de datos ha sido llevada a cabo en distintos emplazamientos de la Región de Murcia, cuyas características más relevantes se detallan en las siguientes tablas:

Tabla 3.C: Características de las plantas de módulos de c-Si.

PLANTA A	
Tipo de planta	Cubierta de nave industrial
Módulo	Solon P220/6+ (220Wp)
Tecnología	Silicio policristalino (p-Si)
Tamaño de la muestra	20 módulos
Número de módulos por string (ns)	10 módulos
Número de strings en paralelo (np)	2 strings
Inclinación	30°
Orientación	0° Sur
PLANTA B	
Tipo de planta	Cubierta de nave industrial
Módulo	Solon P220/6+ (220Wp)
Tecnología	Silicio policristalino (p-Si)
Tamaño de la muestra	6 módulos
Número de módulos por string (ns)	6 módulos
Número de strings en paralelo (np)	1 string
Inclinación	11°
Orientación	0° Sur
PLANTA C	
Tipo de planta	Huerto Solar
Módulo	Solon P220/6+ (220Wp)
Tecnología	Silicio policristalino (p-Si)
Tamaño de la muestra	15 módulos
Número de módulos por string (ns)	15 módulos
Número de strings en paralelo (np)	3 strings
Inclinación	30°
Orientación	0° Sur

Figura 3.13: Ejemplo de toma de medidas en huerto solar: Planta C.

Tabla **3.D**: Características de las plantas de módulos de CdTe.

PLANTA D	
Tipo de planta	Huerto Solar
Módulo	Firs Solar FS-270
Tecnología	Telururo de Cadmino (CdTe)
Tamaño de la muestra	96 módulos
Número de módulos por string (ns)	8 módulos
Número de strings en paralelo (np)	12 strings
Inclinación	30°
Orientación	0° Sur
PLANTA E	
Tipo de planta	Huerto Solar
Módulo	Firs Solar FS-280
Tecnología	Telururo de Cadmino (CdTe)
Tamaño de la muestra	252 módulos
Número de módulos por string (ns)	9 módulos
Número de strings en paralelo (np)	28 strings
Inclinación	30°
Orientación	0° Sur
PLANTA F	
Tipo de planta	Huerto Solar
Módulo	Firs Solar FS-280
Tecnología	Telururo de Cadmino (CdTe)
Tamaño de la muestra	162 módulos
Número de módulos por string (ns)	9 módulos
Número de strings en paralelo (np)	18 strings
Inclinación	30°
Orientación	0° Sur

Figura 3.14: Descarga de datos del analizador en planta C.

3.4.1.b. Toma de medidas en campo

Para la validación del modelo requerimos información tanto de las entradas para llevar a cabo las simulaciones, como de las salidas con las que contrastar sus resultados. Las primeras están formadas por las variables ambientales a las que somete el módulo, mientras que las segundas son las variables eléctricas que determinan su funcionamiento. Las variables a obtener de las medidas son por tanto:

- G^* : Irradiación Global en el plano del módulo FV.
- T^* : Temperatura de la superficie del módulo FV.
- V^* : Tensión del módulo FV.
- I^* : Corriente del módulo FV.

En la medida de G^* hemos utilizado el sensor de irradiación calibrado de célula de m-Si *Si-12TC* [153], el cual podemos observar la figura 3.15a, mientras que para T^* el sensor elegido ha sido una resistencia *PT100*. Asimismo, para la obtención de V^* e I^* hemos tomado los valores de tensión e intensidad de la matriz completa en los bornes de conexión DC del inversor. En este sentido, cabe mencionar que los distintos generadores FV en los que se han tomado las medidas cumplen los siguientes requisitos:

- Módulos situados en el mismo plano y sin la presencia de sombras puntuales, de manera que podemos considerar las mismas condiciones de G para todos los módulos.
- Mismas condiciones de T para todos los módulos.
- Mismo número de módulos en serie para todos los strings.
- Igualdad en las características de todos los módulos.

Asimismo, tal y como se detalla en el apartado posterior, descartaremos los registros con niveles de G^* por debajo de un umbral mínimo, pudiendo asumir que los datos filtrados recogen únicamente el funcionamiento de la matriz en modo generador. Por consiguiente, concurren las cinco premisas enumeradas en el apéndice A.2, permitiendo extrapolar las variables eléctricas de un módulo a partir de las medidas en la matriz mediante la aplicación de las relaciones establecidas en dicho apéndice, es decir:

$$V^* = \frac{V_{matriz}^*}{n}, \quad I^* = \frac{I_{matriz}^*}{p},$$

donde V_{matriz}^* e I_{matriz}^* son las medidas llevadas a cabo en la matriz, mientras que n y p son el número de módulos que forman un string y el número de strings agrupados en paralelo respectivamente.

Debemos mencionar no obstante, que la potencia de los módulos FV comerciales presenta generalmente una tolerancia entre el $\pm 2.5\%$ y el $\pm 5\%$, con respecto a los valores publicados en su hoja de características. En este sentido, los datos obtenidos mediante este cálculo corresponden un módulo equivalente que recogen la actuación de toda la matriz de módulos. Asimismo, cabe destacar que la agrupación de módulos en dicha matriz realiza en función de su lugar de instalación en la planta, por lo que parece acertado asumir que la muestra sigue una distribución esencialmente normal. De esta manera, la propia medida tiende a corregir esta tolerancia y, además, teniendo en cuenta que el modelado del módulo se realiza a partir de los datos de su hoja de características, los datos obtenidos para este módulo equivalente resultan incluso más representativos para la evaluar el modelo propuesto, que la medida eventual de un único módulo.

Para la adquisición de datos de G^* , V^* e I^* , hemos utilizado el analizador de redes de altas prestaciones *Fluke 1760 Power Quality Recorder*, cuyas características podemos consultar en [154]. Este equipo se trata de un medidor de clase A (IEC 61000-4-30) que alcanza en sus ocho canales una frecuencia de muestreo de 10.24 kHz, que ofrece la robustez y la separación galvánica adecuadas para ser instalado en un huerto FV, tal y como muestra la figura 3.15b. Con objeto de recoger distintos puntos de operación de los módulos, hemos registrado un dato de V^* , I^* e G^* cada 15 minutos, cuyo valor es el resultado de promediar la lectura muestreada a una frecuencia de 10.4 kHz. Por otra parte, hemos medido la T^* con el propio sistema de monitorización de la planta, registrando un dato con periodos similares, fruto del promedio de la lectura del sensor con un periodo de muestreo de 4 s. Cabe destacar que dada la gran inercia de esta variable, no consideramos necesaria una sincronización precisa de los equipos de adquisición de datos. Asumimos por tanto, que el previsible desfase de algunos segundos en el registro de T^* no supone un perjuicio para la calidad de los datos. En el apéndice F.1 podemos encontrar las características técnicas de los equipos empleados.

(a) Sensor de irradiación *Si-12TC* de *Meteocontrol*.

(b) Armario de instalación del *Fluke 1760* para la toma de medidas en campo.

Figura 3.15: Medios técnicos para la adquisición de datos.

3.4.1.c. Filtrado de datos recogidos

Debemos tener en cuenta que los datos recogidos contienen una compilación de los distintas combinaciones ambientales a las que se ve sometida una planta FV durante un año. A modo de ejemplo, la figura 3.17 muestra un informe semanal de los datos medidos en la planta D, formada por módulos de CdTe. Analizando la G^* , podemos observar que el primer día corresponde a un día nublado, mientras que el sexto puede considerarse como un día soleado típico. En el resto podemos observar cómo se suceden periodos de nubes y claros. Prestando atención a las correspondientes gráficas de V^* e I^* , también podemos observar la elevación que sufre la tensión (V^*) cuando se produce una desconexión del inversor, como por ejemplo en las horas centrales del cuarto día, donde los módulos quedan en Circuito Abierto. No obstante, analizando el conjunto de datos almacenados en periodos cada 15 minutos, comprobamos la presencia de registros cuya información es incoherente, fruto de cambios drásticos en las variables dentro de este intervalo, así como valores fuera de rango que carecen de interés. Con objeto de manejar únicamente los puntos pertenecientes a la curva I-V del módulo, hemos llevado a cabo un filtrado de los datos recogidos. En este sentido hemos descartado los datos atípicos, como los periodos que incluyen fenómenos transitorios (conexiones o desconexiones), cambios bruscos en G o valores fuera de rango. En la figura 3.18 mostramos un ejemplo de los datos tomados en la planta A de p-Si tras este proceso de filtrado.

Figura 3.16: Toma de medidas en cuadro general de conexión de una instalación FV sobre cubierta industrial: Planta A.

Figura 3.17: Extracto del informe de datos registrados en la planta D. Semana del 9 al 15 de Enero de 2009.

Figura 3.18: Extracto del informe de datos filtrados de la planta C. Semana del 18 al 24 de Febrero de 2010.

3.4.2. Procedimiento de evaluación del modelo

Con objeto de comprobar la aplicación del modelo propuesto a los módulos comerciales SOLONP220 (p-Si) y FS270 (CdTe), para cada uno de los casos hemos seguido los pasos recogidos en la figura 3.19. De acuerdo con este esquema, en primer lugar modelamos el módulo comercial siguiendo el procedimiento de estimación de parámetros propuesto en el apartado 3.3.1 (trazo azul), considerando el siguiente rango de condiciones ambientales:

$$G' = [100, 200, 500, 800, 1000] (W/m^2),$$

$$T' = [25, 45, 65] (^{\circ}C).$$

Cabe mencionar que los parámetros estimados para las distintas combinaciones de G' y T' del rango, han sido obtenidos en la comprobación del ajuste de la curva con datos de fabricante recogida en el apartado 3.2.2. Por tanto, utilizando los resultados de los parámetros obtenidos, hemos construido las superficies de los parámetros llevando a cabo únicamente el último paso de dicho procedimiento de estimación de parámetros.

Figura 3.19: Evaluación del SSGM con datos medidos.

* **Procedimiento de estimación de parámetros** recogido en figura 3.7.

** **Procedimiento de simulación** recogido en figura 3.8.

Una vez concluido el modelado del módulo FV comercial, procedemos a estimar una curva I-V para cada registro de las variables medioambientales medidos con el modelo eléctrico propuesto en el apartado 3.3.3. Para llevar a cabo esta tarea, procedemos a la simulación los posibles puntos de funcionamiento del módulo $[V, I]$ para cada pareja de valores $[G^*, T^*]$, repitiendo el procedimiento propuesto en el apartado 3.3.2 desde $V = 0$ (punto de SC) hasta que I deje de ser positiva (punto de OC), tal y como indica el **trazo rojo** del esquema de la figura 3.19. Posteriormente, seleccionamos en cada curva I-V el punto que optimiza la Potencia Estimada (P_{SSGM}), con los cuales construimos una curva de potencia estimada en función del tiempo para cada día de producción, tal y como indican la línea en **trazo morado**.

Por otra parte, expresando el producto de las variables eléctricas de cada registro en función del tiempo, construimos igualmente una curva diaria de Potencia Medida ($P_{mea} = V^* \cdot I^*$), la cual integra la medida correspondiente a cada pareja de condiciones $[G^*, T^*]$. Una vez construidas ambas curvas, procedemos a la comparación de las curvas diarias de Potencia Estimada ($P_{SSGM}(t)$) y medida ($P_{mea}(t)$). Con objeto de tabular la evaluación del modelo, hemos definido porcentualmente esta diferencia, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$DIFF = \frac{P_{SSGM}(t) - P_{mea}(t)}{P_{SSGM}(t)} \cdot 100. \quad (3-24)$$

Interpretación de los resultados

Cabe mencionar que esta comparación lleva asociada ciertas imprecisiones asociadas al propio funcionamiento del sistema FV. Debemos tener en cuenta que las medidas recogidas $[V^*, I^*]$ nos ofrecen el punto en el cual el inversor hace trabajar a los módulos, que no es necesariamente su MPP. Esta circunstancia viene asociada a la actuación del sistema de MPPT del inversor, cuyo algoritmo podemos encontrar de manera detallada en el punto 4.3.2.a. Este sistema introduce variaciones del punto de trabajo durante la búsqueda del MPP de los módulos, de manera que bajo un funcionamiento ordinario, las medidas del punto de trabajo corresponden a la fluctuación en torno al MPP de la curva I-V. En este sentido, pese a que dichas fluctuaciones quedan amortiguadas al registrar un dato por cada periodo de medición de 15 minutos, debemos considerar que la potencia medida P_{mea} no se corresponde exactamente con el MPP de los módulos (P'_{MPP}). De hecho, en base a los posibles escenarios descritos en la gráfica de la figura 3.20, únicamente podemos afirmar que el dato de P_{mea} corresponde a un punto de la curva, y que en ningún caso esta potencia será mayor que la que los módulos pueden ofrecer. En base a este razonamiento, cabe esperar que P'_{MPP} se sitúe ligeramente por encima de P_{mea} . De esta manera, debemos entender la diferencia entre P_{SSGM} y P_{mea} como un compendio entre, por un lado la

inexactitud de la estimación de la curva con el SSGM ($P_{SSGM} - P'_{MPP}$) y, por otro, la variación del punto de trabajo con respecto al MPP de los módulos introducida por MPPT del inversor ($P_{mea} - P'_{MPP}$). De acuerdo con este planteamiento, cabe destacar que una estimación precisa de la curva I-V presentará cierta tendencia positiva en los valores de $DIFF$ obtenidos, tal y como recoge la figura 3.20.

Figura 3.20: Ejemplo de curva P-V de un módulo, punto de trabajo y curvas estimadas con distinto nivel de precisión.

Detalle de la zona de trabajo del sistema MPPT.

A continuación, los apartados 3.4.3 y 3.4.4, muestran los resultados obtenidos tras desarrollar este procedimiento para cada uno de los módulos. Los resultados del SSGM aplicado a ambas tecnologías, han sido contrastadas con un año de datos medidos, incluyendo días de distintas condiciones ambientales: fríos, cálidos, despejados, nublados e incluso días de G muy cambiante. Tal y como se discutió en el apartado 3.4.1, contar con datos medidos nos permite evaluar la validez del modelo para las condiciones reales de explotación, pudiendo obtener indicadores de frecuencia de las distintas condiciones ambientales.

3.4.3. Resultados del SSGM para el módulo de p-Si Solon Blue P220/6+

Con objeto de comprobar la validez del SSGM con este módulo de p-Si, hemos seguido el proceso de validación descrito en el apartado anterior, utilizando las medidas tomadas en los módulos Solon Blue P220/6+ instalados en una planta FV comercial (Planta C) durante un año. La hoja de características del módulo SOLONP220 puede ser consultada en [11].

A modo de ejemplo de los datos recogidos, la figura 3.21a muestra la evolución de las variables ambientales medidas en planta para un día invernal soleado, con un intervalo nuboso de cierta duración en las horas centrales. Una vez eliminados los valores fuera de rango, llevamos a cabo la estimación de la curva I-V para cada una de las condiciones ambientales (G^* y T^*), utilizando el modelo SSGM aplicado al módulo de p-Si. La simulación para este día se recoge la figura 3.21b. A continuación, obtenemos el punto que maximiza la potencia de estas curvas. Representándolo dichos puntos en función del tiempo como indica la figura 3.21c, construimos la curva diaria de Potencia Estimada con el SSGM (P_{SSGM}), que procedemos a comparar con la curva diaria de Potencia Medida en la planta (P_{mea}). Como podemos comprobar, la estimación de P_{SSGM} sigue satisfactoriamente la curva de P_{mea} , tal y como corroboran los resultados de esta comparación presentados en la figura 3.21e, donde se tabula la diferencia porcentual entre ambas. Asimismo, podemos comprobar cómo en ningún caso se alcanza el $\pm 5\%$ de tolerancia de los valores de la hoja de características del módulo.

Por otra parte, la figura 3.22 recoge esta misma información para un día estival con valores de G heterogéneos. En este caso se alcanzan $950 W/m^2$, aunque cabe mencionar que hemos descartado la subida drástica de esta variable ambiental para garantizar la fiabilidad de los datos. Comparando las curvas de potencia de la figura 3.22c, podemos deducir que el SSGM presenta un resultados satisfactorios para baja radiación, reduciendo incluso para estos niveles la diferencia porcentual de la estimación mostrada en la figura 3.22e. En este sentido, exceptuando un valor excesivo ligado a un súbito cambio de G , el resto de los datos tampoco supera la tolerancia del $\pm 5\%$ de la hoja de características módulo.

Figura 3.21: Datos medidos y resultados de la Potencia Estimada con SSGM. Simulación del módulo SOLONP220 en un día con intervalos nubosos (09/02/2009).

(a) Irradiación (G^*) y Temperatura (T^*) medidas. (b) Curvas I-V estimadas con SSGM para G^* y T^* medidas. Valores de Tensión y Corriente en p.u. con respecto a V_{mpp} e I_{mpp} en STC. (c) Comparación entre Potencia Medida (P_{mea}) y Estimada (P_{SSGM}).

(d) Detalle de curvas I-V en el entorno del MPP.

(e) Diferencia porcentual entre Potencia Medida P_{mea} y P_{SSGM} (DIFF).

Figura 3.22: Datos medidos y resultados de la Potencia Estimada con SSGM. Simulación del módulo SOLONP220 en un día con G cambiante (03/07/2009).

Comparando de manera similar los valores simulados con los datos medidos para todo el año 2009, hemos obtenido los resultados recogidos en la tabla **3.E**. En ella podemos encontrar estadísticas sobre los valores diarios del máximo, el mínimo, la mediana y la media de las diferencias entre la estimación del MPP (P_{SSGM}) y la potencia medida (P_{mea}). Como podemos observar, el MPP ofrecido por el SSGM se acerca satisfactoriamente a la potencia medida, probando su validez para módulos FV de p-Si.

Asimismo, en la figura 3.23 podemos observar una representación gráfica detallada de las curvas I-V para algunas de las condiciones ambientales medidas. Dicha figura incluye también el MPP de la curva estimada (P_{SSGM}) y el punto de trabajo medido los módulos (P_{SSGM}). Cabe destacar que el punto medido (P_{mea}) se sitúa muy próximo a la curva estimada por el SSGM. De hecho, su distancia a la curva es, en la mayoría de los casos, incluso menor que la distancia al punto que optimiza su potencia (MPP), con el cual se han tabulado las diferencias.

Tabla **3.E**: Estadísticas de la comparación entre la estimación con el SSGM (P_{SSGM}) y los datos medidos (P_{mea}) para el módulo de p-Si SOLONP220. Ver expresión 3-24.

	Número de días	10 ^o Percentil	Mediana	90 ^o Percentil	$\bar{x}$
Mínimo	165	-18.57	-6.44	-1.88	-8.77
Máximo	165	1.04	4.59	19.19	7.67
Mediana	165	-2.63	0.83	3.03	0.61
Media	165	-3.39	0.52	3.32	0.24

Figura 3.23: Detalle de curvas $I-V$ estimadas y comparación del MPP con datos medidos (SOLONP220). Valores de Tensión y Corriente en p.u. con respecto a V_{mpp} e I_{mpp} en STC.

3.4.4. Resultados del SSGM para el módulo de CdTe First Solar Series 2

Figura 3.24: Descarga de datos en Planta D.

Siguiendo el procedimiento de evaluación del modelo descrito en el apartado 3.4.2, hemos comprobado la aplicación del SSGM propuesto para el modelado de un módulo comercial de CdTe. Para dicha tarea hemos empleado las medidas tomadas durante un año en los módulos First Solar Series 2 FS270 (FS270) instalados en la planta D, cuya hoja de características puede ser consultada en [6].

Para este caso también utilizaremos a modo de ejemplo, los datos medidos y resultados de simulación de dos días recogidos las figuras 3.25 y 3.26. El primero se trata de un día invernal soleado que incluye el paso de una nube en las horas centrales del día, tal y como muestra la figura 3.25a. En este caso, la estimación de la curva I-V con el modelo propuesto SSGM, para cada una de las condiciones ambientales (G^* y T^*) una vez eliminados los valores fuera de rango, queda recogida en la figura 3.25b. Al igual que en el apartado anterior, obtenemos el punto que maximiza la potencia de estas curvas I-V, representándolo en función del tiempo junto con la potencia medida en la figura 3.25c. Como podemos observar, la potencia simulada con el SSGM (P_{SSGM}) se aproxima satisfactoriamente a la potencia medida en planta (P_{mea}), tal y como queda patente en los resultados de esta comparación en la figura 3.25e, inferiores al $\pm 5\%$ de la tolerancia del módulo.

La figura 3.26 recoge la misma información de un día primaveral con G heterogénea. Cabe destacar que de la comparación de las curvas de potencia de la figura 3.26c, podemos deducir que el SSGM presenta resultados satis-

factorios a bajas G , reduciendo incl
en estos niveles, recogida en la figur

da

Figura 3.25: Datos medidos y resultados de Potencia Estimada con SSGM. Simulación del módulo FS270 en un día claro (20/12/2009).

Figura 3.26: Datos medidos y resultados de Potencia Estimada con SSGM. Simulación del módulo FS270 en un día de G cambiante (08/05/2009).

Comparando de manera similar los datos simulados y medidos para todo el año 2009, obtenemos una serie de resultados cuyo resumen muestra la tabla **3.F**. En ella podemos encontrar indicadores estadísticos sobre los valores diarios del máximo, el mínimo, la mediana y la media de las diferencias entre la estimación del MPP (P_{SSGM}) y la potencia medida (P_{mea}). Como podemos observar, el MPP ofrecido por el SSGM se acerca satisfactoriamente a la potencia medida, quedando comprobada su utilidad para el modelado de módulos FV de CdTe. Asimismo, en la figura 3.27 presenta la estimación de la curva completa para algunas condiciones ambientales, donde podemos comparar su MPP (P_{SSGM}) con los datos medidos (P_{mea}).

Tabla **3.F**: Estadísticas de la comparación entre la estimación con el SSGM (P_{SSGM}) y los datos medidos (P_{mea}) para el módulo de CdTe FS270. Ver expresión 3-24.

	Número de días	10 ^o Percentil	Mediana	90 ^o Percentil	$\bar{x}$
Mínimo	196	-6.58	-2.97	2.70	-2.43
Máximo	196	7.03	9.42	11.95	9.54
Mediana	196	2.33	3.88	5.85	3.99
Media	196	2.07	3.66	5.67	3.80

Figura 3.27: Curvas $I-V$ estimadas con SSGM y comparación del MPP con datos medidos (FS270). Valores de Tensión y Corriente en p.u. con respecto a V_{mpp} e I_{mpp} en STC.

3.5. Comparativa con contribuciones anteriores

3.5.1. Diferencias con respecto a los modelos DDM y SDM

A la luz de los resultados obtenidos para los módulos estudiados, el modelo propuesto en esta tesis representa una herramienta muy útil para superar la mayoría de los inconvenientes detectados en la aplicación de los modelos tradicionales al nuevo mercado FV, los cuales podemos encontrar descritos en el apartado 2.3.1. A continuación, presentamos una comparación del SSGM propuesto con el modelado utilizado por el DDM y el SDM, analizando detenidamente las principales diferencias encontradas, concluyendo con un resumen de los aspectos más relevantes recogido en la tabla **3.H**.

Extensión a tecnologías distintas al silicio cristalino: CdTe

Tal y como describimos en el apartado 2.2.3, tanto el DDM, como sobre todo el SDM, presentan ciertas dificultades en su aplicación a tecnologías con propiedades distintas a las del c-Si. Recordemos que estas propuestas se basan en las propiedades físicas de la unión semiconductora del c-Si. Por el contrario, el SSGM modela la curva I-V desde el punto de vista matemático, de manera que su utilización no está forzosamente ligada a la tecnología FV de la célula, sino a la forma de dicha curva. Con objeto de probar esta hipótesis, hemos aplicado el SSGM a módulos de dos tecnologías con propiedades diferentes (p-Si y CdTe), obteniendo en ambos casos hemos obtenido resultados satisfactorios, tal y como hemos descrito en la sección 3.4. En el caso del módulo de CdTe, los resultados del SSGM parecen mejorar la estimación obtenida con los modelos tradicionales mostrada en el apéndice C.

Esta comparación puede ser observada gráficamente en la figura 3.28, donde representamos las curvas I-V a $T = 25^{\circ}\text{C}$ para distintos niveles de G del módulo FS270, estimadas con los modelos: SSGM, DDM9 y SDM7. Como podemos comprobar, el SSGM aproxima mejor el MPP ofrecido por el fabricante, acentuando sus diferencias con respecto a los otros modelos al disminuir la G . En este aspecto, cabe mencionar que el CdTe presenta un comportamiento particular en condiciones de poca radiación donde, a diferencia del c-Si, mejora su eficiencia. De esta manera, podemos comprobar cómo el SSGM acierta a representar este comportamiento, destacando sobre todo las diferencias en dicha zona con respecto al SDM7, cuya estimación tiende a emular el comportamiento propio de un módulo de c-Si.

Por otra parte, el comportamiento del modelado con SSGM ante la variaciones de T para esta tecnología, también parece mejorar los resultados de los modelos tradicionales. En la tabla **3.G** podemos observar las diferencias obtenidas con estos tres modelos en la estimación para dos niveles de G y distinta T del módulo FS270, con respecto al MPP de la curva del fabricante.

Figura 3.28: Comparación de curvas I - V estimadas para el módulo de CdTe FS270 con distintos modelos, con los valores del fabricante.

En base a los buenos resultados obtenidos para ambos casos, y considerando que su naturaleza matemática permite independizar su aplicación de la tecnología FV del módulo, entendemos que el SSGM presenta mayor versatilidad que los modelos tradicionales para modelar tecnologías con propiedades distintas. Cabe mencionar no obstante, que para reforzar la hipótesis de polivalencia, el SSGM debe probarse también con otras de las tecnologías presentes en el mercado, como el CGIS, el a-Si o los módulos orgánicos, tal y como proponemos en la sección 5.2.

Tabla 3.G: Comparación de las diferencias en la estimación del MPP con SSGM y los modelos tradicionales para el módulo de CdTe FS270. Porcentaje definido respecto a los datos del fabricante.

G (W/m^2)	T ($^{\circ}C$)	DIFERENCIA MPP (%)		
		SSGM	SDM7	DDM9
1000	25	0.12	0.09	-2.67
800	25	0.11	-1.66	-0.20
1000	45	0.04	-5.61	-4.69
800	45	-0.02	-7.22	-3.72
1000	65	-0.01	-11.70	-10.40
800	65	-0.15	-12.30	-5.69

Procedimiento de aplicación a un módulo comercial

Otro de los avances significativos que presenta el SSGM respecto a los modelos tradicionales es la simplificación del proceso de estimación de parámetros, y por consiguiente, la facilidad para modelar módulos comerciales de los cuales se dispone de una información limitada. En primer lugar, debemos destacar que el SSGM ajusta la curva I-V del módulo bajo unas condiciones $[G, T]$ a partir una información mínima: sus tres puntos característicos (SC, MPP y OC). Ésta supone una notable diferencia con respecto a los modelos tradicionales. Tal y como se desarrolló en los apartados 2.1.2 y 2.1.3, el resto de contribuciones sobre DDM y SDM, a excepción del SDM5, requieren para su aplicación bien información específica de la fotocélula (caso del DDM12), o bien un gran nivel de detalle sobre la curva I-V como las pendientes de sus extremos (casos del DDM9 y el SDM7). Este tipo de información no suele estar recogida en la hoja de características. En este punto, cabe mencionar que si bien el procedimiento de estimación de parámetros del SSGM incluye la estimación de un cuarto punto virtual, su finalidad es garantizar la estabilidad del proceso de ajuste y, en cualquier caso, dicha estimación ofrece resultados satisfactorios. Esta diferencia en los datos de partida necesarios cobra mayor relevancia al simular el modelo para condiciones medioambientales variables. En este caso, los modelos tradicionales requieren información particular de las curvas I-V a distintos valores de G y T . Por el contrario, el SSGM únicamente necesita los valores de los tres puntos característicos. En la práctica ésto supone una ventaja considerable, ya que las hojas de características de los módulos sí recogen el valor de dichos puntos para STC y NOCT, junto con los coeficientes de variación con la T ($tk_{V_{oc}}$, $tk_{I_{sc}}$, $tk_{P_{mpp}}$). Con estos datos podemos ajustar el SSGM estimando únicamente la variación del punto OC con la G , tal y como describimos en el apéndice A.3. Por tanto, al igual que propone [9] para el SDM7, el SSGM nos permite modelar el comportamiento eléctrico de un módulo a partir de una información de carácter público. Por consiguiente, conseguimos reducir la información necesaria con respecto al SDM7, DDM9 y DDM12; igualando la ventaja del SDM5 en este aspecto.

En segundo lugar, debemos hacer mención a la robustez del proceso de estimación de parámetros del SSGM frente a los modelos tradicionales. Tanto el DDM12, como el SDM7 y el SDM5, requieren la aplicación de métodos numéricos en ciertos pasos de su procedimiento de estimación de parámetros. En este sentido, la validez de estos métodos para el modelado de módulos de c-Si, queda probada en las publicaciones donde dichos modelos son presentados [3, 9, 10]. Sin embargo, los algoritmos que se utilizan son muy sensibles a los valores iniciales, por lo que cuando las relaciones entre los parámetros distan mucho de las del c-Si pueden encontrarse ciertos problemas de convergencia. Éste es el caso de los módulos de CdTe desarrollado en el apartado

2.2.3, donde resulta necesario modificar los algoritmos de estimación de parámetros para el módulo FS270, incorporando ciertas restricciones a éste. En este aspecto, debemos destacar que si bien el SSGM también emplea métodos numéricos en la estimación de sus parámetros, la naturaleza explícita de la ecuación que lo rige reduce el riesgo de inestabilidades en estos cálculos. De hecho, de acuerdo con lo presentado en la sección 3.3, no hemos encontrado este tipo de problemas ni en la aplicación del SSGM al módulo de CdTe, ni al de p-Si. Cabe mencionar que el modelado con el DDM9 no utiliza métodos numéricos en la estimación de sus parámetros, lo cual supone a priori una ventaja con respecto al SSGM. Sin embargo, también hemos encontrado dificultades en el proceso de estimación de parámetros para el módulo de CdTe. En este caso, si bien disponemos de ecuaciones analíticas que definen los parámetros, éstas son muy sensibles a pequeñas variaciones de los datos de entrada. Además, la utilización de información gráfica, muy susceptible de incorporar errores en la propia medida, presenta un serio inconveniente para la robustez del proceso de ajuste del DDM9 a módulos diferentes al p-Si, pudiendo dar lugar a valores incoherentes de los parámetros, como es el caso del CdTe presentado en el apartado 2.2.3. Por consiguiente, pese a evitar la utilización de métodos numéricos, el procedimiento de estimación de parámetros del DDM9 tampoco resulta tan fiable para el CdTe como el del SSGM.

Estrategia de simulación

Con respecto a la estrategia de simulación, cabe destacar que el procedimiento de estimación de parámetros del SSGM propuesto en el apartado 3.3.1 de esta tesis, calcula los parámetros para todo un rango de condiciones ambientales. De esta manera el módulo FV se modela únicamente una vez, y no resulta necesario repetir una estimación de parámetros ante cualquier cambio en las variables ambientales. Ésta es una diferencia importante con respecto a la mayoría de los modelos tradicionales. En este sentido, cabe recordar que tanto en el caso del DDM9, como del SDM7 y del SDM5, algunos de sus parámetros dependen de G ó T , por consiguiente, cualquier variación de las condiciones ambientales exige repetir algunos pasos del procedimiento de estimación de parámetros. Por el contrario, los parámetros del DDM12 son independientes de estas variables y no exigen una nueva estimación para simular el módulo bajo condiciones ambientales variables.

El SSGM por su parte, permite utilizar una solución de compromiso entre las dos estrategias de simulación expuestas. Si bien sus parámetros dependen tanto de G como de T , las propiedades matemáticas de la ecuación que lo rige permiten la interpolación lineal de los parámetros entre dos curvas cercanas. La estrategia de simulación propuesta en el apartado 3.3.2, concentra la estimación de los parámetros en la fase de modelado, dando lugar a las

superficies de parámetros en los que se define su valor en función de G y T . Por tanto, a diferencia del DDM9, el SDM7 y el SDM5 la simulación de condiciones ambientales variables no exige una nueva estimación de parámetros, sino simplemente la actualización de sus valores y calculados. Gráficamente, podemos observar claramente esta diferencia comparando la estrategia de simulación del SDM7 recogida en la figura 2.10 con la mostrada en la figura 3.12 para el SSGM. Este tipo de estrategia, junto a la naturaleza explícita de la ecuación que describe la curva I-V, permite simular el modelo sin aplicar métodos numéricos ante cualquier cambio de G , T ó V , reduciendo considerablemente el coste computacional de la fase de simulación con respecto a los otros modelos.

Ecuación del modelo

El SSGM permite expresar la curva I-V de un módulo FV para unas condiciones determinadas de G y T a partir de 3 parámetros constantes, suponiendo una diferencia significativa con respecto a los modelos tradicionales. Cabe recordar que en el caso de propuestas como el SDM7 o el DDM9, las cuales podemos considerar en el mismo rango de precisión que el SSGM, se utilizan 5 parámetros para esta caracterización. El SDM5 por su parte, modela la curva de manera más inexacta con 4 parámetros, mientras que el DDM12 emplea 7 parámetros.

Si bien ésta es una de las consecuencias de la sencillez de la ecuación que utiliza el SSGM para describir la curva I-V, la diferencia más relevante con respecto a los modelos tradicionales de módulo FV radica en su naturaleza explícita. Las distintas versiones del SDM y del DDM utilizan una expresión implícita del tipo:

$$I = f(V, I, G, T), \quad (3-25)$$

la cual requiere el empleo de métodos numéricos para su resolución. La determinación de un punto de funcionamiento dentro de la curva lleva asociada, por consiguiente, un cierto consumo de recursos computacionales. Sin embargo, el SSGM se basa en una ecuación explícita del tipo:

$$I = f(k^{[G,T]}, b^{[G,T]}, \gamma^{[G,T]}, V). \quad (3-26)$$

De esta manera, una vez calculados las superficies de parámetros en la fase de modelado, la obtención de un punto de funcionamiento es directa, con un coste computacional irrelevante. Por tanto, la principal diferencia en la simulación del SSGM con respecto a la de los modelos tradicionales estriba, en que un cambio en las variables de entrada (G , T ó V) no exigen realizar ningún cálculo iterativo, y en consecuencia, el coste computacional asociado es mínimo. Este aspecto cobra vital importancia al simular grandes plantas, compuestas por un gran número inversores y módulos bajo una distribución de G heterogénea. La simulación este tipo de plantas utilizando los modelos

tradicionales implica una gran cantidad de variables a gestionar que, incluso con los equipos informáticos actuales, puede resultar inviable.

Tabla **3.H**: Comparación de distintas contribuciones con SSGM.

Modelo	Información disponible*	Tecnología aplicada	Precisión**	Expresión curva I-V	Simulación $[G, T] \neq \text{cte}$
DDM12	NO pendiente curva I-V SC y OC	c-Si CdTe	$\uparrow\uparrow$ $\downarrow\downarrow$	Implícita 12 parámetros Métodos numéricos	Parámetros constantes Cálculo directo
DDM9	NO pendiente curva I-V en SC OC	c-Si a-Si CGIS CdTe	$\uparrow\uparrow$ $\uparrow\uparrow$ $\downarrow\downarrow$ $\downarrow\downarrow$	Implícita 5 parámetros Métodos numéricos	Parámetros variables Cálculo directo
SDM7	NO pendiente curva I-V en SC	c-Si a-Si CGIS CdTe	$\uparrow\uparrow$ $\uparrow\uparrow$ $\downarrow\downarrow$ $\downarrow\downarrow$	Implícita 5 parámetros Métodos numéricos	Parámetros variables Métodos numéricos
SDM5	SI	c-Si a-Si CGIS CdTe	$\downarrow\downarrow$ $\downarrow\downarrow$ $\downarrow\downarrow$ $\downarrow\downarrow$	Implícita 5 Parámetros Métodos numéricos	Parámetros variables Métodos Numéricos
SSGM	SI	c-Si CdTe	$\uparrow\uparrow$ $\uparrow\uparrow$	Explicita 3 Parámetros Cálculo directo	Parámetros variables Cálculo directo

* Toda la información necesaria para la aplicación del modelo aparece en la hoja de características de cualquier módulo FV comercial.

** El nivel de precisión refleja un indicador de referencia para la comparación cualitativa de los resultados obtenidos, calificando con $\uparrow\uparrow$ la aproximación más acertada y $\downarrow\downarrow$ la que mayor error presenta.

3.5.2. Diferencias con respecto a los modelos contemporáneos

Los modelos neuronales como [77], permiten extrapolar los datos medidos de la explotación de la planta. Al igual que el SSGM, este tipo de propuestas permiten reducir la información necesaria del fabricante. Sin embargo, dichos modelos presentan el inconveniente de utilizar la temperatura de la célula como variable de entrada, cuya medida resulta difícil de llevar a cabo. En la misma línea que los modelos tradicionales, nuestra propuesta utiliza la temperatura de la superficie del módulo (T), presentando un proceso de aplicación del modelado más sencillo. Por otra parte, mientras que el SSGM puede aplicarse a partir de la información de la hoja de características de un módulo comercial, los modelos neuronales requieren de datos de explotación para modelar una planta FV. Esto supone un inconveniente en su utilización para plantas comerciales de futura construcción, siendo por consiguiente difícilmente aplicables en estos casos.

Con respecto al modelo analítico presentado en [144], cabe mencionar que éste describe la curva I-V mediante una expresión en función de 5 parámetros, a diferencia de los 3 del SSGM. Asimismo, esta propuesta de modelado requiere información gráfica para la estimación de parámetros, la cual no está públicamente disponible para la mayoría de los módulos. Nuestra propuesta sin embargo, es aplicable a un módulo comercial a partir de la información contenida en la hoja de características.

Asimismo, estas propuestas de modelado comparten la diferencia con respecto al SSGM de que únicamente han sido validadas para módulos de c-Si. Nuestra propuesta presenta por tanto mayor versatilidad a priori, al haber sido evaluada satisfactoriamente para módulos de tecnologías FV con propiedades diferentes.

Capítulo 4

Propuesta de modelo de inversor fotovoltaico basado en metodología comportamental

*Cada vez menos convencido de lo que
eres y más de cómo te comportas.*

un Saxofonista en Paro

RESUMEN:

La aplicación de técnicas comportamentales permite modelar el funcionamiento autónomo de inversores comerciales acoplados a red, considerando tanto la regulación de potencia mediante un algoritmo de MPPT, como la estimación de la forma de onda de la corriente inyectada, sin necesidad de conocer información específica sobre su funcionamiento interno. En este capítulo proponemos un modelo eléctrico de inversor FV que puede ser aplicado a equipos comerciales de distinta tipología a partir de información de su hojas de características, complementada con unas sencillas medidas en sus bornes de conexión.

El Modelo Comportamental es aplicado siguiendo el procedimiento de estimación de parámetros sugerido a los inversores monofásicos SMA SunnyBoy 3800 y Sunny MiniCentral 7000 HV, así como al trifásico Sunways NT1000, evaluando asimismo su adecuación para condiciones reales de explotación con medidas recogidas en distintas plantas FV conectadas a red. Los resultados recogen una estimación satisfactoria de la corriente inyectada y una primera aproximación de su contenido armónico. Finalmente, una comparación con otras propuestas pone de manifiesto que el nuevo modelo ofrece mayor exactitud en la estimación de la corriente inyectada, manteniendo un consumo de recursos de orden similar. Concluimos por tanto, que esta contribución supone una herramienta versátil para simular el comportamiento eléctrico de un inversor FV ante distintas condiciones de explotación.

4.1. Introducción al modelado comportamental de inversores FV. Presentación del modelo.

4.1.1. Técnica de modelado comportamental

Uno de los grandes inconvenientes que surgen al tratar de modelar inversores FV comerciales es la ausencia de información específica sobre su constitución interna. En este sentido cabe destacar que, si bien los fabricantes ofrecen públicamente los parámetros de funcionamiento más relevantes a través su hoja de características, suelen reservarse información relativa al diseño y dimensionado de sus componentes internos. Para salvar este escollo, existen distintas técnicas de modelado con las que no resulta imprescindible conocer esta información de carácter específico. Los modelos de caja negra [132] son un claro ejemplo de estas técnicas, en los cuales las variables de salida vienen directamente relacionadas con las variables de entrada, sin que esta relación responda forzosamente a un sentido físico. Existen también otras técnicas que permiten modelar la salida del sistema basándose exclusivamente en el comportamiento de sus entradas, como el modelado ad-hoc o los modelos basados en algoritmos genéticos y redes neuronales [155]. Otra opción en esta línea son los modelos comportamentales, cuya aplicación en el caso de inversores FV supone la aproximación del funcionamiento de inversores de distintas tipologías a un inversor concreto que denominaremos patrón. Esta técnica de modelado se sustenta en el principio de que son máquinas diseñadas para realizar las mismas funciones, por tanto, a pesar de contar con diferencias en su funcionamiento interno, cabe esperar un comportamiento similar entre las entradas y salidas del sistema.

En esta tesis proponemos utilizar un modelo comportamental [131] como solución en la estimación del funcionamiento de inversores FV comerciales. Para su desarrollo tomamos como patrón el diseño de un inversor FV acoplado a red. Cabe destacar que el comportamiento de este patrón viene principalmente determinado por dos aspectos: el dimensionado de los elementos eléctricos que lo componen y el reglaje de su sistema de control, pudiendo reducirse por tanto a un conjunto de parámetros. El Modelo Comportamental de inversor FV (BM) propuesto, es el resultado de modelar este inversor patrón en función de aquellos parámetros que desempeñan un papel más relevantes en su funcionamiento. Su aplicación a un inversor comercial consiste en ajustar estos parámetros de manera que el patrón aproxime su comportamiento a dicha máquina, independientemente de su constitución interna.

El empleo de este tipo de modelos presenta ciertas ventajas frente a los modelos de caja negra para la simulación de máquinas tipológicamente distintas conectadas a la red eléctrica. Una de las más evidentes es su respuesta

ante eventos que no han sido previstos en el desarrollo del modelo. Cabe destacar que la simulación de dichos eventos en la entrada con modelos de caja negra, da lugar a una respuesta totalmente desconocida. Sin embargo, en el caso de modelos comportamentales, si bien ésta no tiene porqué ser fiel a la del inversor comercial modelado, es al menos propia de un inversor FV.

Siguiendo la filosofía de modelado comportamental, en este capítulo describimos en primer lugar la selección del inversor patrón que permite emular de la manera más sencilla posible, el comportamiento de los diferentes inversores FV comerciales acoplados a red. Posteriormente, desarrollamos el modelado simplificado de éste en función de aquellos parámetros de diseño cuya variación tiene un impacto significativo en el comportamiento de sus salidas, a los cuales denominamos como parámetros BM. Finalmente, establecemos una serie de relaciones que nos permiten obtener el valor de éstos en función de información accesible: las propiedades publicadas por el fabricante en su hoja de características y la medida de los bornes eléctricos del inversor en ciertas condiciones de operación.

4.1.2. Modelo comportamental propuesto: Esquema general

En esta tesis proponemos un modelo comportamental de inversor FV, capaz de emular el funcionamiento autónomo de los inversores comerciales acoplados a red empleados en aplicaciones FV. Con tal fin incluimos, además del circuito eléctrico, el sistema de MPPT que rige la operación del generador FV y las funciones que gestionan su conexión a la red.

Su simulación requiere por tanto la conexión de un circuito eléctrico en sus bornes, a través del cual se produce la entrada y salida de la información, tal y como muestra la figura 4.1. De esta manera, el generador FV conectado en bornes DC, el cual podemos modelar con el Modelo de Gompertz Simétrico Desplazado (SSGM) [156] presentado del capítulo anterior, proporciona la potencia de entrada al sistema. En base a lo establecido en el apartado 3.3.3, la corriente de la matriz de módulos (I_{dc}) viene determinada en función de su tensión (V_{dc}) y las condiciones ambientales de G y T , de acuerdo con la

Figura 4.1: Simulación de un sistema FV acoplado a red.

expresión del SSGM. Resulta asimismo necesario incorporar la conexión a red en sus bornes AC, para lo cual utilizamos una fuente de tensión que fije el voltaje de red (V_{ac}), absorbiendo asimismo la corriente inyectada (I_{ac}). De esta manera, dicha V_{ac} representa, junto con la G y la T , la entrada de información para la simulación del sistema FV acoplado a red, mientras que la salida esta representada por la I_{ac} cedida a dicha fuente de tensión.

Para el desarrollo de nuestro modelo hemos utilizado como herramienta de trabajo el entorno *Simulink* de *Matlab*®. De acuerdo con la figura 4.2, la estructura general del modelo propuesto consta de dos bloques principales: el *Bloque Eléctrico* y el *Bloque de Control*. Cabe mencionar que adoptando como criterio el recorrido del flujo de potencia eléctrica en la máquina, denominaremos la conexión DC como entrada del inversor, mientras que su salida la forman los bornes AC para la conexión con la red.

Figura 4.2: Esquema general del Modelo Comportamental de inversor FV.

Bloque Eléctrico

El *Bloque Eléctrico* modela el circuito que la potencia eléctrica recorre entre la entrada y la salida del inversor patrón. Éste está constituido por circuito equivalente obtenido del modelado de las distintas etapas del inversor patrón, en función de aquellos parámetros que determinan su funcionamiento. De esta manera, teniendo como entradas y salidas eléctricas los bornes de conexión del inversor, su operación es regulada externamente mediante la entrada de una señal de control (V_s^{ref}), la cual establece la referencia de la tensión a la salida de la etapa de potencia. El alcance del modelado del bloque eléctrico incluye las siguientes consideraciones:

- Curva de rendimiento.
- Simulación del rizado de la tensión DC y la acumulación de energía ante cambios de potencia de operación.

- Exclusión de la AF en la corriente de salida debido al modelado promediado de la etapa de *Conversión de Potencia*, reduciendo considerablemente su coste de simulación.
- Efectos inductivos en la salida AC mediante la inclusión del Filtro AC.
- Separación galvánica mediante un Transformador de aislamiento.

La sección 4.2 recoge detalladamente el proceso de modelado, partiendo del circuito del inversor patrón hasta la estimación de sus componentes en función de las propiedades eléctricas del inversor.

Bloque de Control

El *Bloque de Control* por su parte, implementa los sistemas de control que rigen el funcionamiento del *Bloque Eléctrico*. Su función es determinar la señal de control que regula la potencia de operación (V_s^{ref}), siendo por tanto responsable de la formación de la onda de corriente inyectada a la red. Asimismo, el *Bloque de Control* desempeña dos tareas fundamentales para emular la operación autónoma del inversor FV: la determinación del punto de funcionamiento del generador FV y la gestión del arranque y desconexión de la red. Con tal fin la lógica implementada en el BM incluye las siguientes funciones dentro de su alcance:

- Algoritmo MPPT que determina el MPP del generador FV.
- Regulación de V_{dc} mediante la adecuación de la potencia inyectada la referencia establecida por el algoritmo MPPT.
- Estimación del contenido armónico gracias a la inclusión del control de la amplitud y forma de onda de la corriente inyectada.
- Gestión de la conexión y desconexión de red en función de distintos relés de tensión y frecuencia.
- Operación en modo STANDBY incluyendo la inyección de una corriente residual.
- Caracterización de la corriente durante el periodo de arranque.
- Gestión de la conexión y desconexión en función del rango de funcionamiento de V_{dc} .
- Operación fuera del MODO MPPT para valores de Tensión DC próximos a sus límites de funcionamiento.

Para desarrollar estas funciones proponemos la utilización del sistema de control descrito en la sección 4.3, formado por: un *Observador de Red*

que integra los relés de conexión, un *Sistema de MPPT* que determina el punto de operación y un *Lazo de Control de Tensión* (VCL) que mantiene la potencia estable en el inversor regulando la amplitud de la corriente de salida, utilizando a su vez un *Lazo de Control de Corriente* (CCL) esclavo para regular su forma de onda.

De esta manera, el comportamiento del Bloque eléctrico viene condicionado tanto por el dimensionado de los elementos del Bloque eléctrico, como por los parámetros de regulación de dichos lazos de control.

Aplicación del modelo propuesto

Una de las ventajas que ofrece el empleo de técnicas comportamentales es la posibilidad de aplicar el modelo a inversores comerciales, sin necesidad de conocer ni la estructura interna ni el dimensionado interno de sus componentes. Para ello únicamente necesitamos estimar el conjunto de parámetros BM que aproximan el comportamiento del inversor patrón al del inversor comercial. En este aspecto, cabe mencionar que la metodología comportamental, no exige una correspondencia forzosa entre las etapas del BM y las del inversor comercial. De hecho, cabe esperar la aparición de ciertas discrepancias al comparar individualmente el valor de algunos parámetros con sus homónimos del inversor comercial. En este sentido, nos gustaría aclarar que dichas diferencias locales no son relevantes, en tanto en cuanto el conjunto de parámetros consiga reproducir el comportamiento del inversor en función de sus entradas.

No obstante, la aplicación del modelo propuesto queda limitada a inversores FV conectados a red cuyas entradas y salidas puedan ser relacionadas con las del inverso patrón, cuyas características procedemos a describir a continuación:

- **Entrada:** El BM se desarrolla para inversores con una única entrada DC, o bien distintas entradas agrupadas bajo el mismo sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT). Excluimos por tanto la aplicación del BM a inversores FV con múltiples sistemas MPPT.
- **Salida:** La aplicación del BM queda limitada asimismo a inversores monofásicos, o bien, inversores trifásicos constituidos internamente como tres inversores monofásicos. Por consiguiente, excluimos la aplicación del BM a inversores que utilicen convertidores trifásicos.

En la sección 4.4 describiremos la metodología propuesta para la aplicación del BM a inversores comerciales, estableciendo un procedimiento para la estimación del conjunto de parámetros BM, a partir de la información recogida en su hoja de características y la medida eléctrica de la entrada y salida del inversor en una serie de condiciones de operación.

4.2. Modelado del Bloque eléctrico

4.2.1. Descripción general: Circuito equivalente del BM.

El esquema de la figura 4.3, que desarrolla el bloque eléctrico de la figura 4.2, presenta la sucesión de etapas que conforman el circuito eléctrico del BM propuesto. En la misma línea que el modelo de inversor FV presentado en [137], para el diseño del inversor patrón hemos utilizado como base la estructura de única etapa de conversión de potencia descrita en [157]. Ésta representa una de las configuraciones más simples posibles para el diseño de un inversor conectado a red, permitiendo optimizar el CTC de su simulación.

En esta configuración, un *Filtro DC* estabiliza la potencia DC del generador FV, sirviendo de acumulador para alimentar el convertidor DC/AC que forma la *Etapas de Potencia*. A continuación, un *Filtro LCL* situado en la parte AC da la forma sinusoidal a la corriente mediante la eliminación de la alta frecuencia, a la vez que sirve de impedancia para la conexión a red. Finalmente, dicha conexión a red es realizada a través de un *Transformador de Aislamiento*, el cual adecua la tensión de salida del convertidor y garantiza la separación galvánica entre el generador FV y la red. Cabe destacar la utilización de elementos eléctricos ideales al realizar el modelado en *Simulink*, por lo que en nuestro circuito equivalente añadimos la etapa *Pérdidas*, cuya función es integrar las pérdidas eléctricas y consumos de las etapas anteriormente citadas.

Figura 4.3: Bloque eléctrico del BM.

El circuito del inversor patrón sirve de base para el desarrollo del circuito equivalente del BM. Tal y como describiremos en este apartado, este procedimiento consiste en el modelado de cada una de las etapas citadas, llevado a cabo mediante la simplificación de aquellos aspectos que no resultan relevantes para la simulación eléctrica del inversor FV acoplado a red. De esta manera, el funcionamiento eléctrico del inversor comercial puede ser parametrizado en función del dimensionado de los elementos que forman este circuito equivalente. Los siguientes apartados de esta sección recogen el mo-

Figura 4.4: Circuito equivalente del inversor FV.

De acuerdo con esta figura, el circuito del BM comienza en sus bornes DC con una fuente de corriente dependiente que modela la etapa *Pérdidas* como una carga variable, cuyo valor será determina en base a la curva de rendimiento como describiremos en el apartado 4.2.2. A continuación, encontramos el condensador que forma el *Filtro DC*, cuyo dimensionado recoge el apartado 4.2.3. Por su parte, la etapa de *Conversión de Potencia* del inversor patrón consiste en un puente en H de IGBTs, que utiliza PWM unipolar. Modelándolo de manera promediada tal y como se argumenta en el apartado 4.2.4, esta etapa recibe como entrada la señal de referencia de su tensión de salida (V_s^{ref}), provista por el Bloque de Control del BM. Continuando en el sentido del flujo de potencia, la etapa *Filtro AC* corresponde al modelado simplificado del filtro LCL junto con los efectos inductivos del transformador de aislamiento del inversor patrón, tal y como recogemos en el apartado 4.2.5. Finalmente, el *Transformador* de aislamiento es modelado de manera ideal en función de su relación de transformación, tal y como describimos en el apartado 4.2.6.

4.2.2. Etapa de Pérdidas

En esta etapa integramos las pérdidas eléctricas producidas en el resto de etapas junto con los consumos propios del inversor ocasionados por los sistemas de control, telecomunicaciones y sistema de monitorización. Esta reducción entre las potencias de entrada y salida del inversor es implementada como una carga variable, modelada con una fuente de corriente dependiente situada a la entrada DC. Para determinar el valor de esta corriente (I_{ls}) debemos tener en cuenta que los fabricantes de inversores comerciales, normalmente describen la curva de rendimiento (η) en función de la potencia inyectada a red (P_{ac}) y la tensión DC (V_{dc}), como podemos observar en el ejemplo de la figura 4.6 ($V_{dc} = U_{PV}$). Por tanto, con objeto de facilitar el posterior ajuste de parámetros a la información del fabricante, hemos caracterizado la expresión de la corriente de pérdidas en función de P_{ac} y V_{dc} . En el apéndice D.1 procedemos a la deducción de la potencia de pérdidas de un inversor FV típico, donde podemos encontrar el desglose de los consumos ocasionados en cada una de las etapas. De esta manera, las pérdidas consideradas en el BM propuesto son las siguientes:

- P_{FiltDC} : Pérdidas en el Filtro DC (expresión D-2).
- P_{Convrt}^{sw} : Pérdidas por conmutación en el convertidor DC-AC (D-3),
- P_{Convrt}^{cdt} : Pérdidas por conducción en el convertidor DC-AC (D-15),
- P_{FiltAC} : Pérdidas en el Filtro AC (expresión D-19),
- P_{Trans} : Pérdidas en el Transformador de Aislamiento (expresión D-23),
- P_{sist} : Consumos propios del inversor (expresión D-24).

