

Universidad de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas
Informáticos y Automática



Diseño, modelado y optimización de sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia de generadores fotovoltaicos mediante convertidores CC/CC

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

Juan Manuel Enrique Gómez

Fecha de lectura: 28 de julio de 2011

Bajo la dirección del doctor:

José Manuel Andújar Márquez

Huelva, 2011

ISBN: 978-84-15147-64-0

D.L.: H 196-2011

Diseño, Modelado y Optimización de Sistemas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia de Generadores Fotovoltaicos mediante Convertidores CC/CC

Esta Tesis forma parte del conjunto de Tesis que se han realizado de forma simultánea y que han tenido como objetivo implementar un *Sistema generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante*, nombre y objetivo del proyecto de I+D DPI 2007-62336 que ha financiado esta Tesis.

En el contexto de este proyecto, esta Tesis abarca las realizaciones y aportaciones siguientes:

1. Análisis de la influencia de la topología de convertidor CC/CC sobre la eficiencia de seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point, MPP*).
2. Desarrollo e implementación de nuevos métodos de seguimiento del MPP en instalaciones fotovoltaicas.
3. Desarrollo de una nueva metodología de modelado de instalaciones fotovoltaicas en base a la resistencia del MPP.
4. Desarrollo de un modelo genérico estático de convertidor CC/CC donde se incluyen los efectos de las resistencias parásitas asociadas a los elementos que componen el convertidor CC/CC.
5. Análisis de los efectos de las resistencias parásitas del convertidor CC/CC sobre los sistemas de seguimiento del MPP: MPPT (*Maximum Power Point Tracker*).



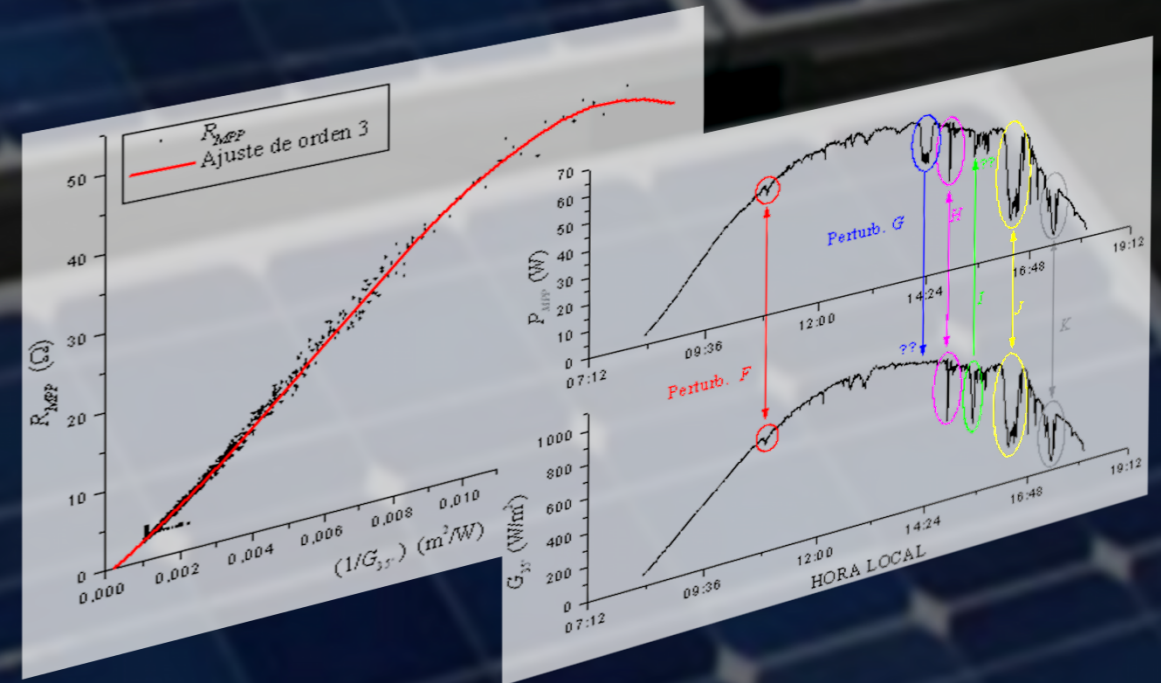
Universidad
de Huelva



Diseño, Modelado y Optimización de Sistemas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia de Generadores Fotovoltaicos mediante Convertidores CC/CC

Diseño, Modelado y Optimización de Sistemas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia de Generadores Fotovoltaicos mediante Convertidores CC/CC

Tesis Doctoral



Universidad
de Huelva

Autor: Juan Manuel Enrique Gómez
Director: Dr. José Manuel Andújar Márquez

Mayo de 2011



Universidad
de Huelva

Departamento de Ingeniería Electrónica, de Sistemas Informáticos y Automática
Escuela Técnica Superior de Ingeniería

**DISEÑO, MODELADO Y OPTIMIZACIÓN DE SISTEMAS
DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA
DE GENERADORES FOTOVOLTAICOS MEDIANTE
CONVERTIDORES CC/CC.**

Tesis Doctoral de
Juan Manuel Enrique Gómez

Dirigida por
José Manuel Andújar Márquez

UNIVERSIDAD DE HUELVA
Mayo de 2011

D. José Manuel Andújar Márquez, Catedrático de Ingeniería de Sistemas y Automática de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Universidad de Huelva,

CERTIFICA:

Que D. Juan Manuel Enrique Gómez, Licenciado en Físicas, ha realizado bajo mi dirección y dentro del programa de doctorado **Ingeniería de Control, Informática y Electrónica**, el trabajo de investigación correspondiente a su Tesis Doctoral titulado:

Diseño, Modelado y Optimización de Sistemas de Seguimiento del Punto de Máxima Potencia de Generadores Fotovoltaicos mediante Convertidores CC/CC.

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

Y para que conste a efectos de lo establecido por la Normativa Reguladora del título de Doctor de la Universidad de Huelva, autorizo la presentación de este trabajo en la Universidad de Huelva.

Huelva, a 28 de Mayo de 2011

Director:

Dr. José Manuel Andújar Márquez

Doctorando:

Juan Manuel Enrique Gómez.

Agradecimientos

A José Manuel Andújar, por aguantar mis vaivenes, por su disponibilidad sin horarios y por sus sugerencias y correcciones sin las cuales esta Tesis no habría sido posible.

A Fran, por buscar los conocimientos para ayudarme.

A mis compañeros y compañeras del DIESIA y DTI por ser tan competentes y generos@s.

A mi familia y amig@s por su interés.

A Marta, Cristina, Lucía, María, Raúl y Manuel por hacerme reír.

A Eli por prestarme su tiempo.

A Javi, por prestarme sus tardes.

A Raúl y a Carmen.