Sumando las expresiones de estas pérdidas de acuerdo con lo recogido en el apéndice D.1, la Potencia Perdida en el inversor patrón (P_{ls}) puede expresarse en función de cinco parámetros constantes k_i y las variables eléctricas del inversor I_{ac}^{rms} y V_{dc} ; de la siguiente forma:

$$P_{ls} = (I_{ac}^{rms})^2 \cdot \left(k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}\right) + I_{ac}^{rms} \cdot \left(k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}}\right) + k_5. \quad (4-1)$$

De esta manera, el valor de la fuente de corriente de la etapa *Pérdidas* (I_{ls}), viene determinado por la expresión:

$$I_{ls} = \frac{P_{ls}}{V_{dc}} = \frac{(I_{ac}^{rms})^2}{V_{dc}} \cdot \left(k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}\right) + \frac{I_{ac}^{rms}}{V_{dc}} \cdot \left(k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}}\right) + \frac{k_5}{V_{dc}}. \quad (4-2)$$

Cabe mencionar que el valor de las variables I_{ac}^{rms} y V_{dc} puede ser medido a la entrada y salida del inversor, de manera que para la simulación de

esta etapa, únicamente necesitamos conocer únicamente el valor de los cinco parámetros constantes k_i . Éstos son propios para cada inversor, pudiendo obtenerse mediante el ajuste de la curva de rendimiento contenida en la hoja de características del inversor comercial, tal y como se describirá en el punto 4.4.3.a. En base a esta deducción, determinamos por tanto una expresión que fija el valor de la curva de la forma:

$$I_{ls} = f([I_{ac}^{rms}, V_{dc}], [k_1, k_2, k_3, k_4, k_5]). \quad (4-3)$$

Figura 4.5: Modelado de la Etapa de Pérdidas.

Figura 4.6: Curva de rendimiento del inversor SMC7000 [1].

4.2.3. Etapa Filtro DC

Tal y como podemos comprobar en el circuito de la figura 4.4a, el *Filtro DC* del inversor patrón alimenta la etapa de potencia estabilizando la tensión de entrada (V_{dc}). Su misión es almacenar suficiente energía para equilibrar la demanda de potencia pulsante del convertidor DC-AC, con la entrada de potencia constante del generador FV. En el caso del inversor patrón dicho filtro está formado por un condensador, cuya capacidad (C_{eq}) determina el rizado de $V_{dc}(t)$. Cabe mencionar que el valor de esta capacidad puede ser relacionado con la onda de la tensión de entrada y la potencia de salida del inversor, tal y como muestra el apéndice D.3. Éste recoge una deducción desarrollada bajo las asunciones de una señal a la salida del inversor puramente sinusoidal con factor de potencia unidad y tensión $V_{dc}(t)$ de valor medio constante con un rizado del doble de la frecuencia de red. De esta manera, el valor de C_{eq} puede ser estimado para un punto de funcionamiento estacionario mediante la expresión D-47, de la forma:

$$C_{eq} \approx \frac{1}{V_{dc}^{rip} \cdot 2\pi \cdot (2 \cdot f_{grid})} \cdot \frac{\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}}, \quad (4-4)$$

donde;

f_{grid} es la frecuencia de red,

V_{dc}^{rip} es la amplitud rizado de $V_{dc}(t)$ al doble de f_{grid} ,

$\overline{V_{dc}}$ es el valor medio de $V_{dc}(t)$ para un periodo de f_{grid} ,

$\overline{P_{ac}}$ es el valor medio de $P_{ac}(t)$ para un periodo de f_{grid} .

Por tanto, basándonos en estos criterios de diseño, para la aplicación del BM a un inversor comercial resulta necesario estimar el valor del parámetro C_{eq} a partir de la medida de la forma de onda de tensión de entrada (V_{dc}^{rip} , $\overline{V_{dc}}$) y la potencia inyectada (P_{ac}), tal y como recoge el punto 4.4.3.b.

Figura 4.7: Modelado de la etapa Filtro DC.

4.2.4. Etapa de Conversión de Potencia

El diseño del inversor patrón viene marcado fundamentalmente por la arquitectura de su etapa de conversión de potencia. Cabe destacar que dentro de la gran variedad de soluciones adoptadas por los fabricantes, en los inversores FV acoplados a red presentes en el mercado podemos distinguir dos tendencias principales: un convertidor DC-DC seguido de un convertidor DC-AC o un único convertidor DC-AC. En nuestro diseño hemos utilizado una única etapa DC-AC que, debido a su sencillez, presenta menor consumo de recursos para su simulación. Tal y como muestra la figura 4.8a, para el convertidor DC-AC de tensión de entrada variable del inversor patrón hemos trabajado con la disposición comúnmente conocida como *punte en H*, la cual consta de dos ramas de transistores IGBTs. En este caso, la formación de la señal AC es llevada a cabo mediante PWM con señal triangular, bajo funcionamiento modo unipolar. Cabe mencionar que esta configuración es una de las más comunes en inversores FV acoplados a red, ya que además de ofrecer menor contenido armónico que el funcionamiento bipolar, permite utilizar una sola capacidad en el filtro de entrada, ampliando el rango de trabajo de V_{dc} .

Para el modelado de este convertidor, el cual podemos encontrar desglosado en el apéndice D.4, hemos utilizado el modelo promediado propuesto en [158]. Empleado tradicionalmente para convertidores de potencia conmutados [144, 159, 160], este modelado se basa en la asunción de una tensión $V_s(t)$ constante durante todo el ciclo de conmutación [143]. Cabe mencionar que dicha aproximación puede ser aplicada debido a la presencia del Filtro AC, el cual suprime la componente de Alta Frecuencia (AF) de la salida del inversor (I'_{ac}). Debemos tener en cuenta además, que la precisión de esta aproximación queda condicionada por la relación entre la frecuencia de conmutación y la de red (f_{SW}/f_{grid}), que en el caso de los inversores FV comerciales habitualmente es superior a 60 [161]. En este sentido, podemos encontrar una extensa bibliografía sobre la aplicación del modelo promediado a la conversión de energía conmutada con PWM [162], tanto en convertidores DC-DC [142], inversores para máquinas eléctricas [131], así como para inversores FV en [137, 138]. Su utilización presenta la ventaja de evitar la simulación de la AF, reduciendo considerablemente el coste computacional.

De esta manera, la simulación omite la forma rectangular de $V_s(t)$, asemejándola a la de la señal de control $V_s^{ref}(t)$. Recordemos que $V_s(t)$ es una señal interna en la simulación del BM, y por tanto, no resulta necesaria una correspondencia forzosa con la forma de onda de la salida del convertidor conmutado del inversor real. Cabe destacar asimismo, que el valor de pico de la triangular ($\hat{V}_T$) y la señal de control utilizada en la modulación (V_c), tampoco presentan ningún interés para la simulación de la corriente de salida del inversor. De manera que tal y como recoge el citado apéndice D.4,

proponemos integrar la PWM dentro de propia etapa de *Conversión de Potencia*, cuyo circuito equivalente es controlado directamente por la señal de control V_s^{ref} . Limitando entonces la tensión de salida del puente en función de la V_s^{ref} una posible sobremodulación ($\hat{V}_T > V_{dc}$), se modela la etapa de potencia como un bloque de control.

Por lo tanto, en cuenta que las pérdidas en los IGBTs han sido incluido en la etapa de potencia mediante una fuente de potencia en el mismo bloque de acuerdo a la ecuación (4.5),

$$I_h(t) = I_s(t) \left(\frac{V_c(t)}{\hat{V}_T} - 1 \right) = I_s(t) \frac{V_c(t)}{\hat{V}_T} = I_s(t) \quad (4.5)$$

donde I_h es la corriente promedio del ciclo.

Por lo tanto, proponemos modelar el puente en H a 180° mediante el circuito equivalente de la figura 4.8.

(a) Circuito del puente en H del inversor para unipolar 180° del BM. (b) Circuito equivalente del puente en H unipolar 180° del BM.

Figura 4.8: Modelado de la Etapa de Conversión de Potencia

4.2.5. Etapa Filtro AC

La salida de la etapa de *Conversión de Potencia* del inversor patrón viene seguida de un Filtro AC, cuya función principal es modificar la forma rectangular de la tensión V_s obtenida con PWM a una senoide. Habitualmente, la mayoría de los inversores FV comerciales acoplados a red utilizan para esta tarea filtros de tipo Trap [163] o LCL resonante [164]. En el caso del inversor patrón diseñado hemos escogido un filtro LCL resonante, tal y como recoge el esquema de la figura 4.9a. Cabe mencionar que, tal y como argumentamos en la sección 4.3, esta impedancia desempeña un papel fundamental en el control de la corriente inyectada, influyendo de manera directa sobre su contenido armónico. Por este motivo y a pesar de que la utilización del modelo promediado del puente en H en la etapa de Conversión de Potencia excluye la AF de la simulación, proponemos mantener la etapa *Filtro AC* en el BM propuesto.

Debemos destacar que en el modelado de esta etapa incluimos también los efectos inductivos del transformador de aislamiento, el cual modelamos de manera ideal de acuerdo con lo expuesto en el apartado 4.2.6. Esta consideración viene motivada por el papel que juega su inductancia (L_{trafo}) en el diseño del Filtro AC, para el cual hemos seguido el criterio propuesto por Patel en [12]. El apéndice D.5 recoge de manera detallada el dimensionado inductancias del filtro (L_{in} , L_{out}) en función de L_{trafo} . En este sentido, la inclusión de L_{trafo} en esta etapa nos permite estimar dichos valores conjuntamente, simplificando además la aplicación al modelado de un inversor comercial de acuerdo con el procedimiento describimos en el apartado 4.4.3.e. Debemos tener en cuenta que en el circuito figura 4.9a, las impedancias serie del Filtro LCL y del transformador representan el desfase entre la tensión de salida de la etapa de Conversión de Potencia (V_s) y la de entrada de la etapa *Transformador* (V'_{ac}), que de esta manera permanece sincronizada con la tensión de red (V_{ac}). Esta consideración permite utilizar un sistema de control para el BM más simple que el del inversor patrón, tal y como describimos en el apartado 4.3.4.

Otro aspecto a destacar es la misión de derivar la AF generada en la etapa de *Conversión de Potencia* de la rama en T. Sin embargo, debido a su modelado de manera promediada ésta no es simulada con el BM y, por tanto, su presencia no resulta necesaria desde el punto de vista del contenido armónico de AF. Debemos tener en cuenta además que, de acuerdo con descrito en apartado 4.2.2, la disminución de potencia producida en esta rama junto con el consumos de este filtro como el de las resistencias internas de las inductancias serie (R_{Lin} , R_{Lout}), ha sido englobada en la corriente I_{Is} en la etapa *Eficiencia*. En base a estos argumentos, sugerimos la utilización de un circuito equivalente simplificado del filtro LCL en la etapa *Filtro AC* del BM, reduciéndolo a dos Inductancias en serie (L_1 y L_2) tal y como muestra la figura 4.9b.

(a) Circuito del Filtro LCL y del transformador de aislamiento del inversor patrón.

- Integración de L_{trafo}
 - Omisión de C_T

$$(L_1, L_2) = f(V_{ac}^{nom}, P_{ac}^{nom}, f_{grid}, f_{sw}, r_t)$$

(b) Circuito equivalente simplificado del BM.

Figura 4.9: Modelado de la etapa Filtro AC.

Debemos mencionar que la omisión de la rama en T repercute de manera directa sobre el modelo del inversor completo, suponiendo dos importantes ventajas. Por un lado, nos permite utilizar una estructura de control más sencilla, evitando las complejas estrategias de control asociadas a la utilización de filtros LCL [165]. Por otra parte, optimizamos la simulación del BM al relacionar la corriente de salida de la etapa de potencia con la corriente inyectada (I_{ac}) de una manera directa, siendo:

$$I_s = I'_{ac} = r_t \cdot I_{ac}. \quad (4-6)$$

De esta manera, evitamos la eventual presencia de una malla interna que aumente la complejidad del circuito y, por tanto, el CTC asociado a su resolución.

Finalmente, el valor de las inductancias de este circuito equivalentes viene determinado por las inductancias del filtro LCL y del transformador de aislamiento mediante las siguientes expresiones:

$$L_1 = L_{in}, \quad (4-7)$$

$$L_2 = L_{out} + L_{trafo}. \quad (4-8)$$

Apoyándonos en el criterio de [12] para para que el contenido armónico de la intensidad inyectada cumpla con el estándar IEEE-519, estos parámetros pueden ser estimados a partir de información de la hoja de características de un inversor comercial, tal y como describimos en el punto 4.4.3.e.

4.2.6. Etapa Transformador

El transformador de aislamiento galvánico del inversor patrón desempeña dos funciones: asegurar el aislamiento galvánico y adecuar la tensión de salida de la etapa de *Conversión de Potencia* (V_s) al nivel de tensión de la red (V_{ac}). Para el modelado del inversor patrón hemos considerado las pérdidas de este transformador (R_{Cu} , R_{Fe}) en la etapa Pérdidas, mientras que sus efectos inductivos han sido incluidos en las inductancias equivalentes de la etapa Filtro AC (L_{trafo}). Por tanto, la única misión de la etapa Transformador del BM es realizar la conversión de tensión e intensidad, modelándose como dos fuentes dependientes en función de la relación de transformación (r_t). Denominando los devanados de acuerdo con el flujo de potencia, modelamos el primario con una fuente de tensión dependiente de la tensión de red (V_{ac}), mientras que para el secundario utilizamos una fuente de intensidad dependiente de la corriente provista por la etapa de potencia (I'_{ac}). El esquema de la figura 4.10 muestra el circuito equivalente de la etapa *Transformador* del BM, el cual asegura las siguientes relaciones matemáticas:

$$V'_{ac}(t) = r_t \cdot V_{ac}(t), \quad (4-9)$$

$$I'_{ac}(t) = \frac{1}{r_t} \cdot I_{ac}(t), \quad (4-10)$$

$$I_{ac}(t) = r_t \cdot I'_{ac}(t), \quad (4-11)$$

$$V'_{ac}(t) \cdot I'_{ac}(t) = V_{ac}(t) \cdot I_{ac}(t), \quad (4-12)$$

$$V_{ac}^{rms} \cdot V_{ac}^{rms} \cdot \cos(\phi) = V_{ac}^{rms} \cdot I_{ac}^{rms} \cdot \cos(\phi), \quad (4-13)$$

$$P'_{ac} = V_{ac}^{rms} \cdot I_{ac}^{rms} = V_{ac}^{rms} \cdot I_{ac}^{rms} = P_{ac}. \quad (4-14)$$

El único parámetro que interviene en esta etapa es por tanto la relación de transformación (r_t), cuyo valor podemos estimar en función de las tensiones nominales de entrada y salida del inversor, tal y como se describe en el punto 4.4.3.d.

Figura 4.10: Circuito equivalente de la etapa Transformador del BM.

Figura 4.11: Parámetros BM del Bloque eléctrico.

4.3. Desarrollo del Bloque de control

4.3.1. Descripción General: Estrategia de control

Para el funcionamiento del *Bloque Eléctrico* presentado en la figura 4.4a, resulta necesaria la obtención de la señal V_s^{ref} que rige su comportamiento. Con este propósito, proponemos el desarrollo de un *Bloque de Control* que gestione el funcionamiento del circuito equivalente recogido en la figura 4.4b. Tal y como podemos observar en la figura 4.12, el *Bloque de Control* del BM propuesto se compone de tres sistemas: *Sistema MPPT*, *Observador de Red* y *Control de la Etapa de Potencia*.

Estos sistemas incorporan las funciones necesarias para el funcionamiento autónomo del inversor patrón, permitiendo emular la operación de los inversores comerciales instalados en un sistema FV acoplado a red.

Figura 4.12: Sistema de control del BM.

Modos de funcionamiento

Para conseguir este funcionamiento autónomo el sistema de control desempeña diversas funciones. Por una parte, debe gestionar la operación dentro del rango de tensión DC, determinando el punto de trabajo que maximiza

la potencia generada por la matriz de módulos FV. A su vez, es el responsable de la gestión de la corriente inyectada a la red, debiendo velar por el cumplimiento de las exigencias de conexión [124], así como interrumpir la entrega de energía cuando las condiciones de red no son adecuadas. En base a estos argumentos, distinguimos tres modos de funcionamiento del inversor FV diferentes, los cuales procedemos a caracterizar a continuación:

- **MODO STAND-BY:** El inversor se encuentra físicamente conectado en la instalación, sin embargo, bien el valor de tensión DC, o bien los valores de tensión o frecuencia de red, no son adecuados para su operación, por lo que no inyecta potencia a la red. Durante estas circunstancias el inversor monitoriza su entrada y salida a la espera de que las condiciones para la generación de energía sean adecuadas, entregando una corriente residual del orden de mA .
- **OPERACIÓN:** El inversor se encuentra inyectando potencia a la red. Normalmente el inversor trata de situar el punto de trabajo DC en el entorno del MPP de la matriz de módulos FV. Sin embargo cuando éste se encuentra fuera de V_{dc} del inversor, el punto de trabajo DC es fijado en los límites de dicho intervalo con el fin de aprovechar la energía posible, a pesar de no optimizar la potencia del generador FV. Existen por tanto dos modos de operación posibles:

MODO MPPT.

MODO NO MPPT.

- **MODO ARRANQUE:** Es la forma de funcionamiento durante la transición entre el modo STAND-BY y la entrada en OPERACIÓN. Cabe destacar que pese a no ser una aspecto generalizado para todos los inversores comerciales, resulta habitual encontrar inversores que cuando se reúnen las condiciones adecuadas para la inyección de potencia, inyectan una corriente durante algunos segundos comprobando la estabilidad de dichas condiciones.

Estos modos de funcionamiento son incorporados en el desarrollo del *Bloque de Control*, modificando el comportamiento de los sistemas que lo forman en cada caso. Con objeto de coordinar el comportamiento de los distintos sistemas en cada modo de funcionamiento, utilizamos las señales booleanas: *StnbyRED*, *StnbyRED* y *trans*. Éstas son activadas por distintas funciones implementadas en dichos sistemas, cuando identifican una serie de condiciones en la tensión de entrada o de salida del inversor. La tabla 4.A recoge a modo de resumen el comportamiento eléctrico del inversor para cada modo de funcionamiento, así como la causa que lo origina.

En los apartados posteriores desarrollaremos la actuación de cada sistema de control dependiente del modo de funcionamiento, así las funciones que responsables de la activación de dichas señales.

Tabla 4.A: Resumen del comportamiento del inversor en los distintos modos de funcionamiento.

MODO	SEÑALES	CAUSA	VALORES
STAND-BY	$trans = 0$ – y además – $stnby_{MPPT} = 1$ – o bien – $stnby_{RED} = 1$	Tensiones fuera de rango: $V_{dc} \notin [V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ – o bien – $V_{ac} \notin [V_{ac}^{min}, V_{ac}^{max}]$.	$I_{ac} = I_{ac}^{min}$, siendo $V_{dc} = f(I_{ac})$ prácticamente $V_{dc} \simeq V_{oc}^{array}$.
ARRANQUE	$trans = 1$ – siempre que – $stnby_{MPPT} = 0$ $stnby_{RED} = 0$	Tensiones en rango, es decir: $V_{dc} \in [V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ y $V_{ac} \in [V_{ac}^{min}, V_{ac}^{max}]$.	$I_{ac} = I_{ac}^{trans}$, siendo $V_{dc} = f(I_{ac})$ próxima a V_{oc}^{array} .
OPERACIÓN puede ser en modo: – MPPT – o bien – NO MPPT	$trans = 0$, $stnby_{MPPT} = 0$ y $stnby_{RED} = 0$	Tensiones en rango: $V_{dc} \in [V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ y $V_{ac} \in [V_{ac}^{min}, V_{ac}^{max}]$, – con – $V_{mpp}^{array} \in [V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ – o bien – $V_{mpp}^{array} < V_{dc}^{min}$.	$I_{ac} = f(V_{dc}^{ref})$, con V_{dc}^{ref} dentro del rango DC, – con – $V_{dc} \approx V_{mpp}^{array}$ – o bien – $V_{dc} \gg V_{mpp}^{array}$.

Arquitectura del Bloque de Control

Acorde con el espíritu del modelado comportamental, para el diseño del sistema de control del BM hemos utilizado una de las arquitecturas de control habitualmente más utilizadas en inversores FV acoplados a red. Esta arquitectura se desarrolla en torno al Sistema de Control de la Etapa de Potencia, el cual estima la señal de control de dicha etapa (V_s^{ref}). Tal y como desarrollaremos más adelante, en nuestra propuesta regulamos la potencia de operación del inversor (P_{ac}) a través del control de la tensión en el condensador (V_{dc}). Este principio se basa en que ante una tensión de red (V_{ac}) estable, las variaciones en la amplitud de la tensión de salida de la etapa de conversión (V_s) provocan la alteración de la corriente que trasiega, es decir, tanto de salida (I'_{ac}) como de entrada (I_h). En el primer caso, la repercusión sobre la potencia inyectada es directa. En el segundo, dicha variación afecta a la corriente que alimenta el condensador, modificando por tanto tensión (V_{dc}). De esta manera, el cambio en la tensión del generador FV tiene a su vez consecuencias en la corriente de entrada al inversor (I_{dc}), y en la potencia de entrada (P_{dc}).

$$\begin{aligned} \uparrow \hat{V}_s \rightarrow \uparrow \hat{I}'_{ac} \rightarrow \uparrow \hat{I}_{ac} \rightarrow \uparrow P_{ac}, \\ \uparrow \overline{P_{dc}} \leftarrow \uparrow \overline{I_{dc}} \leftarrow \downarrow \overline{V_{dc}} \leftarrow \downarrow \overline{I_{Ceq}} \leftarrow \uparrow \hat{I}_h \leftarrow \uparrow \hat{V}_s \end{aligned}$$

inversores son controlados a través de la corriente de entrada (I_{dc}), esta opción presenta mayores inconvenientes para la regulación de potencia. El principal escollo radica en que, dadas a las características de la curva I-V del generador FV, el impacto de las variaciones en la potencia de entrada (P_{dc}) es significativamente menor en I_{dc} que en V_{dc} .

Figura 4.13: Estrategia de control del BM.

De esta manera, el sistema de *Control de la Etapa de Potencia* tiene como misión mantener el balance de potencia en el inversor durante el trasiego de energía, para lo cual adecua la corriente inyectada al mantenimiento de una V_{dc}^{ref} . Tal y como indica el esquema 4.13, esta señal es estimada por el *Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (Sistema MPPT)*, que trata de buscar el punto de operación que optimiza la potencia del generador FV [166]. Por otra parte, el sistema de *Control de la Etapa de Potencia* implementa a su vez un Lazo de Control de Tensión (VCL) que estima la $\hat{I}_{ac}^{ref}$ con la cual se mantiene el balance de potencia en el inversor. Sin embargo, resulta necesario traducir esta amplitud en una señal sinusoidal sincronizada con la red. Para ello, el sistema *Observador de Red* monitoriza V_{ac} y proporciona la forma de onda de la corriente a inyectar ($i(wt)$) a este sistema de *Control de la Etapa de potencia*. Ésta combinada con la amplitud forma I_{ac}^{ref} sirve de referencia al Lazo de Control de Intensidad (CCL) para controlar la corriente inyectada. De manera que este último lazo estima la señal V_s^{ref} con la que actuar sobre la etapa de Conversión de Potencia, siendo la señal de salida del Bloque de Control.

(a) Determinación de V_s^{ref} .

(b) Simplificación del Bloque de Control del BM.

(c) Bloque eléctrico del BM.

Figura 4.14: Bloque de control del BM.

En base a esta estrategia proponemos la arquitectura del *Bloque de Control* planteada en la figura 4.14b. Dicho bloque es por tanto fruto de la combinación de tres sistemas: el *Sistema MPPT* desarrollado en el apartado 4.3.2, el *Observador de Red* recogido en el apartado 4.3.5 y el *Sistema de Control de la Etapa de Potencia*. Este último se divide a su vez en dos lazos de control: el VCL y el CCL. Tras presentar una breve introducción al funcionamiento de este sistema, procederemos a explicar detalladamente el contenido del VCL y el CCL en los apartados 4.3.3 y 4.3.4 respectivamente.

Debemos mencionar además, que cada uno de estos sistemas es responsable de activar los distintos modos de operación. De esta manera, el *Sistema MPPT* gestiona la desconexión del inversor cuando los valores de V_{dc} exceden el rango de funcionamiento, activando la señal $Stnby_{MPPT}$. El *Observador de red* por su parte, hace lo propio con $Stnby_{RED}$ en función del cumplimiento de las distintas condiciones de conexión [167], mientras que el VCL activa el arranque del inversor mediante la señal $trans$.

Control de la Etapa de Potencia del BM

El diseño del control de la etapa de potencia se desarrolla tanto para la operación del inversor en MODO MPP como en MODO NO MPP, incorporando a éste las modificaciones pertinentes para el funcionamiento en MODO STAND-BY y el ARRANQUE. Bajo esta premisa, diseñamos el control de la *Etapa de Potencia* del inversor patrón basándonos en la estructura de dos lazos en cascada, ampliamente utilizada en los equipos eólicos y FV acoplados a red [67]. Cabe mencionar que el diseño de este sistema supone uno de los mayores retos del modelado comportamental del equipo, ya que podemos encontrar tal variedad de alternativas como fabricantes en el mercado FV.

Otro aspecto que debemos mencionar con relación al diseño del control del BM es la consideración del modelo simplificado del Filtro AC descrito en 4.2.5. Por norma general, el sistema de control de inversores comerciales acoplados a red que implementan filtros AC del tipo TRAP o LCL, suele requerir arquitecturas de control más complejas [168] las cuales tienen en cuenta el lazo que se cierra a través de la rama en T. Sin embargo, a pesar de seguir los criterios de dimensionado de este tipo de filtros, el filtro AC del circuito equivalente del inversor patrón de la figura 4.4a carece de dicha rama, permitiendo plantear un sistema de control sin los inconvenientes asociados a dicho lazo.

Esta disposición recogida en el esquema de la figura 4.14 presenta un lazo exterior denominado Lazo de Control de Tensión (*VCL*), el cual controla la tensión del condensador bajo la referencia ofrecida por el *Sistema MPPT* (V_{dc}^{ref}). Su función es mantener el equilibrio entre la potencia de entrada y salida del inversor regulando la amplitud de la corriente inyectada ($\hat{I}_{ac}$). Para tal fin, se sirve de un lazo esclavo denominado Lazo de Control de Corriente

(*CCL*), el cual controla la forma de onda de dicha corriente. Por tanto, la determinación de la onda de corriente inyectada que sirve como referencia de entrada a este lazo (I_{ac}^{ref}), es el resultado de combinar la amplitud obtenida del VCL ($\hat{I}_{ac}^{ref}$) con la forma de onda unitaria ofrecida por el *Observador de Red* ($i(t)^{ref}$). Finalmente, el *CCL* actúa sobre la etapa de *Conversión de Potencia* fijando su tensión de salida mediante la señal de control (V_s^{ref}). De esta manera, la diferencia entre V_s y la tensión de entrada de la etapa *Transformador* determina la corriente que recorre el Filtro AC (I'_{ac}), siendo ésta directamente proporcional a la corriente inyectada ($I_{ac} = I'_{ac} \cdot r_t$).

En el apartado 4.3.3 podemos encontrar una descripción más detallada del control propuesto para el VCL, mientras que el control de la forma de onda de la corriente inyectada a través del *CCL* viene desarrollado en el apartado 4.3.4.

4.3.2. Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (Sistema MPPT)

El Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (*Sistema MPPT*) determina la tensión DC de referencia para el *Control de la etapa de potencia*, tratando de determinar aquella que optimiza la potencia generada por la matriz de módulos FV. Tal y como podemos observar en la figura 4.15, este sistema está formado por las funciones: Algoritmo MPPT y Límite V_{dc} . En dicho esquema podemos observar que este sistema recibe como entradas las medidas de tensión y corriente de los bornes DC del inversor (V_{dc} , I_{dc}). Cabe mencionar que tanto para la evaluación del algoritmo MPPT, como para la comprobación de los límites del rango de tensión DC, resulta necesario evaluar continuamente su valor medio, filtrando el rizado al doble la frecuencia de red propio de estas variables.

Figura 4.15: Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia implementado en BM (Sistema MPPT).

Para realizar dicha evaluación utilizamos una ventana desplazada para el periodo correspondiente a f_{grid} , dando lugar a las variables medidas V_{dc}^* y I_{dc}^* . Cabe destacar que una vez obtenida esta evaluación (V_{dc}^*), utilizamos esta señal como salida para su posterior utilización en el sistema *Control Etapa de Potencia*, tal como veremos en el siguiente apartado.

A continuación procedemos a desglosar las funciones Algoritmo MPPT y Límite V_{dc} .

4.3.2.a. Función Algoritmo MPPT

En la bibliografía específica podemos encontrar numerosos algoritmos para implementar esta función [134, 146, 166, 169, 170]. En los sistemas más avanzados, el inversor efectúa incluso un barrido de la curva I-V del generador FV para optimizar su funcionamiento a través de su análisis.

En el caso del BM proponemos implementar un algoritmo MPPT genérico que dote de versatilidad al modelo. Con esta intención nos hemos centrado en la familia de algoritmos de perturbación y observación (*P&O*) [146], habitualmente implementados en inversores FV debido a su sencillez [135]. Estos algoritmos se basan en introducir ligeras variaciones en el punto de operación del generador FV cuando el inversor se encuentra operando de manera estable. Posteriormente, comprueban la tendencia en la que evoluciona la potencia tras dicha perturbación, para determinar el signo de la perturbación siguiente. Para el BM asumimos la utilización del algoritmo coloquialmente conocido como *el escalador* [171], cuyo diagrama de flujo presentamos en la figura 4.16. Éste introduce escalones de amplitud constante (ΔV_{dc}^{MPPT}) en la tensión de referencia de DC (V_{dc}^{ref}). Esta perturbación se traslada mediante la actuación del VCL en un cambio del punto de funcionamiento de la curva I-V de la matriz de módulos FV, es decir, una variación tanto de V_{dc} como de I_{dc} y por consiguiente de P_{dc} . Tras un periodo de observación (ΔT_{MPPT}), durante el cual el inversor se estabiliza en una nueva potencia de funcionamiento ($P_{dc}(n)$), ésta es evaluada. En caso de identificar un incremento positivo con respecto al estado anterior, el algoritmo considera que esta tendencia optimiza la generación de energía, por lo que continúa aplicando dicho incremento en la siguiente perturbación ($n+1$). En caso de sufrir una reducción de la potencia, el algoritmo cambia el signo de la siguiente perturbación para tratar de invertir tendencia ($\Delta V_{dc}(n+1) = -\Delta V_{dc}(n)$).

Finalmente, debemos tener en cuenta que la implementación del algoritmo del *escalador* en el BM queda condicionada a la operación del inversor. Ésta debe interrumpirse durante el periodo de arranque y el funcionamiento en modo STAND-BY, tal y como describe el siguiente apartado. En el apéndice E.1 podemos encontrar un esquema con la lógica implementada en el Sistema MPPT incluyendo estos condicionantes (figura E.1).

Figura 4.16: Diagrama de flujo del algoritmo de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT) genérico *el escalador*.

NOTA: La operación dentro del rango $[V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ impone $V_{dc}^{MPPT} = V_{dc}^{ref}$.

4.3.2.b. Función Límite V_{dc}

Debemos considerar que, si bien el algoritmo de MPPT estima el valor del punto de trabajo DC que optimiza la potencia del generador FV (V_{dc}^{MPPT}), la determinación de V_{dc}^{ref} está sujeta a ciertos condicionantes que permiten simular la operación autónoma del equipo, por consiguiente, no puede ser considerada directamente como V_{dc}^{MPPT} . Con objeto de cumplir estos condicionantes, el *Sistema MPPT* incluye una función que asegura el mantenimiento de V_{dc}^{ref} dentro del rango de operación del inversor, así como durante su funcionamiento en modo STAND-BY, su arranque y su parada.

En primer lugar, debemos tener en cuenta que el inversor solamente debe inyectar potencia a la red cuando la tensión de entrada DC está comprendida dentro del rango de operación del inversor ($[V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$). Por tanto, la tensión de referencia provista al VCL (V_{dc}^{ref}), no debe ser menor que la Tensión DC Mínima de funcionamiento V_{dc}^{min} . De esta manera, en caso de que el algoritmo del MPPT estime una tensión de referencia V_{dc}^{MPPT} inferior a V_{dc}^{min} , la función *Límite V_{dc}* impone la condición $V_{dc}^{ref} \geq V_{dc}^{min}$. Los inversores comerciales respetan este límite con el fin de evitar deformaciones en la forma de onda de I_{ac} por sobremulación en la etapa de Conversión de Potencia. Bajo estas condiciones, los inversores pasan a operar en modo NO-MPPT, aprovechando la potencia que pueden extraer del generador FV a dicha tensión fuera de su MPP. De manera similar, en caso de que el algoritmo MPPT determine la operación por encima del valor máximo de rango (V_{dc}^{max}), nuestro modelo limita la tensión de referencia a este valor durante su búsqueda. En segundo lugar, la función *Límite V_{dc}* identifica cuando la tensión OC de la matriz de módulos FV no alcanza V_{dc}^{min} , gestionando el cese de la operación del inversor y el paso al funcionamiento en modo STAND-BY.

Figura 4.17: Diagrama de flujo de la función Límite V_{dc}^{min} .

Por otra parte, bien sea motivado por una tensión DC fuera de rango, o bien por condiciones inadecuadas de la red, los inversores FV comerciales dejan de inyectar corriente a la red (funcionamiento en STAND-BY), siendo la tensión en OC de la matriz de módulos la que fija V_{dc} . Para emular este modo de funcionamiento, el *Sistema MPPT* del BM incluye como salida una señal booleana $Stdby_{MPPT}$ mediante la cual indica al sistema *Control Etapa de Potencia* que cese la inyección de potencia a la red. Éste incorpora también

una entrada proveniente del *Observador de Red* ($Stdby_{RED}$), que tal y como se puede consultar en el apartado 4.3.5, indica el funcionamiento en modo STAND-BY debido a unas condiciones de tensión de red inadecuadas. De esta manera, bajo la activación de cualquiera de estas señales el algoritmo MPPT deja de actuar imponiendo $V_{dc}^{ref} = V_{dc}^*$, con el fin de evitar la acumulación del error en el VCL. Cabe destacar que una vez desconectado, su vuelta al modo OPERACIÓN queda condicionada por el cumplimiento de $V_{dc} > V_{dc}^{min}$ durante un tiempo denominado $T_{Vdc-min}$, propiciando $Stdby_{MPPT} = 0$. De manera similar, el inversor pasa igualmente al modo STAND-BY en caso de que eventualmente $V_{dc} > V_{dc}^{max}$. Este funcionamiento se ejecuta de acuerdo con la lógica del diagrama de flujo de la figura 4.17.

Finalmente, los parámetros BM que determinan el funcionamiento del *Sistema MPPT* son los siguientes:

$$\Delta V_{dc}^{MPPT}, \quad \Delta T_{MPPT}, \quad V_{dc}^{min}, \quad V_{dc}^{max}, \quad T_{Vdc-min}.$$

Para determinar su valor en la aplicación del BM a un inversor, cabe mencionar que el rango de operación (V_{dc}^{min} , V_{dc}^{max}) puede encontrarse en la hoja de características de cualquier inversor comercial, mientras que el resto pueden ser obtenidos a partir de la medida de tensión e intensidad en los bornes AC o DC, tal y como se deduce en el punto 4.4.4.a.

4.3.3. Control de la Etapa de Potencia I: Lazo de Control de Tensión DC (VCL).

Una de las estrategias de control más utilizadas en los inversores FV acoplados a red es realizar un control d-q [138]. Sin embargo en inversores monofásicos, también es común llevar a cabo la regulación de la potencia de operación a través del control de la tensión DC. Esta estrategia se basa en la variación de la potencia del generador FV modificando el punto de trabajo de los módulos en la curva I-V. Por tanto, el sistema de control tiene la misión de regular el funcionamiento de la Etapa de Conversión de Potencia para equilibrar la Potencia generada con la inyectada a la red. Dado que su implementación resulta más sencilla que el control d-q, hemos empleado esta estrategia en el diseño del control del BM propuesto. Cabe mencionar que si bien este planteamiento excluye la posibilidad de inyectar potencia reactiva a la red según una referencia, no tenemos constancia de inversores monofásicos comercializados en España que incluyan dicha función. No obstante, la implementación de esta opción es una de las futuras mejoras del BM previstas en la sección 5.2.

Por tanto, de acuerdo con el planteamiento de esta estrategia recogido en la figura 4.13, el diseño del Control de la Etapa de Potencia pasa por establecer un sistema que mantenga la tensión en el condensador (V_{dc}) próxima a su referencia (V_{dc}^{ref}), actuando mediante la Tensión de Referencia de

Salida de la Etapa 1: Se genera el <i>MPPT</i> . Para ello se realiza una simulación en cascada, tal y como se muestra en la Figura 4.18a.		Se genera el <i>MPPT</i> por el <i>Sistema de Control</i> de la Figura 4.18a.
--	---	---

De esta manera el *Lazo de Control de Tensión* (VCL) estima la amplitud de la corriente de salida de la etapa de *Conversión de Potencia* ($\hat{I}_{ac}$), actuando sobre la etapa de potencia por medio de un lazo esclavo que controla la corriente a la salida del puente. Tal y como podemos observar en el diagrama de control de la planta mostrado en la figura 4.18b, la modulación de I'_{ac} repercute directamente en una variación de la corriente de entrada al puente en H (I_h). Ésto produce a su vez una alteración en la corriente que alimenta el condensador (I_{Ceq}), que permite ajustar su tensión al valor de referencia V_{dc}^{ref} provisto por el *Sistema MPPT*.

(a) Esquema de control simplificado de la etapa de conversión de potencia del BM.

Figura 4.18: Bloque de control del BM.

La función principal del VCL durante la operación del inversor es, por tanto, estimar $\hat{I}_{ac}^{ref}$ en función del error en V_{dc} . Dicha tarea es llevada a cabo por el Controlador del VCL, tal como abordaremos en el punto 4.3.3.a. Sin embargo, durante el funcionamiento en MODO STAND-BY y el ARRANQUE la amplitud de I_{ac} queda supeditada a otros condicionantes. Con el fin de implementar estas restricciones hemos incluido la función *Límite I_{ac}* a la salida del *Controlador VCL*. Tal y como desarrollaremos en el punto 4.3.3.b, su misión consiste en identificar el funcionamiento del inversor en MODO ARRANQUE mediante la activación de la señal booleana *trans* y, además, estimar $\hat{I}_{ac}^{ref}$ tanto para dicho periodo como para el funcionamiento en MODO STANDBY.

Otro aspecto a considerar en el diseño del VCL, es la forma de evaluar el error en V_{dc} , ya que el rizado característico de esta variable al doble de la tensión de red tiene consecuencias importantes sobre el contenido armónico de I_{ac} . Con el fin de ampliar el alcance del modelado del BM propuesto, incorporamos un la *Función Error V_{dc}* con distintas opciones para el calculo de este error, tal y como describiremos en el punto 4.3.3.c.

Cabe destacar que, dada la gran velocidad del CCL, la actuación de las señales *stnby_{MPPT}*, *stnby_{red}* y *trans* sobre la amplitud de I_{ac} puede considerarse inmediata desde el punto de vista del VCL. De esta manera, la implementación de estas funciones en el sistema de *Control Etapa de Potencia* permiten emular los distintos modos de operación sin la presencia de interruptores en el circuito equivalente del inversor, evitando la aparición de una eventual discontinuidad en la simulación del circuito debida la actuación de dichos interruptores.

4.3.3.a. Controlador del VCL.

En este lazo utilizamos un controlador PI, comúnmente empleado para el control de potencia en inversores FV por su buen comportamiento con valores de tensión DC [67]. De esta manera, la actuación del VCL durante la operación del inversor viene determinada por las constantes del controlador:

- K_{pv} : Constante Proporcional del controlador del VCL,
- T_{iv} : Tiempo Integral del controlador del VCL;

siendo éstos los parámetros BM de esta función. Su ajuste determina el comportamiento del inversor ante cambios en la tensión de referencia, o bien, fluctuaciones de la potencia generada en los módulos. En el apéndice E.4 recogemos la estimación de las constantes del controlador en función del Ancho de Banda y el Margen de Fase de este lazo (*VCLBW* y *VCLPM*). de manera que éstas son estimadas siguiendo los pasos descritos en el punto 4.4.4.e para la aplicación del BM a un inversor comercial.

4.3.3.b. Función Límite I_{ac} .

Durante la operación del inversor tanto en MODO MPPT como en MODO NO MPPT, la función *Límite I_{ac}* , cuya lógica se recoge en el diagrama de flujo de la figura 4.19, únicamente tiene la misión de limitar la estimación del controlador al rango de operación del inversor. De esta manera, impone $\hat{I}_{ac}^{ref} = \hat{I}_{ac}^{VCL}$ siempre que no exceda $\bar{I}_{ac}^{min}$ ni $\bar{I}_{ac}^{max}$, en cuyo caso limita $\hat{I}_{ac}^{ref}$ a dichos valores.

Sin embargo, cuando la tensión DC o las condiciones de la red no son

Figura 4.19: Lógica del la función Límite I_{ac} .

Asimismo, también hemos observado que una vez se restauran los valores adecuados para la inyección de potencia a la red, muchos inversores comerciales permanecen un tiempo determinado inyectando una intensidad de amplitud determinada e independiente de las condiciones del generador FV durante, antes de su entrada en operación. El valor de esta I_{ac}^{trans} , significativamente mayor que I_{ac}^{min} , tampoco se corresponde por tanto con el $\hat{I}_{ac}^{VCL}$. Con el fin de emular este comportamiento, imponemos la condición $\hat{I}_{ac}^{ref} = \hat{I}_{ac}^{trans}$ durante la duración de dicho periodo de ARRANQUE (T^{trans}).

Cabe mencionar que en diseño del inversor patrón, la función *Limite I_{ac}* es la encargada de determinar cuando el inversor funciona en modo ARRANQUE, mediante la activación durante este periodo de la señal booleana *trans*. Esta señal es una salida del sistema *Control Etapa de Potencia*, evitando que el algoritmo MPPT no comience a funcionar hasta el final de este periodo de ARRANQUE. Cabe mencionar que tal y como se ha descrito en el diagrama de la figura 4.17 presentada en el apartado anterior, tanto durante el funcionamiento en modo STAND-BY, como en modo ARRANQUE, se fuerza la condición de $V_{dc}^{ref} = V_{dc}^*$, evitando la acumulación de errores en el controlador y favoreciendo una entrada en operación progresiva.

Finalmente, los parámetros que rigen el comportamiento de esta función son, por tanto:

- I_{ac}^{max} : Límite máximo de I_{ac}^{rms} en MODO OPERACIÓN,
- I_{ac}^{min} : Valor de I_{ac}^{rms} en MODO STAND-BY,
- I_{ac}^{trans} : Valor de I_{ac}^{rms} en el MODO ARRANQUE,
- T^{trans} : Tiempo de duración del MODO ARRANQUE,

cuyos valores se obtienen en función del comportamiento eléctrico del inversor, tal y como se describe en el punto 4.4.4.d.

4.3.3.c. Función Error V_{dc}

Al analizar el funcionamiento del VCL en control del inversor FV, debemos tener en cuenta que V_{dc} presenta un rizado al doble de la f_{grid} derivado de la conversión DC-AC. La consideración de esta señal en el feedback de VCL introduce este rizado como un error, el cual se amplifica en la salida (I_{ac}^{ref}) y acaba reflejándose en el contenido armónico de la corriente inyectada (I_{ac}). Este inconveniente puede resolverse realizando un filtrado específico en la medida de V_{dc} , como muestra la figura 4.20.

Figura 4.20: Transmisión del rizado de V_{dc} a $\hat{I}_{ac}^{ref}$.

Sin embargo, pese a las ventajas de este criterio de diseño, existen numerosos inversores FV en el mercado que no lo integran en su sistema de control. Con el fin de ampliar la versatilidad del modelo propuesto, y dado que la complejidad añadida no resulta significativa, dejamos abierta la posibilidad de realizar o no el promedio en la medida de V_{dc} . Para ello utilizaremos un camino alternativo que se activa con el parámetro $Average V_{dc}$, el cual puede tomar valores de 1 o 0. Su valor se determina en función de la forma de onda de la I_{ac} del inversor comercial, tal y como se describe en el punto 4.4.4.e.

A continuación, la figura 4.21 muestra el VCL finalmente implementado en el *Control Etapa de Potencia*. Cabe destacar que, con el fin de reducir el coste computacional de su simulación, para la implementación del BM en *simulink* utilizamos la señal V_{dc}^* evaluada previamente en el *Sistema MPPT*.

Figura 4.21: Esquema del sistema VCL completo.

4.3.4. Control de la Etapa de Potencia II: Lazo de Control de Corriente inyectada (CCL)

De acuerdo con la figura 4.13, la señal $\hat{I}_{ac}^{ref}$ obtenida del VCL se combina con la forma de onda $i(t)$ provista por el Observador de Red, formando así la señal de referencia de la corriente que debe circular por el filtro AC (I_{ac}^{ref}). Ésta sirve de entrada al Lazo de Control de Corriente inyectada (CCL), el cual determina la tensión de referencia de salida de la etapa de potencia V_s^{ref} . La figura 4.22 recoge tanto el diagrama de control del CCL propuesto, incluyendo la planta formada por el Bloque Eléctrico del BM propuesto. Tal y como se puede deducir en esta figura, este lazo esclavo del VCL, es el responsable directo de formación de la onda de la corriente inyectada a red, desempeñando un papel muy relevante tanto en el contenido armónico y como en la respuesta ante perturbaciones de la tensión de red. Este lazo implementa dos funciones que se desarrollan a continuación: El controlador y la función FeedFW.

4.3.4.a. Controlador PI

En la literatura específica podemos encontrar distintas opciones para la estructura de control de sistemas FV y otros sistemas de generación distribuida [172, 173], que se comportan como una fuentes de corriente que inyecta potencia a la red con entrada variable. Timbus recoge en [174] una descripción detallada sobre distintas opciones basadas en controladores lineales, como proporcional-integral (PI) o estructuras resonantes. En este sentido, cabe destacar que debido a la obtención de un menor contenido armónico y una mejor respuesta ante perturbaciones, las estructura resonantes suelen ser más utilizadas para el control de la corriente de inversores FV monofásicos [175], así como trifásicos desequilibrados [173]. Sin embargo, la utilización del modelo promediado en la etapa de potencia junto con el resto de simplificaciones llevadas a cabo en el circuito del BM, no hacen necesario un CCL excesivamente complejo. Por este motivo, y con el ánimo de reducir el CTC de la simulación, proponemos la utilización de un controlador PI, simplificando la estructura de control del BM acorde con su circuito equivalente. Los parámetros que rigen el funcionamiento de este controlador son:

- K_{pi} : Constante Proporcional del controlador del CCL;
- T_{ii} : Tiempo Integral del controlador del CCL.

4.3.4.b. Función Feed-Fordward Vac: Parámetro *FeedFW*

De acuerdo con el esquema de control de la figura 4.18a, la salida del controlador establece la diferencia de tensión entre los extremos del filtro AC V_{FiltAC}^{ref} . La suma de ésta con la tensión de red da lugar a la formación de la tensión de salida del puente de referencia (V_s^{ref}). Cabe destacar que si bien ésta parece la estructura más extendida, algunos inversores no implementan esta pre-alimentación o feed-forward de V_{ac} , obteniendo V_s^{ref} directamente de la salida del controlador. Esta opción parece estar en desuso, ya que resulta más susceptible a variaciones de la tensión de red, así como a su contenido armónico. Ante esta circunstancia y con objeto de ampliar la po-

livalencia del BM, mantenemos abierta la posibilidad de incluir o excluir V_{ac} del CCL mediante la activación del parámetro:

■ *FeedFW*.

Esta opción nos permite utilizar la estructura que mejor aproxime el comportamiento del inversor comercial, determinando el valor de este parámetro en función de los resultados de la simulación, tal y como se describe en el punto 4.4.4.e.

Figura 4.23: Lazo de Control de Corriente implementado en BM.

Nos gustaría mencionar que si bien el CCL del BM efectúa un control simplificado, permite al menos representar el contenido armónico de la corriente de salida y emular la respuesta del inversor comercial ante perturbaciones. En este sentido, su mera inclusión representa una notable diferencia con respecto a propuestas que utilizan circuitos eléctricos simplificados similares al del BM. Cabe destacar que con el objetivo de reducir el coste computacional, estas propuestas suelen omitir la presencia del CCL, asumiéndolo con velocidad infinita [137]. De esta manera, la aportación del BM al considerar el CCL no es tanto la precisión alcanzada en la estimación del contenido armónico de la corriente inyectada, sino más bien la posibilidad de la simular su interacción con el VCL, mejorando los resultados ante la presencia de perturbaciones en la red con respecto a modelos que no consideran específicamente dicho lazo.

4.3.5. Observador de red

El sistema *Observador de Red* analiza la tensión de la red V_{ac} desempeñando dos misiones fundamentales en el funcionamiento del inversor FV. Por una parte debe determinar la fase y forma de onda de la corriente inyectada $i(wt)$, para la formación de I_{ac}^{ref} de acuerdo con el esquema de la figura 4.13. Por otra, también gestiona la conexión y desconexión del inversor mediante la activación de la señal $stdby_{RED}$, en función del cumplimiento de los estándares de conexión a red. De acuerdo con el esquema de la figura 4.24, dichas tareas son llevadas a cabo en el *Lazo de Fijación de Fase (PLL)* y la función *Relés V_{ac}* respectivamente, tal y como desarrollamos a continuación.

Figura 4.24: Contenido del *Observador de Red*.

4.3.5.a. Lazo de Seguimiento de Fase (PLL)

Tal y como suele ser habitual en este tipo de equipos de inyección de potencia a red un PLL estima $i(wt)$ en función de $V_{ac}(t)$ sincronizando la corriente inyectada con la red. Con tal fin implementamos el dispositivo propuesto en [167] para sistemas de generación distribuida acoplada a red en forma de fuente de corriente. Su funcionamiento depende de la regulación de su controlador PI, en función de las siguientes constantes:

- K_{pp} : Constante Proporcional del controlador del PLL;
- T_{ip} : Tiempo Integral del controlador del PLL,

cuyo valor se determina de acuerdo con el criterio propuesto en [167], tal y como describiremos en el punto 4.4.4.c.

4.3.5.b. Función Relés V_{ac}

Para la gestión de la conexión del inversor hemos implementado los distintos relés que velan por el cumplimiento de las condiciones de conexión a red [67, 121]. De acuerdo con la reciente norma UNE 206007-1 [176], así como para satisfacer las normas de aplicación para la conexión a red de sistemas FV a la red de distribución española [41, 42, 68] los inversores FV comerciales deben cesar la inyección de energía cuando los parámetros de tensión o frecuencia de la red exceden el rango de funcionamiento permitido. Cabe destacar asimismo, la inclusión en BM de un relé de detección de funcionamiento en isla [66]. La presencia de este dispositivo en los inversores FV responde a la necesidad de evitar que los equipos de generación distribuida formen una red aislada, en caso de continuar inyectando potencia tras una caída del sistema.

Con el fin de modelar el comportamiento de los inversores comerciales ante la presencia de perturbaciones en la red, implementaremos una serie de relés de tensión y frecuencia en el BM. En todos los casos su funcionamiento responde al esquema lógico de la figura 4.26, donde podemos encontrar el ejemplo particularizado para el límite de tensión mínima. Como podemos observar cuando el valor monitorizado excede los límites de manera continuada durante un tiempo determinado ($T_{Vac-min}$), el relé correspondiente activa la señal $STANDBY_{RED}$. Este cambio detiene la inyección de potencia, propiciando el funcionamiento del inversor en modo STAND-BY. En un sentido similar, cuando las condiciones de conexión adecuadas son restablecidas durante suficiente tiempo, el inversor pasa operar en modo ARRANQUE durante un periodo de transición, tras el cual vuelve a a OPERACIÓN.

Cabe mencionar que para caso de los relés de tensión de red, evaluamos continuamente su valor RMS mediante una ventana de la frecuencia nominal de red, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$V_{ac}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{f_{grid}^{nom}} \int_{t-\frac{1}{f_{grid}^{nom}}}^t V_{ac}^2(t)}. \quad (4-15)$$

En el caso de los relés de límite frecuencia de red, evaluaremos el tiempo entre los distintos pasos por cero de la señal $i(wt)$ obtenida del PLL. Finalmente, implementamos el algoritmo anti-isla propuesto por [177], que se basa en la observación de la derivada de la frecuencia instantánea de la red f_{grid}^{inst} con respecto al tiempo.

Figura 4.25: Función *Relés V_{ac}* .

Los relés implementados en el *Observador de red* actúan de acuerdo con las siguientes condiciones:

- **Relé de máxima tensión:** Incumplimiento de la condición $V_{ac}^{rms} > V_{ac}^{max}$ durante el Tiempo de Sobretensión ($T_{Vac-max}$).
- **Relé de mínima tensión:** Incumplimiento de la condición $V_{ac}^{rms} < V_{ac}^{min}$ durante el Tiempo de Tensión Mínima ($T_{Vac-min}$).
- **Relé de máxima frecuencia:** Incumplimiento de la condición $f_{grid} > f_{grid}^{max}$ durante el Tiempo de Sobre frecuencia (T_{f-max}).
- **Relé de mínima frecuencia:** Incumplimiento de la condición $f_{grid} < f_{grid}^{min}$ durante el Tiempo de Frecuencia Mínima (T_{f-min}).
- **Relé de derivada de la frecuencia:** Para activa la protección de funcionamiento en isla, la variación de la frecuencia debe ser superior a *Antislanding Δf* durante un periodo *Antislanding ΔT* , de acuerdo con la condición:

$$\frac{df_{grid}^{inst}}{dt} > \frac{Antislanding\Delta f}{Antislanding\Delta T}. \quad (4-16)$$

Figura 4.26: Diagrama de flujo del relé mínima tensión.

Figura 4.27: Parámetros BM de los Bloques de Control y Eléctrico.

4.4. Aplicación del modelo propuesto al modelado de inversores FV comerciales acoplados a red

4.4.1. Generalidades

El modelado de un inversor FV comercial con el BM propuesto consiste básicamente estimar el conjunto de valores de los parámetros que permite aproximar el comportamiento del inversor patrón al del inversor comercial a modelar. En esta sección describimos el procedimiento propuesto para la estimación de dichos parámetros a partir del comportamiento eléctrico del inversor.

Tal y como resume la figura 4.28, dividiremos este procedimiento en dos fases: la estimación de los parámetros del *Bloque Eléctrico* y la estimación de los parámetros del *Bloque de Control*.

Figura 4.28: Procedimiento de estimación de parámetros.

En la primera fase (I) procedemos a la estimación de los parámetros de que rigen el funcionamiento de cada una de las etapas del Bloque Eléctrico. Tal y como recoge el apartado 4.4.3, el valor de dichos parámetros puede obtenerse utilizando únicamente la información contenida en la hoja de características del inversor comercial. Cabe mencionar no obstante, que en el caso de algunos parámetros sugerimos llevar a cabo la toma de medidas en bonos DC del inversor, con el fin de incrementar la precisión del modelado.