Índice de Contenidos

1. Planteamiento general de la Tesis	1
1.1. Resumen de la Tesis.....	5
1.2. Rendimiento científico de la Tesis.....	7
2. Sistemas MPPT Fotovoltaicos	13
2.1. Introducción	13
2.2. El Generador Fotovoltaico	13
2.2.1. Breve reseña histórica y puesta al día de las células solares	14
2.2.2. Definiciones	23
2.2.2.1. Medida de la radiación solar	23
2.2.2.2. Radiación Solar sobre la superficie de la Tierra	27
2.2.3. La Célula Fotovoltaica. Modelos. Parámetros de interés.....	28
2.2.3.1. Parámetros que definen el funcionamiento de una célula solar	32
2.2.3.2. Métodos de identificación de parámetros	34
2.2.3.3. Métodos matemáticos de ajuste	39
2.2.4. Módulo Fotovoltaico.....	39
2.2.4.1. Curva Característica de un Módulo Fotovoltaico	40
2.2.4.2. Factores que afectan a la característica $I-V$ del Generador Fotovoltaico	42
2.2.4.3. Condiciones de referencia.....	44
2.3. Convertidores CC/CC	46
2.3.1. Reguladores lineales y conmutados	46
2.3.2. Convertidor reductor (BUCK)	50
2.3.2.1. Modo de conducción continuo (CCM)	51

2.3.2.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)	53
2.3.3. Convertidor elevador (BOOST).....	56
2.3.3.1. Modo de conducción continuo (CCM)	58
2.3.3.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)	59
2.3.4. Convertidor reductor-elevador (BUCK-BOOST).....	59
2.3.4.1. Modo de conducción continuo (CCM)	60
2.3.4.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)	62
2.3.5. Otras estructuras reductoras-elevadoras.....	63
2.3.5.1. Convertidor Cuk.....	63
2.3.5.2. Convertidor SEPIC	64
2.3.5.3. Convertidor ZETA	65
2.3.6. Resistencia de entrada de los conv. CC/CC. Adaptación de impedancias	66
2.4. Algoritmos MPPT	67
2.4.1. Perturbación y Observación.....	69
2.4.2. Constante de Tensión y de Corriente	72
2.4.2.1. Célula Piloto.....	74
2.4.3. Conductancia Incremental	75
2.4.4. Capacidad Parásita	77
2.4.5. Oscilación Forzada.....	80
2.4.6. Algoritmos MPPT basados en modelos	81
2.4.6.1. Ajuste de Curvas (Curve Fitting).....	81
2.4.6.2. Métodos basados en técnicas de inteligencia artificial	82
2.5. Conclusiones	83
3. Evaluación teórica de la eficiencia de seg. del MPP con dif. top. CC/CC.....	85
3.1. Introducción	85
3.2. Convertidores CC/CC como emuladores de resistencia variable	87
3.3. Análisis teórico	88
3.3.1. Análisis de la conf. Generador FV - CC/CC Reductor – Carga.....	89
3.3.2. Análisis de la conf. Generador FV - CC/CC Elevador – Carga.....	91

3.3.3. Análisis de la conf. Generador FV - CC/CC Reductor-Elevador – Carga.....	92
3.4. Resultados de simulación.....	94
3.5. Conclusiones.....	101
4. Nuevas propuestas al algoritmo Perturbación & Observación.....	103
4.1. Introducción.....	103
4.2. Algoritmo <i>P&O Orientado</i>	104
4.2.1. Simulación de un sistema FV gobernado por P&O Orientado.....	107
4.3. Algoritmo <i>P&O Modificado</i>	111
4.3.1. Simulación de un sistema FV gobernado por P&O Modificado.....	113
4.4. Sistema analógico <i>P&O Orientado</i>	115
4.4.1. Resultados de simulación.....	119
4.4.1.1. Simulación con carga resistiva.....	120
4.4.1.2. Simulación con bomba centrífuga.....	122
4.5. Conclusiones.....	126
5. MPPT por estimación directa de la Resistencia del MPP.....	127
5.1. Introducción.....	127
5.2. Descripción del sistema experimental.....	128
5.3. Análisis cualitativo. Simetría Horaria e Histéresis. Dependencias con T y G.....	134
5.4. Modelado de R_{MPP}	142
5.4.1. Modelo Exponencial.....	144
5.4.2. Modelo Hiperbólico.....	147
5.4.3. Modelo Polinómico de orden 2.....	151
5.4.4. Modelo Polinómico de orden 3.....	154
5.4.5. Modelo Ponderado.....	158
5.4.6. Modelo OEH.....	162
5.5. Análisis de perturbaciones. corrección de modelos.....	167
5.5.1. Perturbaciones coherentes y no coherentes.....	167
5.5.2. Corrección de modelos.....	170
5.5.2.1. Modelo Exponencial.....	171

5.5.2.2. Modelo Hiperbólico	172
5.5.2.3. Modelo Polinómico de orden 2.....	173
5.5.2.4. Modelo Polinómico de orden 3.....	174
5.5.2.5. Modelo Ponderado	175
5.5.2.6. Modelo OEH.....	176
5.6. Diseño del controlador MPPT. Cálculo del ciclo de trabajo óptimo	179
5.6.1. Caracterización del convertidor CC/CC	179
5.6.2. Estimación del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt}	182
5.6.2.1. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} exponencial $\delta_{R-ExpDec}$	183
5.6.2.2. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} hiperbólica δ_{R-Hip}	184
5.6.2.3. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} polinómica de orden 2 (δ_{R-Pol2}).....	185
5.6.2.4. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} polinómica de orden 3 (δ_{R-Pol3}).....	186
5.6.2.5. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} ponderada (δ_{R-Pond})	187
5.6.2.6. Estimación de δ_{opt} a partir de $R_{MPP-OEH}$ (δ_{R-OEH}).....	189
5.6.2.7. Estimación de δ_{opt} por ponderación de $\delta_{R-ExpDec}$ y δ_{R-Hip} (δ_{y-Pond})	190
5.7. Conclusiones.....	197
6. Un nuevo modelo estático de convertidores CC/CC reales	199
6.1. Introducción	199
6.2. Resistencias parásitas.....	199
6.3. Modos de funcionamiento de un conv. CC/CC. Definición de parámetros.....	201
6.4. Modelo estático general de un convertidor CC/CC genérico.....	203
6.5. Análisis del convertidor CC/CC elevador (Boost) con resistencias parásitas.....	204
6.5.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador.....	205
6.5.2. Cálculo de R_X y A_{Vi}	210
6.5.3. Comprobación experimental mediante simulación.....	215
6.6. Análisis del convertidor CC/CC reductor (Buck) con resistencias parásitas	222
6.6.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador.....	223
6.6.2. Cálculo de R_X y A_{Vi}	227
6.6.3. Comprobación experimental mediante simulación.....	229

6.7. Análisis del conv. CC/CC red-elev. (Buck-Boost) con resistencias parásitas	234
6.7.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador	235
6.7.2. Cálculo de R_X y A_{V_i}	239
6.7.3. Comprobación experimental mediante simulación.....	241
6.8. Implicaciones en los sistemas MPPT fotovoltaicos	246
6.9. Conclusiones.....	253
7. Conclusiones y trabajos futuros	257
7.1. Conclusiones.....	258
7.2. Desarrollos futuros.....	262
Referencias Bibliográficas	265

Índice de Figuras

Figura 2.1 Espectro de radiación electromagnética.....	24
Figura 2.2. Espectro solar real y de cuerpo negro, suponiendo al sol como un cuerpo negro a 5.777 K.	26
Figura 2.3. Radiación que alcanza la superficie de la Tierra bajo cielo con nubes.....	28
Figura 2.4. Estructura de la célula PERL (Passivated Emitter, Rear Locally Diffused).....	29
Figura 2.5. Modelo de una célula fotovoltaica conectada a una carga.....	29
Figura 2.6. Modelo eléctrico de dos exponenciales de una célula fotovoltaica.	30
Figura 2.7. Modelo eléctrico de una exponencial de una célula fotovoltaica.	32
Figura 2.8. Modelo eléctrico simplificado de una célula fotovoltaica.	32
Figura 2.9. Características $I-V$ y $P-V$ de una célula solar.....	33
Figura 2.10. Módulo o Panel Fotovoltaico, modelo I-94.	40
Figura 2.11. Esquema de conexionado eléctrico de un módulo fotovoltaico.....	41
Figura 2.12. (a) Característica $I-V$ de un panel comercial modelo <i>BPSX60</i> para una temperatura y radiación dadas. (b) Característica $P-V$ para las mismas condiciones.....	42
Figura 2.13. Efecto de la irradiancia sobre la característica $I-V$ de un generador fotovoltaico. .	43
Figura 2.14. Ejemplo de variación de la característica $I-V$ de un generador fotovoltaico al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia (G) constante (1000 W/m^2).	43
Figura 2.15. Regulador lineal básico.....	46
Figura 2.16. (a) Convertidor CC-CC básico conmutado. (b) Circuito equivalente para conmutación.	47
Figura 2.17. Generación de la señal PWM.....	48
Figura 2.18. Convertidor Reductor (Buck).	50

Figura 2.19. Intervalos de funcionamiento del convertidor reductor en modo continuo.	51
Figura 2.20. Tensión de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Buck.	52
Figura 2.21. Corriente continuada por la inductancia (caso límite).	54
Figura 2.22. Corriente discontinua por la inductancia.	55
Figura 2.23. Convertidor elevador.	57
Figura 2.24. Intervalos de funcionamiento del convertidor elevador.	57
Figura 2.25. Relación entre las tensiones de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Boost.	58
Figura 2.26. Convertidor Reductor-Elevador.	60
Figura 2.27. Intervalos de funcionamiento del convertidor reductor-elevador.	61
Figura 2.28. Tensión de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Buck-Boost. ..	62
Figura 2.29. Convertidor Cuk.	63
Figura 2.30. Convertidor SEPIC.	64
Figura 2.31. Topología SEPIC aislada.	64
Figura 2.32. Topología Zeta.	65
Figura 2.33. Topología Zeta aislada.	65
Figura 2.34. Esquema Fuente-CC/CC-Carga.	66
Figura 2.35. (a) Característica $I-V$ de un generador fotovoltaico típico a 40°C y diferentes niveles de radiación. (b) Característica $I-V$ del mismo generador a 60°C y diferentes niveles de radiación.	68
Figura 2.36. Característica $P-V$ de un generador fotov. para distintos niveles de radiación.	70
Figura 2.37. Diagrama de flujo del algoritmo <i>Perturbación y Observación</i>	70
Figura 2.38. Ilustración del comportamiento errático del algoritmo P&O bajo cambios rápidos en la radiación.	71
Figura 2.39. Diagrama de flujo del algoritmo de constante de tensión.	73
Figura 2.40. Representación de los valores óptimos de K en función de T y G	73
Figura 2.41. Distintas zonas de operación del algoritmo <i>Conductancia Incremental</i> sobre la curva $P-V$	76
Figura 2.42. Diagrama de flujo del algoritmo <i>Conductancia Incremental</i>	77
Figura 2.43. Circuito usado para implementar el método <i>Capacidad Parásita</i>	79

Figura 2.44. Oscilación forzada. Curva $P-V$ de un generador fotovoltaico con rizado de potencia causado por una modulación en la tensión.	80
Figura 3.1. Localización del punto de trabajo sobre las curvas $I-V$ y $P-V$	86
Figura 3.2. Conexión generador fotovoltaico - convertidor CC/CC.	87
Figura 3.3. Topologías básicas de convertidores CC/CC y sus resistencias de entrada.	88
Figura 3.4. Localización del punto de operación de un módulo fotovoltaico.	89
Figura 3.5. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC reductor.	90
Figura 3.6. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC elevador.	92
Figura 3.7. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC reductor-elevador	93
Figura 3.8. Valores de temperatura y radiación correspondientes al día 03/10/2000 en la instalación fotovoltaica de la Universidad de Málaga.	94
Figura 3.9. Trayectoria de la tensión del punto de máxima potencia $V_{MPP}(t)$ para el módulo $SX60$ (BP).	95
Figura 3.10. Trayectoria de la corriente del MPP $I_{MPP}(t)$ para el módulo $SX60$ (BP).	96
Figura 3.11. Trayectoria de la potencia del MPP $P_{MPP}(t)$ para el módulo $SX60$ (BP).	96
Figura 3.12. Trayectoria de la impedancia del punto de máxima potencia $R_{MPP}(t)$ para el módulo $SX60$ (BP).	97
Figura 3.13. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , sin convertidor CC/CC entre el generador fotovoltaico y la carga.	97
Figura 3.14. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , sin convertidor CC/CC entre el generador fotovoltaico y la carga.	98
Figura 3.15. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , con convertidor reductor entre el generador fotovoltaico y la carga.	98
Figura 3.16. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , con convertidor reductor entre el generador fotovoltaico y la carga.	99
Figura 3.17. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , con convertidor elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.	99
Figura 3.18. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , con convertidor elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.	100
Figura 3.19. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a las cargas de 5Ω y 20Ω , con convertidor reductor-elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.	100

Figura 4.1. Característica P - V de un panel fotovoltaico.....	104
Figura 4.2. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT $P\&O$ <i>Orientado</i>	105
Figura 4.3. Generación directa de la señal PWM.....	106
Figura 4.4. Generación PWM a partir de una señal de referencia V_{ref}	106
Figura 4.5. Valores de temperatura y radiación utilizados en la simulación.....	107
Figura 4.6. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo $P\&O$ <i>Orientado</i> para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,005$ (precisión de un CDA de 8 bits).....	108
Figura 4.7. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo $P\&O$ <i>Orientado</i> para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,01$	108
Figura 4.8. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo $P\&O$ <i>Orientado</i> para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,02$	109
Figura 4.9. Eficiencia de seguimiento η del sistema respecto del tiempo de iteración T_i para distintos valores del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$	110
Figura 4.10. Eficiencia de seguimiento η del sistema respecto del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$ para distintos valores del tiempo de iteración T_i	110
Figura 4.11. Representación simultánea de la radiación luminosa (G) y corriente del punto de máxima potencia (I_{MPP}). Obsérvese que ambas curvas varían en la misma forma.....	111
Figura 4.12. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT $P\&O$ <i>Modificado</i>	112
Figura 4.13. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo $P\&O$ <i>Modificado</i> para distintos T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,005$ y un umbral de radiación de 50 W/m^2	113
Figura 4.14. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo $P\&O$ <i>Modificado</i> para distintos T_i . El sistema opera con $\delta = 0,01$ y un umbral de radiación de 50 W/m^2	114
Figura 4.15. Comparativa de la eficiencia de seguimiento η frente al tiempo de iteración T_i para los algoritmos $P\&O$ <i>Orientado</i> y $P\&O$ <i>Modificado</i>	114
Figura 4.16. Sistema generador de la señal de referencia	115
Figura 4.17. Bloques diferenciadores e integradores utilizados.....	116
Figura 4.18. Sistema de generación de la señal PWM de 10 Khz a partir de la referencia V_{ref}	116
Figura 4.19. Convertidor Boost utilizado conectado a una carga de 20Ω	117
Figura 4.20. Medida de las variables V e I del generador fotovoltaico.	117
Figura 4.21. Esquema completo del sistema analógico desarrollado.....	118