La segunda fase (II) tiene como objetivo la estimación del conjunto de valores que permiten aproximar el comportamiento del BM al del inversor comercial. En este caso resulta necesario complementar las propiedades eléctricas recogidas en la hoja de características con una serie de medidas que caracterizan la respuesta del inversor ante una serie de eventos. Tal y co-

mo describimos en el apartado 4.4.4, el proceso de modelado finaliza con un proceso iterativo en el que comparamos la respuesta del inversor comercial registrada en las medidas, con la simulación del BM para distintas combinaciones de aquellos parámetros que no han podido relacionarse de manera directa. En este sentido cabe mencionar que, si bien es recomendable tomar medidas tanto en los bornes de entrada como de salida del inversor, en ocasiones la medida de tensión DC lleva asociada ciertos inconvenientes en una planta FV industrial. Con objeto de simplificar el proceso de modelado de inversores comerciales, en esta tesis proponemos también una vía alternativa para la estimación de parámetros a partir de la medida en bornes AC.

Figura 4.29: Ejemplo de toma de medidas en inversor SMC7000.

A-Medida directa en Cuadro AC,

B-Inserción de shunt en circuito DC (**E**),

C-Sistema de monitorización para la medida de variables medioambientales y lectura del software del inversor,

D-Adquisidor de datos.

4.4.2. Requerimientos de información y toma de medidas

Concebidas para ser efectuadas en una instalación FV acoplada a red, las medidas propuestas caracterizan el comportamiento de las variables eléctricas en bornes del inversor durante una serie de eventos característicos, propios de la explotación de una planta FV. De esta manera, evitamos realizar ningún tipo de intervención o ensayo específico sobre para modelar inversores comerciales. A continuación, describimos la información que debemos obtener de la hoja de características, así como las especificaciones para la realización de medidas en la planta FV conectada a red, en base a la cual se desarrolla la estimación de parámetros propuesta en los apartados posteriores.

■ **Información de la hoja de características:**

- P_{ac}^{nom} : Potencia activa nominal.
- P_{ac}^{max} : Potencia activa máxima que el inversor puede inyectar de manera puntual.
- V_{ac}^{nom} : Tensión nominal de red para la cual ha sido diseñado el inversor.
- $[V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$: Rango completo de tensión DC en el que puede trabajar el inversor. Cabe destacar que en algunos casos también aparece el rango de operación durante el seguimiento MPPT. En este sentido el BM esta desarrollado para considerar la operación completa del inversor, es decir, los límites que ofrezcan el rango más amplio.
- $\eta = f(P_{ac}, V_{dc})$: Curva de rendimiento en función de P_{ac} y V_{dc} .
- f_{grid}^{nom} : Tensión de red para la cual se ha diseñado el inversor.
- f_{sw} : Frecuencia de conmutación del inversor.

- **Medida de Operación Bajo G y T Constantes:** Consiste en la medida de V_{dc} , V_{ac} e I_{ac} , cuando el inversor opera bajo unas condiciones de G y T que pueden ser consideradas constantes. El objetivo fundamental de esta medida es captar el efecto de las perturbaciones introducidas por el Sistema MPPT, motivo por el cual el generador FV debe operar bajo condiciones ambientales constantes y asegurar que ésta es la única perturbación que afecta la regulación de potencia del inversor.

Cabe destacar que debemos registrar un periodo de algunos segundos, con la suficiente duración para que el algoritmo MPPT introduzca al menos tres perturbaciones, como por ejemplo el mostrado en la figura 4.30. Como dato orientativo, Meinhardt menciona en [2] que los inversores comerciales suelen trabajar con un ciclo MPPT entre 1 y 10

segundos. Asimismo, debemos utilizar una frecuencia de muestreo que capte el rizado de V_{dc} , al doble de f_{grid} . Cabe destacar que ante una eventual imposibilidad de obtención de medidas DC en los términos descritos, en esta tesis también proponemos la estimación alternativa de los parámetros únicamente a partir de la medida de V_{ac} y I_{ac} .

Figura 4.30: Ejemplo de Medida de Operación Estable de V_{dc} para el inversor SMC7000. Gráfica obtenida del software *Fluke PQ Analyze*®.

Figura 4.31: Ejemplo de Medida de Operación Estable de I_{ac} para el inversor SMC7000. Gráfica obtenida del software *Fluke PQ Analyze*®.

- **Media del Arranque:** Consiste en registrar el valor RMS de V_{ac} e I_{ac} durante el arranque del inversor, es decir, el paso desde MODO STAND-BY hasta OPERACIÓN MPP. En esta medida debemos obtener la evolución de I_{ac} desde unos instantes anteriores a que se reúnan las condiciones de red necesarias para la inyección de potencia, hasta que comienza la operación del inversor. Cabe mencionar que debemos asegurar un nivel de V_{dc} alejado del límite del intervalo de operación V_{dc}^{min} , con el fin de evitar una eventual OPERACIÓN NO MPP del inversor. Este evento puede reproducirse mediante una maniobra de desconexión y reconexión de la red llevada a cabo manualmente.
- **Media del Tiempo de Desconexión por V_{dc}^{min} :** Consiste en medir el tiempo transcurrido desde que se cumple la condición de que la tensión del generador FV es inferior a su rango de operación, hasta el cese de operación del inversor. Resulta por tanto necesario que la tensión del generador FV descienda por debajo del rango de operación DC (V_{dc}^{min}), siendo recomendable que suceda de forma gradual. Este evento ocurre de manera natural durante cada atardecer, aunque también es factible reproducirlo provocando sombras progresivamente en el generador FV. De esta manera, la realización de esta medida es factible en una planta FV en operación.
- **Regulación de los Relés de conexión a red.** Esta información es configurable para cada inversor en particular, y por consiguiente, no puede asociarse a un determinado modelo de inversor comercial. No obstante suele estar unificada para las unidades generadoras instaladas en una misma planta FV, siendo propia para cada unidad. En la mayoría de los casos puede obtenerse mediante el interfaz de control del propio inversor, así como en documentación que debe entregarse a la compañía distribuidora para la obtención del derecho de conexión al SEP Español. Cabe mencionar que en caso de ser inaccesible, proponemos realizar esta regulación de acuerdo a la normativa vigente, tal y como describimos en el apartado 4.4.4.

Con el fin de ilustrar el desarrollo de este procedimiento, acompañamos la descripción de este procedimiento con los resultados obtenidos en la estimación de parámetros de los inversores comerciales monofásicos SMA SunnyMiniCentral 7000 HV (SMC7000) [1] y SMA SunnyBoy3800 (SB3800) [8], así como del trifásico Sunways NT10000 (NT10000) [7]. En este último caso, cabe destacar que la aplicación del BM se realiza por cada una de las fases, de manera que la potencia nominal del inversor se divide entre 3.

Asimismo, finalizamos esta sección con un análisis de sensibilidad de ciertos parámetros, contextualizando su significado dentro del BM propuesto.

4.4.3. Estimación de parámetros del Bloque Eléctrico

Figura 4.32: Parámetros BM del Bloque Eléctrico.

A continuación procedemos a realizar la descripción del procedimiento de estimación de los parámetros del bloque eléctrico recogido en la figura 4.32, el cual hemos estructurado de acuerdo con las etapas que lo forman. En la tabla 4.B podemos encontrar un resumen de los parámetros estimados en este procedimiento, indicando asimismo el origen de la información utilizada.

Tabla 4.B: Estimación de parámetros del Bloque Eléctrico.

Estimación de Parámetros	Información de partida
ETAPA PÉRDIDAS	
$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \\ k_4 \\ k_5 \end{bmatrix}$	$f(\eta, V_{dc}, V_{ac}, P_{ac})$ $\eta = f(P_{ac}, V_{dc})$ V_{ac}^{nom} Datasheet
ETAPA FILTRO DC	
C_{eq}	$V_{dc}(t), P_{ac}(t)$ $f(f_{grid}, \overline{V_{dc}}, V_{dc}^{rip}, \overline{P_{ac}})$ $\approx f(f_{grid}, V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}, P_{ac}^{nom})$ $V_{dc}^{nom}, V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}, P_{ac}^{nom}$ Datasheet
ETAPA TRANSFORMADOR	
$[r_t]$	$f(V_{ac}^{nom}, V_{dc}^{min})$ $V_{dc}^{rip} \approx 0.1\%$ $V_{ac}^{nom}, V_{dc}^{min}$ Datasheet
ETAPA FILTRO AC	
$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}$	$f\left(\frac{V_{ac}^{nom}, P_{ac}^{nom}}{f_{grid}, f_{sw}, r_t}\right)$ $V_{ac}^{nom}, P_{ac}^{nom}, f_{grid}^{nom}, f_{sw}$ Datasheet

4.4.3.a. Etapa de Pérdidas

Tal y como concluimos en el apartado 4.2.2, la corriente I_{ls} de la etapa *Pérdidas* viene determinada por 5 parámetros constantes, de la forma:

$$I_{ls} = f([I_{ac}^{rms}, V_{dc}], [k_1, k_2, k_3, k_4, k_5]). \quad (4-17)$$

Con objeto de estimar los parámetros k_1 , k_2 , k_3 , k_4 y k_5 hemos procedido a establecer la relación de I_{ls} con la curva de rendimiento definida por el fabricante en la hoja de características del inversor comercial, habitualmente ofrecida gráficamente de la forma $\eta = f(P_{ac}, V_{dc})$ [1, 7, 8]. Para ello deducimos, tal y como describe el apéndice D.2, la expresión del η del BM en función de dichos parámetros a partir de la expresión 4-2, concluyendo con siguiente la función (expresión D-32):

$$\eta \approx 1 - \left(\frac{P_{ac}}{(V_{ac}^{rms})^2} \cdot (k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}) + \frac{1}{V_{ac}^{rms}} \cdot (k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}}) + \frac{k_5}{P_{ac}} \right). \quad (4-18)$$

Debemos aclarar que, de acuerdo con la deducción de I_{ls} presentada en el apéndice D.1, el BM propuesto ha sido desarrollado para una evolución continua de η con P_{ac} . De esta manera, el modelado de inversores cuya curva de η presente discontinuidades, como por ejemplo aquellos que activan distintas etapas secuencialmente con el incremento de su potencia, queda fuera del alcance de aplicación del BM. No obstante también cabe mencionar que este tipo de funcionamiento no suele ser implementado en inversores menores de 10 kW. En inversores de mediana potencia, los fabricantes suelen proporcionar gráficamente η en función de P_{ac} para distintos niveles de V_{dc} , de manera similar al ejemplo mostrado en la figura D.2. Esta información es facilitada para las condiciones nominales, es decir, asumiendo $V_{ac}^{rms} \approx V_{ac}^{nom}$. Teniendo en cuenta además, que la variación de la curva de rendimiento normalmente es aproximadamente lineal con V_{dc} , proponemos simplificar el proceso ajustando las curvas de η para dos niveles de $V_{dc} = cte$. Agrupando entonces los términos constantes para un mismo nivel de V_{dc} en la expresión 4-18 como:

$$K_{12} = k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}, \quad K_{34} = k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}},$$

reducimos el procedimiento de estimación de los parámetros de Pérdidas al ajuste de la curva de η para dos niveles distintos de V_{dc} , de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\eta^{V_{dc}} \approx 1 - \left(K_{12} \cdot \frac{P_{ac}}{(V_{ac}^{nom})^2} + \frac{K_{34}}{V_{ac}^{nom}} + \frac{k_5}{P_{ac}} \right), \quad (4-19)$$

Con el fin de caracterizar el rango completo de operación del inversor, recomendamos escoger niveles próximos a los límites del intervalo $[V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$.

Otro punto a destacar es la elección de los puntos de trabajo, el cual favorecerá la precisión en las distintas zonas de trabajo de la curva. Para los tres inversores modelados en esta tesis hemos obtenido valores satisfactorios al considerar P_{max} , η_{max} y 10% de P_{max} , tal y como muestra la tabla 4.C. A modo de ejemplo, la figura 4.33 compara la curva de rendimiento estimada para el inversor SB3800 a V_{dc}^{min} , con la facilitada por el fabricante en la hoja de características.

Tabla 4.C: Estimación de parámetros de la etapa Pérdidas (k_i).

Parámetro		SB3800	SMC7000	NT10000
k_1	(Ω)	0.5114	0.2717	0.3469
k_2	($\Omega \cdot V$)	-13.979	-12.159	-17.881
k_3	(V)	11.235	16.447	10.077
k_4	(V^2)	-1391.7	-3419.9	-1914.0
k_5	(W)	17.829	26.402	14.372

Figura 4.33: Ajuste de la curva de rendimiento del inversor SB3800 [8].

4.4.3.b. Etapa Filtro DC

De acuerdo con lo establecido en el apartado 4.2.3, el valor del parámetro C_{eq} de la etapa *Filtro DC* puede determinarse en función de las variables eléctricas de entrada y salida del inversor en un punto de operación de acuerdo con la expresión 4-4, de la forma:

$$C_{eq} = \frac{1}{V_{dc}^{rip} \cdot 2\pi \cdot (2 \cdot f_{grid})} \cdot \frac{\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}}.$$

Cabe mencionar que para la obtención de los términos de esta expresión, asumiremos $f_{grid} = f_{grid}^{nom}$, mientras que V_{dc}^{rip} , $\overline{P_{ac}}$ y $\overline{V_{dc}}$ serán obtenidos de la *Medida de Operación Estable* de V_{dc} descrita en el apartado 4.4.2.

La figura 4.34 muestra un ejemplo de las medidas obtenidas para el inversor SMC7000. En este caso seleccionamos un punto de operación cuando las variables se encuentran estabilizadas dentro del periodo de observación del algoritmo MPPT, obteniendo el valor de $\overline{P_{ac}}$ y $\overline{V_{dc}}$, tal y como indica dicha figura. Asimismo determinaremos el valor de V_{dc}^{rip} midiendo también la amplitud del rizado al doble de f_{grid} en este mismo punto.

Figura 4.34: Obtención de valores para la estimación de C_{eq} de la Medida de operación estable de V_{dc} . Caso del inversor SMC7000.

La tabla 4.D muestra los resultados de la estimación de C_{eq} a partir de la Medida de Operación Estable para los inversores SB3800 y SMC7000. En este caso, proponemos la evaluación de C_{eq} en tres puntos de trabajo distintos, tomando el valor medio como estimación definitiva del parámetro.

Tabla 4.D: Estimación de C_{eq} a partir de la Medida de Operación Estable.

Inversor	Datos medidos					Estimación
	G (W/m^2)	T ($^{\circ}C$)	$\overline{V_{dc}}$ (V)	V_{dc}^{rip} (V)	$\overline{P_{ac}}$ (W)	C_{eq} (mF)
SB3800	669	38	211.7	0.60	350	4.37
	773	55	223.0	0.61	428	4.79
	792	53	212.2	0.40	236	4.46
SMC7000	428	36	605.4	1.21	1271	3.32
	813	40	495.5	5.25	5102	3.12
	822	40	488.5	5.50	5099	3.02

Sin embargo, debemos mencionar que la toma medida en bornes DC del inversor resulta en ocasiones inaccesible, implica modificaciones en la instalación, o simplemente, no disponemos de la medida de V_{dc}^{rip} porque únicamente podemos registrar valores medios. Con objeto de superar estos inconveniente, en esta tesis proponemos una estimación de C_{eq} a partir de información recogida en la hoja de características, evitando la necesidad de efectuar medidas en los bornes de entrada del inversor. Esta propuesta se asienta sobre la asunción de que el filtro DC ha sido diseñado para limitar $V_{dc}^{rip} = 1\%$ en un punto de operación a potencia nominal, el cual denominaremos punto de diseño del filtro ($[V_{dc}^{design}, I_{dc}^{design}]$). Asumiendo entonces que V_{dc}^{design} se sitúa en el punto medio del intervalo del rango de operación DC, C_{eq} puede ser estimado de acuerdo con la siguiente deducción:

$$V_{dc}^{rip} \approx 0.01 \cdot V_{dc}^{design} = 0.01 \cdot \frac{V_{dc}^{min} + V_{dc}^{max}}{2}. \quad (4-20)$$

$$C_{eq} \approx \frac{1}{0.01 \cdot V_{dc}^{design} \cdot 2\pi \cdot (2 \cdot f_{grid}^{nom})} \cdot \frac{P_{ac}^{nom}}{V_{dc}^{design}},$$

$$C_{eq} \approx \frac{P_{ac}^{nom}}{0.01 \cdot (V_{dc}^{min} + V_{dc}^{max})^2 \cdot \pi \cdot f_{grid}^{nom}}, \quad (4-21)$$

donde P_{ac}^{nom} , V_{dc}^{min} , V_{dc}^{max} y f_{grid}^{nom} , vienen recogidos en la hoja de características del inversor.

A continuación, la tabla 4.E ofrece la estimación a partir de la información de la hoja de características para los tres inversores modelados en esta tesis, donde en el caso del inversor trifásico NT10000 hemos considerado la potencia por fase, es decir $P_{ac}^{nom}/3$.

Tabla 4.E: Estimación de C_{eq} a partir de los datos de la hoja de características.

Inversor	Datos de partida			Estimación	
	P_{ac} (kW)	V_{dc}^{min} (V)	V_{dc}^{max} (V)	V_{dc}^{design} (V)	C_{eq} (mF)
SB3800	3.80	200	500	350	4.94
SMC7000	6.65	335	800	568	3.29
NT10000	3.33	400	850	600	1.47

Cabe mencionar que la bondad de las asunciones citadas viene abalada por la similitud en los resultados obtenidos con ambos métodos de estimación para los inversores SMC7000 y SB3800, tal y como refleja la proximidad de los resultados en comparación con la estimación realizada a partir de medidas DC de la tabla 4.D.

4.4.3.c. Etapa de Conversión de Potencia

El funcionamiento de la etapa de *Conversión de Potencia* se rige por la señal V_s^{ref} proveniente del sistema de control, de manera que tal y como expusimos en el apartado 4.2.4, no lleva asociado ningún parámetro.

4.4.3.d. Etapa Transformador

Esta etapa del BM esta formada por un transformador ideal, siendo por tanto su relación de transformación (r_t) el parámetro que determina su funcionamiento. Tal y como proponemos en el apéndice D.6, éste se dimensiona bajo la hipótesis de que la etapa de Control de Potencia trabaje al umbral de la sobremodulación en el límite de tensión DC (V_{dc}^{min}) a tensión de red nominal (V_{ac}^{nom}). Bajo esta hipótesis, la deducción llevada a cabo en el citado apéndice concluye con la expresión D-80, que nos permite estimar el parámetro r_t del inversor comercial en función de información de la hoja de características, de la forma:

$$r_t \approx \frac{V_{ac}^{nom}}{\sqrt{2} \cdot V_{dc}^{min}}. \quad (4-22)$$

A continuación, la tabla 4.F muestra a continuación los resultados obtenidos en la estimación de la relación de transformación para los tres inversores modelados en esta tesis.

Tabla 4.F: Estimación de r_t a partir de los datos de la hoja de características.

Inversor	Datos de partida	Estimación
	V_{dc}^{min} (V)	r_t (-)
SB3800	200	0.60
SMC7000	335	1.01
NT10000	400	1.21

Por tanto, la estimación del parámetro r_t permite relacionar V_{dc}^{min} y V_{ac}^{nom} , evitando la restricción del rango de trabajo DC propia del puente en H utilizado de la etapa de *Conversión de Potencia*. Cabe mencionar que la inclusión de la etapa *Transformador* en el BM posibilita el modelado de inversores comerciales con un amplio rango de trabajo DC, los cuales que implementan arquitecturas más complejas, como los que incluyen un elevador DC-DC. Otro de las tipologías que requiere una mención especial son los inversores comercialmente denominados *transformerless*. Éstos carecen de transformador de aislamiento, ya que aseguran la separación galvánica entre bornes DC y AC a través de la electrónica de potencia del convertidor. Como suele ser habitual al aplicar técnicas comportametales, el modelado de estos

inversores no contempla la exclusión dicha etapa o la asunción $r_t = 1$, ya que en este caso el funcionamiento coordinado de la etapas *Transformador* y *Conversión de Potencia* permite describir el comportamiento de un inversor FV de arquitectura más compleja, utilizando el puente en H del BM.

4.4.3.e. Etapa Filtro AC

El funcionamiento eléctrico de la etapa *Filtro de AC* está determinado por los parámetros L_1 y L_2 , tal y como concluimos en el apartado 4.2.5. Para su estimación nos apoyamos en el diseño del filtro LCL del inversor patrón presentado en el apéndice D.5. En él podemos observar que tras una serie de consideraciones en el dimensionado de sus componentes (L_{in} , C_T , L_{out} , L_{trafo}), el valor de los parámetros L_1 y L_2 viene determinado por las expresiones D-74 y D-75, de la forma:

$$L_1 = f(V_{ac}^{nom}, f_{grid}^{nom}, P_{ac}^{nom}, r_t),$$

$$L_2 = f(V_{ac}^{nom}, f_{grid}^{nom}, f_{sw}, P_{ac}^{nom}, r_t, L_1).$$

Teniendo en cuenta que r_t ha sido calculado anteriormente en este mismo apartado, la resolución de este sistema nos permite estimar los parámetros L_1 y L_2 a partir de la siguiente información encontrada en la hoja de características: f_{grid}^{nom} , f_{sw} , V_{ac}^{nom} y P_{ac}^{nom} . Cabe destacar que en el caso del inversor trifásico debemos considerar la potencia por fase, es decir $P_{ac}^{nom}/3$. También resulta interesante destacar que la validez de las relaciones propuestas en el apéndice D.5 queda condicionada al cumplimiento de las relaciones límite establecidas por Patel en [12], tal y como ocurre con los inversores modelados en esta tesis, cuyos resultados ofrece la tabla 4.G.

Tabla 4.G: Estimación de parámetros del Filtro AC a partir de los datos de la hoja de características.

Inversor	Datos de partida			Estimación	
	P_{ac}^{nom} (kW)	f_{sw} (kHz)	$r_t \cdot V_{ac}^{nom}$ (V)	L_1 (mHr)	L_2 (μHr)
SB3800	3.80	10	139	1.256	43.8
SMC7000	6.65	10	233	2.014	70.3
NT10000	3.33	10	278	4.385	153

4.4.4. Estimación de parámetros del Bloque de Control

En esta segunda fase, estimaremos el conjunto de parámetros del *Bloque de Control* que permiten emular el funcionamiento autónomo del inversor comercial. Tras la estimación de los parámetros de la mayoría de las funciones del Bloque de Control, el modelado finaliza con un proceso iterativo para el ajuste de aquellos parámetros cuyo valor no ha sido posible relacionar de manera directa con las medidas y los datos de la hoja de características. Éstos son tanto las constantes del controlador del VCL (T_{iv} , K_{pv}), como las opciones de control *FeedFW* y *AverageV_{dc}*. Para llevar a término esta tarea, simulamos las condiciones recogidas en la Medida de Operación Estable descrita en el apartado 4.4.2 utilizando distintos valores de dichos parámetros. Finalmente, analizamos los resultados de las distintas simulaciones, para escoger el valor de los parámetros que mejor caracteriza la evolución de la intensidad I_{ac} del inversor comercial. A continuación, la tabla 4.H muestra un resumen de los parámetros estimados en sección.

Figura 4.35: Parámetros BM de Bloque de Control.

Tabla 4.H: Estimación de parámetros del **Bloque de Control**.

SISTEMA MPPT		
———— Algoritmo MPPT ———— $\begin{bmatrix} \Delta V_{dc}^{MPPT} \\ \Delta T_{MPPT} \end{bmatrix} = f(\overline{V_{dc}}(t))$ $\approx f(\overline{P_{ac}}(t), \overline{V_{dc}})$	$\overline{V_{dc}}(t)$ $\overline{P_{ac}}(t), \overline{V_{dc}}^1$	Medidas DC Medidas AC
———— Función Límite V_{dc} ———— $\begin{bmatrix} V_{dc}^{min} \\ V_{dc}^{max} \end{bmatrix}$ $[T_{Vdc-min}]$	$V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}$	Datasheet Medida DC
OBSERVADOR DE RED		
———— PLL ———— $\begin{bmatrix} K_{pp} \\ T_{ip} \end{bmatrix} = f(t_s)$	$t_s \approx 0.1 \text{ s}$	Asunción
———— Función Relés V_{ac} ———— $\begin{bmatrix} V_{ac}^{max} & T_{Vac-max} \\ V_{ac}^{min} & T_{Vac-min} \\ f_{grid}^{max} & T_{f-max} \\ f_{grid}^{min} & T_{f-min} \end{bmatrix}$ $[Antislanding\Delta f]$ $[Antislanding\Delta T]$	$V_{ac}^{max} \quad T_{Vac-max}$ $V_{ac}^{min} \quad T_{Vac-min}$ $f_{grid}^{max} \quad T_{f-max}$ $f_{grid}^{min} \quad T_{f-min}$ $Antislanding\Delta f$ $Antislanding\Delta T$	Normativa
CONTROL ETAPA DE POTENCIA		
———— Controlador CCL ———— $\begin{bmatrix} T_{ii} \\ K_{pi} \end{bmatrix} = f(L_1, L_2, f_{sw}, V_{dc}^{max})$	f_{sw}, V_{dc}^{max}	Datasheet
———— Función Límite I_{ac} ———— $[I_{ac}^{max}] = f(P_{ac}^{max}, V_{ac}^{mon})$ $\begin{bmatrix} I_{ac}^{min} \\ I_{ac}^{trans} \\ T^{trans} \end{bmatrix} = f(I_{ac}^{rms}(t))$	$P_{ac}^{max}, V_{ac}^{mon}$ $I_{ac}^{rms}(t)$	Datasheet Medidas
———— Controlador VCL ———— $FeedFW \approx 1$ Asunción $AverageV_{dc} \approx 1$ Asunción $\begin{bmatrix} - \text{simulación múltiple -} \\ T_{iv} = f(f_{grid}^{nom}, AverageV_{dc}) \\ K_{pv} = f\left(\begin{matrix} V_{dc}^{max}, V_{ac}^{nom}, \\ C_{eq}, r_t \\ VBW = [6 : 6] \\ VPM = [2 : 4] \end{matrix}\right) \end{bmatrix}$	$V_{dc}^{max}, V_{ac}^{nom}, f_{grid}^{nom}$ Comparar $\overline{V_{dc}}(t)$ $\hat{I}_{ac}(t)$ Fijar VBW y VPM	Datasheet Medidas DC-AC
———— Opciones de control ———— $\begin{bmatrix} - \text{simulación múltiple -} \\ FeedFW = [0, 1] \\ AverageV_{dc} = [0, 1] \\ T_{iv} = f(f_{grid}^{nom}, AverageV_{dc}) \\ K_{pv} = f\left(\begin{matrix} V_{dc}^{max}, V_{ac}^{nom}, \\ C_{eq}, r_t, \\ VBW, VPM \end{matrix}\right) \end{bmatrix}$	Comparación $THDI_{ac}$	Medidas AC

4.4.4.a. Sistema de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT)

Este sistema está formado por las funciones Algoritmo MPPT y Límite V_{dc} , cuyo funcionamiento viene determinado por los parámetros: ΔV_{dc}^{MPPT} , ΔT_{MPPT} , V_{dc}^{min} , V_{dc}^{max} y $T_{V_{dc}-min}$. Tal y como introducimos en el apartado 4.4.2, el rango de operación DC recogido en la hoja de características define los parámetros V_{dc}^{min} y V_{dc}^{max} . Por otra, la *Media del Tiempo de Desconexión por V_{dc}^{min}* descrita dicho apartado tiene como misión precisamente determinar $T_{V_{dc}-min}$. Finalmente, para la estimación de ΔV_{dc}^{ref} y ΔT_{MPPT} , proponemos utilizar la información obtenida en la *Medida de Operación Estable*, tal y como describimos a continuación.

Tal y como podemos observar en la gráfica superior de la figura 4.36, dicha medida registra los cambios de nivel de V_{dc} correspondientes a distintos puntos de trabajo del generador FV. Éstos son consecuencia de los cambios de la tensión de referencia del VCL, introducidos por el *Sistema MPPT* para hallar el MPP de los módulos. Por tanto, la diferencia de entre dos puntos de trabajo consecutivos nos ofrece una estimación de ΔV_{dc}^{MPPT} , mientras que ΔT_{MPPT} puede ser asumido como el tiempo transcurrido ente dos perturbaciones. En este sentido, cabe destacar que en caso de que el inversor comercial utilice un algoritmo distinto al del escalador, el cual hemos implementado en el inversor patrón, deberemos estimar los parámetros de este algoritmo de la manera que mejor aproxime el comportamiento del inversor comercial.

No obstante, ante una eventual imposibilidad de tomar medidas con precisión en bornes DC del inversor, en esta tesis proponemos la opción de estimar los parámetros tomando medidas únicamente en bornes AC. Para ello nos apoyamos en el hecho de que, tal y como podemos identificar claramente en la figura 4.36, los escalones introducidos por el sistema MPPT en V_{dc}^{ref} también provocan la aparición de picos en I_{ac}^{rms} . En este sentido, si bien la estimación de ΔT_{MPPT} es similar a descrita a partir de V_{dc} , en el caso de ΔV_{dc}^{MPPT} resulta menos evidente. Para este cometido nos apoyamos en la actuación del VCL que, en base a la estrategia de control presentada en la figura 4.14a, nos permite relacionar ΔV_{dc}^{ref} con $\Delta \hat{I}_{ac}^{ref}$ y, por consiguiente, con la potencia de salida. De esta manera ΔV_{dc}^{MPPT} puede ser estimado a partir de la medida en bornes AC, presentada en la gráfica central de la figura 4.36. Pese a ser menos obvia que a partir de la medida directa de V_{dc} , el apéndice E.2 recoge la deducción en base a la cual estimamos este parámetro mediante la expresión:

$$\Delta V_{dc}^{MPPT} \approx \Delta V_{dc} \approx \frac{\overline{P_{ac}}^{II} - \overline{P_{dc}}^I}{\overline{P_{ac}}^{II} + \overline{P_{ac}}^I} \cdot 2 \cdot \overline{V_{dc}}^0. \quad (4-23)$$

Figura 4.36: Medida de operación estable en inversor SMC7000.

Cabe destacar que $\overline{V_{dc}}^0$ desempeña en esta expresión un papel de factor de escala con respecto a la magnitud de V_{dc} , por lo que su obtención no requiere la precisión que necesitamos al tomar la diferencia entre $\overline{V_{dc}}^I$ y $\overline{V_{dc}}^{II}$. En este caso la exactitud de la amplitud del intervalo es aportada por la medida de P_{ac} . Cabe mencionar que dadas menores exigencias de precisión, $\overline{V_{dc}}^0$ puede ser obtenido del propio sistema de monitorización del inversor, o incluso, estimado de la curva I-V de los módulos, empleando el SSGM descrito en el capítulo 3.

Nos gustaría remarcar que esta vía de estimación, junto a la de C_{eq} a partir de datos de la hoja de características presentada en el apartado anterior, resulta una alternativa de modelado muy útil que evita la necesidad imperiosa de una medida precisa en los bornes DC del inversor comercial. En este sentido cabe mencionar que la bondad de esta aproximación viene abalada por los resultados expuestos en la tabla 4.I, donde podemos comparar el caso de los inversores SMC7000 e SB3800.

Tabla 4.I: Estimación de parámetros del Sistema MPPT.

	Medidas DC / Medidas AC		
Inversor	ΔT_{MPPT}	$\Delta V_{dc}^{MPPT}(V)$	C_{eq}
SB3800	2 / 2	4.0 / 3.8	4.80 / 4.94
SMC7000	2 / 2	3.5 / 3.4	3.12 / 3.29
NT10000	- / 20	- / 64.9	- / 1.47

4.4.4.b. Controlador del Lazo de Control de Corriente inyectada

El sistema de *Control de la Etapa de Potencia* se rige por los parámetros del controlador (K_{pi} y T_{ii}) y la opción de control *FeedFW*. En el caso de este último parámetro procedemos describir su estimación junto con el resto de opciones de control en el punto 4.4.4.f. Para la estimación de los dos primeros, ajustaremos el controlador siguiendo el criterio *Absolute Optimun Rule* propuesto en [2]. Éste sitúa el Ancho de Banda del Lazo de Control de Intensidad (CBW) entre la frecuencia de conmutación (f_{sw}) y el VBW [161, 178], consiguiendo un compromiso entre la exactitud de una velocidad elevada [179] y los bajos recursos computacionales un control sencillo. De esta manera, el valor de las constantes del controlador queda determinado por las siguientes expresiones:

$$K_{pi} = \frac{(L_1 + L_2) \cdot f_{sw}}{V_{dc}^{max} \cdot 2}, \quad (4-24)$$

$$T_{ii} = 4 \cdot f_{sw}. \quad (4-25)$$

donde L_1 y L_2 son parámetros del Bloque de control, mientras que f_{sw} y V_{dc}^{max} son propiedades recogidas en la hoja de características del inversor.

En el apéndice E.5 podemos encontrar más información sobre las consideraciones de este criterio y el cálculo de CBW. Utilizando estas ecuaciones, los resultados obtenidos para el ajuste del controlador de los tres inversores modelados en esta tesis son los siguientes:

Tabla 4.J: Estimación de parámetros del CCL.

Regulación PI	SB3800	SMC7000	NT10000
CBW (Hz)	2597	2040	1977
K_{pi} (Ω)	13.63	21.85	47.56
T_{ii} (ms)	0.4	0.4	0.4

4.4.4.c. Observador de red

El sistema *Observador de red* integra la medida de las variables eléctricas en bornes AC, así como los relés de conexión y desconexión de red, gestionando asimismo el modo de operación del inversor debido a la activación de éstos. Su funcionamiento viene regido por los parámetros del PLL (K_{pp} , T_{ip}) y la función Relés V_{ac} . Para el primer caso, hemos seguido las recomendaciones propuestas en [167], ajustando el controlador PI de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$K_{pp} = \frac{9.2}{t_s}, \quad (4-26)$$

$$T_{ip} = \frac{t_s}{2 \cdot 2.3}, \quad (4-27)$$

donde t_s representa el periodo para el que se evalúa la señal de tensión. En el caso de los inversores modelados hemos estimado este valor al doble de f_{grid}^{nom} ($2 \cdot 1/50Hz = 100ms$), obteniendo el siguiente valor de los parámetros:

Tabla 4.K: Estimación de parámetros del PLL.

Regulación PI	SB3800	SMC7000	NT10000
K_{pp} (rad)	92.0	92.0	92.0
T_{ip} (ms)	21.7	21.7	21.7

En el caso de la función Relés V_{ac} , debemos conocer tanto los umbrales como el tiempo de actuación de los siguientes relés:

- Relé de máxima tensión: V_{ac}^{max} y $T_{Vac-max}$.
- Relé de mínima tensión: V_{ac}^{min} y $T_{Vac-min}$.
- Relé de máxima frecuencia: f_{grid}^{max} y T_{f-max} .
- Relé de mínima frecuencia: f_{grid}^{min} y T_{f-min} .
- Relé de derivada de la frecuencia: $Antislanding\Delta f$ y $Antislanding\Delta T$.

Al tratar de caracterizar el comportamiento de un inversor comercial, debemos mencionar que dichos relés son configurables en cada unidad, y por tanto, no van expresamente ligados a un modelo de inversor comercial, sino a la regulación del propio inversor en particular. Por este motivo, proponemos su obtención a través del interfaz de configuración del inversor. Éste ha sido nuestro caso para los inversores SB3800 y SMC7000. No obstante, la actuación de los relés de conexión de inversores acoplados a red se encuentra regulada en España por normativa, por lo que también podemos estimar el valor de estos parámetros a partir de dicha información cuando no tengamos acceso a la configuración del inversor. Con respecto a esta vía de estimación alternativa, debemos destacar que el marco normativo depende del Real Decreto al que se acoja la planta FV en función del año de conexión a la red [36, 41, 42, 68]. Asimismo, también deben ser considerados los límites establecidos por la compañía operadora de la red de distribución a la cual se conecta la planta FV. En el apéndice E.6 podemos encontrar un ejemplo de esta vía de estimación para plantas conectadas en el año 2007 a la red de *Iberdrola Distribución Eléctrica*. Este criterio fue planteado inicialmente para la obtención de los parámetros del inversor NT1000, aunque finalmente fueron ajustados de acuerdo a los valores recogidos en la documentación enviada a la compañía de distribución para autorizar la conexión a red de dicho inversor.

A continuación, la tabla 4.L recoge los valores estimados para los parámetros de la función Relés V_{ac} en el caso de los tres inversores modelados en esta tesis. En ella podemos observar el cumplimiento de la normativa de acuerdo con el apéndice E.6.

Tabla 4.L: Estimación de parámetros de la función Relés V_{ac} .

Regulación relé	SB3800	SMC7000	NT10000
V_{ac}^{max} (V)	245	245	253
$T_{V_{ac}-max}$ (ms)	320	320	200
V_{ac}^{min} (V)	205	205	197
$T_{V_{ac}-min}$ (ms)	600	100	100
f_{grid}^{max} (Hz)	51	51	51
T_{f-max} (ms)	500	500	500
f_{grid}^{min} (Hz)	49	49	49
T_{f-min} (ms)	200	500	500
$Antisl\Delta f$ (Hz)	0.3	0.3	0.3
$Antisl\Delta T$ (s)	0.4	0.4	0.4

4.4.4.d. Función Límite I_{ac} del Lazo de Control de Tensión DC (VCL)

La actuación del VCL viene determinada por los parámetros BM de la función Límite I_{ac} (I_{ac}^{max} , I_{ac}^{min} , I_{ac}^{trans} y T^{trans}), las constantes del controlador (K_{pv} y T_{iv}) y la opción $AverageV_{dc}$ para determinar la evaluación del error de V_{dc} .

Para la estimación de I_{ac}^{max} nos apoyaremos en la hipótesis de que el inversor está diseñado para no inyectar únicamente potencia activa. El valor de este parámetro puede ser, por tanto, obtenido en función de la Potencia máxima (P_{ac}^{max}) establecida en la hoja de características del inversor comercial, de acuerdo con la expresión:

$$I_{ac}^{max} = \frac{P_{ac}^{max}}{V_{ac}^{nom}}. \quad (4-28)$$

Para la estimación del resto de parámetros de la función Límite I_{ac} utilizaremos la información recogida en la Medida del Arranque descrita en el apartado 4.4.2. De manera que registrando el punto en el cual se dan las condiciones adecuadas para la conexión, podemos obtener el tiempo que transcurre hasta su entrada en operación, deduciendo T^{trans} tal y como podemos observar en el ejemplo de dicha medida para el inversor SB3800 recogido en la figura 4.37. Asimismo, mediante el análisis de la evolución del valor RMS de la corriente inyectada durante el periodo de arranque del inversor, también podemos estimar I_{ac}^{min} e I_{ac}^{trans} tal y como indica dicha gráfica.

Figura 4.37: Medida del Arranque. Caso ejemplo para inversor SB3800. Gráfica obtenida del software *Fluke PQ Analyze*®.

Tabla 4.M: Estimación de parámetros de la función Límite I_{ac} .

Inversor	Medidas AC		
	I_{ac}^{min} (mA)	I_{ac}^{trans} (A)	T^{trans} (s)
SB3800	150	0.70	37
SMC7000	278	1.15	40
NT10000	125	0.12	1

Cabe destacar que el BM permite abarcar el modelado de inversores cuyo funcionamiento no siga estrictamente estos criterios. En este sentido, el parámetro I_{ac}^{min} puede ser nulo o incluso negativo, permitiendo simular el comportamiento de inversores que carguen los condensadores o realicen un eventual consumo de la red. No obstante debemos mencionar que el BM no se ha probado en este tipo de inversores. Asimismo, podemos modelar inversores con $I_{ac}^{min} = 0$, $I_{ac}^{trans} = 0$ o bien $I_{ac}^{min} = I_{ac}^{trans} > 0$, como es el caso del inversor NT10000 que a pesar de aguardar un tiempo de espera (T^{trans}) para la entrada en operación, no incrementa su intensidad durante la fase de arranque.

4.4.4.e. Controlador del Lazo de Control de Tensión DC (VCL)

En base al diseño del sistema de *Control de la Etapa de Potencia* presentado en la sección 4.3, la regulación del controlador del VCL determina la respuesta de I_{ac} ante un cambio de V_{dc} . De acuerdo con el esquema de control presentado en la figura 4.14, un escalón en la referencia de V_{dc} (ΔV_{dc}^{ref}) lleva asociado un cambio en la amplitud de la corriente inyectada ($\Delta \hat{I}_{ac}$). Esta variación de la potencia entregada a red desequilibra el balance de potencia en el inversor, lo que repercute en una variación del valor medio de la tensión DC (ΔV_{dc}). Este comportamiento puede observarse con claridad en la Medida de Operación Estable mostrada recientemente en la figura 4.36. Teniendo en cuenta dicho funcionamiento, la aplicación del BM a un inversor comercial consiste, por tanto, en regular el VCL del BM para que emule su respuesta ante cambios de V_{dc} . Con esta finalidad, proponemos caracterizar la respuesta del inversor comercial ante cambios de potencia de operación, a partir de las perturbaciones introducidas por el MPPT que hemos registrado en dicha Medida de Operación Estable. Por tanto, nuestro objetivo se centra en estimar el valor de los parámetros BM con los que, al simular las condiciones de operación registradas en esta medida, la respuesta de $\hat{I}_{ac}$ ante los escalones introducidos por el algoritmo del escalador se aproxime a la del inversor comercial. En este sentido, debemos incidir en la importancia de no contar con perturbaciones ajenas al propio inversor, es decir, que G , T y V_{ac}^{rms} , puedan ser asumidas constantes. Asimismo, en el caso de inversores cuyo algoritmo MPPT no provoque variaciones de potencia similares a las del escalador, será necesario introducir otro tipo de perturbaciones que permitan simular la respuesta del VCL ante cambios de potencia bajo V_{dc}^{ref} .

constante, como por ejemplo, una aplicación súbita de sombras. Con este objetivo, hemos seguido el procedimiento descrito en la figura 4.38, en el cual simulamos las condiciones de operación medidas empleando distintos valores de las constantes del controlador. Teniendo en cuenta que, a excepción de las opciones de control, el resto de parámetros BM son conocidos, llevaremos a cabo estas simulaciones considerando $FeedFW \approx 1$ y $AverageV_{dc} \approx 1$.

Cabe mencionar que las variaciones de los parámetros del controlador (K_{pv} , T_{iv}) han sido llevadas a cabo tomando como indicadores el VBW y el VPM del VCL, que tal y como se recoge en el apéndice E.4, permiten definir el valor de parámetros mediante las expresiones E-22 y E-22. De esta manera, integrando en dichas expresiones los valores de tensión DC registrada en la Medida de Operación Estable ($\overline{V_{dc}^I}$, $\overline{V_{dc}^{II}}$) para linealizar la etapa de potencia en dicho punto de operación bajo V_{ac}^{nom} y f_{grid}^{nom} , el valor de los parámetros K_{pv} y T_{iv} es expresado como:

$$K_{pv} \approx \frac{-\sqrt{2} \cdot \pi \cdot VBW \cdot C_{eq} \cdot (\overline{V_{dc}^I} + \overline{V_{dc}^{II}}) \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}}\right)}{\left(1 + \frac{1}{\tan\left(VPM + \arctan\left(\frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}}\right)\right)}\right) \cdot r_t \cdot V_{ac}^{nom}} \quad (4-29)$$

$$T_{iv} = \frac{\tan(VPM + \arctan\left(\frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}}\right))}{2\pi \cdot VBW}. \quad (4-30)$$

Cabe destacar que en la elección del rango de variación de VBW hemos seguido la sugerencia de Meinhardt en [2], donde recomienda una velocidad suficientemente alejada del rizado de V_{dc} ($2 \cdot f_{grid}$), e inferior a la frecuencia de actuación del MPPT ($1/\Delta T^{MPPT}$). En este sentido, un diseño óptimo del sistema de control estable recomienda como objetivo un $VPM = 60^\circ$. En la citada publicación Meinhardt propone además fijar el valor de T_v (expresión E-15), que aplicado a nuestro lazo se corresponde con un VPM en torno a los 80° . En base a esta información, proponemos llevar a cabo una batería de simulaciones para el siguiente rango:

- Ancho de Banda del VCL $\Rightarrow VBW = [f_{grid}/25 \dots f_{grid}/10]$,
- Margen de Fase del VCL $\Rightarrow VPM = [10^\circ \dots 80^\circ]$.

Tal y como muestra el ejemplo de la figura 4.40, la correspondencia entre la $I_{ac}(t)$ simulada y medida dará lugar a la selección de los valores ajustados. No obstante, debemos tener en cuenta que estas perturbaciones resultan más evidentes en $\overline{V_{dc}}(t)$, tal y como podemos comprobar en la gráfica de la figura 4.39. Por este motivo, en el procedimiento propuesto en esta tesis sugerimos acotar inicialmente el rango de VBW y VPM, analizando la evolución de $\overline{V_{dc}}$ tal y como indica el sombreado **verde turquesa** (A) de la figura 4.38.

Posteriormente, una vez disponemos de una primera aproximación, sugerimos realizamos una nueva batería de simulaciones con un menor paso, comparando la envolvente de $I_{ac}(t)$ estimada con el BM con las medidas AC (Sombreado **amarillo B**).

Figura 4.38: Estimación de parámetros del controlador PI VCL: Opción con medidas AC y con medidas DC.

De esta manera, damos por concluido el proceso cuando obtenemos el ajuste satisfactorio de la variable simulada. En el caso de los tres inversores modelados en esta tesis, hemos fijado este límite en 0.5 % para V_{dc} y 1.0 % para I_{ac} , estimando el valor de los parámetros recogido en la tabla 4.N. Cabe mencionar asimismo, que la comparación de V_{dc} tiene como misión facilitar el procedimiento de estimación reduciendo el número de simulaciones. No obstante, en caso de no disponer de la Medida de Operación Estable de V_{dc} , esta tarea también puede llevarse a cabo comparando únicamente $\hat{I}_{ac}(t)$.

Tabla 4.N: Estimación de parámetros del controlador VCL.

Regulación PI		SB3800	SMC7000	NT10000
K_{pv}	$(1/\Omega)$	-0.2671	-0.2382	-0.05034
T_{iv}	(ms)	11.60	18.38	21.43
VBW	(Hz)	4.18	3.01	1.87
VPM	(°)	46.0°	51.2°	38.4°

A modo de ejemplo, la figura 4.39 muestra la evolución de $\bar{V}_{dc}$ simulado para distintos valores de VBW y VPM, en comparación con el valor medido. Asimismo, la figura 4.40 indica el mismo tipo de comparativa incluyendo también la evolución de I_{ac}^{rms} .

(a) Evolución de V_{dc} con distintas regulaciones del controlador del VCL. (b) Diferencia entre V_{dc} simulada y medida. Porcentaje respecto a V_{dc} medida.

Figura 4.39: Selección de parámetros del VCL mediante comparación con medidas DC (A). Ejemplo para inversor SMC7000.

(a) Evolución de I_{ac} con distintas regulaciones del controlador del VCL.

(b) Diferencia entre $\hat{I}_{ac}$ simulada y medida. Porcentaje respecto a $\hat{I}_{ac}$ medida.

Figura 4.40: Selección de parámetros del VCL mediante comparación con medidas AC (B). Ejemplo para inversor SMC7000.

4.4.4.f. Determinación de las opciones de control

El último paso para el modelado del inversor comercial con BM es la estimación de las opciones de control que indican los parámetros *FeedFW* y *AverageV_{dc}*. Tal y como describimos en el apartado 4.3.4 (figura 4.23), el parámetro *FeedFW* introduce la pre-alimentación de *V_{ac}* a la salida del controlador (*FeedFW* = 1), o bien considera dicha tensión como una perturbación externa al lazo de control (*FeedFW* = 0). Cabe mencionar que, si bien la primera opción es la más habitual, algunos inversores FV no realizan esta pre-alimentación en el modelado. Por otra parte, también debemos tener en cuenta que la activación de *AverageV_{dc}* indica el filtrado de la medida de *V_{dc}* en el cálculo del error del VCL, mientras que *AverageV_{dc}* = 0 indica la inclusión directa de *V_{dc}*.

Para determinar el valor de estos parámetros sugerimos comparar la simulación de las distintas opciones de control con la medida de *I_{ac}*, mediante un procedimiento similar al ajuste del controlador. De manera que tomando los valores de los parámetros BM estimados anteriormente, proponemos efectuar la simulación de la medida de operación estable para los siguientes valores:

$$FeedFW = [0, 1], \quad (4-31)$$

$$AverageV_{dc} = [0, 1]. \quad (4-32)$$

Figura 4.41: Contenido armónico y forma de onda de *I_{ac}* con distintas opciones de control. Caso ejemplo para inversor NT10000.

Cabe mencionar que estas opciones de control tienen una influencia directa sobre la forma de onda de la corriente inyectada I_{ac} . Para la determinación de $AverageV_{dc}$ hemos utilizado como indicador la comparación del contenido armónico de I_{ac} sobre un periodo en el que se encuentre estabilizada $\hat{I}_{ac}$, es decir, fuera de la influencia de la perturbación introducida por el MPPT. La figura 4.41 muestra dicha comparación para distintas las simulaciones realizadas en el caso del inversor NT10000.

Como podemos observar la desactivación de esta opción de control presenta una notable influencia en el armónico de 3^{er} orden. Este fenómeno se debe precisamente a las fluctuaciones introducidas en $\hat{I}_{ac}^{ref}$ por V_{dc}^{rip} , cuya frecuencia ($2 \cdot f_{grid}$) es próxima a dicho armónico. Asimismo, también debemos mencionar que no encontramos repercusión en el armónico de 2^o orden, probablemente porque el funcionamiento en modo unipolar del convertidor del BM omite los armónicos de orden par.

Por otra parte, también podemos observar que el parámetro $FeedFW$ no presenta una repercusión relevante en los armónicos de primer orden. Esta circunstancia puede ser debida a la gran velocidad del CCL en comparación con f_{grid} . Ante la similitud en el contenido armónico, recomendamos ajustar este parámetro estudiando gráficamente la aproximación de la forma de onda simulada, tal y como podemos observar en el detalle de la figura 4.41.

A continuación, la tabla 4.Ñ recoge los resultados obtenidos para los tres inversores modelados en esta tesis.

Tabla 4.Ñ: Estimación de parámetros de opciones de control.

Parámetro	SB3800	SMC7000	NT10000
$FeedFW$	0	1	0
$AverageV_{dc}$	0	1	0

Por último, cabe mencionar que la regulación del controlador VCL ha sido realizada en base a $AverageV_{dc} = 1$. De manera que en caso de obtener una estimación $AverageV_{dc} = 0$, debemos comprobar la vigencia del ajuste del controlador repitiendo la comparación de la evolución de $\hat{I}_{ac}$ descrita en el punto anterior. En este sentido, la diferencia de velocidades entre VBW y $2 \cdot f_{grid}$ no suele dejar margen para variaciones sensibles en la evolución de $\hat{I}_{ac}$. No obstante dejamos abierta la posibilidad de reajustar los valores de K_{pv} y T_{iv} para $AverageV_{dc} = 0$, aunque debemos mencionar que en el caso de los tres inversores modelados en esta tesis no hemos observado variación en los resultados, y por tanto, no ha sido pertinente efectuar tal reajuste.

4.4.5. Análisis de sensibilidad de los parámetros

El procedimiento de modelado de inversores comerciales propuesto en esta tesis ha sido desarrollado en base a una serie de suposiciones y simplificaciones, gracias a las cuales es posible estimar los parámetros a partir de una información mínima. Cabe mencionar que esta ventaja lleva asociada la introducción de ciertas imprecisiones en los valores estimados de los parámetros BM, que pueden dar lugar a vacilaciones al compararlos individualmente con los valores del inversor comercial. En este sentido debemos recordar que los distintos bloques actúan de manera conjunta para emular el comportamiento de la corriente inyectada a red del inversor comercial, por lo que para obtener resultados satisfactorios, no resulta preceptivo alcanzar una gran precisión en la estimación de todos los parámetros. De hecho, en algunos casos la variación de ciertos parámetros repercute únicamente en variables internas del modelo, mientras que en otros, es absorbida por el ajuste de otro parámetros. De esta manera, podemos afirmar que los distintos parámetros no repercuten de igual manera en el comportamiento de I_{ac} , y en muchos casos, para obtener resultados satisfactorios en la simulación del BM únicamente resulta necesario mantener el orden de magnitud con respecto al valor en el inversor comercial. Con objeto de contextualizar la importancia de los parámetros estimados, a continuación procedemos al análisis de sensibilidad de aquellos parámetros cuya repercusión resulta más controvertida.

4.4.5.a. Etapa Filtro AC: C_{eq}

La capacidad de la etapa *Filtro DC* repercute directamente en tres aspectos del funcionamiento del modelo propuesto: el rizado de $V_{dc}(t)$, la respuesta de I_{ac}^{rms} ante cambios de potencia y la forma de onda de $I_{ac}(t)$. Cabe mencionar en este sentido que, tal y como desarrollamos en el punto 4.4.3.b, la estimación de C_{eq} propuesta se sustenta por una serie de consideraciones que pueden acarrear diferencias considerables con respecto a la capacidad del filtro de entrada del inversor comercial. La primera consecuencia evidente de una estimación imprecisa es la diferencia en el rizado V_{dc}^{rip} simulado. Si bien V_{dc} es una variable de entrada del inversor, puede considerarse una variable interna para el conjunto módulo-inversor, de manera que aunque pueda tener cierto interés para el estudio del generador FV, entendemos que las imprecisiones en $V_{dc}(t)$ en sí mismas no resultan relevantes para la simulación de la corriente inyectada a la red por el inversor. Esta premisa puede considerarse acertada siempre y cuando nos movamos dentro del mismo orden de magnitud, ya que también debemos tener en cuenta que C_{eq} juega un papel fundamental en la dinámica de I_{ac}^{rms} ante variaciones de potencia o perturbaciones de la red. Este aspecto tampoco resulta un inconveniente para el BM propuesto, ya que tal y como describimos en el apartado 4.4.4, el ajuste del controlador del VCL propuesto se realiza en base a la evolución de I_{ac} medida en el inversor comercial. En este sentido, la estimación de K_{pv} y T_{iv}

en base a datos medidos proporciona una regulación del sistema de control que tiende a compensar las imprecisiones en C_{eq} , de manera que la dinámica del conjunto simule correctamente la evolución de I_{ac}^{rms} del inversor comercial. Este principio nos anima a sugerir la viabilidad de la estimación de C_{eq} a partir de información de la hoja de características, que si bien cuenta a priori con menor exactitud que desde las medidas DC, evita la realización de éstas, sin mostrar una repercusión relevante en la simulación de I_{ac}^{rms} .

No obstante, si bien concluimos que la estimación de C_{eq} no resulta un aspecto crítico para las variaciones de potencia, debemos remarcar que ésta juega un papel fundamental en el contenido armónico de I_{ac} para aquellos inversores comerciales cuyo sistema de control no omite V_{dc}^{rip} , es decir, cuando el procedimiento de estimación da lugar a $AverageV_{dc} = 0$. Éste es el caso de los inversores SB3800 y NT10000, donde tal y como ofrecen los resultados del punto 4.5.3.b, la diferencias del amónico de orden 3 de la I_{ac} simulada con respecto a los datos medidos resultan sensiblemente superiores al caso del inversor SMC7000, para el cual $AverageV_{dc} = 1$.