Figura 4.22. Modelo y curvas $I-V$ y $P-V$ del módulo <i>BP Saturno</i>	119
Figura 4.23. a) Radiación incidente. b) Comparativa entre la trayectoria real del MPP y la seguida por el sistema desarrollado para variaciones en la radiación incidente.....	120
Figura 4.24. Corriente suministrada por el generador fotovoltaico.....	121
Figura 4.25. Detalle de la señal PWM generada por el sistema analógico y de la corriente suministrada por el generador.	122
Figura 4.26. Modelo de bomba centrífuga usado para la simulación en PSpice.....	125
Figura 4.27. a) Comparativa entre la trayectoria real del MPP y la seguida por el sistema desarrollado para variaciones en la radiación incidente. b) Flujo de agua suministrado por la bomba centrífuga utilizada como carga del sistema.....	125
Figura 5.1. Detalles de la instalación fotov. de experimentación en la E.T.S.I. de la UHU.	129
Figura 5.2. Convertidor CC/CC elevador diseñado y construido para la experimentación.	129
Figura 5.3. Sensor de corriente de efecto Hall utilizado.	130
Figura 5.4. Pt 100 (color rojo) y sensor desarrollado adheridos a la parte trasera de un panel solar de la instalación fotovoltaica.	130
Figura 5.5. Ubicación de los piranómetros en la instalación.....	131
Figura 5.6. Pantalla de calibración de la aplicación <i>MPPLab</i>	131
Figura 5.7. Diagrama de flujo para la generación y toma de datos.....	132
Figura 5.8. Pantalla de la aplicación <i>MPPLab</i> donde se muestran las curvas del generador y el MPP.....	133
Figura 5.9. Tabla de datos generada por la aplicación <i>MPPLab</i>	134
Figura 5.10. Valores de T y G_{35° para el día D1 (6/11/2008).	135
Figura 5.11. Valores de T y G_{35° para el día D2 (8/11/2008).....	136
Figura 5.12. Valores de T y G_{35° para el día D3 (9/11/2008).	136
Figura 5.13. Valores de G_{0° y G_{35° para el día D1.....	137
Figura 5.14. Valores de temperatura en paneles (T) para el día D1.	137
Figura 5.15. Representación de los valores de T frente a G_{35° para el día D1.	138
Figura 5.16. Trayectoria de V_{MPP} para el día D1.	139
Figura 5.17. Representación de los valores de V_{MPP° frente a G_{35° para el día D1.....	140
Figura 5.18. Trayectoria de P_{MPP} para el día D1.	140
Figura 5.19. Representación de los valores de P_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.....	141

Figura 5.20. Trayectoria de R_{MPP} para el día D1.	141
Figura 5.21. Representación de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.....	142
Figura 5.22. Ajuste exponencial de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.	144
Figura 5.23. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D1.	145
Figura 5.24. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D2.	146
Figura 5.25. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D3.	146
Figura 5.26. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso G_{35° para el día D1.	147
Figura 5.27. Ajuste hiperbólico de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.....	148
Figura 5.28. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D1.	149
Figura 5.29. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D2.	150
Figura 5.30. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D3.	150
Figura 5.31. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° para el día D1..	151
Figura 5.32. Ajuste polinómico de orden 2 de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para D1.....	152
Figura 5.33. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D1.	152
Figura 5.34. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D2.	153
Figura 5.35. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D3.	153
Figura 5.36. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° para el día D1....	154
Figura 5.37. Ajuste pol. de orden 3 de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.....	155
Figura 5.38. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol3}$ para el día D1.	156
Figura 5.39. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol3}$ para el día D2.	156
Figura 5.40. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol3}$ para el día D3.	157
Figura 5.41. Valores del $RMSE$ frente al factor de ponderación x para el día D1.....	158
Figura 5.42. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D1.....	159
Figura 5.43. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D1.....	159
Figura 5.44. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D2.....	160
Figura 5.45. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D2.....	160
Figura 5.46. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D3.....	161
Figura 5.47. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D3.....	161
Figura 5.48. Ajuste OEH de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.	163
Figura 5.49. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D1.....	164

Figura 5.50. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D2.....	164
Figura 5.51. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D3.....	165
Figura 5.52. Ejemplo de perturbaciones <i>no coherentes</i> en las trayectorias de R_{MPP}	167
Figura 5.53. Perturbaciones <i>no coherentes</i> en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D1.....	168
Figura 5.54. Perturb. <i>coherentes</i> y <i>no coherentes</i> en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D2.	169
Figura 5.55. Perturb. <i>coherentes</i> y <i>no coherentes</i> en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D3.	169
Figura 5.56. Sombreado parcial sobre la instalación fotovoltaica.....	170
Figura 5.57. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D2.	171
Figura 5.58. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Hip}$ para el día D2.	172
Figura 5.59. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Pol2}$ para el día D2.	173
Figura 5.60. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Pol3}$ para el día D2.	174
Figura 5.61. Valores de $RMSE$ frente al factor de ponderación x para el día D1 (datos corregidos).....	175
Figura 5.62. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,45$ para el día D2 (datos corregidos). 175	
Figura 5.63. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D2 (datos corregidos). ..	176
Figura 5.64. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-OEH}$ para el día D2.....	177
Figura 5.65. Representación de los valores de R_{MPP} frente a $(1-\delta_{opt})^2$	180
Figura 5.66. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-ExpDec}$ para el día D2.	183
Figura 5.67. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Hip} para el día D2.	184
Figura 5.68. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Pol2} para el día D2.	185
Figura 5.69. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Pol3} para el día D2.....	186
Figura 5.70. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-Pond-x=0,45}$ para el día D2.....	187
Figura 5.71. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-Pond-x=0,5}$ para el día D2.	188
Figura 5.72. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-OEH} para el día D2.	189
Figura 5.73. Valores de $RMSE$ frente al factor de ponderación y para el día D1	191
Figura 5.74. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D1.....	191
Figura 5.75. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,5}$ para el día D1.	192
Figura 5.76. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D2.....	192
Figura 5.77. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,5}$ para el día D2.	193
Figura 5.78. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D3.....	193

Figura 5.79. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,5}$ para el día D3.	194
Figura 6.1. Gráficos de i_L para CCM y DCM.....	202
Figura 6.2. Modelo estático general de un convertidor CC/CC genérico.	204
Figura 6.3. Convertidor elevador con resistencias parásitas.	204
Figura 6.4. Modelo de convertidor elevador para $0 \leq t \leq T_{ON}$	205
Figura 6.5. Modelo de convertidor elevador para $T_{ON} \leq t \leq T_X$	207
Figura 6.6. Resistencia de pérdidas totales R_X para el CC/CC elevador.	212
Figura 6.7. Resist. de pérdidas totales R_X frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador. ...	212
Figura 6.8. Ganancia ideal A_{Vi} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador.....	213
Figura 6.9. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor elevador con las resistencias parásitas asociadas.	215
Figura 6.10. A_{Vr} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador.	216
Figura 6.11. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC elevador real frente al ciclo de trabajo δ	217
Figura 6.12. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC elevador real con diodo con $I_S = 1 \cdot 10^{-14}$ (A) frente al ciclo de trabajo δ	219
Figura 6.13. Rendimiento de un conv. CC/CC elevador real frente al ciclo de trabajo δ	221
Figura 6.14. Convertidor reductor con resistencias parásitas.....	222
Figura 6.15. Modelo de convertidor reductor para $0 \leq t \leq T_{ON}$	223
Figura 6.16. Modelo de convertidor reductor para $T_{ON} \leq t \leq T_X$	225
Figura 6.17. Resistencia de pérdidas totales R_X frente a δ para CC/CC reductor.....	227
Figura 6.18. Ganancia ideal A_{Vi} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor.	228
Figura 6.19. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor reductor con las resistencias parásitas asociadas.	230
Figura 6.20. A_{Vr} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor.....	230
Figura 6.21. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC reductor real frente al ciclo de trabajo δ	231
Figura 6.22. Rendimiento de un conv. CC/CC reductor real frente al ciclo de trabajo δ	233
Figura 6.23. Convertidor reductor-elevador con resistencias parásitas.....	235
Figura 6.24. Modelo de convertidor reductor-elevador para $0 \leq t \leq T_{ON}$	235

Figura 6.25. Modelo de convertidor reductor-elevador para $T_{ON} \leq t \leq T_X$	237
Figura 6.26. Resistencia de pérdidas totales R_X frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.	239
Figura 6.27. Ganancia ideal A_{V_i} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.	240
Figura 6.28. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor reductor-elevador con las resistencias parásitas asociadas.	241
Figura 6.29. A_{V_r} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.....	242
Figura 6.30. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC reductor-elevador real frente al ciclo de trabajo δ	243
Figura 6.31. Rendimiento de un convertidor CC/CC reductor-elevador real frente al ciclo de trabajo δ	245
Figura 6.32. Esquema básico de un sistema MPPT.	246
Figura 6.33. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC elevador.	247
Figura 6.34. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC elevador.....	248
Figura 6.35. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC reductor-elevador.	249
Figura 6.36. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC reductor- elevador.	249
Figura 6.37. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC reductor.	250
Figura 6.38. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC reductor.	250
Figura 6.39. Pantalla de la aplicación <i>MPPLab</i> para la localización del MPP y OMPP	251
Figura 6.40. Localización experimental del MPP y OMPP sobre las curvas P - V	252
Figura 6.41. Localización experimental del MPP y OMPP sobre las curvas P - δ	252

Índice de Tablas

Tabla 2.1 Distribución espectral de la radiación global en %	24
Tabla 2.2. Espectro solar real según Frölich y Wehrli	25
Tabla 2.3. Valores de resistencia de entrada R_i para las distintas topologías	67
de convertidores CC/CC	67
Tabla 3.1. Parámetros del módulo SX60 (BP).	95
Tabla 3.2. Rendimientos obtenidos para cada configuración y carga.	101
Tabla 4.1. Casos posibles y ley de control para que el sistema fotov. pueda seguir al MPP. ...	105
Tabla 4.2. P_{MPP} e I_{MPP} para distintos niveles de radiación y temperatura constante correspondientes al generador <i>BP Saturno</i>	121
Tabla 5.1. Características constructivas, eléctricas y físicas de los paneles I/94.	128
Tabla 5.2. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo exponencial.	147
Tabla 5.3. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo hiperbólico.	149
Tabla 5.4. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el mod. polinómico de orden 2.	154
Tabla 5.5. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el mod. polinómico de orden 3.	157
Tabla 5.6. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo ponderado $x = 0,48$	162
Tabla 5.7. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo ponderado $x = 0,5$	162
Tabla 5.8. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo OEH.	165
Tabla 5.9. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los diferentes modelos de R_{MPP}	166
Tabla 5.10. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para modelos con datos corregidos. ...	178
Tabla 5.11. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-ExpDec}$	184
Tabla 5.12. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo δ_{R-Hip}	185
Tabla 5.13. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo polinómico δ_{R-Pol2}	186
Tabla 5.14. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo polinómico δ_{R-Pol3}	187

Tabla 5.15. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-Pond-x=0,45}$	188
Tabla 5.16. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-Pond-x=0,5}$	189
Tabla 5.17. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo δ_{R-OEH}	190
Tabla 5.18. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{y-Pond-y=0,61}$	194
Tabla 5.19. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{y-Pond-y=0,5}$	195
Tabla 5.20. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para modelos estimadores de δ_{opt}	196
Tabla 6.1. Modelo y modelo simplificado de los distintos elementos de un CC/CC.	201
Tabla 6.2. Expresiones de los parámetros característicos R_X , A_{Vi} y δ_{f-crit} para cada convertidor CC/CC.	253

1. Planteamiento general de la Tesis.

Esta Tesis no está concebida como un trabajo aislado, ya que dentro del Grupo de Investigación en el que se ha desarrollado, forma parte del conjunto de Tesis que se han realizado de forma simultánea y que han tenido como objetivo implementar un *Sistema generador de energía eléctrica autónomo, continuo y no contaminante*; nombre y objetivo del proyecto de I+D DPI 2007-62336 que ha financiado esta Tesis. Se trata de un sistema que mediante el vector hidrógeno, puede funcionar las 24 horas de todos los días del año generando su propio combustible de forma no contaminante, y produciendo energía eléctrica para alimentar cargas AC y CC, también de forma no contaminante. La fuente de energía renovable es fotovoltaica, y se emplea tanto para producir electricidad de forma diurna como para producir hidrógeno mediante electrolisis del agua. Cuando no hay luz solar, la electricidad es producida mediante pilas de combustible, utilizando el hidrógeno producido y almacenado.

Respecto de la parte del proyecto de investigación objeto de esta Tesis, optimizar la conexión del generador fotovoltaico a la carga, se ha realizado un análisis y estudio del problema, para culminar en diseños e implementaciones prácticas concretas que pretenden mejorar lo presente hasta ahora en la literatura y tecnología disponibles.

Actualmente la caracterización de módulos fotovoltaicos se realiza de forma general en términos de potencia pico en condiciones de exterior. Esto resulta especialmente relevante en los países donde existen tarifas por la inyección de energía renovable a la red eléctrica (REFIT, *Renewable Energy Feed-in Tariffs*), medidas en kWh producidos disponibles, como Alemania y España. Los módulos generalmente son comercializados en términos de potencia de pico (Wp) y probados en condiciones estándar (STC), es decir, bajo una elevada irradiancia de 1000 W/m^2 , una temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, y con sólo un tipo de espectro solar (AM1.5: irradiancia directa, principalmente).

En virtud de las condiciones reales en el exterior, esta potencia de pico es raramente alcanzada, puesto que las horas de 1000 W/m^2 de irradiancia suponen sólo aproximadamente el

1% del total de horas de Sol¹ y el espectro solar cambia continuamente con las diferentes condiciones climáticas. Así por ejemplo la luz difusa domina cuando el cielo está nublado o durante la mañana y la tarde. En Europa del Norte y Central, la mayoría de la energía solar proviene de la irradiación de luz difusa (más del 50% de los rayos solares) e incluso en la Comunidad de Madrid es difusa en torno al 33%.

A los efectos inherentes a la propia radiación hay que sumar los de pérdida de potencia debido a una temperatura de módulo elevada. Así la temperatura de un módulo bajo iluminación suele situarse con frecuencia en el rango de 40-60 °C, lejos por tanto de los 25 °C a los que hacen referencia las condiciones estándar de medida.

Existe por tanto un conjunto de factores, bien sean climáticos o inherentes a la propia constitución de la instalación, que repercuten significativamente sobre su funcionamiento, ocasionando pérdidas en la potencia suministrada. Se hace por ello necesario el uso de sistemas que optimicen el funcionamiento de las instalaciones fotovoltaicas dotándolas de la mayor eficiencia posible.

Concretando dentro de las tareas del proyecto de investigación que financia esta Tesis, ésta tiene por objeto el estudio, diseño, desarrollo e implementación de sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPP) que permitan la optimización en la generación de energía solar fotovoltaica, teniendo siempre en cuenta el coste de los sistemas desarrollados, el cual debe ser lo más bajo posible garantizando los requisitos de precisión y eficiencia necesarios. Como un efecto añadido a lo que son las líneas del proyecto de investigación que soporta esta Tesis y a la propia concepción de la misma, se persigue extender las posibilidades de control de los sistemas fotovoltaicos, buscando su aumento de eficiencia, incluso a nivel doméstico, para lo cual es fundamental el desarrollo de sistemas de muy bajo coste.