4.4.5.b. Ajuste del Lazo de Control de Intensidad: K_{pi} , T_{ii} y $FeedFW$

En esta tesis proponemos un criterio de ajuste del controlador del CCL común para todos los inversores comerciales que, si bien depende de los parámetros del *Bloque Eléctrico*, no guarda relación con la medida de I_{ac} del inversor a modelar. En este sentido, asumimos que la velocidad del lazo se sitúa muy por encima de la frecuencia de red y, por tanto, no cabe esperar variaciones significativas en los armónicos de primer orden de la corriente inyectada I_{ac} . La figura 4.42a muestra una comparación de dichos armónicos para simulaciones del BM con distintas regulaciones del CCL. Las variaciones que arrojan los resultados pueden ser por tanto asumidas despreciables, ya que dentro de este orden de magnitud no presentan diferencias significativas.

Más relevante si cabe resulta la consideración de la pre-alimentación de V_{ac} introducida por el parámetro $FeedFW$. Esta diferencia en el diseño del lazo si parece tener consecuencias directas sobre la onda de $I_{ac}(t)$ simulada, tal y como podemos apreciar en el detalle de la figura 4.43. También observamos la ausencia de este fenómeno al comparar la I_{ac} simulada y medida entre en el inversor SB3800 (figura 4.49) donde $FeedFW = 0$ y en el caso del SMC7000 con $FeedFW = 1$ (figura 4.50).

Concluimos por tanto, que la unificación de criterio no resulta un perjuicio para la aplicación del BM a inversores comerciales con distinta regulación del control de $I_{ac}(t)$. En este sentido cabe mencionar que, dadas la utilización del modelo promediado en la etapa de potencia y las asunciones bajo las que se ha diseñado el filtro AC, su consideración en el BM propuesto tiene una función testimonial. Cabe destacar que su inclusión en el modelado comportamental llevado a cabo en esta tesis no tiene como objetivo alcanzar

una gran precisión en el THD de la corriente inyectada durante su operación ordinaria, sino más bien representar los efectos que derivan de la presencia de un control de este tipo en el comportamiento eléctrico del inversor, especialmente ante perturbaciones de la red y otras circunstancias anómalas, tal y como argumentaremos en el punto 4.5.3.c.

(a) Contenido armónico de I_{ac} . Periodo analizado de 200 ms con I_{ac}^{rms} estabilizada.

(b) Forma de onda.

Figura 4.42: Comparación de I_{ac} simulada con BM a distintas regulaciones de CCL. Ejemplo para inversor SB3800.

Figura 4.43: Simulación de I_{ac} con BM para distintos valores de $FeedFW$. Caso ejemplo del niversor NT10000.

4.4.5.c. Regulación del Lazo de Control de Tensión (VCL): K_{pv} , T_{iv} , $AverageV_{dc}$

La regulación del VCL también tiene cierta influencia en el contenido armónico de I_{ac} , la cual puede ser estudiada una vez estabilizada $\hat{I}_{ac}$. Este fenómeno deriva de la variación introducida por el VCL en la amplitud I_{ac}^{ref} , cuyas fluctuaciones tienen consecuencias directas en la formación de la onda. Asimismo, tal y como describimos en el punto 4.4.4.f, el valor del parámetro $AverageV_{dc}$ también tiene una repercusión directa sobre la respuesta del VCL y, por tanto, sobre el contenido armónico de I_{ac} , tal y como recoge en la figura 4.41.

Con objeto de comprobar la repercusión de las variaciones en K_{pv} y T_{iv} , hemos llevado a cabo simulaciones para distintas regulaciones del controlador VCL, manteniendo todos los parámetros calculados en las secciones anteriores, entre ellos $AverageV_{dc}$. La figura 4.44a muestra la comparativa del contenido armónico de I_{ac} con la medida real. Como podemos observar la variación de dichos parámetros cobra especial relevancia en los armónicos de primer orden de I_{ac} . Cabe mencionar que, tal y como podemos observar en el detalle de la figura 4.44b, el armónico de 3^{er} orden correspondiente a la regulación definitiva del lazo coincide con el recogido en las medidas del inversor. En base a estos resultados, sugerimos que el análisis del contenido armónico de I_{ac} resulta buen criterio secundario para ajustar el VCL, permitiendo comprobar la bondad de la estimación de parámetros del PI propuesta en la sección anterior..

(a) Primera batería de simulaciones. Armónicos de orden 2 a 10.

(b) Segunda batería de simulaciones. Detalle del armónico de orden 3.

Figura 4.44: Contenido armónico de I_{ac} con distintas regulaciones del controlador del VCL. Caso ejemplo para inversor NT10000.

Otro aspecto que debemos tener en cuenta con respecto al cálculo del VBW y el VPM es la utilización de las expresiones descritas en el apéndice E.4, en las cuales se ha considerado $AverageV_{dc} = 1$. En el caso que nos ocupa ($AverageV_{dc} = 0$), cabe destacar que el VBW y VPM reales del lazo presentarán ciertas variaciones derivadas de considerar $T_{med-DC} \approx 0$. Sin embargo, debemos aclarar que dichas variaciones afectan únicamente al indicador (VBW y VPM), sin que éstas repercutan en la estimación de los valores de K_{pv} y T_{iv} propuesta en el punto 4.4.4.e, los cuales han sido estimados en base a la medidas del inversor comercial. En este sentido, la diferencia entre VBW y $2 \cdot f_{grid}$ no suele dejar margen a variaciones sensibles en la evolución de $\hat{I}_{ac}$.

4.4.5.d. Función Límite I_{ac} : I_{ac}^{min} e I_{ac}^{trans}

El BM propuesto inyecta una corriente residual durante su funcionamiento en el modo STAND-BY (I_{ac}^{min}), mientras que caracteriza el arranque mediante la inyección de una corriente de amplitud determinada ($\hat{I}_{ac}^{trans}$). Cabe destacar que estos parámetro permiten abarcar el modelado de inversores cuyo comportamiento no siga estrictamente estos criterios. En este sentido, I_{ac}^{min} puede ser nula o incluso negativa para simular inversores que realicen un eventual consumo de la red, aunque debemos mencionar que el BM no se ha probado en este tipo de inversores. Asimismo, también podemos modelar inversores cuya I_{ac}^{trans} sea igual a I_{ac}^{min} , como es el caso del inversor NT10000 desarrollado en el apartado 4.4.4.d.

4.5. Evaluación del modelo propuesto con datos de campo para inversores monofásicos y trifásicos

4.5.1. Obtención de datos de funcionamiento de plantas FV en explotación.

Con objeto de evaluar el modelo propuesto hemos procedido a simular el funcionamiento de varios inversores FV comerciales instalados en plantas FV conectadas a red, comparando los resultados con las medidas tomadas en plantas. En este sentido, cabe mencionar que la elección de los inversores ha venido motivada precisamente, por la posibilidad de contar con datos medidos de plantas FV en explotación. De esta manera, en virtud del acuerdo de colaboración 2250/07IE firmado entre la *UPCT* y *Gehrlicher Solar España S.L.*, hemos procedido a la realización de medidas en algunas de las plantas FV conectadas a red que esta empresa gestiona, las cuales han sido relacionadas y en el apartado 3.4.1. En función de las distintas posibilidades, hemos optado por seleccionar tres inversores de diferente potencia, cuyas características de instalación son las siguientes:

- **SMA SunnyBoy 3800 (SB3800) [8]:** Inversor monofásico de $P_{ac}^{nom} = 3800$ W perteneciente a la planta A, alimentado por un generador FV de módulos de p-Si Solon Blue P220/6+ (SOLONP220) de 220 Wp [11], distribuidos en dos strings de diez módulos cada uno.
- **SMA Sunny Mini Central 7000 HV (SMC7000) [1]:** Inversor monofásico de $P_{ac}^{nom} = 6650$ W perteneciente a la planta D, que utiliza una única entrada para conectar doce strings de ocho módulos FV de CdTe First Solar Series 2 FS270 (FS270) de 70 Wp [6].
- **Sunways NT 10000 (NT10000) [7] :** Inversor trifásico de $P_{ac}^{nom} = 10000$ W instalado en la planta C, que alimenta cada una de sus tres entradas independientes con quince módulos de p-Si Solon Blue P220/6+ (SOLONP220) de 220 Wp [11].

Cabe mencionar que para la simulación de cada uno de estos inversores, la matriz de módulos FV correspondiente es modelada eléctricamente con el SSGM propuesto en esta tesis. Este procedimiento descrito en el apartado 3.3.3, se aplica en base al cumplimiento de los siguientes requisitos:

- Distribución de G homogénea en el Generador FV,
- Misma T para todos los módulos,
- Mismo número de módulos en serie para todos los strings,
- Misma características eléctricas para todos los módulos.

A continuación, describimos los detalles de la obtención de dichas medidas en plantas FV conectadas a red, que permiten tanto el modelado de los inversores descrito en la sección anterior, como la obtención de datos para la simulación de las condiciones de explotación habituales. Dicha simulación es llevada a cabo de acuerdo con las especificaciones descritas en el apartado 4.5.2. Los resultados obtenidos son mostrados en el apartado 4.5.3, donde además son contrastados con los datos de corriente inyectada medidos en campo. Cabe destacar que el contar con datos de plantas comerciales en operación, nos ofrece la posibilidad de validar el modelo para las condiciones ambientales y tensión de red derivadas de la explotación real de una instalación FV, reforzando la validez de las conclusiones obtenidas.

4.5.1.a. Toma de medidas en campo

Con el fin de llevar a cabo la simulación del sistema FV y evaluar los resultados, hemos registrado las siguientes variables:

- G^* : Medida de Irradiación Global en el plano del módulo FV.
- T^* : Medida de Temperatura de la superficie del módulo FV.
- V_{dc}^* : Medida de Tensión del generador FV en bornes DC del inversor.
- V_{ac}^* : Medida de Tensión de red en bornes AC del inversor.
- I_{ac}^* : Medida de Corriente inyectada en bornes AC del inversor.

Figura 4.45: Toma de medidas en campo: Medidas AC en Inversor NT10000.

Para la medida de G^* hemos utilizado el sensor de irradiación calibrado de célula de m-Si *Si-12TC* [153], mientras que para T^* hemos empleado una resistencia calibrada PT100. Estos datos han sido obtenidos del sistema de monitorización del inversor, con una frecuencia de muestreo de 15 minutos. La medida de V_{dc}^* para el inversor NT10000 ha sido tomada también desde su sistema de monitorización. Por otra parte, la medida de V_{ac}^* e I_{ac}^* en todos los casos, y para V_{dc}^* en los inversores SMA, hemos utilizado el analizador de redes de altas prestaciones *Fluke 1760 Power Quality Recorder*, cuyas características podemos consultar en [154]. Se trata de un medidor de clase A (IEC 61000-4-30) que alcanza en sus ocho canales una frecuencia de muestreo de 10.24 kHz. Este equipo ofrece la robustez y la separación galvánica adecuadas para ser instalado en un huerto FV, como muestra la figura 4.45. Con este equipo registramos el valor RMS de 2048 muestras cada 200 ms. El apéndice F.1 recoge los detalles técnicos de los equipos empleados, así como la configuración de los mismos para la toma de medidas llevadas a cabo.

Además, con el fin de captar el comportamiento del inversor ante arranques y desconexiones hemos programado la función *osciloscopio* del Fluke 1760 Power Quality Recorder para que actúe ante ciertos eventos de las entradas, almacenando en tal caso periodos de medida de 6 s con un registro cada 0.1 s.

4.5.2. Especificaciones para la simulación

Para llevar a cabo las simulaciones hemos implementado el BM propuesto en el entorno *Simulink* de *Matlab*®. Los tres inversores estudiados han sido modelados de acuerdo con los pasos descritos en la sección anterior. Para los inversores SB3800 y SMC7000 hemos partido de las medidas AC y DC, regulando sus relés de conexión a red con la información obtenida de su interfaz de configuración. Por otra parte, el inversor trifásico NT10000 ha sido modelado a partir únicamente de medidas AC, regulando sus relés de conexión de acuerdo con la normativa a la que se acoge la conexión de la planta. En este último caso, cabe mencionar que para el modelado monofásico hemos considerado $P_{ac}^{nom}/3$. La tabla 4.0 recoge la relación de parámetros BM obtenidos en los apartados 4.4.3 y 4.4.4 para cada uno de ellos.

Una vez implementado el modelo hemos procedido a simular periodos de 5 s recogidos por el osciloscopio del analizador de redes. Para dichas simulaciones utilizamos como datos de entrada las siguientes variables medidas: G^* , T^* y V_{ac}^* . Cabe mencionar que en este caso, las variables eléctricas registradas son utilizadas sin llevar a cabo ningún filtrado de los datos. De esta manera la definición máxima que podemos alcanzar en la simulación viene impuesta por la resolución de V_{ac}^* de 10.24 kHz. En este sentido cabe destacar que empleo del modelo promediado limita la bondad de los resultados a $1/f_{ws}$, que para los tres inversores es 10 kHz. De esta manera la resolución de I_{ac}

Tabla 4.O: Parámetros del Modelo Comportamental.

PARÁMETRO	BM	SB3800	SMC7000	NT10000
Bloque Eléctrico				
k_1	(Ω)	0.5114	0.2717	0.3469
k_2	($\Omega \cdot V$)	-13.979	-12.159	-17.881
k_3	(V)	11.235	16.447	10.077
k_4	(V^2)	-1391.7	-3419.9	-1914.0
k_5	(W)	17.829	26.402	14.372
C_{eq}	(mF)	4.798	3.122	1.474
L_1	(mHr)	0.0438	0.0703	0.153
L_2	(mHr)	1.256	2.014	4.385
r_t	(-)	0.604	1.011	1.208
Bloque de Control				
ΔT_{MPPT}	(s)	2	2	20
ΔV_{dc}^{MPPT}	(V)	4	3.5	64.9
V_{dc}^{max}	(V)	500	800	850
V_{dc}^{min}	(V)	200	335	350
K_{pi}	(Ω)	13.63	21.85	47.56
T_{ii}	(ms)	0.4	0.4	0.4
K_{pv}	($1/\Omega$)	-0.2671	-0.2382	-0.05034
T_{iv}	(ms)	11.60	18.38	21.43
I_{ac}^{min}	(mA)	150	278	125
I_{ac}^{trans}	(A)	0.70	1.15	0.12
T^{trans}	(s)	37	40	1
$FeedFW$	(-)	0	1	0
$AverageV_{dc}$	(-)	0	1	0
K_{pp}	(rad)	92	92	92
T_{ip}	(ms)	21.7	21.7	21.7
V_{ac}^{max}	(V)	245	245	253
$T_{Vac-max}$	(ms)	320	320	200
V_{ac}^{min}	(V)	205	205	197
$T_{Vac-min}$	(ms)	600	100	100
f_{grid}^{max}	(Hz)	51	51	51
T_{f-max}	(ms)	500	500	500
f_{grid}^{min}	(Hz)	49	49	49
T_{f-min}	(ms)	200	500	500
$Antisl\Delta f$	(Hz)	0.3	0.3	0.3
$Antisl\Delta T$	(s)	0.4	0.4	0.4

considerada es de 0.1 ms. En base a este planteamiento, hemos considerado la siguiente configuración del motor de simulación de *Simulink*:

- Tipo de simulación: Paso variable
- Paso máximo: limitado a 0.1 ms.
- Paso mínimo: Sin límite específico (automático).
- Algoritmo: ode 23 tb (stiff/TR-BDF2).
- Número máximo de violaciones del tamaño del paso: 10000.

Resulta necesario asimismo determinar el valor inicial de los integradores y temporizadores del BM a partir de las medidas registradas. En este sentido cabe mencionar que para comenzar la simulación con el inversor en funcionamiento, debemos disponer de cinco periodos de red anteriores al inicio de la simulación. De esta manera la simulación comienza a partir de $t = 0.1s$ del periodo medido.

Cabe destacar que en esta tesis, hemos evaluado la operación del inversor ante condiciones de G y T que pueden ser consideradas constantes. Con tal fin, en el siguiente apartado analizamos la precisión del modelo propuesto en comparación con las medidas obtenidas. En primer lugar estudiamos la evolución de I_{ac} durante los cambios de potencia introducidos por el sistema de MPPT, y en segundo lugar, el contenido armónico de la corriente simulada una vez estabilizada tras estas perturbaciones. Para finalizar, simularemos la respuesta del inversor ante una reducción drástica de la tensión de red recogida por el osciloscopio.

4.5.3. Resultados comparados con datos medidos

4.5.3.a. Evolución de I_{ac} ante variaciones de potencia

La simulación del funcionamiento del inversor bajo G , T y V_{ac}^{rms} que pueden ser asumidas constantes, nos permite analizar el comportamiento de I_{ac} ante los cambios de potencia debidos a la actuación del MPPT. En la figura 4.46 podemos comprobar la evolución de $\bar{V}_{dc}$ e I_{ac}^{rms} simuladas, en comparación con las medidas realizadas para el caso de SMC7000. Tal y como podemos observar, el modelo propuesto emula satisfactoriamente el comportamiento de la corriente de salida del inversor (I_{ac}^{*rms}), así como la V_{dc}^* en su entrada. La citada figura muestra claramente cómo el BM simula la acumulación de energía en el Filtro DC que produce la reducción de I_{ac}^{rms} , manifestándose en una sobreoscilación de $\bar{V}_{dc}$. Asimismo, también podemos observar la precisión alcanzada tras la estabilización de ambas variables en

entorno al nuevo punto de funcionamiento, una vez que la potencia de entrada y salida del inversor quedan equilibradas. La figura 4.47 desarrolla en el tiempo la diferencia obtenida en esta comparación, de cuyo análisis se desprende que el BM caracteriza satisfactoriamente la evolución de $\bar{V}_{dc}^*$ e I_{ac}^{*rms} .

Figura 4.46: Evolución de V_{dc} e I_{ac}^{rms} simuladas durante un cambio en V_{dc}^{ref} para el inversor SMC7000. Comparación con datos medidos.

4.5. Ev

(b) Diferencias entre $\overline{V}_{dc}$ estimada con BM y $\overline{V}_{dc}^*$ medida. Valores porcentuales relativos a $\overline{V}_{dc}^*$.

Figura 4.47: Diferencia entre la estimación BM y la medida tomada para el inversor SMC7000.

Tabla 4.P: Diferencias en la estimación de I_{ac}^{rms} con BM con respecto a datos medidos.

Inversor	Datos medidos		Estimación BM
	Hz	V_{ac}^* (V) I_{ac}^* (A)	I_{ac} (A)
SB3800		229.5 1.732	1.741
SMC7000		235.4 21.060	21.080
NT10000		234.8 9.504	9.502

Cabe mencionar que tal y como muestra la figura 4.48., la hipótesis de estabilidad en V_{dc} no resulta totalmente satisfecha en las medidas registradas. Bien por la repercusión de las variaciones de corriente generada en la línea de evacuación de la planta, o bien por fluctuaciones de tensión en el punto de conexión a red, podemos observar ciertos fenómenos de flickering en bornes AC del inversor. La medida de I_{ac} revela que en este caso, el inversor no corrige dichas variaciones para mantener P_{ac} constante, sino que I_{ac}^{rms} sigue la misma tendencia de V_{ac}^{rms} . Los resultados obtenidos revelan que el BM permite emular satisfactoriamente este comportamiento, implementando la estrategia de control de potencia a través de V_{dc} propuesta.

Figura 4.48: Ejemplo de variaciones de la tensión de red medidas durante un periodo con G y T constantes en planta D.

Respuesta de la corriente inyectada del inversor SB3800.

4.5.3.b. Contenido armónico de I_{ac} en régimen permanente

Con objeto de analizar la precisión en la estimación de la forma de onda de I_{ac} en régimen permanente, hemos analizado el contenido armónico de un periodo de 200 ms, en el cual $\bar{V}_{dc}$ y $\hat{I}_{ac}$ se encuentran estabilizadas, es decir, fuera de la influencia de la perturbación introducida por el sistema MPPT. Las tablas **4.Q**, **4.R** y **4.S** recogen la comparación de estos resultados con el contenido armónico de la corriente inyectada I_{ac}^* para cada uno de los casos estudiados, calculado en base a la norma EN50160. Una primera comparación de la Distorsión Armónica (THD) de I_{ac}^* en relación con la de V_{ac}^* entre tres inversores comerciales, nos invita a suponer que los tres inversores comerciales modelados implementan diferentes estrategias de control de corriente. En el caso del SMC7000, podemos comprobar que la presencia de un armónico de 5º orden considerable en la tensión de red no se transmite a dicho armónico en I_{ac}^* . Este comportamiento induce a suponer que implementa un lazo de control de corriente inyectada diseñado para discriminar los armónicos de la red, como por ejemplo un control resonante [67]. La THD de I_{ac} del inversor NT10000 por el contrario, parece responder a un sistema de control de la formación de la onda diseñado con otro criterio, ya que tal y como muestra la tabla **4.S**, la presencia de dicho armónico se refleja directamente en la corriente inyectada.

Las figuras 4.50 y 4.51 muestran claramente las diferencias en la formación de la onda de los distintos tipos de control, reflejando asimismo la bondad de la estimación las ser comparada con la onda de corriente medida. El análisis de los resultados obtenidos muestra que el BM consigue mediante un controlador PI una primera aproximación de la corriente inyectada por inversores que, en base a este razonamiento, implementan distintas estructuras de control de corriente.

Tabla **4.Q**: Contenido armónico de I_{ac} estimada con BM para el inversor SB3800. Comparación con datos medidos.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM
(Hz)	V_{ac}^* (V)	I_{ac}^* (A)	I_{ac} (A)
50	229.5	1.732	1.741
(Hz)	V_{ac}^* (%)	I_{ac}^* (%)	I_{ac} (%)
150	0.611	3.689	3.665
250	0.590	5.941	1.206
350	0.099	1.455	0.126
450	0.160	0.196	0.431

Tabla 4.R: Contenido armónico de I_{ac} estimada con BM para el inversor SMC7000. Comparación con datos medidos.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM
Hz	V_{ac}^* (V)	I_{ac}^* (A)	I_{ac} (A)
50	235.4	21.06	21.08
Hz	V_{ac}^* (%)	I_{ac}^* (%)	I_{ac} (%)
150	0.128	2.246	3.528
250	16.899	0.556	1.954
350	0.257	0.810	0.226
450	0.141	1.391	0.174

Tabla 4.S: Contenido armónico de I_{ac} estimada con BM para el inversor NT10000. Comparación con datos medidos.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM
Hz	V_{ac}^* (V)	I_{ac}^* (A)	I_{ac} (A)
50	234.8	9.504	9.502
Hz	V_{ac}^* (%)	I_{ac}^* (%)	I_{ac} (%)
150	0.068	2.511	2.490
250	1.244	2.779	1.437
350	0.378	2.784	0.378
450	0.076	2.492	0.138

Figura 4.49: Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor SB3800

Figura 4.50: Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor SMC7000. Figura 4.51: Onda de $I_{ac}(t)$ simulada y medida para el inversor NT10000

4.5.3.c. Respuesta del inversor a perturbaciones en la red

Para concluir la evaluación del modelo, hemos comprobado el comportamiento del inversor ante perturbaciones de la tensión de red con valores fuera de la norma EN50160 [180], simulando la desconexión del inversor debida a una súbita bajada de V_{ac}^{rms} , que ha sido medida en la planta A. Este trabajo ha sido incluido en la contribución [181]. Como ejemplo del comportamiento del BM, la figura 4.52 muestra que la I_{ac} estimada ajusta satisfactoriamente la corriente inyectada por el inversor comercial. Como podemos observar tras la fase de desconexión, el inversor comercial continúa inyectando una corriente residual, que se corresponde al funcionamiento del BM en modo STANDBY.

Esta comprobación nos ofrece una referencia de la bondad del modelado, así como de la idoneidad de incluir el CCL para estudiar el comportamiento de plantas FV con numerosos inversores, donde debido a las diferencia de longitud en las líneas individuales de los inversores, la respuesta agregada no puede asemejarse a la de un único inversor. El BM propuesto permite caracterizar dicha respuesta sin incurrir en el CTC que implicaría modelar de manera precisa el CCL específico los distintos inversores que compongan la planta FV.

Figura 4.52: Respuesta de $I_{ac}(t)$ ante una bajada de tensión para el inversor SB3800. Comparación de corriente simulada y medida.

4.6. Comparativa con contribuciones anteriores

4.6.1. Generalidades

EL BM propone presentar ciertas ventajas con respecto a modelos de inversores FV conectado a red propuestos anteriormente, como el presentado en [137]. En la misma línea que nuestra propuesta, esta contribución defiende la necesidad de modelar el sistema MPPT, la regulación de potencia del inversor, el Filtro de Entrada, así como los relés que permitan caracterizar la respuesta del inversor ante fluctuaciones de tensión o frecuencia de la red y el funcionamiento en isla. El circuito eléctrico presentado en dicha contribución presenta, por tanto, cierta similitud con la estructura del Bloque Eléctrico del BM. Sin embargo, encontramos diferencias notables entre la estrategia de control adoptada en esta propuesta y nuestro Bloque de Control. En primer lugar, su sistema MPPT utiliza como entrada la medida en bornes AC (V_{ac} , I_{ac}), en torno a la cual realiza la optimización de la potencia del generador FV. Además, utiliza esta realimentación para regular la potencia de operación del inversor estimando I_a en el propio sistema MPPT, sustituyendo de esta manera el bloque de control propuesto en el caso del BM. Asimismo, Ropp considera un modelo de control diferente por hipótesis que el utilizado en el modelo promediado en esta tesis. En el caso de la potencia, que en el modelo de un CCL específico, asume

Con el fin de estudiar las diferencias entre ambos criterios de modelado, hemos procedido a integrar la estructura de control presentada en la figura 4.53, donde utilizamos el generador FV modelado con SSGM y el Bloque Eléctrico dimensionado para el BM. Simulando entonces las condiciones de G y T constantes utilizadas en la sección anterior para el BM, procedemos a comparar los resultados obtenidos con este modelado que identificamos como *Estructura de Control basada en la propuesta de Ropp* (RCS), contrastándolos además con las medidas tomadas en el inversor comercial.

Figura 4.53: Estrategia de control basada en propuesta por Ropp [137].

4.6.2.

4.6.2.a.

La figura 4.54 muestra la evolución de I_{ac}^{rms} ante un cambio en V_{dc}^{ref} . BM representa el modelo comercial y RCS el modelo de sistema. También se observan las mediciones reales de I_{ac}^{rms} a todo el tiempo de simulación.

Figura 4.54: Evolución de I_{ac}^{rms} bajo G , T y V_{dc} que pueden ser asumidas constantes ante un cambio en V_{dc}^{ref} . BM y RCS para SMC7000.

metodología
experimental

SMC7000
observar, el
comercial
n sistema
También
operación,
a todo el
si simula
la medida

4.6.2.b. Contenido armónico de I_{ac} en régimen permanente

Asimismo, también hemos llevado a cabo una comparación de la forma de onda de I_{ac} estimada por ambos modelos, cuyas diferencias podemos observar gráficamente en la figura 4.55. En este aspecto cabe mencionar que la RCS no considera un control específico para la formación de esta onda de corriente inyectada. Esta diferencia con el BM, que incluye el CCL, repercute directamente en la subestimación del contenido armónico de la corriente estimada en régimen permanente, cuando $\hat{I}_{ac}$ puede ser considerada constante, cuyo análisis de un periodo de 200 ms para ambos modelos se muestra gráficamente en las figuras 4.56a y 4.56b. Las tablas 4.T, 4.U y 4.V recogen el valor numérico del armónico fundamental, así como los armónicos de orden impar para los tres inversores modelados. Con respecto a los resultados obtenidos, debemos remarcar que la presencia del 3^{er} armónico en la estimación del RCS parece ser debida al rizado de 100 Hz en V_{dc} y no responde, por tanto, a un tratamiento específico de los armónicos en el sistema de control. En las citadas figuras puede observarse también la comparación de dicho armónico entre los distintos inversores. También destaca la comparación de la componente fundamental en la estimación de I_{ac} con RCS y con el BM, de la que se desprende que el modelo propuesto también presenta mayor precisión en este aspecto.

En base al análisis de los resultados comparativos, concluimos que la inclusión en el BM del un control específico para la corriente deriva en una mejora de la estimación del contenido armónico de I_{ac} en régimen permanente, especialmente en condiciones reales de explotación de las plantas FV, donde la tensión de red puede contener una presencia significativa de armónicos.

Tabla 4.T: Contenido armónico de I_{ac} : Comparación de la medida con los resultados estimados para el inversor SB3800 con BM y RCS.

Valores de armónicos en % calculadas en base al armónico fundamental.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM	Estimación RCS
(Hz)	V_{ac} (V)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)
50	229.5	1.732	1.741	1.676
(Hz)	V_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)
150	0.611	3.689	3.665	1.945
250	0.590	5.941	1.206	0.674
350	0.099	1.455	0.126	0.0477
450	0.160	0.196	0.431	0.185

Figura 4.55: Comparación de $\hat{I}_{ac}$ medida y estimada con BM y RCS. Simulación en régimen permanente para el inversor SMC7000.

Tabla 4.U: Contenido armónico de I_{ac} : Comparación de la medida con los resultados estimados para el inversor SMC7000 con BM y RCS.

Valores de armónicos en % calculadas en base al armónico fundamental.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM	Estimación RCS
(Hz)	V_{ac} (V)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)
50	235.4	21.06	21.08	21.18
(Hz)	V_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)
150	0.128	2.246	3.528	0.360
250	16.899	0.556	1.954	0.001
350	0.257	0.810	0.226	0.001
450	0.141	1.391	0.174	0.001

Tabla 4.V: Contenido armónico de I_{ac} : Comparación de la medida con los resultados estimados para el inversor NT10000 con BM y RCS.

Valores de armónicos en % calculadas en base al armónico fundamental.

Frecuencia	Datos medidos		Estimación BM	Estimación RCS
(Hz)	V_{ac} (V)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)	I_{ac} (A)
50	234.8	9.504	9.502	9.201
(Hz)	V_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)	I_{ac} (%)
(Hz)	V_{ac}^* (%)	I_{ac}^* (%)	I_{ac} (%)	
150	0.068	2.511	2.490	0.114
250	1.244	2.779	1.437	0.119
350	0.378	2.784	0.378	0.031
450	0.076	2.492	0.138	0.009

(a) Operación permanente del inversor SB3800.

(b) Operación permanente del inversor SMC7000.

Figura 4.56: Comparación del contenido armónico de I_{ac} medida y estimada con BM y RCS para los inversores SB3800 y SMC7000.

Armónicos normalizados respecto al valor de su componente fundamental.

4.6.3. Análisis del coste computacional de la simulación

Uno de los objetivos perseguidos con el desarrollo del BM es la reducción del consumo de recursos computacionales que acarrea la simulación del funcionamiento eléctrico de inversores FV comerciales. Con el fin de analizar la consecución de dicho objetivo, hemos evaluado el CTC empleado en la simulación de los distintos inversores modelados en un equipo informático con un procesador Quad-Core 8200. Tomando el periodo de 5 s bajo condiciones de G , T y V_{ac} que pueden ser consideradas constantes, descrito en el apartado anterior. Los resultados obtenidos para las especificaciones de simulación anteriormente descritas son las siguientes:

Tabla 4.W: Coste Computacional de la simulación de un periodo de 5 s.

Inversor	Método de simulación	
	Modelo Comportamental	Control Basado en Ropp
SB3800	155.85 s	34.19 s
NT10000	57.01 s	44.82 s
SMC7000	75.46 s	24.44 s

La comparación del CTC empleado en la simulación del SMC7000 muestra que, si bien la estructura de control propuesta en el BM implica un incremento de los recursos computacionales de la simulación con respecto a modelos que incluyen un único lazo de control, ambos resultados se mueven en el mismo orden de magnitud. El análisis de estas cifras junto a la mejora tanto en la estimación de I_{ac} , como en la aproximación de su contenido armónico, descritos anteriormente, respalda la hipótesis de que la inclusión del VCL y el CCL permiten estimar de manera más precisa I_{ac} sin incurrir en un incremento desmesurado del consumo computacional. Por consiguiente, concluimos que la simulación del funcionamiento de un inversor comercial con el BM propuesto alcanza un equilibrio satisfactorio entre consumo de recursos computacionales y precisión de los resultados. De esta manera, el modelo propuesto puede ser empleado para el modelado agregado de plantas FV con numerosos inversores, así como la simulación de redes que integren distintas plantas FV, obteniendo resultados satisfactorios a un CTC razonable.

Capítulo 5

Conclusiones, aportaciones y trabajos futuros

*Es de importancia para quien desee
alcanzar una certeza en su investigación,
el saber dudar a tiempo.*

Aristóteles

RESUMEN: El Modelo Simétrico Desplazo de Gompertz de módulo FV y el Modelo Comportamental de inversor FV conectado a red propuestos en esta tesis superan la mayoría de inconvenientes presentados por sus antecesores. El primero ha sido validado para módulos comerciales de dos tecnologías diferentes, proponiéndose continuar dicha labor con otras tecnologías. El segundo modelo ha sido validado para dos inversores comerciales monofásicos con una única entrada de seguimiento MPPT, así como para un inversor trifásico cuyo comportamiento individual de cada fase puede ser aproximado al monofásico. En este caso se plantea su extensión al modelado a inversores con etapa de conversión de potencia trifásica y diversas entradas MPPT.

Asimismo, la combinación de ambos modelos permite simular un sistema FV con costes computacionales reducidos, por lo que se adaptan mejor a las necesidades de simulación de las plantas FV, actuales con un número considerable de módulos e inversores FV. Se plantea continuar con la integración de estas propuestas en la simulación de una planta FV conectada a un modelo de red, comprobando posteriormente su validez para la simulación de plantas FV en redes reales.

Cabe mencionar que esta investigación ha sido fruto de la transferencia de tecnología entre la universidad y la empresa privada. También destacar la aplicación del conocimiento adquirido al ejercicio profesional del autor en el diseño y mantenimiento de plantas FV, además de su divulgación en diversos congresos y la publicación de dos artículos en revistas científicas con alto índice de impacto.

5.1. Conclusiones y aportaciones

5.1.1. Propuesta de un nuevo modelo de módulo FV

Esta tesis propone un nuevo modelo de módulo FV basado en funciones de Gompertz (SSGM), cuyas características y mejoras respecto a contribuciones anteriores son descritas a continuación.

Polivalencia. El SSGM propuesto modela la curva I-V de un módulo FV en función únicamente de sus propiedades eléctricas, mediante una expresión basada en la función de Gompertz. Su carácter matemático permite independizar su aplicación de la tecnología de la fotocélula. En esta tesis, ha sido utilizado con resultados satisfactorios para el ajuste de las curvas del fabricante de módulos de dos tecnologías FV con propiedades sensiblemente diferentes: c-Si y CdTe. Este cambio en el concepto de modelado parece más acorde con la diversidad del mercado de módulos FV actual y da como resultado una herramienta versátil que, pendiente de validación para otras tecnologías, se adapta mejor que la mayoría de los modelos propuestos al presente de industria FV.

Optimización del consumo de recursos. EL SSGM presenta una reducción considerable de los recursos necesarios para su simulación con respecto a modelos de módulos FV con precisión similar. A diferencia de otras propuestas válidas para distintas tecnologías como el DDM, el SSGM consigue resultados satisfactorios empleando una expresión explícita en función de tan sólo tres parámetros. Su carácter explícito permite utilizar una estrategia de simulación en la que, una vez ajustados dichos parámetros, no resulta necesaria la aplicación de métodos numéricos para simular variaciones de G , T o V . Este aspecto cobra vital importancia al simular las grandes plantas que se conectan a red en la actualidad, formadas por un número considerable de inversores y una distribución heterogénea de G . Utilizando los modelos SDM o DDM, esta tarea plantea serios inconvenientes, ya que además de un tiempo desorbitado, la gran cantidad de información a gestionar puede producir el desbordamiento de las variables. Una de las aportaciones fundamentales del SSGM es mitigar este tipo de problemas, ya que esta solución permite realizar dichas simulaciones en los equipos informáticos actuales.

Aplicación del modelo a partir de información accesible. En esta tesis, proponemos la aplicación del SSGM a módulos comerciales mediante un procedimiento de estimación de parámetros independiente de la tecnología FV, en el cual se utiliza como información de partida los tres puntos característicos de la curva I-V: cortocircuito, máxima potencia y circuito abierto. A diferencia de los modelos tradicionales o analíticos, la nueva propuesta no requiere información específica sobre la constitución interna del módu-

lo FV, ni tampoco información gráfica como la pendiente de las curvas I-V bajo distintas condiciones ambientales. De esta manera, su comportamiento puede ser caracterizado para un rango de G y T a partir de la información de sus hojas de características, tal y como hemos llevado a cabo en esta tesis para dos módulos comerciales de p-Si y CdTe. Observamos asimismo una mejora en la robustez del procedimiento de ajuste, ya que la estimación de parámetros del SSGM supera los problemas de convergencia encontrados en la aplicación de otros modelos al CdTe.

Además, el SSGM presenta como entradas la información de variables meteorológicas comúnmente utilizadas: la irradiación en el plano del módulo (G) y la temperatura de la superficie del módulo (T). De esta manera, supera los inconvenientes de las soluciones que utilizan como entrada la temperatura de la unión semiconductora (T_{cell}), como por ejemplo los modelos neuronales, cuya aplicación no resulta sencilla en una instalación industrial. En este sentido, el modelo propuesto facilita la simulación de plantas FV existentes y de futura construcción, ya que la medida de estas variables no requiere ningún tipo de intervención en el módulo FV y, además, pertenecen a las magnitudes habitualmente recogidas por las estaciones meteorológicas.

Estas ventajas convierten al SSGM en una buena herramienta para simular el comportamiento eléctrico las plantas FV con un gran número de módulos, así como aquellas que integren distintas tecnologías FV.

5.1.2. Propuesta de un nuevo modelo de inversor FV de conexión a red

Como segunda aportación hemos desarrollado y validado un modelo de inversor FV basado en técnicas comportamentales (BM), el cual permite simular el comportamiento eléctrico de inversores de conexión a red instalados en una planta FV. Este modelo presenta las siguientes características y mejoras respecto a contribuciones anteriores:

Polivalencia. Debido a su concepción comportamental, el modelo propuesto permite ser aplicado a inversores comerciales con distinta constitución interna, cuyo funcionamiento es aproximado a la topología de inversor propuesta. En esta tesis ha sido aplicado a inversores de potencia inferior a 10 KW: dos inversores monofásicos y un inversor trifásico. Este punto de vista generalista supone una ventaja con respecto a modelos más específicos, facilitando la utilización de un único modelo para simular plantas con diferentes tipos de inversores, así como una red que integre diferentes plantas FV.

Aplicación del modelo a partir de información accesible: El procedimiento de aplicación del BM a inversores comerciales propuesto en esta tesis, permite modelar distintos tipos de inversores FV sin la necesidad de conocer información específica sobre su constitución interna. Nuestra propuesta caracteriza el comportamiento del inversor mediante una serie de parámetros, cuyo conjunto de valores es estimado al complementar la información de la hoja de características con una serie de medidas tomadas en los bornes del inversor durante su operación habitual. Planteamos incluso un método alternativo para la estimación de dichos parámetros que únicamente requiere la medida en botes AC, evitando los inconvenientes de la toma de medidas en el circuito DC. De esta manera, la aplicación del BM presenta una importante ventaja con respecto al resto de contribuciones encontradas en la revisión bibliográfica, que habitualmente asumen la disponibilidad de información más específica sobre el diseño del inversor FV.

Estimación de la corriente inyectada con bajo coste computacional: El modelo de inversor FV desarrollado en esta tesis modela el funcionamiento autónomo del inversor instalado en una instalación FV, emulando tanto la gestión de la conexión y desconexión en función de las condiciones de la red, como la regulación de la potencia del generador FV. Supera por tanto las restricciones de otras contribuciones que no consideran todas las funciones de los inversores comerciales [138, 139, 141]. El BM permite por consiguiente llevar a cabo simulaciones de larga duración con un consumo de recursos reducido, estimando la dinámica de la corriente inyectada ante fluctuaciones de potencia o de la tensión de red, así como una primera aproximación de su contenido armónico. En este sentido cabe mencionar que, a pesar de un ligero incremento del consumo de recursos computacionales con respecto modelos más sencillos [135, 137] debido a la consideración del control de la onda de corriente, éste queda rentabilizado por la obtención de resultados más precisos. Esta contribución supone una interesante herramienta para la simulación del comportamiento de varios inversores ante cambios drásticos de potencia o perturbaciones de la red, manteniendo unas necesidades computacionales asumibles para los equipos informáticos actuales.

5.1.3. Validación de los modelos propuestos con datos de campo

Finalmente, los modelos de módulo e inversor han sido evaluados y validados en entornos reales, utilizando medidas tomadas en instalaciones FV conectadas a red. En primer lugar, la aplicación del SSGM ha sido probada para el modelado de dos matrices de módulos FV de tecnologías diferentes, simulando las condiciones reales de explotación de las plantas en las cuales se encuentran instalados. La comparación de los resultados obtenidos con datos recogidos en dichas plantas durante un año muestra la bondad de esta propuesta para el modelado de módulos comerciales de p-Si y CdTe.

En segundo lugar, el BM propuesto ha sido utilizado para el modelado de tres instalaciones FV que integran módulos de ambas tecnologías e inversores FV de potencias comprendidas entre 3 kW y 10 kW, comprobando su aplicación a tres inversores FV comerciales diferentes (dos monofásicos y uno trifásico). Los resultados obtenidos en la simulación de datos medidos, indican que el BM representa satisfactoriamente la corriente inyectada a la red por los tres inversores bajo las condiciones de tensión de una planta FV.

Ambos modelos han sido por tanto comprobados para valores de G , T y V_{ac} propios de la de explotación de una instalación FV conectada a red. En base a los resultados obtenidos concluimos que la simulación del BM alimentado por el SSGM caracteriza satisfactoriamente la operación de los sistemas FV modeladas, con un consumo de recursos computacionales satisfactorio. La combinación de ambos modelos supone, por tanto, una herramienta versátil para estudiar el comportamiento de grandes plantas FV, o redes que integren distintas plantas FV, ante cambios drásticos de potencia de operación o perturbaciones de la red. En estos casos, la rentabilidad computacional tanto del SSGM como del BM permite simular simultáneamente varios inversores, aproximando la respuesta agregada de la planta con mejores resultados que modelos más simplificados, y manteniendo un consumo de recursos asumible para los equipos informáticos actuales.

5.2. Trabajos futuros

5.2.1. Aplicación y validación del SSGM a módulos basados en otras tecnologías FV

En base a los buenos resultados obtenidos para módulos comerciales de p-Si y CdTe, y considerando que su naturaleza matemática no está ligada a una tecnología en particular, entendemos que el SSGM presenta mayor versatilidad que los modelos tradicionales para modelar tecnologías con propiedades distintas. Con el fin de reforzar esta hipótesis, proponemos la aplicación del SSGM a módulos FV comerciales de otras tecnologías presentes en el mercado, como el CGIS, el a-Si o los denominados módulos orgánicos. Para cada una de ellas sugerimos la consecución de los siguientes hitos:

- Comprobación de la validez del procedimiento de modelado propuesto para el SSGM.
- Comprobación con datos de fabricante de la estimación de la curva I-V para distintas G y T en cada tecnología.
- Validación del modelo con datos de explotación reales.

5.2.2. Ampliación del BM para el modelado de inversores FV de otras tipologías

El BM ha sido desarrollado y validado para inversores de potencia inferior a 10 kW, por lo que su aplicación a inversores de mayor potencia no ha sido efectuada en esta tesis. Asimismo, ésta queda condicionada por las características de la entrada y salida del inversor comercial, limitándose a inversores monofásicos con una única entrada de MPPT, o bien inversores trifásicos en los que el funcionamiento de cada fase pueda ser considerado independiente.

Con el fin de superar estas restricciones, sugerimos incluir las modificaciones oportunas en el modelo propuesto para ampliar su aplicación a inversores de mayor potencia y tipológicamente diferentes. En este sentido cabe estudiar la implementación de una etapa de conversión de potencia trifásica, así como también la incorporación de varias entradas con MPPT independiente. Otro aspecto que resulta interesante incluir en la ampliación del modelado, es la inyección potencia reactiva en función de una señal de referencia externa que realizan algunos inversores de cierta talla [182, 183]. Cabe mencionar que pese a su estado de inmadurez en nuestro país, la incorporación de este

tipo de funciones resulta crucial para incrementar la penetración de la energía FV en la red y, de hecho, actualmente está regulada por normativa en países como Alemania [183]. En base a estos planteamientos, sugerimos la ampliación del alcance del BM de acuerdo con los siguientes hitos:

- Implementación de una etapa de conversión de potencia trifásica.
- Comprobación de la validez del dimensionado de los parámetros del Bloque Eléctrico para inversores de mayor potencia.
- Modificación del VCL propuesto para el control de la etapa trifásica, incluyendo la inyección de reactiva mediante una referencia externa.
- Incorporación al nuevo BM trifásico de múltiples entradas DC con MPPT independiente.
- Desarrollo de una nueva función que permita ajustar la curva de η de inversores centrales incluyendo discontinuidades.
- Validación de la aplicación de las nuevas versiones de BM con datos de campo.

5.2.3. Modelado de una planta FV completa y simulación con modelo de red eléctrica

Tal y como describimos en el capítulo 1, los modelos desarrollados en esta tesis se orientan a la simulación del comportamiento de plantas FV conectadas a red. Los buenos resultados obtenidos y, especialmente, el bajo CTC de los modelos propuestos, nos invita a suponer que la simulación simultánea de un cierto número de inversores y módulos resulta viable en los equipos informáticos actuales. Proponemos, por tanto, continuar el desarrollo de esta investigación con la utilización del SSGM y el BM para la simulación completa de una planta FV conectadas a red.

De esta manera, a partir de una distribución de irradiación en la superficie de captación que considere las particularidades geométricas de la planta [62], así como el sombreado [63] y el albedo, junto con la estimación de la temperatura de la superficie del módulo [64], debemos desarrollar un modelo eléctrico capaz de simular la planta completa.

De acuerdo con el esquema tipo presentado en la figura 5.1, esta tarea pasa por los siguientes hitos:

- Modelado eléctrico de la planta, que incluye los siguientes aspectos:
 - Modelado de las distintas matrices de módulos FV con SSGM, en función de la distribución de G .
 - Modelado de los inversores FV con BM.
 - Modelado de las líneas individuales de los inversores.
 - Modelado de los centros de transformación y las protecciones generales de la planta.
 - Modelado de la línea de evacuación de la planta.
- Simulación con medidas de red.
- Validación de resultados con medidas de campo.

Este modelo de planta nos permitiría estudiar el comportamiento agregado de los inversores, caracterizando la respuesta de las plantas FV ante perturbaciones en la red o variaciones drásticas de su potencia de operación. Sin embargo, al tratarse de una planta completa no debemos omitir el efecto de la potencia inyectada tiene sobre la tensión del nodo de la red. Resulta interesante por tanto simular el comportamiento de la planta FV con un modelo de red de varios nodos estándar. Asimismo, en función del consumo de recursos obtenido en dichas simulaciones, el modelo de planta por desarrollar podría ser utilizado también para la simulación de una que integre diversas instalaciones FV.

Este tipo de contribuciones resulta interesante para caracterizar la respuesta de las plantas FV ante perturbaciones de la red, como por ejemplo, ante huecos de tensión. Cabe destacar que la última regulación normativa [68] exige el cumplimiento del procedimiento de operación desarrollado para parques eólicos [69] para plantas superiores a 2 MW, debiendo aportar cierta energía reactiva en diferentes supuestos.

El contar con modelos de huertos solares para la simulación de redes que integren distintas plantas FV, donde sean considerados tanto el nivel de tensión en el punto de acoplamiento, como el aporte de reactiva, que nos permitan simular la respuesta de la planta con un alcance de tiempo de varios segundos, posibilitaría predecir el comportamiento de estas redes, así como optimizar la robustez de las mismas ante perturbaciones del sistema. En este sentido, las conclusiones de estos estudios permitirían desarrollar soluciones técnicas que mejoren la estabilidad de la red, facilitando su operación, y por consiguiente, favoreciendo la penetración de las energías renovables en el SEP.

Figura 5.1: Modelado completo de una planta FV conectada a red.

5.3. Publicaciones y trayectoria profesional

5.3.1. Publicaciones científicas

El fruto de los trabajos desarrollados en el marco de esta tesis ha sido objeto de la publicación de dos artículos en revistas con alto índice de impacto, así como diversas contribuciones a congresos, los cuales procedemos a relacionar a continuación.

- **Behavioral Modeling and Simulation of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters.**

Autores: Javier Guerrero Pérez, Ángel Molina García, Jose Antonio Villarejo, Juan Álvaro Fuentes y Francisco Ruz.

Contribución publicada en las transcripciones del congreso IEEE International Symposium on Industrial Electronics (*ISIE2010*) celebrado en Junio de 2010 en Bari [184].

This paper presents a model to simulate the electrical behavior of real single-phase grid-connected photovoltaic inverters. The implemented control strategy includes both voltage and current control loops. This control strategy allows to simulate the injected current waveform under power dynamics or grid voltage disturbances. Irradiance changes and Maximum Power Point Tracker are also included. Inverter internal values are not needed to estimate the model parameters, as they are adjusted from datasheet information and PV plant measurements. The proposed model is assessed using real data collected in Spanish Photovoltaic plants and the results are compared with previous inverter behavioral models.

- **CdTe Thin-Film Solar Modules: Comparison of Non-Linear Models .**

Autores: Javier Guerrero Pérez, Ángel Molina García, Juan Álvaro Fuentes, Francisco Espín y Joaquín Martínez.

Contribución publicada en las transcripciones del congreso 25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (*PV-SEC2010*) celebrado en Septiembre de 2010 en Valencia [82].

During the last years, different models describing the current-voltage relation for Photovoltaic (PV) cells as a function of solar irradiance and temperature have been proposed and assessed for silicon technology. Mainly, they can be classified into two non-linear approaches: a Single Diode Model (SDM) where it is necessary to fit seven constant parameters; and a Double Diode Model (DDM) including four exponential terms and twelve constant parameters. In this paper, a FS-270

module is characterized using both SDM and DDM approaches from the datasheet information, fitting the model parameters through numerical methods. In a Spanish PV plant, current, voltage, solar irradiance and temperature values for a 96 FS-270 module array have been measured during several months. Along this field campaign, most of common array work-points have been collected, obtaining MPPs for different solar irradiance and temperature conditions. From these collected data, a set of specific [solar irradiance, temperature] points are identified and simulations with both models are carried out, obtaining a continuous curve within a selection group of [solar irradiance, temperature, current, voltage] points. Finally, the curve of each model is compared with the measurement data.

- **CdTe Thin-film solar module modelling using a non-linear regression approach.**

Autores: Ángel Molína García, María Carmen Bueso, Mathieu Kessler, Javier Guerrero Pérez, Juan Álvaro Fuentes y Emilio Gómez Lázaro. Contribución publicada en las transcripciones del congreso IEEE 17th Power Systems Computation Conference (*PSCC2011*) celebrado en Agosto de 2011 en Estocolmo [185].

This paper describes the application of a Non-Linear Regression technique to model CdTe Thin-Film Solar Modules. From the proposed approach, relevant non-linear relations between environmental and electrical variables are given, minimizing the number of fitting parameters in comparison with previous approaches. The proposed non-linear model can be also applied to check the range of electrical power generation, according to the expected datasheet values provided by the manufacturers. This fact avoids the necessity of removing and analyzing the solar modules in a laboratory environment. A comparison with previous approaches is included in the present paper as well, discussing the relevant advantages of the proposed technique with respect to published models.

- **Behavioral Modeling of Grid-Connected Photovoltaic Inverters: Development and Assessment.**

Autores: Javier Guerrero Pérez, Esther de Jódar, Emilio Gómez Lázaro y Ángel Molína García.

Artículo publicado en Agosto de 2014 por la revista *Renewable Energy* (Volume 68, páginas 686 a 696) [186].

This paper describes and assesses a behavioral model for grid-connected photovoltaic inverters. The model allows us to simulate the electrical behavior of commercial single-phase and three-phase inverters in accordance with the limits of EN50160 power quality. Regarding power strategies for current inverters, both voltage and current control

loops have been explicitly modeled, providing suitable simulations of the injected AC-current waveform under either power dynamics or grid voltage disturbances. Additionally, irradiance oscillations and dynamic Maximum Power Point Tracking performance have been also considered in the proposed solution. Internal inverter variables are not needed to fit the model parameters, being estimated from basic data-sheet information provided by manufacturers and simple AC-collected values from the PV power plants. This characteristic avoids any additional DC-side measurement, being a significant contribution in comparison with previous approaches.

The proposed model is assessed using real data collected in Spanish photovoltaic power plants along several years. The obtained results are compared with previous behavioral model approaches and also included in the paper.

■ **A New Solar Module Modeling for PV Applications Based on a Symmetrized and Shifted Gompertz Model.**

Autores: Ángel Molína García, Javier Guerrero Pérez, María Carmen Bueso, Mathieu Kessler, y Emilio Gómez Lázaro.

Artículo publicado en Marzo de 2015 por la revista *IEEE Transactions on Energy Conversion* (Volumen 30 tomo 1, páginas 51 a 59) [156].

This paper focuses on a new approach to model PV solar modules based on symmetric-shifted Gompertz functions. This solution reduces significantly the number of fitting parameters, convergence problems and computational costs in comparison with previous modeling. The entire I - V curve is provided, as well as relevant non-linear relations between environmental and electrical variables. A comparison with previous approaches has been also included in the present paper, discussing the relevant advantages of the proposed technique with respect to previously published solutions. Real data from CdTe thin-film and Si PV power plants have been used to assess this new non-linear model.

The proposed solution can be also applied to check the active power generated by PV modules, based on the expected data-sheet values provided by the manufacturers. This alternative process avoids the necessity of removing and analyzing the solar modules in a laboratory environment.

5.3.2. Experiencia investigadora y profesional

Esta tesis surge como consecuencia de la transferencia de tecnología entre la universidad pública y la empresa privada. La labor investigadora que ha dado pie a la redacción de este documento ha sido desarrollada al compaginar la labor académica del autor, con el ejercicio profesional en el campo de la ingeniería eléctrica de instalaciones FV, de acuerdo con las etapas que se describen a continuación.

- **Beca predoctoral de Transferencia de Tecnología.**

(Febrero de 2008 a marzo de 2009).

Nuestra investigación se inicia al amparo de la Beca 07895/BPS/07, con cargo a la convocatoria de *Becas asociadas a la realización de proyectos de i+d, innovación y transferencia de tecnología* del Programa Séneca financiado por la Consejería de Educación, Formación y Empleo. Esta beca viene ligada al desarrollo del proyecto *Estudio y análisis de las Influencias en la calidad de suministro producidas por la Generación Dispersa. Aplicación real en instalaciones FV de la región de Murcia*, llevado a cabo en virtud del acuerdo de colaboración 2250/07IE firmado entre la UPCT la empresa *Gehrlicher Solar España S.L.*

Dentro de este marco de trabajo, la UPCT ha aportado la dirección científica del Dr. Ángel Molina García y los equipos necesarios para la toma de medidas, mientras que Gehrlicher Solar España S.L. ha puesto a disposición del proyecto las plantas FV conectadas a red que opera y gestiona, facilitando asimismo el soporte técnico necesario para la toma de medidas. Cabe destacar además la aportación del conocimiento sobre la problemática de explotación de estas instalaciones y del manejo diario de los equipos FV comerciales, con el que la plantilla de esta empresa ha contribuido notablemente a esta investigación. Durante este periodo el autor tuvo acceso a los sistemas de motorización de esta empresa, centrando su labor investigadora en el desarrollo del BM.

- **Ingeniero de diseño.**

(Marzo de 2010 a agosto de 2012).

Durante el periodo comprendido entre Marzo 2010 y Marzo 2011, el doctorando pasa a formar parte del equipo de *Gehrlicher Solar France S.A.S.* desempeñando las funciones de ingeniero eléctrico. Esta experiencia internacional aporta una visión más amplia sobre las nuevas tecnologías de módulos FV instaladas otros países, así como los requerimientos técnicos para la conexión a red de inversores impuestos en otros sistemas eléctricos de distribución europeos.

Posteriormente se incorpora al *Departamento Ground Mounted System* de Gehrlicher Solar España S.L. participado en el diseño y cons-

trucción de distintos huertos solares, así como una instalación asilada para alimentar 10 viviendas [187]. Cabe estacar la participación como ingeniero de proyecto en la construcción de la planta FV de *Pereruela* (Zamora), que con más de 100000 módulos de CdTe alcanza los 10 MWp conectados a la red de distribución de 45 kV mediante una subestación transformadora. Dicha experiencia profesional, que se extiende hasta Agosto de 2012, aporta a esta investigación un conocimiento específico sobre las particularidades de dicha tecnología de módulos FV, centrando la labor investigadora de este periodo en aplicación de los modelos tradicionales y la búsqueda de nuevas soluciones para modelar su comportamiento.

- **Ingeniero de mantenimiento internacional.**

(Agosto de 2012 a julio de 2013).

En este periodo el autor de esta tesis desarrolla su carrera profesional en el *Departamento de O&M* de Gehrlicher Solar España S.L. participando en la gestión del mantenimiento de más de 60 MWp distribuidos en diversos emplazamientos. El ejercicio de la profesión contribuye al conocimiento de primera mano del comportamiento de inversores FV de distintas tipologías, concluyendo esta investigación con la validación de los modelos propuestos, así como las tareas de divulgación del conocimiento asociado a la preparación de publicaciones.

Apéndice A

Desarrollos matemáticos para el modelado de módulos FV

A.1. Extensión del modelo eléctrico de la fotocélula al modelado de un módulo FV

Los módulos FV comerciales están formados por la conexión serie células FV, y en ciertos casos, la asociación de dos o más de estas series en paralelo. En muchas ocasiones pueden incluir también diodos de bloqueo, fusibles o diodos de by-pass [188], los cuales evitan que el módulo trabaje como carga en caso de ser sombreado. La figura A.1 representa el esquema eléctrico de un módulo formado por p series de n células, utilizando el modelo de célula DDM presentado la sección 2.1 (figura 2.1).

Realizando ciertas simplificaciones, este esquema puede reducirse a un circuito equivalente similar al de la célula, tal y como veremos a continuación. Para esta tarea, en primer lugar despreciamos la presencia de los diodos de by-pass y de bloqueo, limitando el funcionamiento de la fotocélula al primer cuadrante de la curva, donde trabaja en modo generador. Posteriormente, para la obtención del circuito equivalente de la asociación eléctrica de células, Gow y Manning proponen en [189] una serie de relaciones al amparo de dos hipótesis: la igualdad entre las células comúnmente encontrada en los módulos comerciales, así como un comportamiento lineal en los diodos. Estas asunciones permiten aplicar el teorema de superposición para simplificar la conexión serie de n células, reduciendo el circuito de la figura A.1 al de la figura A.2. Aplicando igualmente la relación de p ramas en paralelo al resto de elementos, finalmente obtenemos el circuito equivalente que modela el módulo FV completo, tal y como viene representado en la figura A.3.

Figura A.1: Esquema eléctrico de un módulo con n células en serie y p en paralelo.

Figura A.2: Simplificación del circuito equivalente.

Figura A.3: Circuito equivalente del modelo de módulo FV.

Tal y como observamos en dichos esquemas, la propuesta de Gow concluye que el circuito equivalente del módulo tiene los mismos elementos que el modelo de la célula. Para pasar de un nivel a otro proponen únicamente aplicar las relaciones matemáticas entre las variables eléctricas del módulo

(X^{mod}) y de la célula (X^{cel}) , de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$V^{mod} = n \cdot V^{cel} \quad (A-1)$$

$$I_{ph}^{mod} = p \cdot I_{ph}^{cel}, \quad (A-2)$$

$$I_{D1}^{mod} = p \cdot I_{D1}^{cel}, \quad (A-3)$$

$$I_{D2}^{mod} = p \cdot I_{D2}^{cel}, \quad (A-4)$$

$$Rp^{mod} = \frac{n}{p} \cdot Rp^{cel}, \quad (A-5)$$

$$Rs^{mod} = \frac{n}{p} \cdot Rs^{cel}. \quad (A-6)$$

Dichas relaciones desarrolladas para el DDM son igualmente válidas para modelos simplificados con menos elementos en el circuito, como la familia de contribuciones SDM. Estas relaciones son comúnmente utilizadas por los autores en los desarrollos de modelos de módulo presentados en los apartados 2.1.2 y 2.1.3.

A.2. Extensión del modelo eléctrico de módulo FV SSGM al modelado de una matriz de módulos

Los módulos de un sistema FV se conectan en serie formando líneas denominadas *strings*, con el fin de que la suma de sus tensiones se adecue a la tensión de entrada del inversor FV. Dichos strings, los cuales en ocasiones pueden incluir también diodos anti-retorno, son conectados en paralelo en las cajas de agrupación, donde también se instalan comúnmente las protecciones y sistemas de monitorización. La figura A.4 recoge el esquema eléctrico típico de un generador FV formado por p strings de n módulos en serie, utilizando el modelo eléctrico de módulo FV presentado en el capítulo 3. En este apéndice proponemos caracterizar el comportamiento eléctrico de esta matriz de módulos FV utilizando dicho modelo. Para ello simplificamos este circuito equivalente de manera similar a la extensión del modelo de célula al módulo FV descrito en la sección anterior. Esta simplificación se apoya en una serie de asunciones que condicionan la utilización del SSGM para la matriz FV completa, las cuales se detallan a continuación:

- **Asunción de trabajo del módulo en modo generador.** La aplicación del modelo de módulo al generador FV queda restringida únicamente a la operación de todos los módulos FV en el primer cuadrante de la curva I-V.
- **Asunción de las mismas condiciones de G para todos los módulos.** Excluimos de esta manera la extensión del SSGM al generador FV completo para simular una distribución de G heterogénea en un mismo generador FV, tales como sombras parciales.
- **Asunción de las mismas condiciones de T para todos los módulos.**
- **Asunción de igualdad de todos los módulos del generador FV.** Tal y como suele ser habitual en los sistemas FV, suponemos que el generador FV está formado por el mismo modelo comercial de módulo FV, asumiendo las mismas propiedades eléctricas para todos ellos.
- **Asunción del mismo número de módulos en serie para todos los strings.**

Las consideraciones primera y segunda nos permiten omitir la presencia de diodos anti-retorno en el modelo de la matriz de módulos. También despreciamos en nuestro desarrollo las pérdidas eléctricas ocasionadas en los dispositivos eléctricos de la instalación. Éstas abarcan los producidas en: diodos anti-retorno, descargadores de sobretensión, fusibles, el sistema de cableado, así como el consumo de sistemas de monitorización.

Figura A.4: Esquema eléctrico de una matriz de módulos FV con p strings de n módulos en serie.

Estas cinco asunciones también nos permiten considerar un comportamiento eléctrico idéntico para todos los módulos de la matriz. Debemos tener en cuenta que, de acuerdo con la expresión general del SSGM, la corriente de cada uno de ellos se caracteriza en función de su tensión de acuerdo a la misma expresión, pudiendo considerar por tanto la igualdad de las curva I-V de todos los módulos. Sustentados por esta hipótesis, extrapolamos la curva I-V de un módulo a la curva I-V de la matriz FV en función del número de elementos, tal como desarrollamos a continuación.

El primer paso de este desarrollo consiste en la determinación de la curva I-V de un string en función de la de un módulo. De acuerdo con lo reflejado en el esquema de la figura A.4, la conexión serie de los módulos de un mismo string impone la condición de que todos trabajan a la misma intensidad (I^{mod}). Por otra parte, despreciando la caída de tensión en el diodo anti-retorno, la tensión del string (V^{string}) es el resultado de sumar las tensiones individuales de cada módulo (V_i^{mod}). Basándonos entonces en la igualdad de la curva I-V de todos los módulos, la tensión de cada uno de ellos para esta I^{mod} tiene el mismo valor (V^{mod}), como podemos observar en la gráfica de la figura A.5. De esta manera, V^{string} corresponde a la multiplicación de la tensión de un módulo por el número de módulos en serie que forman el string (n), es decir

$$V^{string} = \sum_{i=1}^n V_i^{mod} = \sum_{i=1}^n V^{mod} = n \cdot V^{mod}. \quad (A-7)$$

De esta manera la curva I-V del string viene definida por la expresión:

$$I^{string} = I^{mod} = f\left(b, k, \gamma, \frac{V^{string}}{n}\right). \quad (A-8)$$

Figura A.5: Curva I-V de un string de n módulos en serie.

El segundo paso consiste en la extrapolación de la curva del string a la de la matriz completa. Despreciando las pérdidas eléctricas en los descargadores de sobretensión y otros consumos, la conexión paralelo de los strings define la corriente total del generador FV (I_{array}), como la suma de corrientes individuales de cada string (I_j^{string}). Por otra parte, esta conexión en paralelo también impone la condición de tensión común para todos los strings, coincidiendo con la de la matriz ($V_{array} = V^{string}$). Esta condición, junto a las hipótesis de igualdad de curvas I-V en los módulos y mismo número de módulos por string (n), nos permite considerar el mismo valor I^{string} para la corriente de cada string. La corriente de la matriz completa I_{array} puede expresarse, por consiguiente, como la intensidad de un string para V^{string} multiplicada por el número de strings en paralelo (p), de acuerdo con:

$$I_{array} = \sum_{j=1}^p I_j^{string} = \sum_{j=1}^p I^{mod} = p \cdot I^{mod}. \quad (A-9)$$

En base a esta simplificación, la curva I-V de la matriz de módulos puede relacionarse con la curva I-V del módulo mediante el número de módulos del string (n) y los strings agrupados en paralelo (p), de acuerdo con las siguientes relaciones:

$$V_{array} = V^{string} = n \cdot V^{mod}, \quad (A-10)$$

$$I_{array} = p \cdot I^{string} = p \cdot I^{mod}. \quad (A-11)$$

Concluimos por tanto que, bajo las cinco asunciones anteriormente descritas, el modelo de módulo presentado en el capítulo 3 puede utilizarse para

Modelar una matriz de módulos mediante la integración de estas relaciones. De esta manera, introduciendo la ecuación del SSGM definida en la expresión 3-14 tal y como recoge la figura A.6, la fuente de corriente que modela eléctricamente la matriz de módulos se rige por la siguiente función:

$$\begin{aligned} I^{array} &= p \cdot f(b, k, \gamma, V^{mod}), \\ I^{array} &= p \cdot f\left(b, k, \gamma, \frac{V^{array}}{n}\right), \\ I^{array} &= p \cdot k \cdot e^{-e \cdot b \cdot \left(-\gamma + \frac{V^{array}}{n}\right)} - \frac{k}{e}. \end{aligned} \quad (A-12)$$

(a) Modelo eléctrico de módulo FV.

(b) Modelo eléctrico de una matriz de módulos FV formada por p strings de n módulos en serie.

Figura A.6: Aplicación del SSGM a una matriz de módulos FV.

A.3. Estimación de los puntos característicos de la curva I-V a distintas G y T , a partir de datos conocidos en STC y NOCT

El SSGM permite modelar la curva I-V de un módulo FV a partir de los tres puntos característicos de la curva I-V (OC, MPP, SC). Para el modelado de dicha curva a unas condiciones ambientales de G y T determinadas resulta necesario, por tanto, estimar el valor de estos puntos a partir de la información recogida en la hoja de características, es decir, bajo STC y NOCT, junto con los coeficientes de variación de T (t_k). Para esta tarea, sugerimos utilizar métodos habitualmente empleados en la presentación de otros modelos de módulo FV [3, 10], que permiten obtener el valor de los puntos característicos en función de G y T . En este apéndice describimos el proceso utilizado en la estimación de los puntos característicos del módulo SOLON P220. Para comenzar, partiremos de la información ofrecida por el fabricante en su hoja de características [11], formada por los siguientes datos:

- P_{mpp}^{STC} : Potencia en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- V_{oc}^{STC} : Tensión del módulo en Circuito Abierto a 1000 W/m^2 y 25°C .
- V_{mpp}^{STC} : Tensión en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- I_{mpp}^{STC} : Intensidad en el MPP de la curva a 1000 W/m^2 y 25°C .
- I_{sc}^{STC} : Intensidad del módulo en Cortocircuito a 1000 W/m^2 y 25°C .
- $tk_{V_{oc}}$: Coeficiente de variación por temperatura de V_{oc} .
- $tk_{P_{mpp}}$: Coeficiente de variación por temperatura de P_{mpp} .
- $tk_{I_{sc}}$: Coeficiente de variación por temperatura de I_{sc} .
- P_{mpp}^{NOCT} : Potencia en el MPP de la curva a 800 W/m^2 y 45°C .
- V_{oc}^{NOCT} : Tensión del módulo en Circuito Abierto a 800 W/m^2 y 45°C .
- V_{mpp}^{NOCT} : Tensión en el MPP de la curva a 800 W/m^2 y 45°C .
- I_{mpp}^{NOCT} : Intensidad en el MPP de la curva a 800 W/m^2 y 45°C .
- I_{sc}^{NOCT} : Intensidad del módulo en Cortocircuito a 800 W/m^2 y 45°C .

Tal y como desarrollaremos en los siguientes apartados, el cálculo de los puntos característicos para cualquier valor de G y T a partir de esta información se realiza en dos pasos: la adecuación de los puntos a una nueva T y su posterior extrapolación a las nuevas condiciones de G .

A.3.1. Adecuación de los puntos característicos a T

Basándonos en la definición de los coeficientes de temperatura $tk_{I_{sc}}$ y $tk_{V_{oc}}$, procedemos inicialmente a calcular los puntos para cualquier T bajo $G = 1000W/m^2$, a partir de los valores en STC, aplicando las siguientes expresiones:

$$I_{sc}^{[1000W/m^2, T]} = I_{sc}^{STC} \cdot (1 - tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25)), \quad (A-13)$$

$$V_{oc}^{[1000W/m^2, T]} = V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25)), \quad (A-14)$$

$$P_{mpp}^{[1000W/m^2, T]} = P_{mpp}^{STC} \cdot (1 - tk_{P_{mpp}} \cdot (T - 25)). \quad (A-15)$$

En [10] se propone asumir la misma variación de I_{sc} y V_{oc} con la T para distintos niveles de G que en STC. Apoyándonos en este argumento, aplicamos las mismas relaciones para condiciones NOCT, de manera que podemos calcular los puntos característicos de la curva I-V a $1000W/m^2$ ó $800W/m^2$ para cualquier T .

A.3.2. Adecuación de los puntos característicos a G

Existe una cierta unanimidad al aceptar una dependencia lineal de I_{sc} con la G . Dicha hipótesis está fundamentada en la asunción de que la corriente del módulo en SC se aproxima a la fotocorriente, la cual presenta una variación totalmente lineal con la G por su propia definición [3]. De esta manera, interpolando linealmente entre 0 y $1000 W/m^2$, expresamos I_{sc} para $T = 25^\circ C$ como:

$$I_{sc}^{[G, 25^\circ C]} = I_{sc}^{STC} \cdot \frac{G}{1000}. \quad (A-16)$$

Posteriormente, para valores de $T \neq 25^\circ C$ combinaremos esta expresión con la ecuación A-13, obteniendo:

$$I_{sc}^{[G, T]} = I_{sc}^{STC} \cdot (1 - tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25)) \cdot \frac{G}{1000}. \quad (A-17)$$

La relación de V_{oc} con G responde sin embargo a un comportamiento más complejo. Para su caracterización, hemos seguido el criterio utilizado por Sera en la presentación del SDM7 [10]. Tal y como describimos en el apartado B.3.1, dicha publicación concluye que V_{oc} puede expresarse en función de G mediante una la expresión implícita, de la forma:

$$V_{oc}^{mod}(G) = \ln \left[\frac{K_4 \cdot G \cdot R_p^{cel} - V_{oc}^{mod}(G)}{I_s(G) \cdot R_p^{cel}} \right] \cdot n \cdot \frac{k \cdot (T + 273)}{q},$$

donde las variables de esta expresión han quedado definidos en el apéndice B.3. Para resolverla, considera acertada la asunción de autores como Castañer y Silvestre [150] ó Rauschenbach [151], que asumen la saturación del

diodo (I_s) constante bajo una T determinada, despreciando su dependencia con G . Consideramos además, que el módulo se comporta como una única célula ($n = 1$), permitiendo utilizar los valores de V_{oc} del módulo completo. De esta manera, agrupando los términos invariables con la G que sí dependen de T en constantes denominadas $c_i^{[T]}$, la ecuación anterior puede expresarse en función de G como:

$$V_{oc}^{[T]}(G) = \ln \left[\frac{c_1^{[T]} \cdot G - V_{oc}^{[G,T]}}{c_2^{[T]}} \right] \cdot \frac{k \cdot (T + 273)}{q}, \quad (\text{A-18})$$

donde: q es la carga elemental o carga del electrón y k la constante de Boltzmann, mientras que $c_1^{[T]}$ y $c_2^{[T]}$ son coeficientes constantes para una T determinada. Dichos coeficientes pueden determinarse planteando un sistema de ecuaciones con esta ecuación, aplicada a dos valores conocidos de V_{oc} a distinta G para la misma T . Utilizando como ejemplo el caso de $T = 25^\circ\text{C}$, la obtención de $c_1^{[25^\circ\text{C}]}$ y $c_2^{[25^\circ\text{C}]}$, consiste en calcular $V_{oc}^{[800\text{W}/\text{m}^2, 25^\circ\text{C}]}$ a partir de V_{oc}^{NOCT} mediante la expresión A-14, para plantear el siguiente sistema:

$$\begin{aligned} V_{oc}^{[800\text{W}/\text{m}^2, 25^\circ\text{C}]} &= \ln \left[\frac{c_1^{[25^\circ\text{C}]} \cdot 800 - V_{oc}^{[800\text{W}/\text{m}^2, 25^\circ\text{C}]}}{c_2^{[25^\circ\text{C}]}} \right] \cdot n_s \cdot \frac{k \cdot (25 + 273)}{q} \\ V_{oc}^{[1000\text{W}/\text{m}^2, 25^\circ\text{C}]} &= \ln \left[\frac{c_1^{[25^\circ\text{C}]} \cdot 1000 - V_{oc}^{[1000\text{W}/\text{m}^2, 25^\circ\text{C}]}}{c_2^{[25^\circ\text{C}]}} \right] \cdot n_s \cdot \frac{k \cdot (25 + 273)}{q} \end{aligned}$$

Una vez calculados los términos constantes, podemos resolver fácilmente la expresión A-18 particularizada para $T = 25^\circ\text{C}$, mediante la utilización del algoritmo de Newton-Raphson.

Al igual que el ejemplo para $T = 25^\circ\text{C}$, este procedimiento puede ser empleado con cualquier T . Cabe recordar que tal y como describimos en el apartado anterior, la expresión A-14 permite obtener $V_{oc}^{[1000\text{W}/\text{m}^2, T]}$ y $V_{oc}^{[800\text{W}/\text{m}^2, T]}$ a partir de STC y NOCT, permitiendo de esta manera obtener $c_1^{[T]}$ y $c_2^{[T]}$ para cualquier T . Por tanto, el valor de V_{oc} en función de G puede obtenerse mediante la resolución de la expresión A-18, particularizada para dicha T .

Finalmente, para la estimación del MPP a una nueva G extrapolamos los valores de tensión e intensidad desde STC, utilizando las siguientes relaciones presentadas por Anderson en [87] para módulos de Si-p:

$$I_{mpp}^{[G,T]} = I_{mpp}^{[STC]} \cdot \frac{G}{1000} \cdot (1 + tk_{Isc} \cdot (T - 25)), \quad (\text{A-19})$$

$$V_{mpp}^{[G,T]} = \frac{V_{mpp}^{[STC]} \cdot (1 + tk_{Voc} \cdot (T - 25))}{\left[1 + \frac{k \cdot T}{q} \ln \left(\frac{G}{1000} \right) \right]}. \quad (\text{A-20})$$

Apéndice B

Propuestas más representativas de Modelos de Doble Diodo y Modelos de Único Diodo

Figura B.1: Circuito equivalente de modelos de módulo DDM.

Figura B.2: Circuito equivalente de célula FV SDM.

B.1. Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)

Gow y Manning presentan en [3] la aplicación del DDM a un módulo de c-Si. Para ello, desarrollan un modelo de célula FV, que posteriormente extrapolan al módulo completo., aplicando posteriormente las relaciones entre los valores de V e I célula-módulo presentadas en el apéndice A.1. En esta contribución proponen una serie de expresiones que permiten definir los términos de la ecuación general del DDM (expresión 2-2) en función de la irradiación incidente G , la temperatura de la superficie del módulo T y doce parámetros independientes de dichas variables. Asimismo, sugieren simplificar la expresión de la corriente que circula el diodo 2 (I_{D2}), de manera que la ecuación que rige el DDM12 es la siguiente:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + Rs \cdot I)}{k \cdot A_1 \cdot (T + 273)}} - 1 \right) - I_{S2} \cdot e^{\frac{q \cdot (V + Rs \cdot I)}{k \cdot A_2 \cdot (T + 273)}} - \frac{(V + Rs \cdot I)}{Rp}. \quad (B-1)$$

Apoyándose en una serie de deducciones, recogidas en el apartado B.1.1, los autores concluyen que los términos de esta ecuación pueden determinarse en función de G , T y 12 constantes; de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$I_{ph} = K_0 \cdot G \cdot (1 + K_1 (T - 25)), \quad (B-2)$$

$$I_{S1} = K_2 \cdot (T + 273)^3 \cdot e^{\frac{-K_3}{T + 273}}, \quad (B-3)$$

$$I_{S2} = K_4 \cdot (T + 273)^{\frac{3}{2}} e^{\frac{-K_3}{2 \cdot (T + 273)}}, \quad (B-4)$$

$$A_1 = 1, \quad (B-5)$$

$$A_2 = K_5 + K_6 \cdot T, \quad (B-6)$$

$$Rs = K_7 + \frac{K_8}{G} + K_9 \cdot T, \quad (B-7)$$

$$Rp = K_{10} \cdot e^{K_{11} \cdot T}, \quad (B-8)$$

siendo K_i los parámetros constantes propios del módulo a caracterizar.

Estas expresiones permiten calcular la intensidad de un módulo FV para una tensión dada, en función de las variables ambientales, así como K_0 , K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_5 , K_6 , K_7 , K_8 , K_9 , K_{10} y K_{11} . De manera que conociendo estos doce parámetros característicos, es posible construir la curva I-V completa para cualquier valor de G y T . La aplicación del modelo, consiste la obtención del valor de dichos parámetros a partir de una serie de puntos conocidos, cuyo procedimiento de estimación podemos encontrar detallado en el apartado B.1.2. Cabe mencionar que en la presentación del modelo, los autores describen también el modo de calcular estos parámetros, estableciendo un algoritmo de estimación de acuerdo con un orden de deducción de los distintos parámetros, así como el método numérico más adecuado para evitar problemas de convergencia.

B.1.1. Deducción de las expresiones matemáticas del Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)

La deducción de la expresión que rige este modelo parte de la ecuación general del DDM citada en el apartado 2.1.2:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_1 \cdot (T+273)}} - 1) - I_{S2} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_2 \cdot (T+273)}} - 1) - \frac{V_D}{R_p}, \quad (\text{B-9})$$

siendo:

- I_{ph} Fotocorriente generada en la célula,
- I_{S1} Corriente de saturación del diodo 1,
- I_{S2} Corriente de saturación del diodo 2,
- V_D Tensión común en los diodos,
- A_1 Coeficiente de emisión del diodo 1,
- A_2 Coeficiente de emisión del diodo 2,
- k Constante de Boltzmann,
- q Carga elemental o carga del electrón
- R_p Resistencia paralelo.

De acuerdo con el esquema de la figura 2.3, la tensión común para ambos diodos (V_D) puede relacionarse con la tensión exterior (V) gracias a la resistencia serie (R_s), expresándose como

$$V_D = V + I \cdot R_s. \quad (\text{B-10})$$

Con objeto de determinar las expresiones que rigen este modelo, los autores establecen en primer lugar la dependencia de cada uno de los términos de la ecuación B-9 con T_s , de manera que para una G constante a STC (1000 W/m^2), quedan definidos como:

$$I_{ph}^{[1000\text{W/m}^2, T]} = I_{ph}^{STC} \cdot (1 + K_1 (T - 25)), \quad (\text{B-11})$$

$$I_{S1}^{[1000\text{W/m}^2, T]} = K_2 \cdot (T + 273)^3 \cdot e^{\frac{-q \cdot V_g}{k \cdot (T+273)}}, \quad (\text{B-12})$$

$$I_{S2}^{[1000\text{W/m}^2, T]} = K_4 \cdot (T + 273)^{\frac{3}{2}} e^{\frac{-q \cdot V_g}{k \cdot (T+273)}}, \quad (\text{B-13})$$

$$A_1 = 1, \quad (\text{B-14})$$

$$A_2 = K_5 + K_6 \cdot T, \quad (\text{B-15})$$

$$R_s^{[1000\text{W/m}^2, T]} = R_s^{STC} \cdot (1 + K_9' \cdot (T - 25)), \quad (\text{B-16})$$

$$R_p^{[1000\text{W/m}^2, T]} = R_p^{STC} \cdot e^{K_{11} \cdot T}, \quad (\text{B-17})$$

donde V_g representa la tensión de band-gap del semiconductor, mientras que K_i y K'_i son constantes ante variaciones de G .

Posteriormente los autores establecen la relación de estas expresiones con variaciones de G . Con respecto a la ecuación B-11, debemos tener en cuenta que la fotocorriente es directamente proporcional a G . Considerando además que I_{ph}^{STC} es desconocida, esta propuesta introduce el primer parámetro constante gracias al siguiente desarrollo:

$$\begin{aligned} I_{ph}^{[G,25^\circ C]} &= I_{ph}^{STC} \cdot \frac{G}{1000}, \\ I_{ph}^{[G,25^\circ C]} &= K_0 \cdot G, \\ I_{ph} &= K_0 \cdot G \cdot (1 + K_1 (T - 25)). \end{aligned} \quad (B-18)$$

Por otra parte, tampoco se conoce el valor de R_p en STC, aunque presenta una variación inversamente proporcional a G . Despreciando una doble variación con G y T , la expresión B-16 es desarrollada de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} R_s^{[G,25^\circ C]} &= K'_7 + \frac{K_8}{G}, \\ R_s &= R_s^{[G,25^\circ C]} \cdot (1 + K'_7 \cdot (T - 25)), \\ R_s &= (K'_7 + \frac{K_8}{G}) \cdot (1 + K'_7 \cdot (T - 25)), \\ R_s &= K'_7 + \frac{K_8}{G} + K'_7 \cdot K'_9 \cdot (T - 25) + \frac{K_8 \cdot K'_9 \cdot (T - 25)}{G}, \\ R_s &\approx K'_7 + \frac{K_8}{G} + K'_7 \cdot K'_9 \cdot (T - 25), \\ R_s &\approx K'_7 + \frac{K_8}{G} + K_9 \cdot T. \end{aligned} \quad (B-19)$$

En cuanto a R_p , los autores sugieren despreciar la variación con G , de manera que la ecuación B-17 puede expresarse como:

$$R_p = K_{10} \cdot e^{K_{11} \cdot T}. \quad (B-20)$$

Por último, teniendo en cuenta que la constante de Boltzmann, la carga del electrón y la tensión del band-gap, son invariables para cada tecnología, determinado entonces B-12 y B-13 como:

$$I_{S1} = K_2 \cdot (T + 273)^3 \cdot e^{\frac{-K_3}{T+273}}, \quad (B-21)$$

$$I_{S2} = K_4 \cdot (T + 273)^{\frac{3}{2}} e^{\frac{-K_3}{2 \cdot (T+273)}}, \quad (B-22)$$

$$K_3 = \frac{q \cdot V_g}{k}. \quad (B-23)$$

Los autores sugieren simplificar también la corriente del diodo 2, transformando finalmente la expresión B-9 en la siguiente:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot (e^{\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{k \cdot A_1 \cdot (T + 273)}} - 1) - I_{S2} \cdot e^{\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{k \cdot A_2 \cdot (T + 273)}} - \frac{(V + R_s \cdot I)}{R_p}, \quad (B-24)$$

donde cada uno de sus términos queda definido por:

$$I_{ph} = K_0 \cdot G \cdot (1 + K_1 (T - 25)), \quad (\text{B-25})$$

$$I_{S1} = K_2 \cdot (T + 273)^3 \cdot e^{\frac{-K_3}{T+273}}, \quad (\text{B-26})$$

$$I_{S2} = K_4 \cdot (T + 273)^{\frac{3}{2}} \cdot e^{\frac{-K_3}{2 \cdot (T+273)}}, \quad (\text{B-27})$$

$$A_1 = 1, \quad (\text{B-28})$$

$$A_2 = K_5 + K_6 \cdot T, \quad (\text{B-29})$$

$$Rs = K_7 + \frac{K_8}{G} + K_9 \cdot T, \quad (\text{B-30})$$

$$Rp = K_{10} \cdot e^{K_{11} \cdot T}. \quad (\text{B-31})$$

B.1.2. Procedimiento de estimación de parámetros del Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)

La aplicación de este modelo a un módulo FV supone por tanto el cálculo de los doce parámetros (K_i) de la expresión B-24, ajustando la curva a partir de puntos $[I, V]$ conocidos. Cabe destacar que el DDM12 está planteado a nivel de célula, por lo que para aplicar este modelo a un módulo FV es necesario considerar las relaciones entre los valores de V e I célula-módulo presentes en A. No obstante, el proceso de ajuste de parámetros resulta complejo y requiere la aplicación de métodos numéricos, los cuales pueden presentar ciertos problemas de convergencia. Por este motivo, los autores sugieren en [189] asumir constante el coeficiente de emisión $A_2 = 2$, así como la utilización del método de Levenberg/Marquardt [190] para el cálculo de los otros cinco términos de la ecuación ($I_{ph}, I_{S1}, I_{S2}, Rs, Rp$). En este sentido, la elección de los puntos iniciales resulta clave para asegurar la convergencia del algoritmo. Los autores proponen entonces comenzar con el ajuste en STC, expresando dichos valores iniciales en función de puntos característicos de la curva (SC, OC), definidos como:

$$I_{ph0} = I_{sc}, \quad (\text{B-32})$$

$$I_{S10} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{ph0}}{e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{k \cdot (T+273)}} - 1}, \quad (\text{B-33})$$

$$I_{S20} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{ph0}}{e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{2 \cdot k \cdot (T+273)}} - 1}, \quad (\text{B-34})$$

$$Rs_0 = - \left(\frac{dV}{dI} \Big|_{V_{oc}} + \frac{1}{\frac{q \cdot I_{S1}}{k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{k \cdot (T+273)}} + \frac{q \cdot I_{S2}}{A_2 \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{A_2 \cdot k \cdot (T+273)}}} \right), \quad (\text{B-35})$$

$$Rp_0 = - \left(\frac{1}{\frac{1}{\frac{dV}{dI} \Big|_{I_{sc}} + Rs} + \frac{q \cdot I_{S1}}{k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot Rs}{k \cdot (T+273)}} + \frac{q \cdot I_{S2}}{A_2 \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot Rs}{A_2 \cdot k \cdot (T+273)}}} \right). \quad (\text{B-36})$$

Cabe mencionar que tanto I_{sc} , V_{oc} y como las derivadas de la tensión respecto a la intensidad son deducidas de la curva I-V facilitada por el fabricante. Gow y Manning sostienen que el gran valor de Rp puede ser en ocasiones una causa de no convergencia. Para estos casos proponen la utilización de un valor alternativo para Rp empleando el punto de máxima potencia [I_{mpp} , V_{mpp}], así como una nueva actualización de I_{ph0} según la expresión B-38, una vez conocidos el resto de términos.

$$Rp_0 = \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs_0}{I_{mpp} - I_{ph} + I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs_0)}{k \cdot T}} - 1 \right) + I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs_0)}{A_2 \cdot k \cdot T}} - 1 \right)}. \quad (\text{B-37})$$

$$I_{ph0} = I_{sc} + \frac{I_{sc} \cdot Rs_0}{Rp_0} + I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot Rs}{k \cdot (T+273)}} - 1 \right) + I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot Rs}{A_2 \cdot k \cdot (T+273)}} - 1 \right). \quad (\text{B-38})$$

Tomando estos valores iniciales como punto de partida, defienden el empleo del método de Newton-Raphson para la resolución de estas ecuaciones implícitas, con altas probabilidades de convergencia.

Una vez conocidos los términos de la ecuación B-24 para STC, el algoritmo de estimación de parámetros consiste en repetir el proceso para nuevas condiciones de G y T , obteniendo I_{ph} , I_{S1} , I_{S2} , Rs y Rp para [$G \neq 1000 \text{ W/m}^2$, 25°C] y [1000 W/m^2 , $T \neq 25^\circ \text{C}$]. Finalmente, estos tres valores permiten calcular los 12 parámetros (K_i) que definen el modelo para el módulo en particular.

B.2. Modelo Doble Diodo 9 Parámetros (DDM9)

Chan presenta en [4] una serie de expresiones analíticas para determinar valor de los términos de la expresión general del DDM (expresión 2-2), a partir de información de la curva I-V bajo unas condiciones de G y T determinadas. Para ello, necesita conocer los puntos característicos de la curva I-V, así como las pendientes en sus extremos. Cabe destacar que el DDM9 es un modelo desarrollado a nivel de célula, por lo que para realizar el modelado del módulo es necesario tener en cuenta las relaciones entre los valores de V e I célula-módulo presentadas en el apéndice A.1. Para su desarrollo, Chan se basa en la expresión 2-2 presentada en el apartado 2.1.2, asumiendo unos coeficientes de emisión constantes en ambos diodos. De manera que siendo:

$$\begin{aligned} A_1 &= 1, \\ A_2 &= 2, \end{aligned}$$

la ecuación que rige el DDM9 se expresa como:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{k \cdot (T + 273)}} - 1 \right) - I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{2 \cdot k \cdot (T + 273)}} - 1 \right) - \frac{(V + R_s \cdot I)}{R_p}. \quad (B-39)$$

Esta contribución parte de la base de que para una G y una T determinadas, se conocen tanto los tres puntos característicos (SC, MPP y OC), como la derivada de la curva en SC y OC. Sustentado en esa premisa, relaciona el valor de estas pendientes con la siguiente Estimación Inicial de las Resistencias Serie (R_{s0}) y Paralelo (R_{p0}):

$$\frac{-1}{R_{s0}} = \frac{dI}{dV}_{V=V_{oc}}, \quad (B-40)$$

$$\frac{-1}{R_{p0}} = \frac{dI}{dV}_{V=0}. \quad (B-41)$$

En base a esta información de partida, desarrolla una serie de asunciones y simplificaciones sobre la ecuación B-39, que permiten llegar a una expresión en la que R_s aparece como única incógnita. El apartado B.2.1 recoge dicha deducción, la cual conduce a la expresión:

$$\begin{aligned} 0 = & I_{sc} - I_{mpp} - \frac{V_{mpp}}{R_{p0}} - \left(\frac{V_{oc}}{R_{p0}} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{R_{s0} - R_s} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} - V_{oc}}{vt}} \cdot e^{\frac{I_{mpp} \cdot R_s}{vt}} + \\ & + 2 \cdot \left(\frac{V_{oc}}{R_{p0}} - I_{sc} + \frac{vt}{R_{s0} - R_s} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} - V_{oc}}{2 \cdot vt}} \cdot e^{\frac{I_{mpp} \cdot R_s}{2 \cdot vt}}, \end{aligned} \quad (B-42)$$

siendo:

$$vt = \frac{k \cdot (T + 273)}{q}.$$

Con ánimo de evitar la aplicación de métodos numéricos, los autores plantean una aproximación polinómica de la expresión exponencial que permita calcular Rs de manera analítica. Considerando que el desarrollo de McLaurin de tercer orden resulta óptimo para cualquier tipo de módulo en el rango de G habitual, aplican la siguiente simplificación a la ecuación anterior:

$$e^{\frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs} \simeq 1 + \frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs + \frac{I_{mpp}^2}{2 \cdot vt^2} \cdot Rs^2. \quad (B-43)$$

Una vez calculado el parámetro Rs mediante esta aproximación, conocemos el valor de los siete parámetros (Rs , I_{sc} , I_{mpp} , V_{mpp} , V_{oc} , Rs_0 y Rp_0) en función de los cuales podemos expresar el resto de términos de la ecuación B-39. Por consiguiente, su valor puede ser obtenido al resolver secuencialmente las siguientes expresiones analíticas:

$$I_{S1} = \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{-\frac{V_{oc}}{vt}}, \quad (B-44)$$

$$I_{S2} = 2 \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{-\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}}, \quad (B-45)$$

$$Rp = \left(\frac{1}{Rp_0 - Rs} - \frac{I_{S1}}{vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{vt}} - \frac{I_{S2}}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{2 \cdot vt}} \right)^{-1}, \quad (B-46)$$

$$I_{ph} = I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{vt}} - 1 \right) + I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - 1 \right) + \frac{V_{oc}}{Rp}. \quad (B-47)$$

Este procedimiento permite calcular tanto el valor definitivo de Rs y Rp , como el resto parámetros del modelo, manteniendo el carácter no iterativo del algoritmo. En este aspecto, debemos remarcar que, pese a la denominación de Rp_0 y Rs_0 como *valores iniciales* por parte del autor, en realidad se trata de valores constantes que se utilizan en expresiones posteriores y, por tanto, no existe ningún proceso iterativo. El apartado B.2.1 recoge información detallada sobre el proceso deductivo de las expresiones propuestas, así como las simplificaciones que sustentan este procedimiento de estimación de parámetros.

Cabe destacar que estas relaciones son totalmente válidas para otros valores de G y T , debiendo conocer únicamente los puntos característicos (MPP, OC y SC) y pendientes de los extremos de la curva I-V en dichas condiciones. No obstante, esto supone uno de los principales inconvenientes en la aplicación del DMM9 a módulos comerciales, ya que normalmente los fabricantes únicamente ofrecen información de la curva en STC y NOCT, no siendo habitual disponer de curvas I-V completas para múltiples condiciones de G y T . Esta falta de información es paliada al considerar los mismos valores de Rs , Rs_0 y Rp_0 de STC para $T \neq 25^\circ C$. De manera que asumiendo cierto error para baja G , únicamente resulta necesario conocer los nuevos puntos OC y

SC. En este cálculo entran en juego los coeficientes de variación con T (tk_{Voc} y tk_{Isc}), facilitados por el fabricante en la hoja de características. Debemos mencionar que los siete parámetros anteriores junto con estos coeficientes, dan lugar los nueve parámetros necesarios para simular con DDM9 la curva I-V de un módulo para distintas condiciones de G y T . En el esquema de la figura B.3 podemos encontrar la estrategia seguida para simular el DDM9 con cualquier valor de G y T .

Pese a la ventaja que supone evitar la utilización de métodos numéricos, este modelo presenta el inconveniente de ser muy sensible a los valores iniciales de las pendientes. Pequeños errores en la mediada de esta información gráfica, cuya fiabilidad siempre es relativa, arrojan grandes variaciones en los resultados, pudiendo llegar a situaciones incoherentes como valores negativos de I_{S1} o I_{S2} . Debemos tener en cuenta que las simplificaciones y asunciones sobre las que se desarrolla el DDM9, están validadas en [4] únicamente para tres módulos de Si. En estos casos el modelo presenta un buen comportamiento, alcanzando inexactitudes inferiores al 4 %. Sin embargo, no hemos encontrado referencias sobre la aplicación del DDM9 a tecnologías de módulos cuyas propiedades sean sensiblemente diferentes. Cabe destacar que la precisión y fiabilidad de este modelo en módulos con un FF relativamente distinto al del Si, es decir, una relación entre R_s y R_p muy diferente, puede verse seriamente comprometida al alejarse de condiciones STC. Éste es el caso de los módulos de CdTe, desarrollado en el apartado 2.2.3. Para esta tecnología, si bien la curva I-V estimada con esta propuesta se aproxima al MPP del módulo, presenta una forma que maximiza la potencia en un punto más alejado de éste, cometiendo por consiguiente un gran error en la estimación de dicho punto característico.

Figura B.3: Simulación del DDM9 para condiciones de G y T variables.

B.2.1. Deducción de las expresiones analíticas y procedimiento de estimación de parámetros del Modelo de Doble Diodo de 9 Parámetros (DDM9)

La deducción matemática del DDM9 presentado en el apéndice B.2, parte de la ecuación general del modelo de célula DDM citada en el apartado 2.1.2, que es:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_1 \cdot (T+273)}} - 1) - I_{S2} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_D}{k \cdot A_2 \cdot (T+273)}} - 1) - \frac{V_D}{R_p}, \quad (\text{B-48})$$

con

$$V_D = I \cdot R_s.$$

donde:

I_{ph} Fotocorriente generada en la célula,
 I_{S1} Corriente de saturación del diodo 1,
 I_{S2} Corriente de saturación del diodo 2,
 A_1 Coeficiente de emisión del diodo 1,
 A_2 Coeficiente de emisión del diodo 2,
 k Constante de Boltzmann,
 q Carga elemental o carga del electrón,
 R_p Resistencia paralelo,
 R_s Resistencia serie.

Sobre esta ecuación, los autores asumen unos coeficientes de emisión constantes en ambos diodos, siendo:

$$\begin{aligned} A_1 &= 1, \\ A_2 &= 2. \end{aligned}$$

Sustituyendo estos valores y agrupando la expresión de la tensión térmica del diodo,

$$vt = \frac{k \cdot (T + 273)}{q}, \quad (\text{B-49})$$

proponen la siguiente expresión para el DDM9:

$$I = I_{ph} - I_{S1} \cdot (e^{\frac{(V+R_s \cdot I)}{vt}} - 1) - I_{S2} \cdot (e^{\frac{(V+R_s \cdot I)}{2 \cdot vt}} - 1) - \frac{(V + R_s \cdot I)}{R_p}. \quad (\text{B-50})$$

Debemos destacar que el DDM9 es un modelo desarrollado a nivel de célula, por lo que para el empleo de esta propuesta con un módulo FV resulta necesario aplicar las relaciones entre los valores de V e I célula-módulo presentadas en el apéndice A. Para el ajuste del modelo en unas condiciones de G y T determinadas, los autores utilizan los tres puntos característicos de la curva (SC, MPP y OC) y las pendientes de ésta en ambos extremos. Dichas

Figura B.4: Estimación de parámetros del DDM9 en STC.

pendientes vienen relacionadas con el valor de las resistencias paralelo y serie en esos puntos, denominándose valores iniciales (R_{p0} y R_{s0}). La información de partida comprende por tanto seis parámetros conocidos: I_{sc} , I_{mpp} , V_{mpp} , V_{oc} , R_{p0} y R_{s0} ; siendo estos últimos obtenidos como:

$$\frac{-1}{R_{s0}} = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=V_{oc}}, \quad (B-51)$$

$$\frac{-1}{R_{p0}} = \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=0}. \quad (B-52)$$

La deducción que llevan a cabo de los términos de la ecuación B-50 bajo condiciones de G y T constantes, se basa en el planteamiento un sistema de ecuaciones a partir de los datos conocidos, así como la aplicación de ciertas simplificaciones, que consideran las particularidades de la curva en estos puntos característicos. Este procedimiento queda resumido en la figura B.4. En este sentido, aplican la condición de SC y OC a la ecuación B-50, obteniendo las ecuaciones B-53 y B-54 respectivamente. Estas dos expresiones se combinan despejando I_{ph} de una de ellas, dando lugar a la expresión B-55.

$$I_{sc} = I_{ph} - I_{S1} \left(e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s}{vt}} - 1 \right) - I_{S2} \left(e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s}{2 \cdot vt}} - 1 \right) - \frac{I_{sc} \cdot R_s}{R_p}. \quad (B-53)$$

$$I_{ph} = I_{S1} \left(e^{\frac{V_{oc}}{vt}} - 1 \right) + I_{S2} \left(e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - 1 \right) + \frac{V_{oc}}{R_p}. \quad (B-54)$$

$$I_{sc} = I_{S1} \left(e^{\frac{V_{oc}}{vt}} - e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s}{vt}} \right) + I_{S2} \left(e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s}{2 \cdot vt}} \right) + \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p}. \quad (B-55)$$

Por otra parte, derivando la ecuación B-48 respecto de I , plantean la siguiente ecuación diferencial:

$$\begin{aligned} -\frac{dV}{dI} \left(\frac{IS_1}{vt} \cdot e^{\frac{V+I \cdot Rs}{vt}} + \frac{IS_2}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{V+I \cdot Rs}{2 \cdot vt}} + \frac{1}{Rp} \right) = \\ = 1 + \frac{IS_1 \cdot Rs}{vt} \cdot e^{\frac{V+I \cdot Rs}{vt}} + \frac{IS_2 \cdot Rs}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{V+I \cdot Rs}{2 \cdot vt}} + \frac{Rs}{Rp}. \end{aligned} \quad (B-56)$$

Aplicando esta ecuación a los puntos de SC y OC, sustituyen las expresiones diferenciales por los valores conocidos definidos en las expresiones B-51 y B-52, añadiendo otras dos ecuaciones al sistema:

$$(Rs_0 - Rs) \cdot \left(\frac{IS_1}{vt} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{vt}} + \frac{IS_2}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} + \frac{1}{Rp} \right) - 1 = 0, \quad (B-57)$$

$$(Rp_0 - Rp) \cdot \left(\frac{IS_1}{vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{vt}} + \frac{IS_2}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{2 \cdot vt}} + \frac{1}{Rp} \right) - 1 = 0. \quad (B-58)$$

Finalmente, la última ecuación es obtenida aplicando la condición de MPP en la expresión B-48, sustituyendo posteriormente I_{ph} por su definición en la ecuación B-54, dando lugar a la expresión:

$$\begin{aligned} I_{mpp} \cdot \left(1 + \frac{Rs}{Rp} \right) = IS_1 \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{vt}} - e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs}{vt}} \right) + \\ + IS_2 \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs}{2 \cdot vt}} \right) + \frac{V_{oc} - V_{mpp}}{Rp}. \end{aligned} \quad (B-59)$$

Las expresiones B-55, B-57, B-58 y B-59; forman por tanto un sistema de ecuaciones no lineales con cuatro incógnitas, que puede ser resuelto mediante la aplicación de métodos numéricos. Sin embargo, los autores manifiestan en [4], que el método de Newton-Raphson presenta un alto riesgo de no convergencia en este tipo de ecuaciones exponenciales, proponiendo ciertas simplificaciones para favorecer su resolución. Éstas se basan en una serie de hipótesis, válidas para condiciones de operación próximas al STC, las cuales se indican a continuación:

$$\begin{aligned} e^{\frac{V_{oc}}{vt}} &\gg e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{vt}}, & e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} &\gg e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{2 \cdot vt}}, \\ Rp &\gg Rs, & Rp_0 &\gg Rs, \\ \frac{I}{Rs_0} &\gg \frac{IS_2}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{2 \cdot vt}}, & \frac{I}{Rs_0} &\gg \frac{IS_1}{vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{vt}}, \end{aligned}$$

$$V_{oc} \gg I_{sc} \cdot Rs.$$

Teniendo en cuenta estas asunciones, los autores simplifican algunos términos en las ecuaciones B-55, B-57, B-58, y B-59; transformando el sistema de ecuaciones a resolver en el siguiente:

$$I_{S1} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{vt}} + I_{S2} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - I_{sc} + \frac{V_{oc}}{Rp} = 0, \quad (B-60)$$

$$(Rs_0 - Rs) \cdot \left(\frac{I_{S1}}{vt} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{vt}} + \frac{I_{S2}}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} \right) - 1 = 0, \quad (B-61)$$

$$Rp = Rp_0 = \frac{-1}{\frac{dI}{dV}}, \quad (B-62)$$

$$\begin{aligned} 0 = & I_{S1} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{vt}} + I_{S2} \cdot e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - I_{S1} \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs}{vt}} - \\ & - I_{S2} \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs}{2 \cdot vt}} + \frac{V_{oc} - V_{mpp}}{Rp} - I_{mpp}. \end{aligned} \quad (B-63)$$

Combinando estas ecuaciones, sustituyen Rs , I_{S1} e I_{S2} obteniendo expresión mostrada a continuación, donde la única incógnita es Rs :

$$\begin{aligned} 0 = & I_{sc} - I_{mpp} - \frac{V_{mpp}}{Rp_0} - \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} - V_{oc}}{vt}} \cdot e^{\frac{I_{mpp} \cdot Rs}{vt}} + \\ & + 2 \cdot \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} - V_{oc}}{2 \cdot vt}} \cdot e^{\frac{I_{mpp} \cdot Rs}{2 \cdot vt}}. \end{aligned} \quad (B-64)$$

Chan and Jacob, plantean a continuación la sustitución de la función exponencial por su polinomio de McLaurin, estableciendo dos posibles simplificaciones en función del grado de precisión. La más sencilla es truncar el polinomio en su primer grado:

$$\begin{aligned} e^{\frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs} & \simeq 1 + \frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs, \\ e^{\frac{I_{mpp}}{2 \cdot vt} \cdot Rs} & \simeq 1 + \frac{I_{mpp}}{2 \cdot vt} \cdot Rs. \end{aligned} \quad (B-65)$$

Sustituyendo estas expresiones en B-64 y definiendo las siguientes constantes:

$$\begin{aligned} \alpha &= I_{sc} - \frac{V_{oc}}{Rs_0}, \\ \beta &= I_{sc} - I_{mpp} - \frac{V_{mpp}}{Rp_0}, \\ \gamma &= e^{\frac{V_{mpp} - V_{oc}}{2 \cdot vt}}, \\ \delta &= \frac{I_{mpp}}{vt}, \end{aligned} \quad (B-66)$$

determinan entonces el valor de Rs como la solución a la siguiente expresión cuadrática:

$$a \cdot Rs^2 + b \cdot Rs + c = 0, \quad (\text{B-67})$$

donde a , b y c se definen como:

$$\begin{aligned} a &= \alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot (1 - \gamma), \\ b &= \alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot (2 - \gamma) + \alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot Rp_0 \cdot (\gamma - 1) - \beta + \gamma \cdot \delta \cdot vt(1 - 2\gamma), \\ c &= \alpha \cdot \gamma \cdot Rp_0 \cdot (\gamma - 2) + \beta \cdot Rs_0 + 2\gamma \cdot vt(1 - \gamma). \end{aligned} \quad (\text{B-68})$$

Asimismo, plantean otra solución alternativa para obtener mayor precisión, añadiendo un término de segundo orden al polinomio de McLaurin, obteniendo la siguiente aproximación:

$$\begin{aligned} e^{\frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs} &\simeq 1 + \frac{I_{mpp}}{vt} \cdot Rs + \frac{I_{mpp}^2}{2 \cdot vt^2} \cdot Rs^2, \\ e^{\frac{I_{mpp}}{2 \cdot vt} \cdot Rs} &\simeq 1 + \frac{I_{mpp}}{2 \cdot vt} \cdot Rs + \frac{I_{mpp}^2}{4 \cdot vt^2} \cdot Rs^2. \end{aligned} \quad (\text{B-69})$$

De manera que Rs se determina mediante la resolución de la siguiente ecuación cúbica:

$$A \cdot Rs^3 + B \cdot Rs^2 + C \cdot Rs + D = 0, \quad (\text{B-70})$$

siendo:

$$\begin{aligned} A &= \alpha \cdot \gamma \cdot \delta^2 \cdot (1 - 2\gamma), \\ B &= 4\alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot (1 - \gamma) + \alpha \cdot \gamma \cdot \delta^2 \cdot Rp_0 \cdot (2\gamma - 1) + \gamma \cdot \delta^2 \cdot vt(1 - 4\gamma), \\ C &= 4\alpha \cdot \gamma \cdot (2 - \gamma) + 4\alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot Rp_0 \cdot (\gamma - 1) + 4\alpha \cdot \gamma \cdot \delta \cdot vt \cdot (1 - 2\gamma) - 4\beta, \\ D &= 4\alpha \cdot \gamma \cdot Rp_0 \cdot (\gamma - 2) + 8\gamma \cdot vt \cdot (1 - \gamma) + 4\beta \cdot Rs_0. \end{aligned} \quad (\text{B-71})$$

En cualquiera de los dos casos, una vez calculado Rs , también es posible obtener soluciones analíticas para I_{S1} , I_{S2} :

$$I_{S1} = \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{-\frac{V_{oc}}{vt}}, \quad (\text{B-72})$$

$$I_{S2} = 2 \left(\frac{V_{oc}}{Rp_0} - I_{sc} + \frac{2 \cdot vt}{Rs_0 - Rs} \right) \cdot e^{-\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}}, \quad (\text{B-73})$$

las cuales permiten calcular a su vez Rp e I_{ph} como:

$$Rp = \left(\frac{1}{Rp_0 - Rs} - \frac{I_{S1}}{vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{vt}} - \frac{I_{S2}}{2 \cdot vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot Rs}{2 \cdot vt}} \right)^{-1}, \quad (\text{B-74})$$

$$I_{ph} = I_{S1} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{vt}} - 1 \right) + I_{S2} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{2 \cdot vt}} - 1 \right) + \frac{V_{oc}}{Rp}. \quad (\text{B-75})$$

Cabe destacar que estas expresiones permiten modelar un módulo FV con el DDM9, a partir de información de la curva I-V bajo unas condiciones de G y T determinadas, evitando el empleo de métodos numéricos.