Esta Tesis estudia y atiende de forma teórica y práctica la necesidad de propuestas innovadoras en cada una de las partes que conforman los sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia, bien sea aportando mejoras a los métodos de seguimiento ya existentes, o desarrollando nuevas metodologías para el modelado de la instalación fotovoltaica funcionando ésta en condiciones de máxima eficiencia. Para ello es necesario no sólo el conocimiento preciso de los métodos actuales de seguimiento del MPP, sino también de las características generales tanto de los generadores fotovoltaicos como del elemento sobre el que se realiza el control, esto es, el convertidor *corriente continua/ corriente continua* (CC/CC).

En base a lo anterior, el capítulo 2 de esta Tesis comienza con una revisión del estado del arte de los sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia (sistemas MPPT) de uso en

¹ Como caso particular en Huelva, sí hay en las horas centrales del día de los meses de junio a septiembre, irradiancia del orden de 1000 W/m².

instalaciones solares fotovoltaicas y de las partes que lo conforman. Tales partes son, aparte del generador fotovoltaico encargado de suministrar la potencia eléctrica, el convertidor CC/CC que funciona a modo de adaptador de impedancias, permitiendo el cambio del punto de trabajo del sistema para distintas condiciones y por supuesto, los algoritmos de control, encargados del correcto funcionamiento del sistema total, posibilitando la captura y seguimiento del MPP. Como paso previo se realiza una breve reseña histórica sobre la energía solar fotovoltaica, las células y los módulos fotovoltaicos, así como una actualización de las tecnologías. También se introducen de forma breve los conceptos físicos y técnicos fundamentales que serán tratados tanto en éste como en otros capítulos, con el fin de entender el funcionamiento del generador fotovoltaico y de los distintos convertidores CC/CC. Por último se realiza una puesta al día de los métodos (algoritmos) de seguimiento del punto de máxima potencia.

Una vez que se han sentado las bases de la situación actual en lo que se refiere a los sistemas MPPT de aplicación en las instalaciones solares fotovoltaicas, se afrontan los capítulos que conforman las aportaciones fundamentales de esta Tesis. Así, en el capítulo 3 se realiza un estudio detallado de la eficiencia teórica de seguimiento del punto de máxima potencia en función de la topología de convertidor CC/CC utilizado, independientemente de las condiciones de radiación y temperatura.

Los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en sistemas de generación fotovoltaicos como interfaz entre el generador fotovoltaico y la carga, permitiendo el seguimiento del punto de máxima de potencia. Principalmente, su misión es la de acondicionar la energía producida por el conjunto de células siguiendo una estrategia de control determinada. Los convertidores electrónicos de potencia son, en la actualidad, unos elementos fundamentales en las fases de generación, transporte y distribución de los sistemas eléctricos. Estos dispositivos permiten un intercambio más flexible de la potencia entre los generadores y las cargas. De ahí que sean denominados de forma genérica como *acondicionadores de potencia*.

Existe una característica intrínseca asociada al proceso de conversión CC/CC, relacionada con la capacidad que presentan los convertidores para reflejar o adaptar la resistencia vista desde su entrada y la conectada a su salida. En este sentido, los convertidores son similares a los transformadores, cuando son empleados como adaptadores de impedancia, excepto que en los convertidores el parámetro de adaptación no es lógicamente la relación de espiras entre el secundario y el primario, sino el ciclo de trabajo (δ), que puede ser gobernado electrónicamente.

El análisis efectuado en el capítulo 3 resulta de vital importancia pues establece límites en la eficiencia total del sistema en función de la topología de convertidor utilizado y del espectro de cargas del sistema.

Una vez tratado el bloque concerniente al convertidor CC/CC, el estudio se centra en sus técnicas de control. De los algoritmos existentes en la literatura especializada, el denominado *Perturbación y Observación* (P&O), es de lejos el más utilizado, debido a su simplicidad y fácil implementación. Además este algoritmo no necesita medidas de radiación y temperatura, lo que lo convierte en un método *económico* de seguimiento, en tanto en cuanto no necesita de esta sensorización. Así, en el capítulo 4 se presentan varias modificaciones a este conocido algoritmo. Estas propuestas mezclan las características principales del tradicional P&O en cuanto a la necesidad de perturbar ligeramente el sistema para observar su respuesta, con ciertas particularidades de otro método muy presente en la literatura especializada, *Conductancia Incremental*, en cuanto a la capacidad de discernir si el sistema opera a la derecha o izquierda del MPP en su curva de potencia para actuar en consecuencia. Así, de estas propuestas surgen dos nuevos algoritmos denominados *P&O Orientado* y *P&O Modificado* que, con un comportamiento excelente, conservan respecto del algoritmo P&O su simplicidad y bajo coste de implementación. El capítulo 4 finaliza con una implementación completamente analógica del algoritmo *P&O Orientado*.

En este punto del desarrollo de la Tesis, se considera oportuno el diseño de nuevos métodos para caracterizar una instalación fotovoltaica y posicionarla en su MPP. En este sentido, el capítulo 5 centra la parte experimental de esta Tesis. En él se describe el sistema experimental desarrollado, compuesto básicamente por un generador fotovoltaico (grupo de paneles) un convertidor CC/CC y un instrumento virtual utilizado para el control y monitorización de toda la instalación. El sistema desarrollado está dotado con una sensorística diseñada específicamente para la toma de las variables implicadas, siguiendo unos criterios muy exigentes en cuanto a precisión, fiabilidad y bajo coste. Del análisis de los datos suministrados por el equipo experimental surgen nuevos modelos que caracterizan a la instalación operando ésta en el punto de máxima potencia. También de un análisis posterior surgen otros modelos capaces de estimar el ciclo de trabajo óptimo del convertidor que posiciona a la instalación en el MPP de forma directa.

Para la mayoría de las aplicaciones, el estudio simplificado de convertidores CC/CC considerados ideales (sin pérdidas) realizado en el capítulo 2 es más que suficiente. Sin embargo, para aplicaciones de modelado y optimización donde se persiga la eficiencia de la instalación, como las detalladas en el capítulo 5, es necesario disponer de modelos más precisos, donde se recojan las no idealidades y las pérdidas consiguientes de rendimiento observadas en la práctica. En este sentido en el capítulo 6 se aborda el estudio de la influencia de las resistencias parásitas de los elementos que componen el convertidor, con el objetivo de proponer un modelo genérico realista. Además en este capítulo se estudia la influencia de estas resistencias parásitas

sobre el sistema de seguimiento del punto de máxima potencia. Como se verá el margen de actuación es elevado y los rendimientos a mejor son notables.

La memoria de esta Tesis culmina con un último capítulo, el 7, dedicado a compendiar las conclusiones más importantes de este trabajo de investigación y a plantear las líneas de investigación que deja abiertas para actuaciones posteriores esta Tesis.

1.1. Resumen de la Tesis

La memoria de esta Tesis está organizada en siete capítulos según la distribución que se describe a continuación.

En el capítulo 1, *Planteamiento General de la Tesis*, como su propio nombre indica, se realiza una descripción de la estructura de la Tesis, se comentan brevemente cada uno de los capítulos que la forman incidiendo en las aportaciones principales, y se efectúa un análisis del rendimiento científico que hasta la fecha ha producido el trabajo realizado en esta Tesis.