B.3. Modelo de un Solo Diodo de 7 parámetros (SDM7)

El modelo de módulo FV propuesto por Sera en [10], pertenece a la familia de soluciones SDM, por lo que utiliza el circuito equivalente de la figura B.2. Los autores sugieren en [10] un método para ajustar la ecuación del SDM en función de 7 parámetros, que pueden ser estimados a partir de la información del fabricante. Esta propuesta, sugiere que el comportamiento eléctrico del módulo se rige por la expresión:

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T + 273) \cdot A}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (\text{B-76})$$

donde:

- I_{ph} Fotocorriente generada en la célula,
- I_s Corriente de saturación del diodo,
- A Coeficiente de emisión del diodo,
- k Constante de Boltzmann,
- q Carga elemental o carga del electrón,
- R_p Resistencia paralelo,
- R_s Resistencia serie,
- n_s Número de células en serie.

Los autores desarrollan un modelo de módulo completo asumiendo se comporta de la misma manera que una sola célula. Integran el número de células en serie en la propia expresión del modelo, no siendo necesario aplicar las relaciones del apéndice A.1. La corriente del módulo viene definida mediante la siguiente expresión implícita, en la que aparecen 5 términos (I_{ph} , I_s , R_s , A , R_p) para unas mismas condiciones ambientales de G y T constantes.

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T + 273) \cdot A}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}. \quad (\text{B-77})$$

Tal y como desarrollaremos en siguiente apartado B.2.1, esta contribución propone un algoritmo que permite obtener el valor de los términos de la ecuación cualquier condición de G y T , expresando los parámetros en función de dichas variables. En primer lugar los autores proceden a la estimación de estos parámetros ajustando la curva I-V en STC. Tal y como refleja la figura B.5, para ello plantean tres ecuaciones aplicando la expresión B-77 a los tres puntos característicos de la curva I-V (SC, MPP, OC). Por otra parte, aprovechando la condición de MPP, proceden a la optimización de la curva de potencia considerando:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = \left. \frac{d(V \cdot I)}{dV} \right|_{MPP} = 0, \quad (\text{B-78})$$

de manera que añaden una cuarta ecuación al sistema. Finalmente, plantean la quinta condición mediante la medida de la derivada de la curva en el punto de SC. Este hecho plantea una dificultad significativa en la aplicación del modelo propuesto a módulos comerciales, ya que en la mayoría de los casos, el fabricante no ofrece información gráfica de la curva I-V en su hoja de características. Para facilitar la resolución de este sistema, proponen aplicar una serie de simplificaciones que permiten reducirlo a un sistema de tres ecuaciones, con R_s , A y R_p desconocidas. Dado que nos encontramos ante sistema de ecuaciones implícitas no lineales, los autores proponen su resolución mediante el método de Newton-Raphson. No obstante, pese a que en su publicación validan este ajuste para módulos de c-Si, la resolución de ecuaciones exponenciales con este tipo de métodos numéricos resulta sumamente sensibles a los valores iniciales del algoritmo. De hecho, presentan ciertos problemas de convergencia en módulos con propiedades distintas al c-Si, tal y como detallamos en el apartado 2.2.3. Finalmente, una vez calculados R_s , A , y R_p , los términos aún desconocidos (I_{ph} , I_s) pueden obtenerse de manera analítica, quedando definida la ecuación que describe de la curva I-V en STC.

Figura B.5: Proceso de estimación de parámetros del SDM7 a STC.

Para la construcción de la curva bajo distintas G y T , resulta necesario establecer la dependencia los términos de la ecuación B-77 con dichas variables. En primer lugar, los autores asumen que R_p , R_s y A son constantes ante variaciones de G o T , los cuales han sido calculados para STC. En cuanto a I_{ph} e I_{sc} , asumen un comportamiento proporcional con G . Cabe mencionar que, pese a la sencillez de esta premisa, el cálculo de V_{oc} requiere la resolución de una ecuación implícita, tal y como se describe en el apéndice B.2.1, de manera que para cada nueva G resulta necesario recurrir al empleo de métodos numéricos. Posteriormente, proceden a la obtención de curva I-V para la nueva T , asumiendo una variación lineal de V_{oc}^{STC} e I_{sc}^{STC} con T . Cabe destacar que despreciando una posible doble variación con T y G , esta proporcionalidad viene cuantificada por el fabricante mediante los coeficientes $tk_{V_{oc}}$ y $tk_{I_{sc}}$, los cuales se presentan comúnmente en la hoja de características. De esta manera, el valor de los cinco términos de la ecuación quedan definidos para las nuevas condiciones de G y T . Finalmente, la construcción de la curva I-V para $[G, T]$ se realiza resolviendo la ecuación implícita B-79, mediante la utilización de métodos numéricos.

$$I = I_{ph}^{G,T} - I_s^{G,T} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T + 273) \cdot A}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (\text{B-79})$$

En el próximo apartado, procedemos a exponer de manera detallada la deducción matemática del SDM7, junto con el procedimiento empleado para la estimación de sus parámetros.

B.3.1. Deducción y procedimiento de estimación de parámetros del Modelo de un Sólo Diodo de 7 parámetros (SDM7)

Para desarrollar la expresión que describe la curva I-V de un módulo comercial propuesta en [10], los autores se han basado en una serie de asunciones. La primera consiste en considerar la corriente de saturación en células de p-Si para las condiciones de explotación habituales de G y T , despreciable en comparación con el valor de la exponencial, omitiendo el termino -1 de la ecuación del diodo. De esta manera, considerando:

$$\left(e^{\frac{q \cdot (V+I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - 1\right) \approx e^{\frac{q \cdot (V+I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}}, \quad (\text{B-80})$$

proponen la expresión de la curva I-V mediante la ecuación:

$$I = I_{ph} - I_s \cdot e^{\frac{q \cdot (V+I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}. \quad (\text{B-81})$$

Los parámetros de esta ecuación son obtenidos entonces mediante el ajuste de la curva a una serie de puntos conocidos. De esta manera, aplicando a la ecuación anterior la condición de SC [$V = 0$; $I = I_{sc}$], la condición de OC [$V = V_{oc}$; $I = 0$] y el MPP de la curva [$V = V_{mpp}$; $I = I_{mpp}$], obtienen las siguientes ecuaciones:

$$I_{sc} = I_{ph} - I_s \cdot e^{\frac{(q \cdot I_{sc} \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - \frac{I_{sc} \cdot R_s}{R_p}, \quad (\text{B-82})$$

$$0 = I_{ph} - I_s \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - \frac{V_{oc}}{R_p}, \quad (\text{B-83})$$

$$I_{mpp} = I_{ph} - I_s \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{R_p}. \quad (\text{B-84})$$

Por otra parte, cabe mencionar que la curva de potencia del módulo presenta un máximo por la propia condición de MPP, permitiendo añadir una cuarta ecuación a este sistema, al derivar e igualar a cero la expresión de la potencia ($P = I \cdot V$), obteniendo:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = \left. \frac{d(I \cdot V)}{dV} \right|_{MPP} = \left[I + \frac{dI}{dV} \cdot V \right]_{MPP} = 0. \quad (\text{B-85})$$

Por último, incorporan la condición de que la pendiente de la curva I-V en el punto de SC, viene principalmente determinada por la resistencia paralelo [4], planteando la siguiente ecuación:

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{I=I_{sc}} = -\frac{1}{R_p} \quad (\text{B-86})$$

A partir de este planteamiento, los autores forman un sistema de cinco ecuaciones, cuya resolución permite obtener el valor de las cinco incógnitas bajo STC. Para llevar a término esta tarea, en primer lugar expresan la ecuación B-83 de la forma:

$$I_{ph} = I_s \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc}}{R_p}. \quad (B-87)$$

Asimismo, sustituyendo la ecuación B-87 en la expresión B-82, obtienen que:

$$\begin{aligned} I_{sc} &= I_s \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc}}{R_p} - I_s \cdot e^{\frac{q \cdot (I_{sc} \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - \frac{I_{sc} \cdot R_s}{R_p}, \\ I_{sc} &= I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - e^{\frac{q \cdot I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} \right) + \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p}. \end{aligned} \quad (B-88)$$

Considerando además, que el segundo término del paréntesis es despreciable respecto al primero, simplifican esta expresión a la ecuación B-89, de donde despejan I_s , de acuerdo con la siguiente deducción:

$$I_{sc} = I_s \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p}, \quad (B-89)$$

$$I_s = \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}}. \quad (B-90)$$

Posteriormente, sustituyendo las expresiones B-88 y B-90 en B-84, determinan la expresión:

$$\begin{aligned} I_{mpp} &= I_{sc} - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} - \\ &\quad - \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot v_t}}. \end{aligned} \quad (B-91)$$

De esta manera, esta contribución plantea una expresión válida para el entorno del MPP, la cual permite definir de manera implícita la corriente del módulo (I) en función de V , I y tres parámetros desconocidos (R_s , R_p y A), de la forma:

$$\begin{aligned} I &= f(I, V, R_s, R_p, A)_{MPP}, \\ I &= I_{sc} - \frac{V + I \cdot R_s - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} - \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{\frac{V + I \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot v_t}}. \end{aligned} \quad (B-92)$$

Para continuar con esta deducción debemos tener en cuenta a que dichos parámetros son invariables ante cambios de V o I . Diferenciando entonces esta ecuación, los autores determinan la expresión B-93, de donde despejan la derivada la corriente respecto a la tensión (expresión B-94) para ser sustituida en la ecuación B-85 y, de esta manera, obtener finalmente la derivada

de la curva de Potencia respecto a V (expresión B-95), tal y como se recoge a continuación:

$$dI = dI \cdot \frac{\partial f(I, V)}{\partial I} + dV \cdot \frac{\partial f(I, V)}{\partial V}, \quad (\text{B-93})$$

$$\frac{dI}{dV} = \frac{\frac{\partial f(I, V)}{\partial V}}{1 - \frac{\partial f(I, V)}{\partial I}}, \quad (\text{B-94})$$

$$\frac{dP}{dV} = I_{mpp} + \frac{V_{mpp} \cdot \frac{\partial f(I, V)}{\partial V}}{1 - \frac{\partial f(I, V)}{\partial I}}. \quad (\text{B-95})$$

Desarrollando las derivadas parciales como indican las expresiones B-96 y B-97, transforman la ecuación B-95 en la expresión B-98, válida para el entorno del MPP de acuerdo con la siguiente deducción:

$$\frac{\partial f(I, V)}{\partial V} = -\frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt \cdot R_p} \cdot e^{\frac{V + I \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} - \frac{1}{R_p}, \quad (\text{B-96})$$

$$\frac{\partial f(I, V)}{\partial I} = -\frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt} \cdot \frac{R_s}{R_p} \cdot e^{\frac{V + I \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} - \frac{R_s}{R_p}, \quad (\text{B-97})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = 0 = I_{mpp} + \\ + \frac{V_{mpp} \cdot \left(-\frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt \cdot R_p} \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} - \frac{1}{R_p} \right)}{1 + \left(\frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt} \cdot e^{\frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} + 1 \right) \cdot \frac{R_s}{R_p}}. \end{aligned} \quad (\text{B-98})$$

Por otra parte, aplicando la ecuación B-94 a la expresión B-86 en condiciones de SC, obtienen la expresión:

$$\left[\frac{dI}{dV} \right]^{I=I_{SC}} = \frac{-\frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt \cdot R_p} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} - \frac{1}{R_p}}{1 + \frac{I_{sc} \cdot R_p - V_{oc} + I_{sc} \cdot R_s}{n_s \cdot vt} \cdot e^{\frac{I_{sc} \cdot R_s - V_{oc}}{n_s \cdot vt}} + \frac{R_s}{R_p}} = \frac{-1}{R_p}. \quad (\text{B-99})$$

En este punto, debemos destacar que el fabricante facilita en la hoja de características el valor en STC de: I_{sc} , V_{oc} , I_{mpp} , V_{mpp} . Particularizando las expresiones planteadas para estas condiciones, obtienen un sistema de tres ecuaciones (B-91, B-98 y B-99) con tres incógnitas (R_s , R_p y A). Estos parámetros pueden ser por tanto estimados mediante la resolución del sistema con métodos numéricos. Tal y como se propone en [10], A puede ser obtenido de la ecuación B-91 a partir de un valor inicial R_s , mientras que R_p se

obtiene de la ecuación B-98, pudiendo sustituir en B-99 para hallar R_s con el método de Newton-Raphson. Finalmente, los parámetros son obtenidos tras repitiendo este algoritmo de estimación de manera iterativa. Cabe destacar que aquí estriba precisamente uno de los mayores inconvenientes de este modelado, ya que la elección del valor inicial de este algoritmo resulta crítica para la convergencia del método. De hecho, tal y como hemos comprobado en el apartado 2.2.3, para la tecnología de CdTe, donde la tensión de la fotocélula es mayor que la del c-Si, esta convergencia sólo se alcanza tomando valores de resistencia superiores a su valor final.

Con objeto de utilizar la expresión del SDM7 con valores de G y T distintos a STC, Sera asume que R_p , R_s y A son constantes ante variaciones de G y T , por lo que quedan fijados una vez deducidos para las condiciones de STC. De manera que en este punto de la deducción, únicamente resta establecer las dependencias de los términos I_{ph} e I_s de la ecuación B-76 con G y T . Cabe destacar que ambos términos pueden ser determinados en función de parámetros conocidos a STC. En el caso de I_s , plantea la siguiente deducción a partir de sustituir la expresión B-90 en la ecuación B-87:

$$\begin{aligned} I_{ph} &= \left(I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} \right) e^{-\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc}}{R_p}, \\ I_{ph} &= I_{sc} - \frac{V_{oc} - I_{sc} \cdot R_s}{R_p} + \frac{V_{oc}}{R_p}, \\ I_{ph} &= I_{sc} \cdot \left(1 + \frac{R_s}{R_p} \right). \end{aligned} \quad (B-100)$$

Con respecto a este término, cabe mencionar que la dependencia de la fotocorriente con la G es totalmente lineal por definición, pudiendo expresarse de acuerdo con la expresión B-101. De manera análoga, también proponen asumir una relación lineal de I_{sc} con G , caracterizándola mediante la expresión B-102.

$$I_{ph}(G) = I_{ph}^G = K_5 \cdot G \quad (B-101)$$

$$I_{sc}(G) = I_{sc}^G = K_4 \cdot G \quad (B-102)$$

Por otra parte, esta contribución presenta una expresión implícita que permite relacionar V_{oc} con G . Para deducirla, sustituye la expresión B-101 en la ecuación B-83, obteniendo la ecuación B-103. Para resolverla, considera la asunción de autores como Castañer [150] ó Rauschenbach [151], los cuales sostienen que la dependencia de I_s con G puede ser despreciada y que, por tanto, únicamente resulta necesario considerar su variación con T . De esta manera, asumiendo constante la I_s definida en B-90 para STC sugieren la utilización de la expresión B-104, la cual propone resolver utilizando el algoritmo de Newton-Raphson.

Figura B.6: Estimación de parámetros del SDM7 para G y T variables.

$$V_{oc}^G = \ln \left[\frac{K_4 \cdot G \cdot R_p - V_{oc}^G}{I_s^G \cdot R_p} \right] \cdot n_s \cdot vt, \quad (B-103)$$

$$V_{oc}^G = \ln \left[\frac{K_4 \cdot G \cdot R_p - V_{oc}^G}{\left(\left(I_{sc}^{STC} - \frac{V_{oc}^{STC} - I_{sc}^{STC} \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{oc}^{STC}}{n_s \cdot k \cdot 298 \cdot A}} \right) \cdot R_p} \right] \cdot n_s \cdot vt. \quad (B-104)$$

Una vez determinada la dependencias de I_{ph} e I_s con G , procede a establecer su relación con T . En [10] propone asumir la misma variación de I_{sc} y V_{oc} con dicha variable para cualquier nivel de G , pudiendo utilizar la misma que para STC ($1000W/m^2$). En base a esta hipótesis, sugiere utilizar las expresiones B-105 y B-106 para cualquier nivel de G , determinando las expresiones:

$$V_{oc}(T) = V_{oc}^T = V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25)), \quad (B-105)$$

$$I_{sc}(T) = I_{sc}^T = I_{sc}^{STC} \cdot (1 - tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25)). \quad (B-106)$$

donde $tk_{V_{oc}}$ y $tk_{I_{sc}}$ son datos facilitados por el fabricante en la hoja de características del módulo comercial. De esta manera, I_s e I_{ph} son expresadas en función de la temperatura como una variación de las ecuaciones B-90 y B-87, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_s^T &= \left(I_{sc}^T - \frac{V_{oc}^T - I_{sc}^T \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{oc}^T}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} \\ I_s^T &= ((I_{sc}^{STC} \cdot (1 - tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25))) - \\ &\quad - \frac{(V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25))) - (I_{sc}^{STC} \cdot (1 - tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25))) \cdot R_s}{R_p}) \cdot e^{-\frac{q \cdot (V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}}, \end{aligned} \quad (B-107)$$

$$\begin{aligned} I_{ph}^T &= I_s^T \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}^T}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc}^T}{R_p} = \\ I_{ph}^T &= I_s^T \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{(V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25)))}{R_p}. \end{aligned} \quad (B-108)$$

Finalmente, introduciendo la variación con G en estas expresiones, obtienen el valor de la fotocorriente y la corriente de saturación I_s para $[G \neq$

$1000W/m^2$, $T \neq 25^\circ C$], expresados como:

$$\begin{aligned}
 I_s^{[G,T]} &= \left(I_{sc}^{G,T} - \frac{V_{oc}^{G,T} - I_{sc}^{G,T} \cdot R_s}{R_p} \right) \cdot e^{-\frac{q \cdot V_{oc}^{G,T}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} = \\
 I_s^{[G,T]} &= (I_{sc}^G \cdot (1 - tk_{Isc} \cdot (T - 25)) - \frac{V_{oc}^G \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25))}{R_p} - \\
 &\quad - \frac{I_{sc}^G \cdot (1 - tk_{Isc} \cdot (T - 25)) \cdot R_s}{R_p}) \cdot e^{-\frac{q \cdot (V_{oc}^G \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} = \\
 I_s^{[G,T]} &= ((K_4 \cdot G) \cdot (1 - tk_{Isc} \cdot (T - 25)) - \frac{V_{oc}^G \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25))}{R_p} - \\
 &\quad - \frac{(K_4 \cdot G) \cdot (1 - tk_{Isc} \cdot (T - 25)) \cdot R_s}{R_p}) \cdot e^{-\frac{q \cdot (V_{oc}^G \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}}, \tag{B-109}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{ph}^{[G,T]} &= \frac{K_5 \cdot G}{I_{ph}^{STC}} \cdot (I_s^{G,T} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \\
 &\quad + \frac{V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25))}{R_p}) = \\
 I_{ph}^{[G,T]} &= \frac{K_5 \cdot G}{I_s^{STC} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{oc}^{STC}}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \frac{V_{oc}^{STC}}{R_p}} \cdot (I_s^{G,T} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25)))}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} + \\
 &\quad + \frac{V_{oc}^{STC} \cdot (1 - tk_{Voc} \cdot (T - 25))}{R_p}). \tag{B-110}
 \end{aligned}$$

Por tanto, para la aplicación de esta propuesta a la simulación de la curva I-V de un módulo comercial bajo cualquier pareja de valores $[G, T]$, resulta necesario estimar siete parámetros constantes e invariables para cada tipo de módulo. De acuerdo con las expresiones analíticas descritas, así como la aplicación del método de Newton-Raphson en el cálculo de V_{oc}^G , estos parámetros permiten calcular los términos de la ecuación B-76, permitiendo definir la curva I-V para cualquier pareja de valores de G y T , expresada finalmente como:

$$I = I_{ph}^{G,T} - I_s^{G,T} \cdot (e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{n_s \cdot k \cdot (T+273) \cdot A}} - 1) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}. \tag{B-111}$$

Figura B.7: Procedimiento de simulación del SDM7 para condiciones de G y T variables.

B.4. Modelo de un Solo Diodo de 5 parámetros (SDM5): Desarrollo y procedimiento de estimación de parámetros

El modelo presentado en [9] propone la eliminación de la resistencia en paralelo R_p del circuito equivalente SDM presentado en la figura 2.4, de manera que los autores sugieren la simplificación de la expresión 2-7 a la expresión del SDM5, expresada a continuación:

$$I = I_{ph} - I_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{A \cdot k \cdot (T + 273)}} - 1 \right). \quad (B-112)$$

Figura B.8: Circuito equivalente de módulo FV del SDM5

En este caso, llevan a cabo sus desarrollos a nivel de la expresión de la tensión y corriente de la fotocélula, por lo que para aplicar esta propuesta a un módulo completo resulta aplicar las relaciones entre los valores de V e I célula-módulo presentadas en el apéndice A.1. Para el proceso de estimación de parámetros, los autores aplican en primer lugar la condición de SC a esta ecuación. Esta contribución sostiene que la tensión en el diodo para este punto de la curva es muy baja y, por tanto, la corriente a través de él puede despreciarse en comparación con la que circula por la resistencia. Dicha hipótesis permite expresar I_{ph} mediante una expresión analítica en función de I_{sc} , en base a las siguientes expresiones:

$$I_{ph} \approx I_{sc},$$

$$I_{ph}^{[G,T]} \approx \frac{G}{1000} \cdot I_{sc}^{STC} (1 + tk_{I_{sc}} \cdot (T - 25)). \quad (B-113)$$

Por otra parte, aplicando la condición de OC a la expresión B-112, I_s puede expresarse en función de V_{oc} e I_{ph} . Despreciando entonces la variación de V_{oc} con G , los autores determinan la corriente de saturación del diodo como:

$$I_s^{[G,T]} = \frac{I_{ph}^{[G,T]}}{e^{\frac{q \cdot V_{oc}^{STC} (1 + tk_{V_{oc}} \cdot (T - 25))}{A \cdot k \cdot (T + 273)}} - 1}. \quad (B-114)$$

Finalmente, sugieren aplicar la condición de MPP a la expresión B-112, para despejar el parámetro Rs como:

$$Rs = \frac{\frac{A \cdot k \cdot (T+273)}{q} \ln \left(\left(1 - \frac{I_{mpp}}{I_{ph}} \right) e^{\frac{q \cdot V_{oc}}{A \cdot k \cdot (T+273)}} + \frac{I_{mpp}}{I_{ph}} \right) - V_{mpp}}{I_{mpp}}. \quad (B-115)$$

Cabe mencionar que pese a las simplificaciones citadas, la presencia del factor de idealidad (A) en el término exponencial de las expresiones B-114 y B-115, hace necesaria la aplicación de métodos numéricos para el cálculo de los parámetros. Los autores plantean entonces la cuarta ecuación como un problema de optimización de la potencia en el MPP. De esta manera, la aplicación de métodos numéricos se limita a una zona interior de la curva, favoreciendo la convergencia de los mismos. Matemáticamente imponen por tanto la condición de:

$$\begin{aligned} 0 &= \left. \frac{dP}{dV} \right|_{mpp}, \\ 0 &= \left(\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} \right)_{mpp}. \end{aligned}$$

De esta manera, teniendo en cuenta que

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V=V_{mpp}} = - \frac{\frac{q \cdot I_s}{A \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs)}{A \cdot k \cdot (T+273)}}}{1 + \frac{q \cdot I_s \cdot Rs}{A \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs)}{A \cdot k \cdot (T+273)}}}, \quad (B-116)$$

el procedimiento de estimación de parámetros consiste en obtener los valores de A y Rs que, cumpliendo las restricciones de las expresiones B-113, B-114 y B-115, minimizan la ecuación:

$$\min \left(- \frac{\frac{q \cdot I_s}{A \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs)}{A \cdot k \cdot (T+273)}}}{1 + \frac{q \cdot I_s \cdot Rs}{A \cdot k \cdot (T+273)} \cdot e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot Rs)}{A \cdot k \cdot (T+273)}}} + \frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \right). \quad (B-117)$$

Por último, cabe mencionar que este modelado considera A como un parámetro independiente de G y linealmente dependiente con T , expresándolo como:

$$A^{[G,T]} = K_1 + T \cdot K_2. \quad (B-118)$$

Por tanto, una vez realizado el ajuste de parámetros para dos puntos con T diferente, la determinación de los coeficientes K_1 y K_2 permite utilizar las expresiones analíticas B-113, B-114 y B-115 para calcular I_{ph} , I_s y Rs respectivamente, sin la necesidad de aplicar métodos numéricos para el ajuste de nuevas condiciones de G o T . Cabe mencionar que si bien este conjunto de aproximaciones sacrifica cierta exactitud, facilita el ajuste de los parámetros a partir de información del fabricante, aportando versatilidad a esta propuesta de modelado.

Apéndice C

Resultados del Modelado del Módulo FS270 con modelos tradicionales

C.1. Modelo de Doble Diodo de 12 parámetros (DDM12)

El módulo FS270 ha sido caracterizado utilizando el modelo de 12 parámetros propuesto en [3], tal y como describimos en el apartado 2.2.3. En la siguiente tabla podemos encontrar el valor de los parámetros estimados para dicho módulo, siguiendo el procedimiento propuesto en esta contribución a partir de los datos de su hoja de características:

Tabla C.A: Estimación de parámetros del DDM12 para el módulo FS270.

Parámetro	Valor	
K0	1.2	10^{-3}
K1	1.30	10^{-2}
K2	0.2007	
K3	13.695	10^3
K4	3.229	10^3
K5	9.497	10^3
K8	0.8053	
K9	62.832	
K11	11.155	
K12	2	10^{-4}

La figura C.1 recoge la estimación ofrecida por el DDM12 para las curvas I-V y P-V bajo distintos valores de G y T , comparadas con los datos ofrecidos por el fabricante.

Los resultados de la estimación de los puntos característicos de la curva en STC, comparados con datos del fabricante son los siguientes:

Tabla **C.B**: Estimación de potencia con DDM12 para el módulo FS270 a distintos valores de G y T .

G W/m^2	T $^{\circ}C$	P_{mpp} W	Error %
1000	25	64.4	-8.06
1000	45	59.7	-10.6
1000	65	54.4	-13.1
800	25	51.2	-10.2
800	45	46.4	-13.0
400	45	20.7	-23.1

Error en % respecto a P_{mpp} obtenida con datos de fabricante.

(a) Estimación de curvas I-V para $T = 25^\circ\text{C}$ (b) Estimación de la curva de Potencia para $G = 800\text{ W/m}^2$.

Figura C.1: Estimación de curvas de Corriente y Potencia del módulo FS270 con DDM12, para distintas condiciones de G y T .

C.2. Modelo de Doble Diodo de 9 parámetros (DDM9)

En esta tesis hemos procedido a caracterizar el módulo FS270 con el modelo de 9 parámetros propuesto en [4]. Para ello hemos seguido los pasos del procedimiento de estimación de parámetros expuesto en dicha contribución, introduciendo las modificaciones citadas en el apartado 2.2.3. El valor de los parámetros estimados para STC, obtenidos a partir de la información de la hoja de características de dicho módulo, se muestra a continuación en la siguiente tabla:

Tabla **C.C**: Estimación de parámetros del DDM9 para el módulo FS270 en STC ($G = 1000W/m^2$, $T = 25^\circ C$).

Parámetro	Valor		Unidad
R_s	12.005		Ω
R_p	5.0135	10^2	Ω
A	2		-
I_{S1}	7.0928	10^{-14}	A
I_{S2}	2.6437	10^{-7}	A
R_{s0}	17.45		Ω
R_{p0}	5.1324	10^2	Ω
tk_{Isc}	4	10^{-4}	A/K
tk_{Voc}	-2.5	10^{-3}	V/K

La figura C.2 recoge la estimación de las curvas I-V y P-V obtenida con esta propuesta para distintos valores de G y T , incluyendo una comparación con los datos facilitados por el fabricante.

Los resultados de la estimación de los puntos característicos de distintas curvas, pueden observarse comparados con datos del fabricante en la siguiente tabla:

Tabla **C.D**: Estimación de potencia con DDM9 para el módulo FS270 a distintos valores de G y T .

G	T	P_{mpp}	Error
W/m^2	$^\circ C$	W	%
1000	25	68.23	-2.67
1000	45	63.64	-4.69
1000	65	56.07	-10.4
800	25	56.9	-0.20
800	45	51.39	-3.72
400	45	27.3	1.57

Error en % respecto a P_{mpp} obtenida con datos de fabricante.

(a) Estimación de curvas I-V para $T = 25^\circ\text{C}$ (b) Estimación de la curva de Potencia para $T = 25^\circ\text{C}$.

Figura C.2: Estimación de curvas de Corriente y Potencia del módulo FS270 con DDM9, para distintas condiciones de G y T .

C.3. Modelo de Único Diodo de 7 parámetros (SDM7)

El módulo FS270 ha sido caracterizado utilizando el modelo de 7 parámetros propuesto en [10]. Basándonos en el procedimiento descrito en dicha contribución, hemos incluido las restricciones citadas en el apartado 2.2.3. Los parámetros estimados para STC utilizando la información provista por el fabricante, son recogidos en la siguiente tabla:

Tabla **C.E**: Estimación de parámetros del SDM7 para el módulo FS270 en STC ($G = 1000W/m^2$, $T = 25^\circ C$).

Parámetro	Valor		Unidad
R_s	10.7		Ω
R_p	5.68	10^2	Ω
A	1.9595		-
I_S	1.331	10^{-7}	A
I_{ph}	1.3164	A	
tk_{Isc}	4	10^{-4}	A/K
tk_{Voc}	-2.5	10^{-3}	V/K

Asimismo, la figura C.3 recoge la estimación obtenida con SDM7 para las curvas I-V y P-V bajo distintos valores de G y T , comparada con los puntos provistos por el fabricante.

A continuación, la tabla **C.F** recoge la estimación de los puntos característicos de algunas de estas curvas, comparados con datos del fabricante.

Tabla **C.F**: Estimación de potencia con SDM7 para el módulo FS270 a distintos valores de G y T .

G	T	P_{mpp}	Error
W/m^2	$^\circ C$	W	%
1000	35	74.6	6.43
1000	55	69.2	3.65
900	25	69.3	10.7
800	55	55.0	-3.52
700	25	52.8	-1.15
300	65	16.3	-39.6

Error en % respecto a P_{mpp} obtenida con datos de fabricante.

(a) Estimación de curvas I-V para $T = 25^\circ\text{C}$ (b) Estimación de la curva de Potencia para $G = 800 \text{ W/m}^2$.

Figura C.3: Estimación de curvas de Corriente y Potencia del módulo FS270 con SDM7, para distintas condiciones de G y T .

C.4. Modelo de Único Diodo de 5 parámetros (SDM5)

El módulo FS270 ha sido modelado utilizando la propuesta de [9] empleando información del fabricante, de acuerdo con lo descrito en el apartado 2.2.3. La estimación de los 5 parámetros del modelo correspondiente a STC, queda recogida a continuación en la siguiente tabla:

Tabla **C.G**: Estimación de parámetros del SDM5 para el módulo FS270 en STC ($G = 1000W/m^2$, $T = 25^\circ C$).

Parámetro	Valor	Unidad
R_s	11.03	Ω
A	1.7605	-
I_S	$6.34 \cdot 10^{-8}$	A
V_{oc}	88.0	V
I_{sc}	1.23	A

En la figura C.4 podemos observar asimismo, una comparación gráfica entre las curvas I-V y P-V obtenidas con SDM5 para distintos valores de G y T , y los puntos característicos correspondientes a estas condiciones ambientales facilitados por el fabricante.

Finalmente, los resultados de los puntos característicos de la curva en STC estimados con SDM5, son comparados con datos del fabricante en la siguiente tabla:

Tabla **C.H**: Estimación de potencia con SDM5 para el módulo FS270 a distintos valores de G y T .

G W/m^2	T $^\circ C$	P_{mpp} W	Error %
1000	25	77.1	10.0
1000	45	70.7	5.9
1000	65	64.5	3.1
800	25	64.6	13.2
800	45	59.4	11.2
400	45	32.5	21.0

Error en % respecto a P_{mpp} obtenida con datos de fabricante.

(a) Estimación de curvas I-V para $T = 25^\circ\text{C}$ (b) Estimación de la curva de Potencia para $G = 800 \text{ W/m}^2$.

Figura C.4: Estimación de curvas de Corriente y Potencia del módulo FS270 con SDM7, para distintas condiciones de G y T .

(b) Circuito equivalente del BM.

Figura D.1: Circuito equivalente del inversor FV.

D.1. Etapa de Pérdidas I: Deducción de las corriente de pérdidas (I_{ls})

Los fabricantes de inversores comerciales describen habitualmente la curva de rendimiento (η) en función de la potencia inyectada a red (P_{ac}) y la tensión DC (V_{dc}). Con objeto de determinar la corriente agregada de pérdidas (I_{ls}) que modela la etapa de Pérdidas, en este apéndice procedemos a deducir las pérdidas ocasionadas en cada bloque del inversor FV patrón en función de P_{ac} y V_{dc} .

D.1.1. Filtro DC: Pérdidas en un Condensador

Tal y como exponemos en el apartado 4.2.3, el Filtro DC básicamente consiste en un gran condensador en paralelo a la entrada DC. Las pérdidas eléctricas de este filtro deben tener por tanto la forma:

$$P_{FiltDC} = \frac{(V_{dc})^2}{R^{Ceq}}, \quad (D-1)$$

donde R^{Ceq} es la resistencia interna del Condensador de dicho filtro. Pese a la dependencia con el cuadrado de la tensión de entrada, éste no es uno de los consumos más relevantes del inversor FV, por lo que con el fin de simplificar la expresión final de la corriente de pérdidas, las asumimos constantes, es decir:

$$P_{FiltDC} \simeq k'_{11}. \quad (D-2)$$

D.1.2. Etapa de Conversión de Potencia: Perdidas en un convertidor DC-AC

Las pérdidas ocasionadas en los convertidores DC-AC formados por IGBTs eminentemente proceden de dos orígenes: Pérdidas por Conmutación (P_{Convrt}^{sw}) y Pérdidas por Conducción (P_{Convrt}^{cdt}) [191, 192]. Las primeras dependen de la frecuencia de conmutación a la que trabaja el inversor. La mayoría de inversores FV utilizan PWM con una frecuencia de conmutación constante, como es el caso de nuestro inversor patrón. Por este motivo, despreciamos las pequeñas variaciones de este consumo con P_{ac} considerándolas constantes, es decir:

$$P_{Convrt}^{sw} \simeq k'_{11}. \quad (D-3)$$

Cabe destacar que los fabricantes de inversores suelen utilizar altas frecuencias de conmutación para mejorar el rendimiento del inversor, por lo que su influencia en la curva de rendimiento no resulta determinante [161]. De hecho, la mayor parte de las pérdidas en la etapa de Conversión de Potencia

son ocasionadas por el paso de la corriente a través de los IGBTs y los Diodos del puente [193, 194]. De esta manera, las Pérdidas por Conducción en un IGBT (P_{IGBT}^{cdt}) y en un Diodo (P_{Dd}^{cdt}) pueden expresarse en función de la corriente que los recorre como:

$$P_{IGBT}^{cdt} = [V_{ce} \cdot I_{IGBT}^{rms} + R_{on} \cdot I_{IGBT}^{rms2}] , \quad (D-4)$$

$$P_{Dd}^{cdt} = V_{Dd} \cdot I_{Dd}^{rms} + R_{Dd} \cdot I_{Dd}^{rms2} , \quad (D-5)$$

donde:

V_{ce} es la tensión emisor-colector del IGBT,

R_{on} es la resistencia de conducción del IGBT,

V_{Dd} es la tensión del Diodo,

R_{Dd} es la resistencia del Diodo.

Podemos expresar la corriente que circula en ambos dispositivos en función de la corriente que recorre la rama del puente en función del tiempo ($I_{branch}(wt)$). De esta manera, denominando $D(wt)$ el parámetro de conducción (valor discreto de 0 ó 1), las expresiones anteriores se transforman en las siguientes:

$$P_{IGBT}^{cdt}(wt) = [V_{ce} \cdot I_{branch}(wt) + R_{on} \cdot I_{branch}^2(wt)] \cdot D(wt), \quad (D-6)$$

$$P_{Dd}^{cdt}(wt) = [V_{Dd} \cdot I_{branch}(wt) + R_{Dd} \cdot I_{branch}^2(wt)] \cdot [1 - D(wt)]. \quad (D-7)$$

Para calcular las pérdidas en el convertidor DC-AC a partir de estas expresiones, consideraremos el puente en H unipolar del inversor patrón descrito en el apartado 4.2.4. De acuerdo con la expresiones para su modelo promediado D-48 y D-50 expuestas en la sección D.4, así como bajo la asunción habitual en los inversores FV de $\cos(\varphi) = 1$ y señal puramente sinusoidal [195], su valor medio para un ciclo de comutación puede expresarse en función del tiempo de la siguiente manera:

$$\overline{D(wt)} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \cdot \sin(wt) \right] \cdot d(wt), \quad (D-8)$$

$$\overline{1 - D(wt)} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \cdot \sin(wt) \right] \cdot d(wt), \quad (D-9)$$

donde $\hat{V}_s$ es la tensión de pico de la salida del puente. Sustituyendo la expresión D-8 en las ecuaciones D-7 y D-6, las pérdidas producidas en cada uno

de estos elementos durante un semiperiodo se expresan como:

$$\begin{aligned}
 P_{IGBT[0,\pi]}^{cdt} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi P_{IGBT}^{cdt}(wt) d(wt) = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{ce} \cdot I_{branch}(wt) + R_{on} \cdot I_{branch}^2(wt)] \cdot \\
 &\quad \cdot \left[1 + \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \cdot \sin(wt) \right] d(wt), \tag{D-10}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{Dd[0,\pi]}^{cdt} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi P_{Dd}^{cdt}(wt) d(wt) = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [V_{Dd} \cdot I_{branch}(wt) + R_{Dd} \cdot I_{branch}^2(wt)] \cdot \\
 &\quad \cdot \left[1 - \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \cdot \sin(wt) \right] d(wt). \tag{D-11}
 \end{aligned}$$

Cabe destacar que para el puente en H de nuestro modelo de inversor monofásico, la corriente de la rama (I_{branch}) coincide con la corriente de salida del convertidor (I_s). Realizando este cambio y desarrollando las expresiones anteriores, podemos calcular las pérdidas por conducción de una rama durante un ciclo completo (dos semiperiodos), mediante la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 P_{branch[0,2\pi]}^{cdt} &= 2 \cdot P_{IGBT[0,\pi]}^{cdt} + 2 \cdot P_{Dd[0,\pi]}^{cdt} = \\
 &= V_{ce} \cdot I_s^{rms} \left(\frac{2}{\pi} + \frac{\hat{V}_s}{2 \cdot V_{dc}} \right) + R_{on} \cdot (I_s^{rms})^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{4 \cdot \hat{V}_s}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \right) + \\
 &+ V_{Dd} \cdot I_s^{rms} \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\hat{V}_s}{2 \cdot V_{dc}} \right) + R_{Dd} \cdot (I_s^{rms})^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{4 \cdot \hat{V}_s}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \right). \tag{D-12}
 \end{aligned}$$

Debemos tener en cuenta que el Filtro AC tiene como misión el filtrado de la alta frecuencia, de manera que para la obtención de las pérdidas en el convertidor, podemos aproximar el valor eficaz a la frecuencia de la corriente en su entrada y su salida. Por tanto, de acuerdo con el esquema de la figura D.1a llevamos a cabo la siguiente aproximación:

$$I_s^{rms} \simeq I_{ac}'^{rms}. \tag{D-13}$$

Realizando este cambio en la expresión D-12, las pérdidas de conducción en las dos ramas del puente se expresan en función de V_{dc} y el valor eficaz de

I'_{ac} como:

$$\begin{aligned}
 P_{Convrt}^{cdt} &= 2 \cdot P_{branch[0,2\pi]}^{cdt} \\
 &= V_{ce} \cdot I'_{ac}{}^{rms} \left(\frac{4}{\pi} + \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \right) + R_{on} \cdot (I'_{ac}{}^{rms})^2 \left(1 + \frac{8 \cdot \hat{V}_s}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \right) + \\
 &+ V_{Dd} \cdot I'_{ac}{}^{rms} \left(\frac{4}{\pi} - \frac{\hat{V}_s}{V_{dc}} \right) + R_{Dd} \cdot (I'_{ac}{}^{rms})^2 \left(1 - \frac{8 \cdot \hat{V}_s}{3 \cdot \pi \cdot V_{dc}} \right).
 \end{aligned} \tag{D-14}$$

Agrupando los términos constantes de la expresión anterior como k'_i , concluimos que las perdidas por conducción del convertidor vienen determinadas por una expresión de la forma:

$$P_{Convrt}^{cdt} = k'_2 \cdot I'_{ac}{}^{rms} + k'_3 \cdot \frac{I'_{ac}{}^{rms}}{V_{dc}} + k'_4 \cdot (I'_{ac}{}^{rms})^2 + k'_5 \cdot \frac{(I'_{ac}{}^{rms})^2}{V_{dc}}. \tag{D-15}$$

D.1.3. Filtro AC: Pérdidas en un filtro LCL

En el caso del Filtro AC podemos, la mayoría de los inversores FV utilizan configuraciones del tipo LCL debido a su efectividad para estos equipos [163, 164, 165]. Nos encontramos por tanto ante una impedancia serie, seguida de una rama paralelo en T y otra impedancia serie. Por consiguiente, debemos considerar dos tipos de pérdidas: pérdidas por conducción en serie (P_{FiltAC}^{cdt}) y perdidas en la rama en T (P_{FiltAC}^T). De esta manera, las primeras son dependientes de la intensidad que recorre el filtro en el sentido de la energía ($I'_{ac}{}^{rms}$), mientras que las segundas dependen de la tensión V'_{ac} . La suma de ambas da lugar a la potencia consumida en el Filtro AC (P_{FiltAC}), siendo expresada de la siguiente forma:

$$P_{FiltAC} = P_{FiltAC}^{cdt} + P_{FiltAC}^T, \tag{D-16}$$

$$P_{FiltAC}^{cdt} = R_{Lin} \cdot (I'_{ac}{}^{rms})^2 + R_{Lout} \cdot (I'_{ac}{}^{rms})^2, \tag{D-17}$$

$$P_{FiltAC}^T = \frac{(V'_{ac}{}^{rms})^2}{R_T}, \tag{D-18}$$

donde R_{Lin} y R_{Lout} son las resistencias de las bobinas de las ramas en serie del filtro LCL, mientras que R_T la resistencia de la rama en paralelo. En el apéndice D.5 podemos encontrar más información sobre estos valores para el caso del inversor patrón.

Teniendo en cuenta que la tensión de red sufre pequeñas variaciones respecto de su valor nominal, podemos asumirla constante para el cálculo de

perdidas a la frecuencia de red. De esta manera, agrupando los valores constantes en k'_i , las pérdidas en el Filtro AC se expresan en función de I'_{ac} mediante la siguiente expresión:

$$P_{FiltAC} = k'_6 + k'_7 \cdot \left(I'_{ac}{}^{rms}\right)^2. \quad (D-19)$$

D.1.4. Transformador de aislamiento

En el transformador de aislamiento encontramos fundamentalmente dos tipos de pérdidas de potencia [196]: Pérdidas por Conducción en los bobinados (P_{Trans}^{Cu}) y Pérdidas en el Hierro (P_{Trans}^{Fe}). De manera que las Pérdidas ocasionadas en la etapa Transformador (P_{Trans}) son determinadas de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$P_{Trans} = P_{Trans}^{Cu} + P_{Trans}^{Fe}, \quad (D-20)$$

$$P_{Trans}^{Cu} = R_{Cu}^{Trans} \cdot \left(I'_{ac}{}^{rms}\right)^2, \quad (D-21)$$

$$P_{Trans}^{Fe} = \frac{\left(V'_{ac}{}^{rms}\right)^2}{R_{Fe}^{Trans}}, \quad (D-22)$$

donde R_{Cu}^{Trans} y R_{Fe}^{Trans} son la resistencia serie y paralelo del circuito equivalente de un transformador [196].

En la misma línea que para el Filtro AC, asumimos la tensión de red como constante, de manera que agrupando los valores invariables como k'_i , las pérdidas en el Transformador de Aislamiento son expresadas fundamentalmente en función de I'_{ac} , mediante una expresión de la forma:

$$P_{Trans} = k'_8 + k'_9 \cdot \left(I'_{ac}{}^{rms}\right)^2. \quad (D-23)$$

D.1.5. Consumos del inversor

Debemos tener en cuenta que un inversor FV comercial cuenta con una serie de sistemas que se alimentan de la propia energía que trasiega y que, por tanto, su consumo es considerado en la curva de rendimiento. En este sentido podemos encontrar: la alimentación del hardware del sistema de control del inversor, relés de protección como descarnadores de sobretensión, el sistema de medida y monitorización o el sistema de comunicaciones. Tal y como podemos comprobar en las hojas de características de los inversores comerciales [1, 7, 8], el consumo de estos sistemas es relativamente pequeño y no presenta variaciones importantes, por lo que lo asumimos constante, siendo:

$$P_{sist} \simeq k'_{10}. \quad (D-24)$$

D.1.6. Pérdidas eléctricas agregadas

Finalmente, las expresión agregada de la eficiencia de un inversor FV comercial integra las perdidas deducidas en los apartados anteriores, es decir:

- P_{FiltDC} : Pérdidas en el Filtro DC (expresión D-2),
- P_{Convrt}^{sw} : Pérdidas en el convertidor por conmutación (expresión D-3),
- P_{Convrt}^{cdt} : Pérdidas en el convertidor por conducción (expresión D-15),
- P_{FiltAC} : Pérdidas en el Filtro AC (expresión D-19),
- P_{Trans} : Pérdidas en el Transformador de Aislamiento (expresión D-23) y
- P_{sist} : Consumos propios del inversor (expresión D-24).

Sumando dichas expresiones, las perdidas totales del inversor (P_{lss}) vienen determinadas por:

$$P_{ls} = k'_1 + k'_2 \cdot I_{ac}^{rms} + k'_3 \cdot \frac{I_{ac}^{rms}}{V_{dc}} + k'_4 \cdot (I_{ac}^{rms})^2 + k'_5 \cdot \frac{(I_{ac}^{rms})^2}{V_{dc}} + k'_6 + k'_7 \cdot (I_{ac}^{rms})^2 + k'_8 + k'_9 \cdot (I_{ac}^{rms})^2 + k'_{10} + k'_{11}. \quad (D-25)$$

Debemos tener en cuenta que el transformador de aislamiento del BM es ideal, y por tanto, podemos aplicar la relación de transformación (r_t) para sustituir:

$$I_{ac}^{rms} = \frac{I_{ac}^{rms}}{r_t}. \quad (D-26)$$

Agrupando entonces los términos constantes k'_i y r_t en función de las variables de funcionamiento del inversor (I_{ac}^{rms} y V_{dc}), podemos determinar una nueva expresión en función de cinco parámetros constantes (k_i). De manera que las perdidas totales del inversor (P_{ls}) pueden ser expresadas como:

$$P_{ls} = (I_{ac}^{rms})^2 \cdot (k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}) + I_{ac}^{rms} \cdot (k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}}) + k_5. \quad (D-27)$$

D.2. Etapa de Pérdidas II: Expresión de la curva de rendimiento en función de los parámetros BM

Figura D.2: Ejemplo de curva de rendimiento para el inversor FV SMA Sunny Mini Central 7000 HV [1].

En este apéndice determinaremos el valor de los parámetros k_i de la expresión D-27, mediante el ajuste de la curva de rendimiento del inversor. Cabe mencionar que, de manera similar al ejemplo mostrado en la figura D.2, los fabricantes suelen ofrecer el rendimiento (η) caracterizado en función de P_{ac} y V_{dc} . Para ello nos apoyamos en la definición de P_{ls} y η :

$$P_{dc} = P_{ls} + P_{ac}, \quad (D-28)$$

$$\eta = \frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{P_{dc} - P_{ls}}{P_{dc}} = 1 - \frac{P_{ls}}{P_{ac} + P_{ls}}. \quad (D-29)$$

Sobre estas expresiones debemos tener en cuenta que $P_{ac} \gg P_{ls}$, por lo que podemos realizar la siguiente aproximación:

$$\eta \approx 1 - \frac{P_{ls}}{P_{ac} + P_{ls}} \approx 1 - \frac{P_{ls}}{P_{ac}}. \quad (D-30)$$

Sustituyendo la expresión D-27 en esta ecuación obtenemos:

$$\eta \approx 1 - \left(\frac{(I_{ac}^{rms})^2 \cdot (k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}})}{P_{ac}} + \frac{I_{ac}^{rms} \cdot (k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}})}{P_{ac}} + \frac{k_5}{P_{ac}} \right). \quad (D-31)$$

Teniendo en cuenta entonces, que el fabricante define la curva de rendimiento para una tensión de red nominal V_{ac}^{nom} y $\cos(\phi) = 1$, podemos sustituir $P_{ac} = V_{ac}^{nom} \cdot I_{ac}^{rms}$, obteniendo:

$$\eta \approx 1 - \left(\frac{P_{ac}}{(V_{ac}^{rms})^2} \cdot (k_1 + \frac{k_2}{V_{dc}}) + \frac{1}{V_{ac}^{rms}} \cdot (k_3 + \frac{k_4}{V_{dc}}) + \frac{k_5}{P_{ac}} \right). \quad (D-32)$$

En base a esta deducción, la curva de rendimiento expresada en función de los parámetros constantes k_i y V_{ac}^{nom} , y las variables P_{ac} y V_{dc} , mediante las que se pueden determinar los puntos de operación del inversor.

D.3. Etapa Filtro DC: Estimación del valor de C_{eq}

Para deducir el valor de C_{eq} hemos asumido una tensión y corriente en la salida ($V_{ac}(t)$ e $I_{ac}(t)$) puramente sinusoidales, así como una entrada DC con una pequeña componente de rizado al doble de la frecuencia de red. De manera que las variables de tensión e intensidad de entrada régimen permanente pueden desglosarse en función del tiempo como:

$$V_{dc}(t) = \overline{V_{dc}} + V_{dc}^{rip} \cdot \text{sen}(2\omega t), \quad (D-33)$$

$$I_{dc}(t) = \overline{I_{dc}} - I_{dc}^{rip} \cdot \text{sen}(2\omega t), \quad (D-34)$$

siendo V_{dc}^{rip} y I_{dc}^{rip} la amplitud del rizado de la tensión y la intensidad de entrada respectivamente.

Para llevar a cabo esta deducción determinaremos la expresión de cada uno los términos de la siguiente ecuación, obtenida al aplicar la primera ley de kirchhoff al nodo del condensador del esquema de la figura D.1a:

$$I_h(t) + I_{C_{eq}}(t) = I_{dc}'(t). \quad (D-35)$$

En primer lugar, la corriente que alimenta la etapa de potencia viene determinada por la expresión del modelo promediado del puente en H descrita en el apartado 4.2.4:

$$I_h(t) = I_s(t) \cdot \frac{V_s(t)}{V_{dc}(t)}. \quad (D-36)$$

En base a esta expresión, obtenemos la corriente en función del tiempo a partir de la potencia instantánea. Cabe mencionar que utilizando el modelo promediado, el Filtro AC únicamente representa un retraso en la intensidad. Sin mebargo, para simplificar esta deducción asumimos un factor de potencia unidad a la salida de la etapa de potencia (ϕ), expresando la potencia

instantánea en este punto como:

$$V_s(t) \cdot I_s(t) = \hat{V}_s \cdot \text{sen}(wt) \cdot \hat{I}_s \cdot \text{sen}(wt + \phi), \quad (\text{D-37})$$

$$V_s(t) \cdot I_s(t) \simeq \sqrt{2} \cdot V'_{ac}{}^{rms} \cdot \text{sen}(wt) \cdot \sqrt{2} \cdot I'_{ac}{}^{rms} \cdot \text{sen}(wt), \quad (\text{D-38})$$

$$V_s(t) \cdot I_s(t) \simeq 2 \cdot V'_{ac}{}^{rms} \cdot I'_{ac}{}^{rms} \cdot \text{sen}^2(wt), \quad (\text{D-39})$$

$$V_s(t) \cdot I_s(t) \simeq 2 \cdot \overline{P'_{ac}} \cdot \text{sen}^2(wt) = \overline{P'_{ac}} \cdot (1 - \cos(2wt)). \quad (\text{D-40})$$

Teniendo en cuenta que el transformador de aislamiento es ideal ($P_{ac} = P'_{ac}$), podemos sustituir esta expresión en la ecuación D-36, expresándola en valores temporales como:

$$I_h(t) \simeq \frac{\overline{P_{ac}} \cdot (1 - \cos(2wt))}{V_{dc}(t)}. \quad (\text{D-41})$$

Por otra parte, la intensidad de entrada al nodo (I'_{ac}) es proporcional a I_{dc} , de acuerdo con la siguiente deducción:

$$I'_{dc} = I_{dc} - I_{ls} = I_{dc} - (1 - \eta) \cdot I_{dc} = \eta \cdot I_{dc}, \quad (\text{D-42})$$

donde η es constante para un periodo de red.

En este punto, cabe destacar que el condensador se diseña con suficiente capacidad para alimentar la etapa de potencia durante un ciclo de red completo sin producir variaciones significativas en $\overline{V_{dc}}$. De esta manera, un buen dimensionado de C_{eq} limita el rizado de la tensión DC (V_{dc}^{rip}) evitando a cambios sustanciales en $P_{dc}(t)$, que podemos asumirla constante en un ciclo completo. Esta asunción se ve reforzada por las características de la curva I-V de los módulos FV, ya que un incremento de la tensión implica además una disminución de la corriente. Este razonamiento traduce matemáticamente en las siguientes aproximaciones:

$$\begin{aligned} \overline{P_{dc}} &\approx (\overline{V_{dc}} + V_{dc}^{rip}) \cdot (\overline{I_{dc}} - I_{dc}^{rip}), \\ \overline{P_{dc}} &\approx (\overline{V_{dc}} - V_{dc}^{rip}) \cdot (\overline{I_{dc}} + I_{dc}^{rip}), \\ \overline{P_{dc}} &\approx (\overline{V_{dc}} + V_{dc}^{rip} \cdot (\cos(wt))) \cdot (\overline{I_{dc}} - I_{dc}^{rip} \cdot (\cos(wt))) \\ \overline{V_{dc}} \cdot \overline{I_{dc}} &= \overline{P_{dc}} \approx V_{dc}(t) \cdot I_{dc}(t). \end{aligned} \quad (\text{D-43})$$

Por consiguiente, para un ciclo 2π la corriente de entrada al nodo puede aproximarse como:

$$I'_{dc}(t) = \eta \cdot I_{dc}(t) \approx \eta \cdot \frac{\overline{P_{dc}}}{V_{dc}(t)} = \frac{\overline{P_{ac}}}{V_{dc}(t)}. \quad (\text{D-44})$$

Finalmente, podemos obtener la corriente de la rama que alimenta el Filtro DC en función de la tensión de la capacidad equivalente C_{eq} como:

$$I_{C_{eq}}(t) = C_{eq} \cdot \frac{d}{dt} V_{dc}(t). \quad (\text{D-45})$$

Una vez obtenidas las corrientes del nodo (expresiones D-45, D-44 y D-41), podemos desarrollar la ecuación D-35 en valores temporales, como:

$$\begin{aligned} I_{C_{eq}}(t) &= I_h(t) - I'_{dc}(t), \\ C_{eq} \cdot \frac{d}{dt} V_{dc}(t) &\approx \frac{\overline{P_{ac}} \cdot (1 - \cos(2wt))}{V_{dc}(t)} - \frac{\overline{P_{ac}}}{V_{dc}(t)}, \\ C_{eq} \cdot \frac{d}{dt} V_{dc}(t) &\approx \frac{-\overline{P_{ac}}}{V_{dc}(t)} \cdot \cos(2wt), \end{aligned} \quad (D-46)$$

planteando una ecuación diferencial con C_{eq} como única incógnita. Sin embargo, en base a la hipótesis de un condensador suficientemente grande, podemos simplificar aún más esta deducción despreciando el rizado de la tensión en comparación con la potencia de entrada al inversor, es decir:

$$\frac{\overline{P_{ac}}}{V_{dc}(t)} = \frac{\overline{P_{ac}}}{(\overline{V_{dc}} - V_{dc}^{rip} \cdot \sin(2wt))} \approx \frac{\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}}.$$

De manera que incluyendo esta aproximación simplificamos la ecuación diferencial y deducimos C_{eq} como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} C_{eq} \cdot \frac{d}{dt} (\overline{V_{dc}} - V_{dc}^{rip} \cdot \sin(2wt)) &\approx \frac{-\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}} \cdot \cos(2wt), \\ -C_{eq} \cdot V_{dc}^{rip} \cdot 2w \cdot \cos(2wt) &\approx \frac{-\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}} \cdot \cos(2wt), \end{aligned}$$

de la cual despejamos C_{eq} una vez eliminado el tiempo, como:

$$C_{eq} \approx \frac{1}{V_{dc}^{rip} \cdot 2\pi \cdot (2 \cdot f_{grid})} \cdot \frac{\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}}. \quad (D-47)$$

donde;

f_{grid} es la frecuencia de red,

V_{dc}^{rip} es el rizado de $V_{dc}(t)$ al doble de f_{grid} ,

$\overline{V_{dc}}$ es el valor medio de $V_{dc}(t)$ para un periodo de f_{grid} ,

$\overline{P_{ac}}$ es el valor medio de $P_{ac}(t)$ para un periodo de f_{grid} .

De esta manera, podemos obtener C_{eq} a partir de la medida de la onda de tensión de entrada ($V_{dc}(t)$) y la potencia inyectada (P_{ac}) de un inversor comercial en un punto de operación.

Cabe destacar que el posterior ajuste del sistema de control, favorece que la dinámica del modelo propuesto simule correctamente el inversor comercial a modelar, compensando los errores derivados de las aproximaciones llevadas a cabo en esta deducción, tal y como muestran los resultados recogidos en el apartado 4.5.3.

D.4. Etapa de Conversión de Potencia: Modelado promediado del convertidor DC-AC

Para la etapa de potencia del inversor patrón proponemos la utilización de un convertidor DC-AC con entrada de tensión variable, utilizando un *punte en H* de dos ramas de transistores IGBTs dispuestos de acuerdo con la figura D.3. Asimismo, proponemos su funcionamiento en modo unipolar, formando la señal AC de cada rama mediante Modulación por Ancho de Pulso (PWM) con una señal triangular. De esta manera, la tensión de la rama A viene determinada como:

$$V_A(t) = \frac{V_{dc}(t)}{2} \cdot D(t) - \frac{V_{dc}(t)}{2} \cdot (1 - D(t)), \quad (D-48)$$

donde $D(t)$ es la señal de disparo que activa los IGBTs, tomando valores de 0 o 1. Dicho valor es determinado por el corte de la señal de control ($V_c(t)$) con la señal triangular utilizada para la modulación ($V_T(t)$), de acuerdo con las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} V_c(t) &\geq V_T(t) \Rightarrow D(t) = 1, \\ V_c(t) &< V_T(t) \Rightarrow D(t) = 0. \end{aligned} \quad (D-49)$$

Figura D.3: Modelado de la Etapa de Conversión de Potencia.

Sin embargo, con el fin de reducir la complejidad del modelo propuesto, simplificamos el funcionamiento del convertidor aplicando el modelo promediado propuesto en [158], tradicionalmente empleado para convertidores de

potencia conmutados [144, 159, 160]. Éste se basa en la asunción de una tensión media para cada ciclo de conmutación [143], de manera que el parámetro de conducción promediado para todo ciclo de conmutación, se expresa en función del tiempo como:

$$\overline{D(t)} = \frac{\hat{V}_T + V_c(t)}{2 \cdot \hat{V}_T} = \frac{1}{2} + \frac{V_c(t)}{2 \cdot \hat{V}_T}, \quad (\text{D-50})$$

donde $\hat{V}_T$ es el valor de pico de la señal triangular, y $\overline{D(t)}$ toma valores comprendidos entre 0 y 1. Sustituyendo esta expresión en la ecuación D-48, la tensión de la rama A del puente viene determinada por la expresión:

$$V_A(t) = V_{dc}(t) \cdot \left(\overline{D(t)} - \frac{1}{2} \right) = V_{dc}(t) \cdot \frac{V_c(t)}{2 \cdot \hat{V}_t}. \quad (\text{D-51})$$

Asimismo, la tensión a salida del puente ($V_s(t)$) se corresponde con la diferencia de tensión entre ambas ramas, dependiendo del desfase utilizado en las señales de control de ambas ramas. En inversores FV monofásicos, ésta suele ser comúnmente de 180° , pues esta configuración maximiza la tensión y optimiza el contenido armónico. De manera que con señales de referencia simétricas, la salida del puente viene determinada como:

$$V_s(t) = V_A(t) - V_B(t), \quad (\text{D-52})$$

$$V_s(t) = V_{dc}(t) \cdot \frac{V_c(t)}{2 \cdot \hat{V}_t} - V_{dc}(t) \cdot \frac{V_c(t)}{2 \cdot \hat{V}_t} \cdot \cos(180), \quad (\text{D-53})$$

$$V_s(t) = V_{dc}(t) \cdot \frac{V_c(t)}{\hat{V}_t}. \quad (\text{D-54})$$

También puede expresarse en función del parámetro de conducción promediado como:

$$V_s(t) = V_{dc}(t) \cdot \left(2 \cdot \overline{D(t)} - 1 \right). \quad (\text{D-55})$$

Teniendo en cuenta además, que el modelado de las pérdidas ocasionadas en los IGBTs y los diodos del puente ha sido incluido en el modelado de la etapa Pérdidas descrito en el apéndice D.1, la potencia instantánea en la entrada y salida de la etapa de potencia se mantiene igualada, cumpliéndose la siguiente relación:

$$I_h(t) \cdot V_{dc}(t) = I_s(t) \cdot V_s(t), \quad (\text{D-56})$$

$$I_h(t) = \frac{I_s(t) \cdot V_s(t)}{V_{dc}(t)}. \quad (\text{D-57})$$

De manera que sustituyendo la expresión D-54, obtenemos:

$$I_h(t) = I_s(t) \cdot \left(\overline{D(t)} - 1 \right). \quad (\text{D-58})$$

En base a estas ecuaciones, modelamos la etapa de potencia como un transformador ideal, cuya relación de transformación varía con el tiempo en función del ciclo de conmutación $\left(2 \cdot \overline{D(t)} - 1\right)$.

Dicha relación viene determinada por la señal de control (V_c) y $\hat{V}_t$ establecidas en la PWM, de acuerdo con la expresión D-54. Sin embargo, la obtención de estas señales no resulta estrictamente necesaria al utilizar el modelo promediado, siendo únicamente relevantes para simular los efectos de sobremodulación. Partiendo de la base de que los inversores FV comerciales no se diseñan habitualmente para permitir dicho fenómeno, proponemos la integración del control del PWM en el propio circuito equivalente de la Etapa de Conversión de Potencia, controlándola directamente mediante la señal de referencia de la tensión a la salida del puente V_s^{ref} . De esta manera, simplificamos el BM propuesto aproximando la tensión de salida a la de referencia, limitando asimismo su amplitud por $V_{dc}(t)$ para simular una eventual sobremodulación, es decir:

$$V_s(t) \approx V_s^{ref}(t), \text{ con } V_s(t) \leq V_{dc}(t). \quad (\text{D-59})$$

Por tanto, la Etapa de Conversión de Potencia utilizada en el BM queda modelada mediante el circuito equivalente del puente en H unipolar a 180° presentado en la figura D.3. En ella podemos observar una fuente de tensión dependiente de la señal de referencia externa (V_s^{ref}), más una fuente de corriente dependiente cuyo valor se calcula en función de la tensión de entrada (V_{dc}) y la intensidad de salida (I_s), de acuerdo con la siguiente expresión:

$$I_h(t) = I_s(t) \cdot \frac{V_s^{ref}(t)}{V_{dc}(t)}. \quad (\text{D-60})$$

D.5. Etapa Filtro AC: Dimensionado del filtro LCL y estimación de L_1 y L_2

Tal y como expusimos en el apartado 4.2.5, el funcionamiento eléctrico de la etapa de Conversión de Potencia viene determinado por los valores de L_1 y L_2 , de acuerdo con las expresiones 4-7 y 4-8, mostradas a continuación:

$$L_1 = L_{in}, \quad (\text{D-61})$$

$$L_2 = L_{out} + L_{trafo}, \quad (\text{D-62})$$

donde L_{in} y L_{out} son las inductancias de salida y entrada del filtro LCL, mientras que L_{trafo} se corresponde con la inductancia equivalente del transformador.

Para el dimensionado de los componentes del filtro LCL hemos seguido los criterios de diseño recomendados en [12], orientados al cumplimiento del

estándar IEEE-519 para el contenido armónico de I_{ac} . Este diseño utiliza como base una *Impedancia Base* (Z_{base}^{FiltAC}) fijada en función de la potencia de funcionamiento nominal, dando lugar a la *Inductancia Base* L_{base}^{FiltAC} y la *Capacidad Base* C_{base}^{FiltAC} , definidas como:

$$Z_{base}^{FiltAC} = \frac{(V_{ac}^{nom})^2}{P_{ac}^{nom}} = \frac{(r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2}{P_{ac}^{nom}}, \quad (D-63)$$

$$L_{base}^{FiltAC} = \frac{Z_{base}^{FiltAC}}{2\pi \cdot f_{grid}}, \quad (D-64)$$

$$C_{base}^{FiltAC} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{grid}^{nom} \cdot Z_{base}^{FiltAC}}, \quad (D-65)$$

donde:

V_{ac}^{nom} es la Tensión de red para la cual está diseñado el inversor,

P_{ac}^{nom} es la Potencia nominal del inversor y

f_{grid}^{nom} es la frecuencia de red nominal para la cual está diseñado el inversor.

Por otra parte la Frecuencia de resonancia del filtro f_r , puede expresarse en función del valor de los componentes del circuito equivalente de la figura D.1a como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{in} + L_{out} + L_{trafo}}{L_{in} \cdot (L_{out} + L_{trafo}) \cdot C_T}}, \quad (D-66)$$

donde:

L_{in} es la inductancia serie de la entrada del filtro,

L_{out} es la inductancia serie de la salida del filtro,

L_{trafo} es la inductancia equivalente del transformador de aislamiento,

C_T es la capacidad de la rama en T.

Para el dimensionado de los elementos Patel recomienda seguir los siguientes criterios:

- L_{in} debe ser entre un 6 % y 9 % de L_{base}^{FiltAC} , con el fin de satisfacer los requisitos del rizado de la corriente [197].
- $L_{in} + L_{out}$ debe ser menor del 12 % de L_{base}^{FiltAC} , recomendando iniciar el cálculo con $L_{in} = 3 \cdot L_{out}$.
- C_T debe ser como máximo 6 % de C_{base}^{FiltAC} de acuerdo con [198], recomendando un valor inicial del 3 % de C_{base}^{FiltAC} .
- f_r debe estar comprendida entre $13 \cdot f_{grid}^{nom}$ y $0.6 \cdot f_{sw}$, siendo f_{sw} la frecuencia de conmutación del convertidor DC-AC.
- R_T puede tomar un valor genérico de 0.01Ω .

Estas recomendaciones dan lugar a un proceso iterativo de diseño con múltiples soluciones. Con objeto de estandarizar la aplicación del BM a un inversor FV comercial, unificamos criterio para la estimación de los elementos del circuito equivalente proponiendo los siguientes valores:

$$L_{in} = \frac{7.5}{100} \cdot L_{base} \quad (D-67)$$

$$C_T = \frac{3}{100} \cdot C_{base} \quad (D-68)$$

$$f_r = 0.6 \cdot (13 \cdot f_{grid}^{nom}) + 0.4 \cdot 0.6 \cdot f_{sw}. \quad (D-69)$$

En base a este criterio, aplicando la relación entre las inductancias del inversor patrón y las del BM establecida la expresión 4.2.5 ($L_1 = L_{in}$, $L_{out} + L_{trafo} = L_2$), estimamos el valor de L_1 en función de los valores del inversor en operación nominal mediante la expresión:

$$L_1 = L_{in} = \frac{7.5}{100} \cdot \frac{Z_{base}^{FiltAC}}{2\pi \cdot f_{grid}^{nom}} = \frac{7.5}{2\pi \cdot f_{grid}^{nom} \cdot 100} \frac{(r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2}{P_{ac}^{nom}}. \quad (D-70)$$

Una vez determinado L_1 , este criterio también nos permite obtener el valor de L_2 , al ser sustituido en la expresión D-66, despejándose de la ecuación:

$$f_r = 0.6 \cdot (13 \cdot f_{grid}^{nom}) + 0.4 \cdot 0.6 \cdot f_{sw} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_T}}, \quad (D-71)$$

donde C_T viene determinado por:

$$C_T = \frac{3}{100} \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f_{grid}^{nom} \cdot Z_{base}^{FiltAC}}, = \frac{3}{2\pi \cdot 100 \cdot f_{grid}^{nom}} \cdot \frac{P_{ac}^{nom}}{(r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2}. \quad (D-72)$$

de manera que al sustituir $L_{out} + L_{trafo} = L_2$ en la expresión D-71, puede escribirse como:

$$2\pi (3.9 \cdot f_{grid}^{nom} + 0.24 \cdot f_{sw}) = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot \frac{3 \cdot P_{ac}^{nom}}{2\pi \cdot 100 \cdot f_{grid}^{nom} \cdot (r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2}}}. \quad (D-73)$$

Finalmente, reestructurando esta ecuación, los parámetros BM se obtienen de la resolución del siguiente sistema de ecuaciones:

$$L_1 = \frac{7.5 \cdot (r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2}{2\pi \cdot f_{grid}^{nom} \cdot 100 \cdot P_{ac}^{nom}}, \quad (D-74)$$

$$L_2 = \frac{100 \cdot f_{grid}^{nom} \cdot (r_t \cdot V_{ac}^{nom})^2 \cdot (L_1 + L_2)}{L_1 \cdot 3 \cdot P_{ac}^{nom} \cdot 2\pi (3.9 \cdot f_{grid} + 0.24 \cdot f_{sw})^2}. \quad (D-75)$$

Cabe destacar que la inclusión de los efectos inductivos del transformador de aislamiento en la etapa Filtro AC, nos permite estimar L_2 sin conocer L_{trafo} ni L_{out} en función de las propiedades eléctricas del inversor.

Debemos mencionar asimismo, que la validez de las relaciones propuestas en el cálculo de L_{in} , C_T y f_r , queda condicionada a que se respeten los límites de las recomendaciones establecidas por Patel en [12]. En caso contrario, debemos variar los valores propuestos para que concuerden con dichas recomendaciones.

D.6. Etapa Transformador: Dimensionado del transformador de Aislamiento y estimación de r_t

Para determinar la relación del transformador de aislamiento (r_t) nos apoyamos en la expresión de la tensión de salida la etapa de potencia, definida de acuerdo con la expresión D-55 como:

$$V_s(t) = V_{dc}(t) \cdot \left(\overline{D(t)} - \frac{1}{2} \right),$$

donde $\overline{D(t)}$ puede tomar valores entre 0 y 1. La amplitud máxima de la tensión de $V_s(t)$ para evitar sobremodulación puede deducirse en función de la tensión DC ($V_{dc}(t)$) como:

$$\hat{V}_s \leq V_{dc}(t). \quad (D-76)$$

Cabe destacar que el inversor posee un rango de tensión DC para su correcta operación definido por V_{dc}^{max} y V_{dc}^{min} . De manera que para una correcta operación en dicho rango, $\hat{V}_s$ estará condicionada por V_{dc}^{min} para evitar la sobremodulación en el caso más desfavorable, es decir:

$$\hat{V}_s^{max} \leq V_{dc}^{min}. \quad (D-77)$$

Por otra parte, $V_s(t)$ puede relacionarse con r_t mediante la expresión:

$$V_s(t) = V_{FiltAC}(t) + V'_{ac}(t) = V_{FiltAC}(t) + r_t \cdot V_{ac}(t). \quad (D-78)$$

Para realizar una aproximación de la relación de transformación, asumiremos despreciable en este límite la diferencia entre $\hat{V}_s$ y $\hat{V}'_{ac}$, estableciendo la siguiente aproximación:

$$\hat{V}_s \approx \hat{V}'_{ac} = r_t \cdot \hat{V}_{ac} \approx r_t \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}, \quad (D-79)$$

donde V_{ac} es el valor RMS de la tensión a la salida del inversor.

De esta manera, dimensionando el inversor patrón para trabajar al límite de sobremodulación en V_{dc}^{min} , establecemos las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} r_t \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}^{max} &\approx \hat{V}_s^{max} \leq V_{dc}^{min}, \\ r_t \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac}^{nom} &\approx \hat{V}_s^{nom} \approx V_{dc}^{min}. \end{aligned}$$

Finalmente, considerando la tensión nominal de red para el diseño del inversor patrón bajo los citados condicionantes, podemos estimar la relación de transformación como:

$$r_t \approx \frac{V_{dc}^{min}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac}^{nom}}. \quad (D-80)$$

Apéndice E

Deducciones matemáticas para el desarrollo y aplicación del BM: Bloque de Control

E.1. Sistema MPPT I: Diagrama de flujo de la función Algoritmo MPPT implementada en BM

Figura E.1: Diagrama de flujo del algoritmo de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT), incluyendo el funcionamiento en STAND-BY.
 NOTA: La operación dentro del rango $[V_{dc}^{min}, V_{dc}^{max}]$ impone $V_{dc}^{MPPT} = V_{dc}^{ref}$.

E.2. Sistema MPPT II: Estimación de ΔV_{dc}^{MPPT} a partir de la medida de AC

Tal y como podemos identificar claramente en la figura 4.36, los escalones introducidos por el sistema MPPT en V_{dc}^{ref} provocan la aparición de picos en I_{ac}^{rms} . De esta manera, tal y como expresa la estrategia de control presentada en la figura 4.14a, el VCL nos permite relacionar ΔV_{dc}^{ref} con $\Delta \hat{I}_{ac}^{ref}$ y, por tanto, con la medida de la potencia activa a la salida del inversor. En base a este planteamiento, ΔV_{dc}^{MPPT} puede ser estimado a partir de la medida en bornes AC presentada en la gráfica central de la figura 4.36.

Con objeto integrar las posibles variaciones en V_{ac}^{rms} , estableceremos la relación entre ΔV_{dc} y P_{ac} . Para esta deducción definimos las variables eléctricas de dos puntos de operación consecutivos con los superíndices X^I y X^{II} , de la siguiente manera:

$$\Delta V_{dc}^{ref} \approx \Delta V_{dc} = \overline{V_{dc}}^{II} - \overline{V_{dc}}^I, \quad (E-1)$$

$$P_{ac}^I = \overline{V_{ac}^{rms}}^I \cdot \overline{I_{ac}^{rms}}^I, \quad (E-2)$$

$$P_{ac}^{II} = \overline{V_{ac}^{rms}}^{II} \cdot \overline{I_{ac}^{rms}}^{II}. \quad (E-3)$$

Teniendo en cuenta las características de la curva I-V de los módulos FV sabemos que ΔI_{dc} y ΔV_{dc} tienen signos diferentes, y además, que el valor de V_{dc} y su variación en el entorno del MPP son substancialmente mayores que I_{dc} , por lo que podemos asumir que las variaciones de potencia en el entorno del MPP se deben eminentemente a la tensión. De esta manera, consideramos un valor intermedio de corriente (I_{dc}^0), planteamos la siguiente deducción:

$$\begin{aligned} \Delta I_{dc} \cdot \Delta V_{dc} &< 0, \quad |\Delta I_{dc}| \ll |\Delta V_{dc}|, \quad I_{dc} \ll V_{dc}, \\ \overline{I_{dc}}^0 &= \frac{\overline{I_{dc}}^{II} + \overline{I_{dc}}^I}{2} = \overline{I_{dc}}^I + \frac{\Delta I_{dc}}{2}, \end{aligned} \quad (E-4)$$

$$\begin{aligned} \overline{P_{dc}}^{II} &= \overline{V_{dc}}^{II} \cdot \overline{I_{dc}}^{II} = (\overline{V_{dc}}^I + \Delta V_{dc}) \cdot (\overline{I_{dc}}^I + \Delta I_{dc}); \\ \overline{P_{dc}}^{II} &= \overline{V_{dc}}^I \cdot \overline{I_{dc}}^I + \overline{I_{dc}}^I \cdot \Delta V_{dc} + \overline{V_{dc}}^I \cdot \Delta I_{dc} + \Delta V_{dc} \cdot \Delta I_{dc}, \\ \overline{P_{dc}}^{II} &= \overline{P_{dc}}^I + \overline{I_{dc}}^0 \cdot \Delta V_{dc} - \frac{\Delta I_{dc}}{2} \cdot \Delta V_{dc} + \overline{V_{dc}}^I \cdot \Delta I_{dc} + \Delta V_{dc} \cdot \Delta I_{dc}, \\ \overline{P_{dc}}^{II} &= \overline{P_{dc}}^I + \overline{I_{dc}}^0 \cdot \Delta V_{dc} + \overline{V_{dc}}^I \cdot \Delta I_{dc} + \frac{\Delta I_{dc}}{2} \cdot \Delta V_{dc}, \\ \overline{P_{dc}}^{II} &\approx \overline{P_{dc}}^I + \overline{I_{dc}}^0 \cdot \Delta V_{dc}, \end{aligned} \quad (E-5)$$

la cual permite llevar a cabo la siguiente aproximación:

$$\Delta V_{dc} \approx \frac{\overline{P_{dc}^{II}} - \overline{P_{dc}^I}}{\overline{I_{dc}^0}}. \quad (\text{E-6})$$

Integrando entonces el η , que podemos asumir constante entre los dos puntos cercanos, relacionamos $\overline{P_{dc}}$ con $\overline{P_{ac}}$ de la siguiente manera:

$$\eta^I \approx \eta^0 \approx \eta^{II}, \quad \overline{P_{ac}} = \eta \cdot \overline{P_{dc}} = \eta \cdot \overline{I_{dc}} \cdot \overline{V_{dc}}, \quad \eta \cdot \overline{I_{dc}} = \frac{\overline{P_{ac}}}{\overline{V_{dc}}},$$

$$\Delta V_{dc} \approx \left(\frac{\overline{P_{ac}^{II}}}{\eta^{II}} - \frac{\overline{P_{ac}^I}}{\eta^I} \right) \cdot \frac{1}{\overline{I_{dc}^0}} \approx \frac{\overline{P_{ac}^{II}} - \overline{P_{ac}^I}}{\eta^0 \cdot \overline{I_{dc}^0}} = \frac{\overline{P_{ac}^{II}} - \overline{P_{ac}^I}}{\overline{P_{ac}^0}} \cdot \overline{V_{dc}^0}. \quad (\text{E-7})$$

Esta expresión permite obtener la estimación de la perturbación del Sistema MPPT a partir de la medidas de $\overline{P_{ac}}$ y el valor intermedio de la tensión DC ($\overline{V_{dc}^0} = (\overline{V_{dc}^I} + \overline{V_{dc}^{II}})/2$), mediante la expresión:

$$\Delta V_{dc}^{MPPT} \approx \Delta V_{dc} \approx \frac{\overline{P_{ac}^{II}} - \overline{P_{ac}^I}}{\overline{P_{ac}^{II}} + \overline{P_{ac}^I}} \cdot 2 \cdot \overline{V_{dc}^0}. \quad (\text{E-8})$$

Cabe destacar que $\overline{V_{dc}^0}$ desempeña en esta expresión un papel de factor de escala del intervalo con respecto a la magnitud de V_{dc} , por lo que su obtención no requiere la exactitud que necesitamos al tomar la diferencia entre $\overline{V_{dc}^I}$ y $\overline{V_{dc}^{II}}$, ya la precisión en la estimación del intervalo es aportada por la medida de $\overline{P_{ac}}$. Teniendo en cuenta las menores exigencias de precisión, $\overline{V_{dc}^0}$ puede ser obtenido del propio sistema de monitorización del inversor, o incluso, estimado de las curva de potencia de los módulos, empleando el SSGM descrito en el capítulo 3.

E.3. Sistema de Control Etapa de Potencia I: Diseño del Lazo de control de tensión (VCL)

(a) Esquema de control simplificado de la etapa de conversión de potencia del BM.

Figura E.2: Bloque de control del BM.

El Sistema de Control de la Etapa de Potencia tiene como misión fundamental el control de la Potencia que trasiega la Etapa de Conversión de Potencia del Bloque Eléctrico. Con el fin de implementar la estrategia presentada en el apartado 4.3.1 proponemos el sistema de control mostrado en la figura E.2a. En la figura E.2b podemos encontrar el esquema de control de la planta, formada por el circuito equivalente del BM presentado en la sección 4.2 (figura 4.4b).

Figura E.5: VCL linealizado de acuerdo con [2].

De esta manera, la función de transferencia en lazo abierto queda determinada como:

$$F_{OL}^{VCL} = F^{VPI} \cdot \frac{-1}{s \cdot C_{eq}} \cdot \frac{V_{ac}^{nom}}{\sqrt{2} \cdot V_{dc}^{des}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{CCL}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{med-DC}} \cdot e^{-s \cdot T_{samp-DC}}, \quad (E-11)$$

$$F^{VPI} = K_{pv} + \frac{K_{pv}}{T_{iv} \cdot s} = \frac{K_{pv} + K_{pv} \cdot T_{iv} \cdot s}{T_{iv} \cdot s} \quad (E-12)$$

donde,

T_{med-DC} es la constante de tiempo del filtrado en la medida de V_{dc} ,
 $T_{samp-DC}$ es el desfase producido en la medida, mientras que
 F^{VPI} es la función de transferencia del controlador.

Esta simplificación se apoya en que la velocidad del CCL es suficientemente grande con respecto a la del VCL. Teniendo que para el ajuste del controlador del CCL hemos seguido el criterio propuesto en esta misma publicación, relacionamos el valor de $T_{CCL} = 0.2$ ms sugerido Meindhardt para relacionarlo con las propiedades del inversor, asumiendo:

$$T_{CCL} \approx \frac{2}{f_{sw}}. \quad (E-13)$$

Asimismo, el filtrado de V_{dc} se diseña para suprimir el rizado producido al doble de f_{grid} , por lo que en nuestro diseño aplicamos:

$$T_{med-DC} = \frac{1}{2 \cdot f_{grid}}. \quad (E-14)$$

Por otra parte, el periodo de muestreo DC puede ser estimado como $T_{samp-DC} \approx 0.1$ ms.

Para el diseño del inversor patrón, sugerimos utilizar el ajuste del control propuesto por Meindhardt en [2], de acuerdo con las siguientes expresiones:

$$T_{iv} = 4 \cdot (T_{CCL} + T_{medDC} + T_{samp-DC}), \quad (E-15)$$

$$K_{pv} = \frac{-C_{eq} \cdot V_{dc}^{des}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac}^{nom} \cdot 2 \cdot (T_{CCL} + T_{medDC} + T_{samp-DC})} \quad (E-16)$$

No obstante, para la aplicación del BM a un inversor comercial resulta necesario reajustar estos los valores para adaptar la respuesta del lazo al comportamiento eléctrico de éste, tal y como se describe en la sección E.4. De esta manera, la estimación de los valores de T_{CCL} , T_{med-DC} , $T_{samp-DC}$, T_{iv} y K_{pv} propuesta en este apéndice tienen como misión únicamente ilustrar el orden de magnitud de estos parámetros de diseño.

E.4. Sistema de Control Etapa de Potencia II-VCL: Determinación de parámetros del controlador del VCL en función del VBW y VPM

A continuación deduciremos las expresiones que nos permiten obtener los valores de K_{pv} y T_{iv} en función de la respuesta del VCL, utilizando como indicadores de partida el Ancho de Banda del VCL (VBW) y el Margen de Fase para dicha frecuencia (VPM) deseados para este lazo.

Para el ajuste del controlador asumiremos $T_{samp-DC} = 0.1ms$. Asimismo consideraremos el promedio en la medida del error, es decir, suponemos $AverageV_{dc} = 1$ con $T_{med-DC} = \frac{1}{2 \cdot f_{grid}}$.

A partir del diseño de control mostrado en el apéndice anterior, obtenemos el VPM como la cantidad de retardo de fase adicional necesario para llevar el sistema al borde de la inestabilidad en la frecuencia VBW, es decir

$$VPM = 180^\circ + \angle F_{OL}^{VCL}(\omega_0), \quad (E-17)$$

De acuerdo con el esquema de control de la figura E.5, la fase de $F_{OL}^{VCL}(\omega_0)$ puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \angle F_{OL}^{VCL}(\omega_0) = & \angle F^{VPI}(\omega_0) - 90^\circ - \arctan(\omega_0 \cdot T_{CCL}) - \\ & - \arctan(\omega_0 \cdot T_{med-DC}) - \omega_0 \cdot T_{samp-DC}. \end{aligned} \quad (E-18)$$

Cabe mencionar que en esta expresión podemos despreciar el efecto tanto de T_{CCL} como $T_{samp-DC}$. Por otra parte, de acuerdo con la expresión E-12 la fase del controlador es:

$$\angle F^{VPI}(\omega_0) = \arctg(\omega_0 \cdot T_{iv}) - 90^\circ.$$

De manera que integrando dichas simplificaciones e igualando con la expresión E-17, planteamos la siguiente ecuación:

$$VPM = 180^\circ + \angle F_{OL}^{VCL}(\omega_0) \quad (E-19)$$

$$VPM \approx 180 + \arctan(\omega_0 \cdot T_{iv}) - 90^\circ - 90^\circ - \arctan(\omega_0 \cdot T_{med-DC}), \quad (E-20)$$

obteniendo el parámetro T_{iv} como:

$$\arctan(\omega_0 \cdot T_{iv}) = VPM + \arctan(\omega_0 \cdot T_{med-DC}), \quad (E-21)$$

$$T_{iv} = \frac{\tan(VPM + \arctan(\omega_0 \cdot T_{med-DC}))}{\omega_0}, \quad (E-22)$$

Asimismo, la función de transferencia en lazo abierto presenta una ganancia unitaria a la frecuencia del VBW, planteando la siguiente ecuación a partir de la expresión E-11:

$$1 = F_{OL}^{VCL}(\omega_0), \quad (E-23)$$

$$1 = \frac{F^{VPI}(\omega_0) \cdot (-1) \cdot (V_{ac}^{nom}) \cdot e^{-\omega_0 \cdot T_{smp-DC}}}{(\omega_0 \cdot C_{eq}) \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{dc}^{des}) \cdot (1 + \omega_0 \cdot T_{CCL}) \cdot (1 + \omega_0 \cdot T_{VDC})}. \quad (E-24)$$

En esta expresión podemos despreciar el efecto tanto de T_{CCL} como T_{smp-DC} , de manera que integrando dichas simplificaciones y $F^{VPI}(\omega_0)$ definida en el apéndice E-12, planteamos la siguiente ecuación:

$$1 \approx \frac{K_{pv} \cdot \left(1 + \frac{1}{\omega_0 \cdot T_{iv}}\right) \cdot (-1) \cdot (V_{ac}^{nom})}{(\omega_0 \cdot C_{eq}) \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{dc}^{des}) \cdot (1 + \omega_0 \cdot T_{VDC})}, \quad (E-25)$$

en la cual sustituimos T_{iv} obtenido en la expresión E-22, pudiendo estimar el parámetro K_{pv} como:

$$K_{pv} \approx \frac{(\omega_0 \cdot C_{eq}) \cdot (\sqrt{2} \cdot V_{dc}^{des}) \cdot (1 + \omega_0 \cdot T_{VDC})}{\left(1 + \frac{1}{\tan(VPM + \arctan(\omega_0 \cdot T_{med-DC}))}\right) \cdot (-1) \cdot (V_{ac}^{nom})}. \quad (E-26)$$

Una vez determinadas las expresiones que definen K_{pv} y T_{iv} , incorporaremos en éstas la información obtenida de la hoja de características y las medidas. Como referencia a este proceso cabe mencionar en primer lugar, que el valor de T_{med-DC} depende directamente $AverageV_{dc}$, habiendo desarrollado esta deducción bajo la asunción de $AverageV_{dc} = 1$. Asimismo, su valor en el inversor patrón ha sido diseñado para eliminar el rizado de V_{dc} , quedando expresado en E-14 en función de f_{grid} . Por otra parte, la tensión DC para la cual se linealiza la etapa de potencia puede ser estimada como el promedio de los valores registrados en la Medida de Operación Estable ($\overline{V_{dc}^I}$, $\overline{V_{dc}^{II}}$). Matemáticamente estas consideraciones se traducen como:

$$T_{med-DC} = \frac{1}{2 \cdot f_{grid}^{nom}}, \quad (E-27)$$

$$V_{dc}^{des} = \frac{\overline{V_{dc}^I} + \overline{V_{dc}^{II}}}{2}. \quad (E-28)$$

Incorporando estas consideraciones junto con las expresiones E-26, E-22 y $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot VBW$, los parámetros del controlador pueden estimarse finalmente de la siguiente forma:

$$K_{pv} \approx \frac{-\sqrt{2} \cdot \pi \cdot VBW \cdot C_{eq} \cdot \left(\overline{V_{dc}}^I + \overline{V_{dc}}^{II} \right) \cdot \left(1 + \frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}} \right)}{\left(1 + \frac{1}{\tan\left(VPM + \arctan\left(\frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}}\right)\right)} \right) \cdot V_{ac}^{nom}} \quad (E-29)$$

$$T_{iv} = \frac{\tan(VPM + \arctan\left(\frac{\pi \cdot VBW}{f_{grid}^{nom}}\right))}{2\pi \cdot VBW}. \quad (E-30)$$

Figura E.6: Diagrama de control del Lazo de Control de Corriente (CCL).

Este lazo, puede expresarse de manera simplificada de acuerdo con el siguiente esquema de control:

Figura E.7: Lazo de Control de Corriente (CCL).

Figura E.8: CCL simplificado.

De manera que la función de transferencia en lazo abierto queda determinada por la siguiente expresión:

$$F_{OL}^{CCL} = \left(K_{pi} + \frac{K_{pi}}{s \cdot T_{ii}} \right) \cdot \frac{1}{s \cdot (L_1 + L_2)} \cdot r_t \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{med-AC}}, \quad (E-31)$$

donde,

T_{med-AC} es la constante de tiempo del filtrado en la medida de I_{ac} ,

K_{pi} es la constante proporcional del controlador PI,

T_{ii} es el tiempo integral del controlador PI.

Para llevar a cabo la estimación del CBW, obtendremos la frecuencia a la cual la ganancia en lazo abierto es unitaria, planteando la siguiente ecuación:

$$1 = F_{OL}^{CCL}(\omega_0), \quad (E-32)$$

$$1 = \left(K_{pi} + \frac{K_{pi}}{\omega_0 \cdot T_{ii}} \right) \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot (L_1 + L_2)} \cdot r_t \cdot \frac{1}{1 + \omega_0 \cdot T_{med-AC}}. \quad (E-33)$$

Considerando que el efecto de T_{smp-AC} puede ser despreciado con respecto a la velocidad del controlador, simplificamos este término planteando la siguiente deducción a partir de la ecuación anterior:

$$1 \approx \left(K_{pi} + \frac{K_{pi}}{\omega_0 \cdot T_{ii}} \right) \cdot \frac{1}{\omega_0 \cdot (L_1 + L_2)} \cdot r_t, \quad (E-34)$$

$$1 \approx \frac{r_t \cdot K_{pi} \cdot T_{ii} \cdot \omega_0 + r_t \cdot K_{pi}}{T_{ii} \cdot (L_1 + L_2) \cdot \omega_0^2}, \quad (E-35)$$

que nos permite obtener el CBW de la siguiente ecuación cuadrática:

$$4\pi^2 \cdot T_{ii} \cdot (L_1 + L_2) \cdot CBW^2 - 2\pi \cdot r_t \cdot K_{pi} \cdot T_{ii} \cdot CBW - r_t \cdot K_{pi} = 0. \quad (E-36)$$

E.6. Observador de Red: Estimación de parámetros de la función Relés V_{ac} en base a la normativa

En el caso del modelado del inversor trifásico NT10000 llevado a cabo en esta tesis, la planta a la cual pertenece se conectó al amparo del el RD 1663/2000 sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión [36], el cuál establece las siguientes protecciones para la interconexión:

- Protección de máxima y mínima frecuencia de 51 y 49 Hz,
- Protección de máxima y mínima tensión de $1.1 \cdot V_{ac}^{nom}$ y $0.85 \cdot V_{ac}^{nom}$.

Sin embargo, esta planta esta conectada a una red gestionada por *Iberdrola Distribución Eléctrica*, de manera que las protecciones del inversor deben ser reguladas de acuerdo con las especificaciones del manual técnico MT 3.53.01 de esta compañía [199]. Dicho documento especifica las siguientes protecciones voltimétricas de la conexión:

- Un relé de máxima y mínima frecuencia (81m-M), conectado entre fases, ajustado a 50.5 Hz y 48 Hz con una temporización máxima de 0.5 y de 3 segundos respectivamente,
- Un relé de máxima tensión (59), conectado entre fases, ajustado a $1,1 \cdot V_{ac}^{nom}$ y $1,15 \cdot V_{ac}^{nom}$, con una temporización máxima de 1.5 y de 0.2 segundos respectivamente.
- Un relé trifásico de mínima tensión (27), conectado entre fases, ajustado a 0.85 con una temporización máxima de 1.5 segundos.

De esta manera, regulamos los relés de acuerdo con las exigencias de la compañía distribuidora, respetando los límites establecidos en el RD 1663/2000.

Por último, regulamos la protección contra funcionamiento en isla de acuerdo con el RD661/2007 [42].

Apéndice F

Detalles técnicos de los equipos empleados

F.1. Toma de medidas

F.1.1. Descripción del Adquisidor de datos

Para la adquisición de datos hemos utilizado un analizador de redes de altas prestaciones *Fluke 1760 Power Quality Recorder* [154]. Se trata de un medidor de clase A (IEC 61000-4-30) que alcanza en sus ocho canales una frecuencia de muestreo de 10.24 kHz. Este equipo ofrece la robustez y la separación galvánica adecuadas para ser instalado en un huerto FV, tal y como se observa en la figura 3.15b.

Figura F.1: Armario para instalación del Fluke 1760 en campo.

Fluke 1760

Three-Phase Power Quality Recorder *Topas*

Technical Data

Class-A compliance for the most demanding power quality tests

The Fluke 1760 Three-Phase Power Quality Recorder is the ideal portable instrument for power quality experts. It is fully compliant to IEC 61000-4-30 Class-A, for advanced power quality analysis and consistent compliance testing. Designed for analysis of utility and industrial power distribution systems, in medium- and low-voltage networks, the Fluke 1760 provides the flexibility to customize thresholds, algorithms, and measurement selections. It captures the most comprehensive details on user-selected parameters and allows for later analysis and reporting.

- **Fully Class-A compliant:** Conduct tests according to the stringent international IEC 61000-4-30 Class-A standard
- **GPS time synchronization:** Correlate data with events or datasets from other instruments, with precision
- **Flexible and fully configurable thresholds and scale factors:** Allows user to pinpoint specific issues by defining the detailed criteria for detection and recording of disturbances.
- **Highest safety rating in the industry:** 600 V CAT IV/1000 V CAT III rated for use at the service entrance
- **Uninterrupted power supply (40 minutes):** Never miss important events – even record the beginning and end of interruptions and outages, to help determine the cause
- **10 MHz, 6000 Vpk waveform capture:** Get a detailed picture of even the shortest event
- **2 GB data memory:** Enables detailed, simultaneous recording of numerous power parameters for long periods of time
- **Comprehensive software included:** Provides trend diagrams for root cause analysis, statistical summaries, report writing and real-time data monitoring in the online mode
- **Plug and play:** Allows quick setup with automatic sensor detection; sensors are instrument powered, eliminating the need for batteries
- **Rugged field design:** Insulated housing and a solid state design with no rotating components, enable reliable testing under nearly any conditions

Specifications

General

Warranty	2 years
Quality system	Developed and manufactured as per ISO 9001: 2000
Reference conditions	Environment temp.: 23 °C ± 2 °C (74 °F ± 2 °F)
	Power supply: 230 V ± 10 %
	Power frequency: 50 Hz/60 Hz
	Signal: declared input voltage U_{dm}
	Averaging: 10 minute intervals
Intrinsic uncertainty	All specified intrinsic uncertainties are valid under these reference conditions
Display	The Fluke 1760 features LED indicators for the status of the 8 channels, phase sequence, power supply (mains or battery), memory usage, time synchronization, and data transfer.
Power LED	Permanent light: normal power supply from mains OFF: supply via internal battery in case of a power failure
Channel LEDs	3-color LEDs per channel for: • overload condition • under load condition signal level in nominal range
Data memory	2 GB flash memory depending on model
Memory model	Linear
Interfaces	Ethernet (100 MB/s), RS 232, external modem via RS 232
Baud rate for RS 232	9600 Baud to 115 kBaud
Dimensions (H x W x D)	325 mm x 300 mm x 65 mm (13 in x 11.8 in x 2.6 in)
Weight (without accessories)	appr. 4.9 kg (10.8 lb)
Calibration interval	1 year recommended for Class-A, otherwise 2 years

Ambient conditions

Working temperature range	-20 °C to 50 °C (-4 °F to 122 °F)
Storage temperature range	-20 °C to 60 °C (-4 °F to 140 °F)
Reference temperature	23 °C ± 2 °C (74 °F ± 2 °F)
Climatic class	B2 (IEC 654-1), -20 °C to 50 °C (-4 °F to +122 °F)
Max. operating altitude	2000 m: max. 600 V CAT IV*, power supply: 300 V CAT III 5000 m: max 600 V CAT III*, power supply: 300 V CAT II *depending on sensor
Housing	insulated, robust plastics housing

EMC

Emission	Class-A as per IEC/EN 61326-1
Immunity	IEC/EN 61326-1

Power supply

Range	AC: 83 V to 264 V, 45 to 65 Hz
Safety	DC: 100 V to 375 V IEC/EN 61010-1 2nd edition 300 V CAT III
Power consumption	max. 54 VA
Battery pack	NIMH, 7.2 V, 2.7 Ah In case of a power supply failure an internal battery maintains the supply for up to 40 minutes. Afterwards, or in case of discharged battery the Fluke 1760 is turned off and continues the measurements with the latest settings as soon as the supply voltage returns. The battery can be replaced by the user.

Signal conditioning

Range for 50 Hz systems	50 Hz $\pm$ 15 % (42.5 Hz to 57.5 Hz)
Range for 60 Hz systems	60 Hz $\pm$ 15 % (51 Hz to 69 Hz)
Resolution	16 ppm
Sampling frequency for 50 Hz power frequency	10.24 kHz, The sampling rate is synchronized to mains frequency.
Uncertainty for frequency measurements	< 20 ppm
Uncertainty of internal clock	< 1s/day
Measurement intervals	Aggregation of the interval values as per IEC 61000-4-30 Class-A
Min-, Max-values	Half cycle, e.g.: 10 ms rms values at 50 Hz
Transients	Sample rate 100 kHz to 10 MHz per channel
Harmonics	as per IEC 61000-4-7:2002: 200 ms
Flicker	as per EN 61000-4-15:2003: 10 min (Pst), 2 h (Plt)

Measurement inputs

Number of inputs	8 galvanically isolated inputs for voltage and current measurements
Sensor category rating	up to 600 V CAT IV depending on sensor
Basic category rating	300 V CAT III
Nominal voltage (rms)	100 mV
Range (peak value)	280 mV
Overload capacity (rms)	1000 V, continuously
Voltage rise rate	max. 15 kV/ μ s
Input resistance	1 M Ω
Input capacitance	5 pF
Input filter	Each channel is equipped with a passive low-pass filter, an anti-aliasing filter and a 16-bit A/D converter. All channels are sampled synchronously with a common quartz-controlled clock pulse. The filters achieve extremely high accuracy throughout a wide frequency range. The filters protect against voltage transients and, limit the signal rise rate, reduce high frequency components and especially the noise voltage above half the sampling rate of the A/D converter by 80 dB. This is also valid under extreme operating conditions such as transient voltages at the output of converters.

Uncertainties: Instrument with 600 V/1000 V sensor

Intrinsic uncertainty	Uncertainty, including the voltage sensors, is in compliance with IEC 61000-4-30 Class-A. All voltage sensors are suitable for dc up to 5 kHz
With sensor 1000 V	0.1 % at $U_{\text{lim}} = 480 \text{ V}$ and 600 V P-N
With sensor 600 V	0.1 % at $U_{\text{lim}} = 230 \text{ V}$ P-N
Intrinsic uncertainty for harmonics	Class I as per EN 61000-4-7:2002
Temperature drift	< 65 ppm/K
Aging	< 0.04 %/year
Common mode rejection	Instrument > 100 dB at 50 Hz (e.g. shunt). With voltage sensor > 70 dB at 50 Hz
Noise	Noise voltage, input short-circuited: < $40 \mu\text{V rms}$ $0.8 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ Sensor 1000 V: < 0.8V rms Sensor 600 V: < 0.5V rms
DC	$\pm (0.2 \% \text{ rdg} + 0.1 \% \text{ sensor range})$

Frequency response

Signal level: 100 %, sampling rate $f_s = 10.24 \text{ kHz}$:

The Fluke 1760 features excellent performance for any frequency up to the 50th harmonic.

Phase angle of analog channels

Linearity

Signal frequency: 50 Hz, sampling rate $f_s = 10.24 \text{ kHz}$.

F.1.2. Medida de Tensión e intensidad DC

La tensión de la matriz de módulos se ha tomado con los sensores de tensión *Fluke TPS VOLTPROBE 1 KV*, con un error intrínseco inferior al 0.1 %. La medida de intensidad en DC se ha realizado de manera indirecta utilizando un shunt de cuatro resistencias calibradas (R_{shunt}). La tensión del conjunto de resistencias en serie (V^{shunt}), se medido con los sensores *Fluke TPS VOLTPROBE 10 V*, con un error intrínseco inferior al 0.15 %.

De esta manera, de acuerdo con las relaciones establecidas en el apéndice A.2, las variables eléctricas son calculadas en función de las medidas tomadas por el adquisidor en la matriz tal y como recogemos a continuación:

$$V^* = \frac{V_{matriz}^*}{n},$$

$$I^* = \frac{I_{matriz}^*}{p} = \frac{V^{shunt}}{4 \cdot R_{shunt} \cdot p},$$

siendo n y p el número de módulos de la matriz en serie y en paralelo respectivamente.

Figura F.2: Ejemplo de toma de medidas en inversor SMC7000.

F.1.3. Medida de Irradiación

La medición de la Irradiación Global (G^*) se ha realizado utilizando un sensor de irradiación calibrado de célula de m-Si *Si-12TC*, colocado en el mismo plano de inclinación de los módulos, tal y como se muestra en la figura 3.15a. Este sensor de la marca *Meteocontrol*, cuya hoja de características se puede consultar en la siguiente página [153], es uno de los más utilizados en los sistemas de monitorización para plantas FV industriales. Mide la G global incluyendo una compensación activa de temperatura, que corrige la corriente de cortocircuito producida por la fotocélula. Con un rango de G desde 0 a 1200 W/m^2 . Presenta una salida en tensión de 0 a 10 V, la cual es registrada en un canal del Fluke 1760 utilizando los sensores de tensión *Fluke TPS VOLTPROBE 10 V*, con un error inferior al 0.15 %.

F.1.4. Medida de Temperatura

La temperatura de la superficie del módulo (T^*) se ha medido utilizando los sensores PT100 integrados en los sistemas de monitorización de la propia planta, con una precisión de 0.1°C .

(a) Sensor de irradiación *Si-12TC* de *Meteocontrol*.

(b) Shunts para la medida de I_{shunt}^{matriz} .

(c) Sistema de monitorización de la planta: *Meteocontrol*.

Figura F.3: Sensores para la toma de medidas.

SENSOR DE RADIACIÓN SI-12TC

Ref.: 423.000, 423.002,
423.004

DESCRIPCIÓN

La corriente de cortocircuito de un módulo solar de silicio es proporcional a la radiación solar. Los sensores SI-12TC utilizan un módulo solar monocristalino (Schott Solar) que se activa en cortocircuito a través de una resistencia de baja impedancia. Todos los sensores disponen de una compensación activa de temperatura.

Estructura

El módulo solar se monta en acetato de vinilo de etileno (EVA) entre el cristal y una película Tedlar. El módulo laminado se integra en una carcasa de aluminio anodizado. Por lo tanto, la estructura del sensor de Si se corresponde con la de un módulo fotovoltaico. La conexión eléctrica se realiza mediante un cable resistente a los rayos UV.

Medición de temperatura (opcional) Ref. : 423.001, 423.003, 423.005

Además de la medición de la radiación, los sensores "Si-12TC-T" permiten medir la temperatura del módulo solar. La medición se realiza a través de un sensor de laminado directamente en el módulo.

Características :

- Medición de la radiación solar con compensación de temperatura
- Rango de medición ampliado hasta 1200 W/m²
- Calibrado individual con señal de medición estándar
- Fácil montaje
- Cable de conexión de 3 m, 15 m o 30 m (resistente a los rayos UV)

DATOS TÉCNICOS

General

Shunt de medición de corriente :	0,1 Ohmios (TK = 22 ppm / K)
Temperatura de funcionamiento :	-20°C hasta 70°C
Alimentación :	DC: 12 hasta 24 V
Consumo de corriente :	0,3 mA
Tamaño módulo :	50 x 34 mm
	340 g

Tipo Si-12 TC (radiación solar) :

Rango de medición :	0 hasta 1200 W/m ²
Señal de salida :	0 hasta 10 V
Precisión de la medición :	±5 % del valor final
Cable conexión :	3 x 0,14 mm ² (resistente a rayos UV)

F.2. Hojas de características de los equipos Modelados

En las siguientes páginas podemos encontrar las hojas de características facilitadas por el fabricante, con las cuales han sido modelados los equipos empleados en la validación de los modelos propuestos, es decir:

- **Módulo FV de p-Si Solon Blue P220/6+ [11],**
- **Módulo FV de Cdte First Solar Series 2 270 [6],**
- **Inversor FV monofásico SMA SunnyBoy 3800 [8],**
- **Inversor FV monofásico Sunny MiniCentral 7000 HV [1],**
- **Inversor FV trifásico Sunways NT10000 [7].**

First Solar FS Series 2 PV Module

Thin film solutions for high performance PV systems

First Solar® FS Series 2™ PV Modules represent the latest advancements in thin film solar module technology. The Series 2 modules are IEC 61646 and IEC 61730 certified for use in systems up to 1000 VDC, and meet the requirements of Safety Class II. First Solar provides cost effective thin film module solutions to leading solar project developers and system integrators for large scale, grid-connected solar power plants. First Solar application engineers provide technical support and comprehensive product documentation to support the design, installation, and long term operations of high performance PV systems.

WARRANTY

- Material and workmanship warranty for five (5) years and a power output warranty of 90% of the nominal output power rating ($P_{MPP} \pm 5\%$) during the first ten (10) years and 80% during twenty-five (25) years subject to the First Solar FS Series Module Warranty Terms and Conditions (PD-5-102).

310 Modules are life cycle managed with the Module Collection and Recycling Program (PD-5-103), providing module owners with no cost, pre-funded, end-of-life take back, and recycling of the modules.

All specifications and warranties apply only to products sold and installed in Europe. For applications in North America please refer to the NA datasheet (PD-5-401-02 NA).

First Solar (Europe)
Tel: +49 (0)6131 1443-0
info@firstsolar.de

First Solar (US)
Tel: +1 (602)414-9300
info@firstsolar.com

www.firstsolar.com

PD-5-401-02 EU JUN 2010

The First Solar logo, First Solar™, and all products denoted with ® are registered trademarks, and those denoted with a ™ are trademarks of First Solar, Inc.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

MODEL NUMBERS AND RATINGS AT STC ¹ *						
Nominal Values		FS-270	FS-272	FS-275	FS-277	FS-280
Nominal Power(+/-5%)	P _{MPP} (W)	70	72.5	75	77.5	80
Voltage at P _{MAX}	V _{MPP} (V)	65.5	66.6	68.2	69.9	71.2
Current at P _{MAX}	I _{MPP} (A)	1.07	1.09	1.10	1.11	1.12
Open Circuit Voltage	V _{OC} (V)	88.0	88.7	89.6	90.5	91.5
Short Circuit Current	I _{SC} (A)	1.23	1.23	1.23	1.22	1.22
Maximum System Voltage	V _{SYS} (V)	1000				
Temperature Coefficient of P _{MPP}	T _K (P _{MPP})	-0.25%/°C				
Temperature Coefficient of V _{OC} , high temp (>25°C)	T _K (V _{OC} , high temp)	-0.25%/°C				
Temperature Coefficient of V _{OC} , low temp (-40°C to + 25°C)	T _K (V _{OC} , low temp)	-0.20%/°C				
Temperature Coefficient of I _{SC}	T _K (I _{SC})	+0.04%/°C				
Limiting Reverse Current	I _R (A)	2				
Maximum Series Fuse	I _{CS} (A)	2				

MODEL NUMBERS AND RATINGS AT 800W/m ² , 45°C, AM 1.5*						
Nominal Values		FS-270	FS-272	FS-275	FS-277	FS-280
Nominal Power(+/-5%)	P _{MPP} (W)	52.5	54.4	56.3	58.1	60.0
Voltage at P _{MAX}	V _{MPP} (V)	61.4	62.4	63.9	65.5	66.8
Current at P _{MAX}	I _{MPP} (A)	0.86	0.87	0.88	0.89	0.90
Open Circuit Voltage	V _{OC} (V)	81.8	82.5	83.3	84.2	85.1
Short Circuit Current	I _{SC} (A)	1.01	1.01	1.01	1.00	1.00

MECHANICAL DESCRIPTION

Length	1200mm	Thickness	6.8mm
Width	600mm	Area	0.72m ²
Weight	12kg	Leadwire	4.0mm ² , 610mm
Connectors	Solarline 1 type connector		
Bypass Diode	None		
Cell Type	CdS/CdTe semiconductor, 116 active cells		
Frame Material	None		
Cover Type	3.2mm heat strengthened front glass laminated to 3.2mm tempered back glass		
Encapsulation	Laminate material with edge seal		

MECHANICAL DRAWING

Efficiency at 200W/m²: First Solar Series 2 PV Modules experience an increase in efficiency of 2% at 200W/m² when compared to the efficiency at 1000W/m². Refer to First Solar Application Note PD-5-420 for detailed analysis of the performance at low light levels.