El capítulo 2, *Sistemas de Seguimiento MPPT Fotovoltaicos*, comienza haciendo una breve reseña histórica sobre las células solares, cubriendo el tramo histórico desde el descubrimiento del efecto fotoeléctrico en 1839 hasta nuestros días, pasando por todos los hitos de la física y la tecnología que han permitido que hoy en día se pueda hablar ya, al menos a nivel de laboratorio, de células solares con eficiencia en torno al 40%. Esta primera parte del capítulo finaliza enmarcando lo que se ha dado en denominar *las cuatro generaciones de células solares*. Realmente, estas definiciones pueden ser opinables, fundamentalmente porque se habla de cuarta generación cuando las tres anteriores aún no están superadas, esto es, hoy en día se siguen vendiendo paneles cuyas células solares pertenecen a la primera generación.

El capítulo avanza repasando de forma somera algunas definiciones de la física cuyo uso es necesario para entender los conceptos que se tratan en este trabajo de investigación. A continuación, se afronta el modelado de las células solares con la pretensión de conseguir un modelo que sea lo suficientemente completo como para recoger todos los parámetros influyentes en el rendimiento de una célula solar, a la vez que lo suficientemente simple como para que sea manejable. Así, se desarrollan desde los modelos más simples hasta los modelos denominados de 7 parámetros, además de los métodos para identificarlos.

El capítulo 2 trata también con cierto detenimiento el concepto de módulo o panel fotovoltaico como agrupación de células con una ordenación concreta; así, se analizan sus curvas características, sus parámetros comerciales y la influencia que ejercen sobre los mismos las variables ambientales temperatura y radiación solar.

Una vez tratado el generador fotovoltaico, se aborda en un segundo bloque de este capítulo el estudio del elemento principal que conforma un sistema MPPT: el convertidor *corriente continua/corriente continua* (CC/CC). Los convertidores CC/CC son capaces de modificar el punto de trabajo de un sistema fotovoltaico sin provocar a priori variaciones en la potencia suministrada. Esto lo convierte en un elemento imprescindible a la hora de posicionar al sistema fotovoltaico en su punto de máxima potencia. En este capítulo se describen los modos de funcionamiento y propiedades de las distintas topologías de convertidores CC/CC con un solo interruptor.

Evidentemente el convertidor CC/CC debe ser controlado de forma efectiva para realizar un seguimiento preciso del punto de máxima potencia. Así, en el último bloque de este capítulo se describen los algoritmos y técnicas de control que permiten posicionar al sistema en su punto de funcionamiento óptimo (MPP). Estas estrategias de control junto con el CC/CC sobre el que actúan conforman lo que se denomina sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

El capítulo 3, *Evaluación Teórica de la Eficiencia de Seguimiento del MPP con diferentes topologías de convertidores CC/CC*, trata de responder a la pregunta siguiente: ¿puede un sistema fotovoltaico ser posicionado en cualquier punto de su curva $I-V$ o $P-V$ independientemente de la topología de convertidor utilizada? Para responder a esta pregunta, se realiza en este capítulo un análisis teórico con el fin de determinar el rango de valores de resistencia que cada topología de convertidor puede reflejar en su entrada. Tal y como se demuestra, esta gama de valores está estrechamente relacionada con la capacidad que presenta cada topología para situar al sistema fotovoltaico en su MPP, teniendo así gran influencia sobre la eficiencia de seguimiento y por tanto sobre el rendimiento total del sistema fotovoltaico.

En el capítulo 4, *Nuevas propuestas al algoritmo Perturbación & Observación*, se aborda el diseño e implementación de nuevas técnicas de seguimiento del MPP. A partir de algoritmos de validez contrastada en la literatura especializada, se proponen algunas mejoras, teniendo siempre presentes los objetivos de aumento de eficiencia y bajo coste de implementación. En esta línea se formulan varias propuestas y se desarrolla un sistema completamente analógico, el cual no necesita medias de radiación ni de temperatura.

Continuando con el desarrollo de nuevas estrategias de seguimiento, en el capítulo 5, *MPPT por estimación directa de la Resistencia del Punto de Máxima Potencia*, se presenta un nuevo método de seguimiento del MPP completamente distinto a los descritos con anterioridad. En este capítulo se propone utilizar como variable característica de la instalación funcionando en su MPP, no la tensión o corriente en el MPP como suele hacerse normalmente y así se refleja en la literatura específica, sino una relación entre ambas, esto es, la *Resistencia del MPP*. Con

esto, según el análisis cualitativo desarrollado en este capítulo, desaparece prácticamente la dependencia con la temperatura, esto es, el sistema puede ser caracterizado y por tanto modelado en el MPP sin necesidad de conocer la temperatura del campo fotovoltaico. Esto, con ser de importancia crucial, debido al ahorro en sensorística que supone, no es quizás lo más interesante, ya que además se pueden establecer relaciones directas entre la variable de control (el ciclo de trabajo δ en este caso) con la radiación incidente, en función del convertidor CC/CC utilizado, permitiendo el posicionamiento del generador fotovoltaico en su MPP de manera directa. En este capítulo se proponen un conjunto de modelos estimadores del ciclo de trabajo óptimo de manera precisa. Para esto, ha sido necesario el desarrollo e implementación de un completo sistema experimental que permite la medida de variables atmosféricas (radiación y temperatura), la generación de barridos de curvas $I-V$ y $P-V$ del generador, y consta de indicadores de fiabilidad en las medidas.

En el capítulo 6 se presenta un nuevo modelo general estático de convertidores CC/CC, donde se incluyen los efectos de las resistencias parásitas asociadas a los elementos que conforman dicho convertidor. Se determinan los parámetros característicos del modelo en función de la topología de convertidor utilizada y se presentan expresiones para la ganancia, el rendimiento y la resistencia de entrada de los convertidores; parámetro éste de especial importancia, como ya se indicó en el capítulo 3, en los sistemas de seguimiento del MPP. También se estudia en este capítulo, utilizando el modelo genérico propuesto, las influencias de las resistencias parásitas de los elementos del convertidor sobre el funcionamiento del sistema MPPT.

En el último capítulo, el 7, *Conclusiones y Desarrollos Futuros*, se presentan las conclusiones más relevantes de esta Tesis, se esbozan las líneas de investigación que han sido abiertas por la misma y se proponen estrategias y actuaciones en este sentido.

1.2. Rendimiento científico de la Tesis

Esta sección está dedicada a enmarcar el entorno científico en el que se ha desarrollado la Tesis y a destacar los resultados de la investigación realizada; para ello se detallarán las publicaciones con índice de impacto así como los congresos internacionales más importantes. También, por supuesto, dentro del entorno científico de la Tesis, se hará hincapié en los Proyectos de Investigación que han permitido financiarla. En definitiva, el objetivo principal de esta sección es mostrar que la memoria que se presenta constituye la recopilación ordenada e hilvanada de una producción científica realizada durante varios años.

- Proyectos de investigación que financian la Tesis

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

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 15/10/2005 a 15/10/2006

Subvención: 11.900 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

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

Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia

Entidades participantes: Universidad de Huelva

Duración: 01/10/2007 a 30/09/2010

Subvención: 121.000 €

Investigador responsable: Dr. José Manuel Andújar Márquez

- Producción científica por aportaciones.

- *Influencia de la topología de convertidor en la eficiencia de seguimiento y en la caracterización de curvas I-V y P-V de generadores fotovoltaicos.*

La propiedad de los convertidores CC/CC de funcionar a modo de adaptadores de impedancia, esto es, de reflejar en su entrada una resistencia función del ciclo de trabajo, de la carga del sistema y de la topología del convertidor, tiene gran influencia sobre la eficiencia de seguimiento del sistema MPPT, tal y como se demuestra en el capítulo 3. Por otra parte, esta habilidad de los convertidores es utilizada en el capítulo 5 para realizar el trazado de las curvas *I-V* y *P-V* del generador fotovoltaico. En base a esta propiedad se han publicado los trabajos siguientes:

J.M.Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar. Theoretical Assessment of the Maximum Power Point Tracking Efficiency of Photovoltaic Facilities With Different Converter Topologies. *Solar Energy* . Vol. 81, Núm. 1, pp. 31-38, 2007. ISSN: 0038-092X.