* All ratings +/-10%, unless specified otherwise. Specifications are subject to change.

¹ Standard Test Conditions (STC) 1000W/m², AM 1.5, 25°C

High Performance PV System Solutions

Key Features:

- Produces high energy output across a wide range of climatic conditions with excellent low light response and temperature response coefficient
- Proven to perform as predicted with a high Performance Ratio (PR)
- Frameless laminate is robust, cost-effective and recyclable, and does not require module grounding
- Manufactured in highly automated, state-of-the-art facilities certified to ISO 9001:2008 and ISO 14001:2004 quality and environmental management standards
- Tested by leading international institutes and certified for reliability and safety:

- Certified to IEC 61646
- CE Mark
- Certified to IEC 61730
- Safety Class II @ 1000 V

www.firstsolar.com

FS Series 2 PV Module
PD-5-401-02 EU JUN 2010

SOLON photovoltaic modules

- Reduce CO₂ emissions by 15,000 kg/kW_p over a 20-year period
- Greater power from the same surface area
- SOLON Solar glass ensures high energy yields
- Individual performance data sheets for each module
- Made in Germany

Modules

SOLON is one of the main manufacturers of solar modules in Europe, offering its customers only high-grade quality modules. An excellent energy yield is guaranteed because we use high-quality crystalline solar cells and tempered solar glass that is extremely transparent.

SOLON solar glass

We use special solar glass from well-known German suppliers for manufacturing our photovoltaic modules. This glass has a special surface structure and increased light transmittance. This significantly increases the energy yields of the SOLON solar energy systems – over the entire module lifetime.

Frames

Our module frames are made from extruded anodised aluminium. They are extremely torsion resistant, have drainage bores, and are suitable for all existing installation systems. Please read our installation notes carefully before beginning installation work. On request SOLON can provide modules without frames.

Power output guarantee

The module's output will still be 90 percent in 10 years, and 80 percent in 25 years, based on the minimum output levels at delivery. Please find our power output guarantee on our website at www.solon-pv.com/english/service.

Certification

SOLON modules are tested by TÜV (German Technical Inspection Agency), certified according to IEC 61215, and comply with protection class II.

Contact

SOLON AG
Ederstrasse 16
D-12059 Berlin
Tel.: + 49-(0)30-8 18 79 100
Fax: + 49-(0)30-8 18 79 110
E-mail: export@solonag.com
Internet: www.solon-pv.de

SOLON P220/6+

Mechanical specifications

Length:	1,660 mm
Width:	990 mm
Height:	42 mm
Weight:	26 kg
Junction box:	A SOLON junction box with bypass diodes
Cable:	Solar cable, length 900 mm, 4 mm ² , prefabricated with MC plug
Front glass:	White toughened safety glass, 4 mm
Cells:	60 pc. polycrystalline Si 6.2" (156 x 156 mm)
Cell encapsulation:	EVA (Ethylene-Vinyl-Acetate)
Back:	Tedlar composite film
Frame:	Anodised aluminium profile
Dimensions of the frameless module:	1,633 x 993 x 5 mm (L x W x H)

Electrical specifications (typical)

Module class Pmax (± 3 %):	235 W _p	230 W _p	225 W _p	220 W _p	215 W _p	210 W _p	205 W _p	200 W _p
Rated voltage Umpp:	29,2V	29,0V	28,9V	28,8V	28,5V	28,3V	28,1V	27,8V
Rated current Impp:	8,05A	7,95A	7,80A	7,65A	7,55A	7,45A	7,30A	7,20A
Open circuit voltage Uoc:	36,9V	36,7V	36,6V	36,4V	36,3V	36,1V	35,9V	35,6V
Short circuit current Isc:	8,65V	8,55V	8,40V	8,30V	8,20V	8,10V	8,00V	7,90V
Maximum system voltage:	860 V	860 V	860 V	860 V	860 V	860 V	860 V	860 V
Module efficiency:	14,30 %	14,00 %	13,69 %	13,39 %	13,08 %	12,78 %	12,47 %	12,17 %

Temperature coefficient of open circuit voltage: -0.35 %/K

Temperature coefficient of short circuit current: 0.05 %/K

Temperature coefficient of power: -0.44 %/K

These values are effective for irradiation of 1,000 W/m², AM 1.5, and a cell temperature of 25 °C (standard test conditions). The modules can be delivered with their respective data sheets upon request.

Operating conditions

Temperature range:	-40 °C to +85 °C
Hail:	maximum diameter of 28 mm with impact speed of 86 km/h
Maximum surface load capacity:	tested up to 5,400 Pa according to IEC 61215 (advanced test)

Detailed information please take from our assembly notes issued on our homepage www.solon-pv.com.
Last revised: 06/2007. Subject to change, no claims made for accuracy of electrical data

SUNNY BOY 3300 / 3800

SB 3300 / SB 3800

Powerful

- Efficiency of up to 95.6 %
- OptiCool active temperature management
- The best tracking efficiency with OptiTrac MPP tracking

Safe

- Galvanic isolation
- Integrated ESS DC switch-disconnector

Flexible

- For indoor and outdoor installation
- Suitable for generator grounding

Simple

- DC plug system SUNCLIX

SUNNY BOY 3300 / 3800

The generalist

It is robust, easy-to-handle, and, thanks to its galvanic isolation, can be used in all kinds of AC grids: the Sunny Boy 3300 / 3800. Due to its suitability for generator grounding, it can be combined with all module types. The die-cast aluminum enclosure, with the OptiCool active cooling system, guarantees the highest yields and a long service life, even under extreme conditions.

Technical data	Sunny Boy 3300	Sunny Boy 3800	Sunny Boy 3800/V
Input (DC)			
Max. DC power (@ $\cos \varphi = 1$)	3820 W	4040 W	3900 W
Max. DC voltage	500 V	500 V	500 V
MPP voltage range	200 V - 400 V	200 V - 400 V	200 V - 400 V
DC nominal voltage	200 V	200 V	200 V
Min. DC voltage / start voltage	200 V / 250 V	200 V / 250 V	200 V / 250 V
Max. input current / per string	20 A / 16 A	20 A / 16 A	20 A / 16 A
Number of MPP trackers / strings per MPP tracker	1 / 3	1 / 3	1 / 3
Output (AC)			
AC nominal power (@ 230 V, 50 Hz)	3300 W	3800 W	3680 W
Max. AC apparent power	3600 VA	3800 VA	3680 VA
Nominal AC voltage; range	220, 230, 240 V; 180 V - 265 V	220, 230, 240 V; 180 V - 265 V	220, 230, 240 V; 180 V - 265 V
AC grid frequency; range	50, 60 Hz; ± 4.5 Hz	50, 60 Hz; ± 4.5 Hz	50, 60 Hz; ± 4.5 Hz
Max. output current	18 A	18 A	16 A
Power factor ($\cos \varphi$)	1	1	1
Phase conductors / connection phases	1 / 1	1 / 1	1 / 1
Efficiency			
Max. efficiency / Euro-eta	95.2 % / 94.4 %	95.6 % / 94.7 %	95.6 % / 94.7 %
Protection devices			
DC reverse-polarity protection	●	●	●
ESS switch-disconnector	●	●	●
AC short circuit protection	●	●	●
Ground fault monitoring	●	●	●
Grid monitoring (SMA Grid Guard)	●	●	●
Galvanically isolated / all-pole sensitive fault current monitoring unit	●/—	●/—	●/—
Protection class / overvoltage category	I / III	I / III	I / III
General data			
Dimensions (W / H / D) in mm	450 / 352 / 236	450 / 352 / 236	450 / 352 / 236
Weight	38 kg	38 kg	38 kg
Operating temperature range	-25 °C ... +60 °C	-25 °C ... +60 °C	-25 °C ... +60 °C
Noise emission (typical)	≤ 40 dB(A)	≤ 42 dB(A)	≤ 42 dB(A)
Internal consumption (night)	< 0.1 W	< 0.1 W	< 0.1 W
Topology	LF transformer	LF transformer	LF transformer
Cooling concept	OptiCool	OptiCool	OptiCool
Electronics protection rating / connection area (as per IEC 60529)	IP65 / IP65	IP65 / IP65	IP65 / IP65
Climatic category (per IEC 60721-3-4)	4K4H	4K4H	4K4H
Features			
DC connection: SUNCLIX	●	●	●
AC connection: screw terminal / plug connector / spring-type terminal	-/●/—	-/●/—	-/●/—
Display: text line / graphic	●/—	●/—	●/—
Interfaces: RS485 / Bluetooth®	o/o	o/o	o/o
Warranty: 5 / 10 / 15 / 20 / 25 years	●/o/o/o/o/o	●/o/o/o/o/o	●/o/o/o/o/o
Certificates and permits (more available on request)	UTE C 15-712-1*, CE, VDE 0126-1-1, DK 5940**, RD 1663, G83/1-1, CER/06/190, PPC, AS4777, EN 50438***, C10/C11, PPDS		
* On demand			
** Only applies to IT variants			
*** Does not apply to all national deviations of EN 50438			
● Standard features o Optional features — not available, data at nominal conditions			
Type designation	SB 3300	SB 3800	SB 3800/V 0153

Accessories

RS485 interface of type
485PB-NR

Bluetooth® Piggy Back
BTBPIN-V-NR

Grounding set "Positive"
ESHV-P-NR

Grounding set "Negative"
ESHV-N-NR

315

SUNNY MINI CENTRAL 7000HV

SMC 7000HV-11

NUEVAS FUNCIONES

Eficiente

- Gestión activa de la temperatura gracias al sistema de refrigeración OptiCool
- Mejor rendimiento de adaptación con la regulación MPP OptiTrac

Seguro

- Separación galvánica
- Seccionador de carga de CC ESS integrado
- SMA Power Balancer para la conexión trifásica a la red

Flexible

- Capacidad de potencia reactiva y funciones de gestión de red integradas
- Rango de tensión de entrada de hasta 800 V
- Adecuado para la toma a tierra del generador*

Sencillo

- Sistema de conexión de CC SUNCLIX

SUNNY MINI CENTRAL 7000HV

El campeón en proyectos de capa fina

Con el Sunny Mini Central 7000 HV es posible conectar más módulos en línea que con los inversores normales y, además, presenta unos costes de instalación reducidos gracias a su amplio rango de tensión de entrada. Todo esto reduce, a su vez, los costes de cableado de CC y facilita la instalación. Gracias a la separación galvánica, el Sunny Mini Central 7000HV puede instalarse tanto con células cristalinas como con módulos de capa fina. Su rango de potencia permite montar grandes instalaciones fotovoltaicas con unidades más pequeñas, lo que hace posible llevar a cabo una monitorización más detallada. Gracias a las nuevas funciones de potencia reactiva y gestión de red, está preparado para la instalación internacional.

Datos técnicos	Sunny Mini Central 7000HV
Entrada (CC)	
Potencia máxima de CC (con $\cos \varphi=1$)	7500 W
Tensión máx. de CC	800 V
Rango de tensión MPP	335 V - 560 V
Tensión nominal de CC	340 V
Tensión de CC mín. / tensión inicial	290 V / 400 V
Corriente máx. de entrada / por String	23 A / 23 A
Cantidad de seguidores del punto de máxima potencia (MPPT) / 5 rings por seguidor del punto de máxima potencia (MPPT)	1 / 4
Salida (CA)	
Potencia nominal de CA (a 230 V, 50 Hz)	6650 W
Potencia aparente de CA máxima	7000 VA
Tensión nominal de CA; rango	220, 230, 240 V; 180 V - 260 V (262 V**)
Frecuencia de red de CA; rango	50, 60 Hz; -6 +5 Hz
Corriente máx. de salida	31 A
Factor de potencia ($\cos \varphi$)	0,8 inductivo ... 0,8 capacitivo
Fases de inyección / fases de conexión / Power Balancing	1 / 1 / ●
Rendimiento	
Rendimiento máx. / rendimiento europeo	96,2 % / 95,5 %
Dispositivos de protección	
Protección contra polarización inversa (CC) / corriente inversa	●/-
Seccionador de carga de CC ESS	●
Resistencia al cortocircuito (CA)	●
Monitorización de cortocircuito a tierra	●
Monitorización de red (SMA Grid Guard)	●
Con separación galvánica / unidad de monitorización de corriente de fallo sensible a la corriente universal	●/-
Descargador de sobretensión de CC (tipo I) integrable	-
Reconocimiento de fallos de String	-
Clase de protección / categoría de sobretensión	I / III
Datos generales	
Dimensiones (ancho / alto / fondo) en mm	468 / 613 / 242
Peso	65 kg
Rango de temperatura de servicio	-25 °C ... +60 °C
Emisiones de ruido (típicas)	≤ 41 dB(A)
Consumo característico nocturno	0,25 W
Topología	Transformador de baja frecuencia
Sistema de refrigeración	OptiCool
Tipo de protección electrónica / área de conexión (según CEI 60529)	IP65 / IP65
Clase climática (según CEI 60721-3-4)	4K4H
Características	
Conexión de CC: SUNCLIX	●
Conexión de CA: terminal de tornillo / terminal de muelle	●/-
Display: línea de texto / gráfico	●/-
Interfaces: RS485 / Bluetooth®	o/o
Garantía: 5 / 10 / 15 / 20 / 25 años	●/o/o/o/o/o
Certificados y autorizaciones (otros a petición)	CE, VDE 0126-1-1, DK 5940**, RD 1663, C10/C11, PPDS, EN 50438***, AS 4777, CEI 61727, PPC
* Versión para Francia en preparación ** Sólo válido para la versión IT *** No se aplica a todas las desviaciones nacionales de la norma EN 50438	
● De serie ○ Opcional - no disponible	
Datos en condiciones nominales	
Modelo comercial	SMC 7000HV-11

Accesorios

	Interfaz RS485 485PB-NR		Bluetooth® Piggy-Back BTPBINV-NR
	Conector PBL-SMC-10-NR del SMA Power Balancer		Kit de toma a tierra "positiva" ESHV-P-NR*
	Kit de toma a tierra "negativa" ESHV-N-NR*		

317

SOLAR INVERTER

EN PRIMICIA

Sunways Solar Inverters trifásicos NT 10000, NT 11000 y NT 12000

El exitoso Inversor de conexión a red Sunways NT 10000 se ha optimizado por completo y abarca a partir de ahora dos nuevas clases de potencia con los modelos NT 11000 y NT 12000. Con una eficiencia máxima del 97,6%, la nueva serie NT trifásica marca nuevas pautas en su categoría gracias a la topología HERIC® y a la Inyección trifásica que incorpora.

Tecnología punta

Los nuevos equipos de la serie NT destacan por su avanzada tecnología, que incluye la regulación MPP de alta precisión con tres entradas CC independientes y la topología HERIC® patentada. La regulación MPP extremadamente rápida y precisa integrada en la serie AT se ha implementado ahora también en los inversores de conexión a red de la serie NT, y a ello se suma la exclusiva topología HERIC®, que permite alcanzar una eficiencia máxima del 97,6%.

Nuevas funciones

- El rango de tensiones de entrada se ha ampliado para abarcar de 340 a 900 voltios y multiplicar con ello las posibilidades de interconexión en las tres entradas de dimensionamiento independiente.
- La nueva serie NT es apta para su utilización en toda Europa: basta con apretar un botón para ajustar in situ los parámetros al país de instalación.

Todo en uno

Las nuevas funciones que incorpora la serie NT de Sunways pueden encontrarse ya en el equipamiento básico:

- Interruptor-seccionador CC integrado
- Potente registrador de datos interno de 128 MB
- Interconexión de inversores a través de bus CAN
- Interfaz Ethernet para la conexión en red
- Interfaz para conexión directa de módem
- Mensajes de alarma por e-mail en caso de anomalías
- Sunways Browser integrado para análisis y configuración a través de navegador web

Información y Ventas

Sunways AG · Photovoltaic Technology · C / Antic Cami
Ral de Valencia, 38 · E-08860 Castelldefels (Barcelona)
Teléfono +34 93 664 944-0 · Fax +34 93 664 944-7
E-Mail info@sunways.es · www.sunways.es

sunways
Photovoltaic Technology

Datos técnicos Sunways Solar Inverters NT 10000, NT 11000 y NT 12000

	NT 10000	NT 11000	NT 12000
Referencia	SI310NT0C	SI311NT0C	SI312NT0C
Entrada CC			
Potencia máxima del generador solar	12000 Wp	12800 Wp	14000 Wp
Corriente máxima CC	11,0 A por cada entrada MPP	11,5 A por cada entrada MPP	12,8 A por cada entrada MPP
Rango de tensión MPP	340 V...750 V		
Tensión de vacío CC máxima	900 V		
Número de entradas por cada MPP-Multitracking	1 x Tyco Solarlok		
Número de MPP-Multitracking	3		
Salida CA			
Potencia nominal de salida CA	10000 W	11000 W	12000 W
Potencia máxima CA	10000 W	11000 W	12000 W
Corriente nominal CA	14,5 A por fase	16,0 A por fase	17,4 A por fase
Corriente máxima CA	16,0 A por fase	17,5 A por fase	19,0 A por fase
Frecuencia nominal	50 Hz		
Margen de tolerancia de frecuencia	48,0 Hz...51,0 Hz (según RD 1663/2000, RD 661/2007)		
Tensión de red	400 V (trifásica)		
Rango de tensión CA	-15%...+10% (según RD 1663/2000)		
Factor de distorsión con Pn	< 2%		
Factor de potencia reactiva (cos phi)	1 o ajustable -0,9 a +0,9		
Protección contra funcionamiento en isla	sí		
Control de defecto a tierra	RCD		
Aislamiento galvanico	integrado. Cumple RD 1663/2000		
Rendimiento			
Consumo en modo standby	9,0 W		
Consumo nocturno	~0 W		
Eficiencia máxima	97,6%		
Eficiencia europea	97,1%		
Eficiencia MPP (static)	> 99%		
Tecnología	topología HERIC®, sin transformador		
Otros			
Interruptor-seccionador CC	integrado		
Dimensionado de protecciones conexión a red	3 x 25 A		
Interfaces de datos	Ethernet, CAN, RS485, relé de aviso sin potencial, salida de impulsos S0, módem		
Interfaces para sensores	radiación, temperatura		
Pantalla	LCD, retroiluminada, 128 x 64 puntos		
Monitorización	aviso activo por e-mail, Sunways Browser, Sunways Portal		
Grado de protección IP según IEC 60529	IP 54		
Humedad relativa máxima	95%		
Refrigeración	refrigeración activa, controlado por temperatura		
Rango de temperaturas	-25°C ... 40°C (a potencia máxima)		
Comportamiento en sobrecarga	desplazamiento del punto de trabajo		
Dimensiones (Al x An x F)	84 x 53 x 21 cm		
Peso	ca. 31 kg		
Tipo de montaje	mural		
Nivel de ruido	< 60 dB (A)		
Garantía estándar (opcional)	5 años (10 / 15 / 20 / 25 años)		
Certificado	CE, RD 1663/2000, RD 661/2007		

Valores indicados en base a una tensión de red de 230 V

Modificaciones técnicas reservadas, versión 02/2010

Bibliografía

- [1] SMA Solar Technology AG. Sunny Mini Central the champion for thilm-film projects v2.5. Technical Report SMC7000HV-DEN093825, SMA, www.sma-iberica.com, 2009.
- [2] M. Meinhardt. Power electronic and control concepts for grid-tied and of-grid PV-systems. The industrial perspective (Part B). In *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2009*, volume Tutorial 4, pages 400–430, September, 8–13 2009.
- [3] J.A. Gow and C.D. Manning. Development of a model for photovoltaic arrays suitable for use in simulation studies of solar energy conversion systems. In *Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996. Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, pages 69 – 74, 23–25 Sept. 1996.
- [4] Daniel S. H. Chan and Jacob C. H. Phang. Analytical methods for the extraction of solar-cell single and double diode model parameters from I-V characteristics. Number IEEE Long Number 8611467, 1987.
- [5] PV Education. Solar cell operation: Fill factor. www.pveducation.org.
- [6] Frist Solar GmbH. FS SERIES 2 Datasheet. Technical report, www.firstsolar.com, 2007.
- [7] Sunways a brand of SF Suntech Deutschland GmbH. Sunways NT10000 datasheet. Technical report, Sunways, www.sunways.eu, 2011.
- [8] SMA Solar Technology AG. SUNNY BOY 3300 3800 The generalist V2.9. Technical Report SB3300-3800-DEN092429, www.sma-iberica.com, 2009.
- [9] Weidong Xiao, William G. Dunford, and Antoine Capel. A novel modeling method for photovoltaic cells. In *35th Annual IEEE Power electronics Specialistis Conference Aachen Germany*, 2004.

- [10] Dezso Sera, Remus Teodorescu, and Pedro Rodriguez. PV panel model based on datasheet values. In *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 2392 – 2396, 4-7 June 2007 2007.
- [11] SOLON Energy GmbH. Solon P220/6+ Datasheet. Technical report, Solon, www.solon.com, 2011.
- [12] Y. Patel, D. Pixler, and A. Nasiri. Analysis and design of TRAP and LCL filters for Active Switching Converters. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*,, pages 638 – 643, July 2010.
- [13] *Estrategia de Ahorro y Eficiencia Energética 2004-2012*. Ministerio de Economía. Orden ECO/3888/2003, 2003.
- [14] *Plan de Energías Renovables en España 2005-2010*. Ministerio de Industria, Turismo y Comercio, IDAE, Agosto 2005.
- [15] Cristina Fernández. La crisis recorta el consumo eléctrico. *Ecoavant*, Enero 2013.
- [16] United Nations. World population prospects. Technical report, United Nations, 2010 Revision.
- [17] Kharas Homi. The emerging middle class in developing countries. *OECD Publishing*, (295), 2010.
- [18] Marta Camacho Parejo. Escenarios energéticos futuros: ¿hacia dónde vamos? Technical report, Consejo Mundial de la Energía, 2012.
- [19] International energy outlook 2013. Technical Report DOE/EIA-0484(2013), U.S. Energy Information Administration, July 2013.
- [20] Summary report on the post-accident review meeting on the chernobyl accident (INSAG1). Technical report, International Atomic Energy Agency's (IAEA's), 1986.
- [21] The international Chernobyl project technical report. Assessment of radiological consequences and evaluation of protective measures. Technical report, International Advisory Committee, IAEA, 1991. ISBN 9201291914.
- [22] World Nuclear Asotiation. Fukushima accident, October 2013.
- [23] Frank Carré and Gian Luigi Fiorini. Status of the generation IV initiative on future nuclear energy systems. Technical report, CEA/Nuclear Energy Division, April 2004.

- [24] EIA 2003 New Reactor Designs. GIF annual report 2008. Technical report, US Department of Energy DOE, 2003.
- [25] Informe marso sobre la demanda de energía eléctrica y gas natural, y su cobertura. año 2011. Technical report, Comisión Nacional de la Energía. CNE, Febrero 2012.
- [26] J.P. Benner and L. Kazmerski. Photovoltaics gaining greater visibility. *IEEE Spectrum*, 36(9):34 – 42, September 1999.
- [27] Energía y Sociedad. Energías renovables y tecnologías del régimen especial. www.energiaysociedad.es, 2010.
- [28] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Ley 82/1980 de conservación de la energía, Diciembre 1980.
- [29] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Plan energético nacional (PEN) 1991-2000. (201/000001), Septiembre 1991.
- [30] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Ley 40/1994, de ordenación del Sistema Eléctrico Nacional, Diciembre 1994.
- [31] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 2366/1994, sobre producción de energía eléctrica por instalaciones hidráulicas, de cogeneración y otras abastecidas por recursos o fuentes de energía renovables., Diciembre 1994.
- [32] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Ley 54/1997, de 27 de noviembre, del Sector Eléctrico, Noviembre 1997.
- [33] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 2818/1998, de 23 de diciembre, sobre producción de energía eléctrica por instalaciones abastecidas por recursos o fuentes de energía renovables, residuos y cogeneración, Diciembre 1998.
- [34] *Plan de Fomento de las Energías Renovables en España*. IDAE, 1999.
- [35] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto-ley 6/2000, de 23 de junio, de medidas urgentes de intensificación de la competencia en mercados de bienes y servicios., Junio 2000.
- [36] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión., Septiembre 2000.
- [37] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 841/2002, de 2 de agosto, por el que se regula para las instalaciones de producción de energía eléctrica en régimen especial su incentivación en

la participación en el mercado de producción, determinadas obligaciones de información de sus previsiones de producción, y la adquisición por los comercializadores de su energía eléctrica producida., Agosto 2002.

- [38] J. I. Pérez Arriaga. *Libro Blanco sobre la reforma del marco regulatorio de la generación eléctrica en España*. 30 de junio de 2005 edition, 2005.
- [39] Naciones Unidas. *Protocolo de Kyoto de la convención marco de las Naciones Unidas sobre el cambio climático*. Number FCCC/INFORMAL/83. 1998.
- [40] Comunidad Europea. Decisión 2002 358 ce del consejo de 25 de abril de 2002 relativa a la aprobación, en nombre de la comunidad europea, del protocolo de kioto de la convención marco de las naciones unidas sobre el cambio climático, y al cumplimiento conjunto de los compromisos contraídos con arreglo al mismo., Abril 2002.
- [41] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto-ley 7/2006, de 23 de junio, por el que se adoptan medidas urgentes en el sector energético., Junio 2006.
- [42] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 661/2007, de 25 de mayo, por el que se regula la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial, Mayo 2007.
- [43] Consejo del Parlamento Europeo de 26 de junio de 2003. Comunidad Europea. Directiva 2003/54/CE sobre normas comunes para el mercado interior de la electricidad y por la que se deroga la directiva 96/92/ce, July 2003.
- [44] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Ley 17/2007, de 4 de julio, por la que se modifica la ley 54/1997, de 27 de noviembre, del sector eléctrico, para adaptarla a lo dispuesto en la Directiva 2003/54/CE, del Parlamento Europeo y del Consejo, de 26 de junio de 2003, sobre normas comunes para el mercado interior de la electricidad., Julio 2007.
- [45] REE. El Sistema Electrico Español. Technical report, REE, Junio 2011.
- [46] REE. Boletín mensual diciembre 2012. Technical Report 72, REE, Febrero 2013.
- [47] Parlamento Europeo. Comunidad Europea. Directiva 2009/28/CE del Parlamento Europeo y del consejo de 23 de abril de 2009 relativa al fomento del uso de energía procedente de fuentes renovables y por la que se modifican y se derogan las Directivas 2001/77/CE y 2003/30/CE, Junio 2009.

- [48] Ministerio de Agricultura Alimentación y Medio Ambiente. Gobierno de España. Orden AAA/351/2013, de 27 de febrero, sobre tarifas del área española del registro de la unión europea en el marco de la ley 1/2005, de 9 de marzo, por la que se regula el régimen del comercio de derechos de emisión de gases de efecto invernadero, Marzo 2005.
- [49] Carmen Monforte. El 'pool eléctrico se hunde y registra 200 horas a precio cero en 2010. *Cinco Días*, Marzo 2010.
- [50] Miguel Ángel Patiño. La CNE plantea diseñar un nuevo sistema eléctrico. *Expansión*, 2010.
- [51] Comisión Nacional de la Competencia. Informe sobre el anteproyecto de ley del sector eléctrico. Technical report, Comisión Nacional de la Competencia, 2013.
- [52] Antonio Barrero F. 250 MW en Extremadura y sin prima, Marzo 2012.
- [53] Suelo Solar TV. Entrevista sobre los proyectos fotovoltaicos a precio de pool, Abril 2012.
- [54] EuropaPress. La central fotovoltaica de Lorca se convierte en el proyecto solar de España más avanzado en su tramitación, 2013.
- [55] L.Matin. Global and direct normal irradiance forecast using GFS and statistical techniques. In *ES1002 : Workshop March 22nd-23rd 2011*, 2011.
- [56] Zarzalejo L.F. *Estimaciones de la irradiancia global horaria a partir de imágenes de satélite. Desarrollo de modelos empíricos*. PhD thesis, Universidad Complutense de Madrid, 2005.
- [57] Marchante R. Polo J. Zarzalejo L.F. Navarro A.A. Cony M., Martin L. Global horizontal irradiance and direct normal irradiance from HRV images of Meteosat Second Generation. *Geophysical Research*, 10373, 2011.
- [58] Cony M. Navarro A.A. Marchante R. Martin L. Romero M. Polo J., Zarzalejo L.F. Solar radiation estimations over India using Meteosat satellite images. *Solar Energy*, 85:2395–2406, 2011.
- [59] Navarro A.A. Zarzalejo L.F. Polo J. Martín L., Cony M. Estación de recepción de imágenes del satélite Meteosat Segunda Generación: Arquitectura Informática y Software de Proceso. Technical Report Vol. 1200, 1135-9420, NIPO:471-10-014-8., CIEMAT, 2010.
- [60] L. Martín J. Polo and M. Cony. Revision of ground albedo estimation in heliosat scheme for deriving solar radiation from SEVIRI HRV channel of Meteosat satellite. *Solar Energy*, 86(1):275–282, January 2012.

- [61] Eduardo Lorenzo. Regional PV power prediction for improved grid integration. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 2010.
- [62] Edward C. Kern and M.C. Russell. Spatial and temporal irradiance variations over large array fields. In *Photovoltaic Specialists Conference, 1988., Conference Record of the Twentieth IEEE*, pages 1043–1050 vol.2, 1988.
- [63] D.D. Nguyen, B. Lehman, and S. Kamarthi. Solar photovoltaic array's shadow evaluation using neural network with on-site measurement. In *Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada*, pages 44–49, Oct 2007.
- [64] S. Krauter and R. Hanitsch. Actual optical and thermal performance of PV-modules. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 41a42:557 – 574, 1996.
- [65] Foro Nuclear. Mix de generación en el sistema eléctrico español en el horizonte 2030. *Foro Nuclear de la Industria Española*.
- [66] M. Valentini, S. Munk-Nielsen, F. Valderrey Sanchez, and U. Martinez De Estibariz. A new passive islanding detection method for grid-connected PV inverters. In *Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM 2008*, pages 223–228, June 11–13, 2008.
- [67] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A.V. Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. In *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, volume 53, pages 1398–1409, October 2006.
- [68] Congreso de los Diputados. Gobierno de España. Real Decreto 1565/2010 de 19 de noviembre, Noviembre 2010.
- [69] REE. Procedimiento de Operación P.O.12.3 Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eólicas. Resolución de 04-10-2006, BOE 24/10/06, Octubre 2006.
- [70] Service photo du Figaro. Visite de la plus grande ferme solaire de France. www.lefigaro.fr, Abril 2015.
- [71] Photon. En búsqueda del second solar. *Photon: la Revista de fotovoltaica*, 1:51–61, 2009.
- [72] Wolf M., GJ Noel, and Stim RJ. Investigation of the double exponential in the Current-Voltage characteristics of silicon cells. ED24:419–428, 1977.

- [73] T.K.P. Wong and Philip C.H. Chan. An equivalent circuit approach to solar cell modeling. In *Microelectronics and VLSI, 1995. TENCON '95., IEEE Region 10 International Conference on*, pages 222–225, Nov 1995.
- [74] JPCharles, I Mekkaoui-Alaoui, G Bordure, and P Mialhe. A critical study of the effectiveness of the single and double diode exponential models for IV characterisation of solar cells. In *Solid-state electron*, volume 28, pages 807–820, 1985.
- [75] N.M. Abd Alrahim Shannan, N.Z. Yahaya, and B. Singh. Single-diode model and two-diode model of PV modules: A comparison. In *Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 2013 IEEE International Conference on*, pages 210–214, Nov 2013.
- [76] Lui S and Dougal RA. Dynamic multiphysics models for solar array. In *IEEE Trans energy conversion*, volume 17, pages 285–294, 2002.
- [77] M. AbdulHadi, A. M. Al-Ibrahim, and G. S. Virk. Neuro-fuzzy-based solar cell model. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 19(3):619–624, September 2004.
- [78] B.C. Babu and S. Gurjar. A novel simplified Two-Diode Model of Photovoltaic (PV) module. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 4(4):1156–1161, July 2014.
- [79] JR Philips D. S. Chang JCH Phang and MS Loong. A comparison of extracted solar cell parameters from single and double lumped circuit models. In *Photovoltaic science and engineering conference Kobe Japan*, 1984.
- [80] G. Farivar and B. Asaei. Photovoltaic module single diode model parameters extraction based on manufacturer datasheet parameters. In *Power and Energy (PECon), 2010 IEEE International Conference on*, pages 929–934, Nov 2010.
- [81] T.T. Yetayew and T.R. Jyothsna. Improved single-diode modeling approach for photovoltaic modules using data sheet. In *India Conference (INDICON), 2013 Annual IEEE*, pages 1–6, Dec 2013.
- [82] J. Guerrero-Pérez, A. Molina-García, J. Fuentes, F. Espín, and J. Martínez. Cdte thin-film solar modules comparison of non-linear models. In *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition PVSEC2010*, volume 1, pages 4164–4171. WIP, ISBN : 3-936338-26-4, September 2010.

- [83] H. Tian, F. Mancilla-David, K. Ellis, E. Muljadi, and P. Jenkins. A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels. *Solar Energy*, 86:2695–2706, 2012. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.solener.2012.06.004>.
- [84] R.P. Vengatesh and S.E. Rajan. Investigation of cloudless solar radiation with PV module employing matlab simulink. *Solar Energy*, 85:1727–1734, 2011.
- [85] E.I. Ortiz-Rivera F.Z. and Peng. Analytical model for a photovoltaic module using the electrical characteristics provided by the manufacturer data sheet. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pages 2087–2091, june 2005.
- [86] J. Tsutsui, Y. Sato, and K. Kurokawa. Modeling the performance of several photovoltaic modules. In *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, volume 2, pages 2258–2261, May 2006.
- [87] A. J. Anderson. Final Report for Task 2.0, NREL subcontract No TAD 4 14166 01 Oak Leaf Place. Technical report, NREL, 1995.
- [88] M.T. Elhagry, A.A.T. Elkousy, M.B. Saleh, T.F. Elshatter, and E.M. Abou-Elzahab. Fuzzy modeling of photovoltaic panel equivalent circuit. In *Circuits and Systems, 1997. Proceedings of the 40th Midwest Symposium on*, volume 1, pages 60–63 vol.1, Aug 1997.
- [89] A. Chikh and A. Chandra. Adaptive neuro-fuzzy based solar cell model. *Renewable Power Generation, IET*, 8(6):679–686, August 2014.
- [90] C. Portogeropoulos, BJ. Brinkworth, RH. Marshall, and BM. Cross. Evaluation of two theoretical models in simulating the performance of amorphous silicon solar cells. In *Proceedings of the 10th European photovoltaic solar energy conference. Lisbon Portugal*, 1991.
- [91] Hyeonah Park and Hyosung Kim. PV cell modeling on single-diode equivalent circuit. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 1845–1849, Nov 2013.
- [92] Barbara A. Werner and Mariusz Prorok. Analysis of the Applicability of the Diode Equivalent Model for CIGS Thin-Film Photovoltaic Modules. In *2006 International Students and Young Scientists Workshop "Photonics and Microsystems*, 2006.
- [93] B. Werner and Tadeusz Zdanowicz. Experimental determination of physical parameters in CIGS solar cells. In *Photonics and Microsystems, 2007 International Students and Young Scientists Workshop on*, pages 84–86, July 2007.

- [94] W. N. Shafarman and L. Stolt. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley and sons, 2003.
- [95] A. Fahrenbruch and R. Bube. *Fundamentals of solar cells*. Academic Press, New York, 1983.
- [96] M. Gloeckler. *Device physics of Cu(In,Ga)Se₂ Thin-film solar cells*. PhD thesis, Colorado State University, 2005.
- [97] S.M. MacAlpine and M.J. Brandemuehl. Photovoltaic module model accuracy at varying light levels and its effect on predicted annual energy output. In *Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), 2011 37th IEEE*, pages 002894–002899, June 2011.
- [98] Rommel Noufi and Ken Zweibel. High-Efficiency CDTE and CGIS Thin film solar cells: highlights and challenges. In NREL/CP-520-39894, editor, *IEEE 1-4244-0016-3*, 2006.
- [99] J. Martínez Jiménez A. Molina-García J. Guerrero-Pérez, F. Espín Sánchez. Tecnología fotovoltaica de capa delgada. energía limpia y barata. *Región industrial*, n° 49, Mai 2009.
- [100] P.V. Meyers. First Solar Polycrystalline CdTe Thin Film PV. In *Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, volume 2, pages 2024–2027, May 2006.
- [101] FirstSolar. System performance report Field Array 133. Technical Report SPR-133, www.firstsolar.com, 2009.
- [102] Chimchawee W Waewsak J, Seinksanor S. and Chindraruksa. Field comparative study of monocrystalline Si, CdTe Thin Film and a-Si Grid connected PV system in Thailand. In *IEEE 1-4244-0632-3*, 2007.
- [103] Ali Cheknane, Hikmat S. Hilal, Fayçal Djéffal, Boumediène Benyoucef, and Jean-Pierre Charles. An equivalent circuit approach to organic solar cell modelling. *Microelectronics Journal*, 39(10):1173 – 1180, 2008.
- [104] P. Renaud, M. F. Vilela, A. Freundlich, A. Bensaoula, and N. Medelci. Modeling p-i(multi quantum well)-n solar cells: a contribution for a near optimum design. In *Conference Record of the Twenty Fourth. IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1994 IEEE First World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, volume 2, pages 1787–1790 vol.2, Dec 1994.
- [105] Thin-film / Organic PV manufacturing equipment market to double in 2009. *Global Solar Technology*, 2:35, 2008.

- [106] V. M Fthenakis and E. Alsema. Photovoltaics energy payback times, greenhouse gas emissions and external costs:2004-early 2005 status. In *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 2006.
- [107] FirstSolar. Cdte (Cad Tel) photovoltaics, Feb 2009.
- [108] R.C. Powell. Research leading to high throughput manufacturing of thin-film pv modules. Technical report, NREL, September 2004. sub-contract RDJ-2-3060-20.
- [109] Síle McMahon. First Solar FS Series 2 PV modules are specifically designed for power plants, January 2009.
- [110] X. Wu, R.G. Dhere, D.S. Albin, and T.A. Gessert et al. High-Efficiency CTO/ZTO/CdS/CdTe Polycrystalline Thin-Film Solar Cells. Technical report, National Renewable Energy Laboratory (NREL), available on <http://www.nrel.gov/docs/fy02osti/31025.pdf>, October 2001.
- [111] K.L. Chopra, P.D. Paulson, and V. Dutta. Thin-film solar cells: An overview. *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 12:69–92, 2004.
- [112] S.H. Demtsu and J.R. Sites. Quantification of losses in thin-film Cd-S/CdTe solar cells. In *Proceedings 31st IEEE PVSC*, pages 347–350, 2005.
- [113] FirstSolar. Module Characterization Spectral Response of FS Series 2 PV Modules. Technical Report Rev2.1, PD-5-422, www.firstsolar.com.
- [114] FirstSolar. Module Characterization Light Response of FS Series 2 PV Modules. Technical Report Rev2.1, PD-5-420, www.firstsolar.com.
- [115] S. Dittmann, A. Virtuani, G. Friesen, and F. Serrano. Current-soaking and dark storage effects of polycrystalline thin film solar modules. In *Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), 2014 IEEE 40th*, pages 2639–2643, June 2014.
- [116] Shen Weixiang, Choo Fook Hoong, Wang Peng, Loh Poh Chiang, and Khoo Sui Yang. Development of a mathematical model for solar module in photovoltaic systems. In *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on*, pages 2056–2061, june 2011.
- [117] María José Estesó Poves. El Gobierno contra el sol. www.diagonalperiodico.net, Julio 2015.

- [118] Fernando Sánchez Sudon. Photovoltaic technology status and prospects in Spain: 2008 PVPS Annual Report. Technical report, IEA Photovoltaic Power Systems Programme, 2008.
- [119] S. Bum-Seok, G. Sinha, M. D. Manjrekar, and T. A. Lipo. Multilevel power conversion: An overview of topologies and modulations strategies. in *Proc. Int. Conf. Optimization Electr. and Electron. Equipments OPTIM*, 2:AD1 1 AD2., 1998.
- [120] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 49:724–738, 2002.
- [121] J. M. Carrasco, L.G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, E. Galvan, R.C. Portillo, M. Guisado, A.M. Prats, J.I. Leon, and N. Moreno-Alfonso. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53, June 2006.
- [122] IEC. IEEE Standard for interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. IEEE Std. 1547.
- [123] IEC. Characteristics of the Utility Interface for Photovoltaic (PV) Systems. IEC 61727. CDV (Comittee Draft for Vote), 2002.
- [124] D. G. Infield, P. Onions, A. D. Simmons, and G. A. Smith. Power quality from multiple grid-connected single-phase inverters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 19(4):1983–1989, October 2004.
- [125] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. 41(5):1292–1306, September 2005.
- [126] F.T.K. Suan, N.A. Rahim, and W.P. Hew. Modeling, analysis and control of various types of transformerless grid connected PV inverters. In *2011 IEEE First Conference on Clean Energy and Technology (CET)*, pages 51–56, June 2011.
- [127] M. C. Poliseño, R.A. Mastromauro, and M. Liserre. Transformer-less photovoltaic (pv) inverters: A critical comparison. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 3438–3445, 2012.
- [128] A. D. Theocharis, A. Menti, J. Miliás-Argitis, and T. Zacharias. Modeling and simulation of a single-phase residential photovoltaic system. In *Proc. IEEE Russia Power Tech*, pages 1–7, June, 27–30 2005.

- [129] Wang Fei, Mi Zengqiang, Su Shi, and Zhang Chengcheng. A practical model for single-step power prediction of grid-connected PV plant using artificial neural network. In *Innovative Smart Grid Technologies Asia (ISGT), 2011 IEEE PES*, pages 1–4, 2011.
- [130] T. Wanjekeche, D.V. Nicolae, and A.A. Jimoh. Modeling and control of a cascaded NPC/H-Bridge inverter with LCL filter in PV-Grid application. In *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, pages 334–339, 2010.
- [131] S. Ben-Yaakov and M. M. Peretz. Modeling and behavioral spice simulation of a self adjusting current-fed push-pull parallel resonant inverter (sa-cfpri). In *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC 04*, volume 1, pages 61–67, June, 20–25 2004.
- [132] M. M. Casaro and D. C. Martins. Behavior matching technique applied to a three-phase grid-connected pv system. In *Proc. IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies ICSET 2008*, pages 12–17, November 2008.
- [133] C. Meza, J. J. Negroni, D. Biel, and F. Guinjoan. Energy-Balance Modeling and Discrete Control for Single-Phase Grid-Connected PV Central Inverters. 55(7):2734–2743, July 2008.
- [134] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. 55(7):2610–2621, July 2008.
- [135] Yun Tiam Tan, D.S. Kirschen, and N. Jenkins. A model of PV generation suitable for stability analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(4):748–755, 2004.
- [136] M.G. Villalva, J.R. Gazoli, and E.R. Filho. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pages 189–195.
- [137] M. E. Ropp and S. Gonzalez. Development of a matlab/simulink model of a single-phase grid-connected photovoltaic system. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 24(1):195–202, 2009.
- [138] V. Valdivia, A. Lazaro, A. Barrado, M. Sanz, C. Raga, and C. Fernandez. Behavioral modeling of current controlled inverters for large signal analysis. In *Proc. of IEEE 34th Annual Conference on Industrial Electronics IECON 2008*, pages 590–595, November, 10–13 2008.
- [139] V. Valdivia, A.M. Roldan, A. Barrado, P. Zumel, C. Fernandez, and M. Sanz. Black-box modeling of three phase voltage source inverters

- based on transient response analysis. In *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010*, pages 1279–1286, 2010.
- [140] V. Valdivia, A. Lazaro, A. Barrado, P. Zumel, C. Fernandez, and M. Sanz. Black-box modeling of three-phase voltage source inverters for system-level analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(9):3648–3662, Sept 2012.
- [141] Z. Lounis, A. Khezzar, J. Rasoanarivo, B. Davat, and K. A. Agbosou. Analog behavioural modelling and simulation with SABER of three-phase IGBT voltage inverter fed asynchronous machine. In *Proc. Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Publ. No. 456)*, pages 494–499, September, 21–23 1998.
- [142] J. A. Oliver, R. Prieto, V. Romero, and J. A. Cobos. Behavioral modeling of Dc-Dc converters for large-signal simulation of distributed power systems. In *Proc. Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '06*, page 6, March, 19–23 2006.
- [143] B. Lehman and R. M. Bass. Extensions of averaging theory for power electronic systems. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 11(4):542–553, July 1996.
- [144] C.E.C. Ortiz. Circuit oriented average modeling of switching power converters. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 10 – P.10, 2005.
- [145] R. Kaglawala, S. S. Venkata, P. O. Lauritzen, A. Sundaram, and R. Adapa. A transient behavioral model (TBM) for power converters. In *Proc. in IEEE Workshop on Computers Power Electronics*, pages 18–24, August, 11–14 1996.
- [146] M. Ropp. Comparative study of maximum power point tracking algorithms. *Progress in photovoltaic: research and applications*, 11(1):47–62, 2003.
- [147] IEC. Limits for Harmonic Current Emission (Equipment Input Current <16 A per Phase) EN 61000-3-2, 1995.
- [148] C. J. Wild G. A. F. Seber. *G. A. F. Seber, C. J. Wild*. Wiley Series in Probability and Statistics. Nonlinear Regression, 1989.
- [149] R Development Core Team. *R: A Language and Environment for Statistical Computing*. R Foundation for Statistical Computing, Vienna, Austria, 2008. ISBN 3-900051-07-0.

- [150] Santiago Silvestre Luis Castaner. *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice*. John Wiley and Sons, LTD, 2002.
- [151] H.S. Rauschenbach. Electrical output of shadowed solar arrays. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 18(8):483–490, Aug 1971.
- [152] Diethelm Wuertz. *fBasics: Rmetrics – Markets and Basic Statistics*, 2012. R package version 2160.85, available on <http://CRAN.R-project.org/package=fBasics>.
- [153] Meteocontrol. Irradiance sensor Si12TC Datasheet. Technical report, 2010.
- [154] Fluke Deutschland GmbH. Three Phase Power Quality Recorder Fluke 1760. Technical report, <http://www.fluke.com/Fluke/inen/Power-Quality-Tools/Logging-Power-Meters/Fluke-1760.htm?PID=56031>.
- [155] F. Giraud and Z.M. Salameh. Analysis of the effects of a passing cloud on a grid-interactive photovoltaic system with battery storage using neural networks. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 14(4):1572–1577, Dec 1999.
- [156] A. Molina-Garcia, J. Guerrero-Perez, M.C. Bueso, M. Kessler, and E. Gomez-Lazaro. A new solar module modeling for PV applications based on a Symmetrized and Shifted Gompertz Model. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 30(1):51–59, March 2015.
- [157] F. Blaabjerg, Zhe Chen, and S. B. Kjaer. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. 19(5):1184–1194, September 2004.
- [158] A. Brown, R. Middlebrook, and S. Cuk. A general unified approach to modelling switching converter power stages multiinput converter with power factor correction, maximum power point tracking, and ripple-free input currents. In *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 1976*, pages 18–34, June 8-10 1976.
- [159] S. R. Sanders, J. M. Noworolski, X. Z. Liu, and G. C. Verghese. Generalized averaging method for power conversion circuits. 6(2):251–259, April 1991.
- [160] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Bass, and B. L. Lesieutre. On the use of averaging for the analysis of power electronic systems. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 5(2):182–190, April 1990.
- [161] H. Valderrama-Blavi, M. Munoz-Ramirez, J. Maixe, R. Giral, and J. Calvente. Low frequency multilevel inverters for renewable energy systems. In *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2005*, volume 3, pages 1019–1024, June, 20–23 2005.

- [162] S. Ben-Yaakov. Average simulation of pwm converters by direct implementation of behavioral relationships. In *Proc. 1993. Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '93*, pages 510–516, March, 7–11 1993.
- [163] M.Z. Lowenstein and J.F. Hibbard. Modeling and application of passive harmonic TRAP filters for harmonic reduction and power factor improvement. In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, volume 2, pages 1570–1578, October 1993.
- [164] Anca Julean. Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications. Master's thesis, Aalborg University, June 2009.
- [165] J. Dannehl, Ch. Wessel, and F.W. Fuchs. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2):380–388, February 2009.
- [166] J. H. R. Enslin, M. S. Wolf, D. B. Snyman, and W. Swiegers. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(6):769–773, December 1997.
- [167] L. Helle, P. Rodriguez, L. Marco, and R. Teodorescu. Grid requirements, monitoring, synchronization and control of wind turbines under grid faults. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008*, pages 1–102, July 1–2 2008.
- [168] Zhang Guoyue, Yin Ke, Wu Yue, and Qi Donglian. Control strategy for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter. In *The 26th Chinese Control and Decision Conference (2014 CCDC)*, pages 4770–4774, May 2014.
- [169] Weidong Xiao, N. Ozog, and W.G. Dunford. Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(3):1696–1704, June 2007.
- [170] A. Driesse, S. Harrison, and P. Jain. Evaluating the effectiveness of maximum power point tracking methods in photovoltaic power systems using array performance models. In *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2007*, pages 145–151, June, 17–21 2007.
- [171] Yongho Kim, Hyunmin Jo, and Deokjung Kim. A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power system. In *Proc. 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference IECEC 96*, volume 3, pages 1673–1678, August 1996.
- [172] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley, 2011.

- [173] J. Rohten, P. Melin, J. Espinoza, J. Silva, E. Espinosa, J. Munoz, and D. Sbarbaro. Resonant control for H-Bridge topologies based on single-phase current-source inverters. In *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 1508–1513, June 2014.
- [174] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, Pedro Rodriguez, and F. Blaabjerg. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 24(3):654–664, March 2009.
- [175] Xiué Su, Keliang Zhou, Wenjie Zhu, and Li Zhu. Proportional-resonant current control of single-phase grid-tied PV inverter system. In *China International Conference on Electricity Distribution (CICED), 2010*, pages 1–4, Sept 2010.
- [176] AENOR AEN/CTN 206 PRODUCCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA. Requisitos de conexión a la red eléctrica. parte1: Inversores para conexión a la red de distribución., 2013.
- [177] Niklas Strath. Island detection in power systems. Master’s thesis, Lund University, 2005.
- [178] Bruno Burger, Dirk Kranzer, and Olivier Stalter. Cost reduction of PV-Inverters with SiC-DMOSFETs. In *5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS), 2008*, pages 1–5, 2008.
- [179] Shangyang Xiao, Weihong Qiu, G. Miller, Thomas X. Wu, and I. Batarseh. Adaptive Modulation Control for Multiple-Phase Voltage Regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1):495–499, January 2008.
- [180] AENOR AEN/CTN 217 SISTEMAS DE SUMINISTRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA. UNE-EN 50160:2011 Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución, Marzo 2011.
- [181] J. Guerrero-Perez, F. Espin, J. Martinez, A. Molina-Garcia, and E. Gomez-Lazaro. *Educational and Technological Approaches to Renewable Energy. A Study of Voltage Dips and Disturbances in Spanish Photovoltaic Power Plants*, volume 1. Peter Lang, 2012.
- [182] SMA Ibérica Tecnología Solar S.L.U. El tema del futuro: La integración de redes fotovoltaicas, Abril 2013.
- [183] VDE 4105 Generators connected to the low-voltage distribution network, 2012.

- [184] J. Guerrero-Perez, A. Molina-Garcia, J.A. Villarejo, J.A. Fuentes, and F. Ruz. Behavioral modeling and simulation of single-phase grid-connected photovoltaic inverters. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pages 2351 – 2356, July 2010.
- [185] A. Molina-Garcia, M.C. Bueso, M. Kessler, J. Guerrero-Perez, J.A. Fuentes, and E. Gomez-Lazaro. CdTe thin-film solar module modeling using a non-linear regression approach. In *17th Power Systems Computation Conference*, August 2011.
- [186] E. Gomez-Lazaro A. Molina-Garcia J. Guerrero-Perez, E. De Jodar. Behavioral modeling of grid-connected photovoltaic inverters: Development and assessment. *Renewable Energy*, 68:686–696, August 2014.
- [187] Antonio J. Valera Gómez, Francisco Escámez Fernández, Javier Guerrero-Pérez, Francisco Espín Sánchez, José M^a Lozano Cutillas, and Luis Martín Olivo. El nuevo modelo energético ya es posible: Minired fotovoltaica aislada con autoconsumo en una urbanización. *Ecoconstrucción Revista de Construcción sostenible*, 2:26 a 29, Febrero 2013.
- [188] Henk Oldenkamp. Detailed analysis of currents in PV-shunts. www.oke-services.nl, 2002.
- [189] J.A. Gow and C.D. Manning. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *IEEE Proceedings -Electric Power Applications*, 146(2):193–200, March 1999.
- [190] W.H. Press, S.A. Teukolsky, vetterling, and B.P Flannery. *Numerical recipes in C - the art of scientific computing*. Cambridge University Press, 1992.
- [191] F. Blaabjerg and J.K. Pedersen. Optimized design of a complete three-phase PWM-VS inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12:567 – 577, 1997.
- [192] F. Filicori and C. Guarino Lo Bianco. A simplified thermal analysis approach for power transistor rating in PWM-controlled DC/AC converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 45(5):557–566, May 1998.
- [193] S. Clemente. A simple tool for the selection of IGBTs for Motor Drives and UPSs. In *1995 Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95*, volume 2, pages 755 – 764, 1995.
- [194] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Munk-Nielsen, and J.K. Pedersen. Power losses in pwm-vsi inverter using npt or pt igbt devices. In *25th Annual*

- IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pages 434 – 441, June 20-25 1994.
- [195] K. Berringer, J. Marvin, and P. Perruchoud. Semiconductor power losses in AC inverters. In *Thirtieth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference*, volume 1, pages 882–888, October 1995.
- [196] William M. Flanagan. *Handbook of Transformer Design and Applications*. McGraw-Hill Professional, January 1993.
- [197] Lixiang Wei and R.A. Lukaszewski. Optimization of the main inductor in a LCL filter for Three Phase Active Rectifier. In *Conference Record of the 2007 IEEE 42nd IAS Annual Meeting.*, pages 1816–1822, Sept 2007.
- [198] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, Sept 2005.
- [199] Iberdrola Distribución Eléctrica. Condiciones técnicas de la instalación de producción eléctrica conectada a la red de iberdrola distribución. Technical Report MT 3.53.01, Iberdrola Distribución Eléctrica, Julio 2012.

Fin

*Me interesa el futuro, porque es el sitio
donde voy a pasar el resto de mi vida.*

Woody Allen

Universidad
Politécnica
de Cartagena

Propuesta y validación de nuevos modelos de módulo e inversor para la simulación eléctrica de instalaciones FV acopladas a red

Programa de Doctorado en Energías Renovables

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Director

ÁNGEL MOLINA GARCÍA

Autor

JAVIER GUERRERO PÉREZ