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), en la posición 23/70, en la categoría *energy & fuels*, con un índice de impacto de 2,011. Este artículo tiene **30 citas** en SCOPUS. doi: 10.1016/j.solener.2006.06.006.

Bohórquez, M. A., Enrique J. M., Durán E., Sidrach M., Carretero J. A., Andújar J. M. Analysis and monitoring of failures in PV panels by means of I-V and P-V curves using DC/DC converters. *World Renewable Energy Congress*, pp. 477-483, 2005. ISBN: 008-044671-X.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

Durán E., Sidrach-de-Cardona M., Enrique J.M., Bohórquez M.A., Carretero J.E, Andújar J.M. A New I-V photovoltaic curves tracer by using dc-dc converters. *European Photovoltaic Solar Energy Conference & Exhibition*, pp. 2101-2104, 2005. ISBN: 3-936338-19-1.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

Durán E., Enrique J. M., Bohórquez M. A, Sidrach-de-Cardona M., Carretero J. E., Andújar J.M. Obtaining I-V and P-V Curves of PV Modules by using DC-DC Converters with Coupled Inductors. *International Congress of Energy and Environment Engineering and Management*, 2005. ISBN:84-934089-9-9.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

Enrique J. M., Durán E., Sidrach-de-Cardona M., Andújar J. M., Bohórquez M. A, Carretero J. E. Influence of Different DC/DC Converter Configurations in Photovoltaic Performance. *International Congress of Energy and Environment Engineering and Management*, 2005. ISBN: 84-934089-9-9.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

Enrique J. M., Durán E., Bohórquez M. A, Andújar J. M. Sidrach-de-Cardona M., Carretero J. An optimum Configuration of DC/DC converters to use in Photovoltaics Facilities.

European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, pp. 2284-2287, 2005. ISBN: 3-936338-19-1.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

Durán E., Enrique J. M., Bohórquez M. A., Sidrach M., Carretero J. E., Andújar J. M. A new application of the coupled-inductors SEPIC converter to obtain I-V and P-V curves of PV panels. *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, 2005. ISBN: 90-75815-08-05.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

J. M. Enrique, J. M. Andújar, M. Sidrach, E. Durán, M. A. Martínez, J. E. Carretero. A new approach to obtain I-V and P-V curves of photovoltaic modules by using DC/DC converters. *IEEE Photovoltaic Specialist Conference*, pp. 1769-1772, 2005. ISBN: 0-7803-8708-2.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares, indexado en ISI y SCOPUS. Este artículo tiene **13 citas** en SCOPUS.

- *Diseño e implementación de nuevos métodos de seguimiento del MPP.*

Uno de los objetivos principales de esta tesis es la propuesta de nuevos métodos de seguimiento del MPP. Esto ha dado lugar a las publicaciones siguientes:

Enrique, J. M.; Martínez, M. A.; Andújar, J. M. A reliable, fast and low cost maximum power point tracker for photovoltaic applications. *Solar Energy*, Vol.84, Num 1, pp. 79-89, 2010. ISSN: 0038-092X.

Índices de calidad: Revista incluida en Journal Citation Report (JCR), en la posición 23/70, en la categoría *energy & fuels*, con un índice de impacto de 2,011. Este artículo tiene **7 citas** en SCOPUS. doi: 10.1016/j.solener.2009.10.011.

Enrique J.M., Martínez M.A., Andújar J.M. Márquez, Blanco: I. A New and Simple Mppt System for Photovoltaic Applications. *Proceedings of International Youth Conference on*

Energetics 2007 (Iyce ' 07). International Youth Conference on Energetics. Budapest. Budapest University of Technology and Economics. 2007, pp. 127-132. ISBN: 978-963-420-9.

Índices de calidad: Congreso internacional organizado para dar a conocer las mejores tesis doctorales sobre sistemas de energías renovables. Revisión por pares.

- *Desarrollo de un sistema experimental para la caracterización de instalaciones fotovoltaicas.*

El desarrollo de elementos precisos para la caracterización de la instalación fotovoltaica, y la medida de las variables implicadas necesarias para su posterior análisis, ha dado lugar a las publicaciones siguientes:

Martínez M. A., Enrique J. M., Andújar J.M. A new and inexpensive temperature measuring system. Application to photovoltaic solar facilities. *Solar Energy*, Vol. 83, Núm 6, pp.883-890, 2009. ISSN: 0038-092X.

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), en la posición 23/70, en la categoría *energy & fuels*, con un índice de impacto de 2,011.

Martínez, M. A.; Andújar, J. M.; Enrique, J. M. A new and inexpensive pyranometer for the visible spectral range. *Sensors - Basel*, Vol. 9, Núm.6, pp. 4615-4634, 2009. SSN: 1424-8220

Índices de calidad: Revista incluida en el Journal Citation Report (JCR), position 11/58 en la categoría *instruments & instrumentation*, con un índice de impacto de 1,821.

Bohórquez M. A., Sidrach-de-Cardona M., Durán E., Enrique J. M., Carretero J. E., Andújar J. M. A new low cost temperature sensor for use in photovoltaic monitoring systems. *European Photovoltaic Solar Energy Conference & Exhibition*, pp. 248-250, 2005. ISBN: 3-936338-19-1.

Índices de calidad: Congreso internacional de mayor prestigio en su ámbito, revisión por pares.

2. Sistemas MPPT Fotovoltaicos.

2.1. Introducción

En este capítulo se realiza una revisión de las diferentes partes que conforman el sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracker*) de los sistemas fotovoltaicos. Aparte del generador fotovoltaico, encargado de suministrar la potencia eléctrica, estos sistemas están formados por el convertidor corriente continua/corriente continua (CC/CC) que funciona a modo de adaptador de impedancias, permitiendo el cambio del punto de trabajo del sistema para distintas condiciones y, por supuesto, por los algoritmos de control, encargados del funcionamiento correcto. Como paso previo se hará una breve reseña histórica sobre la energía solar fotovoltaica, las células y los módulos fotovoltaicos, así como una actualización de las tecnologías. También, con objeto de hacer este texto autocontenido, se introducirán de forma breve los conceptos físicos y técnicos fundamentales que serán tratados tanto en éste como en otros capítulos, con el fin de entender el funcionamiento del generador fotovoltaico y de los convertidores CC/CC usados en las instalaciones fotovoltaicas. Por último se realizará una puesta al día del estado del arte, en cuanto a los métodos (algoritmos) de seguimiento del punto de máxima potencia.

2.2. El Generador Fotovoltaico

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

El proceso de generación fotovoltaica consiste precisamente en la captación de luz para obtener energía eléctrica de forma directa. Este proceso está basado en la aplicación del efecto

fotovoltaico, que se produce cuando la luz incide sobre un material semiconductor, generándose en éste un flujo de electrones.

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

Se aborda ahora en esta sección el estudio del generador fotovoltaico. Como su propio nombre indica es el elemento donde se produce la conversión luz-electricidad, con lo cual es el encargado del suministro de potencia al resto de la instalación.

2.2.1. Breve reseña histórica y puesta al día de las células solares

Etimológicamente, la palabra Fotovoltaico (FV) proviene de *photo* (luz) y *volta*, en honor al científico italiano Alessandro Volta¹, y significa electricidad generada por la luz. La primera célula solar fue creada en 1883 por Charles Fritts, a partir de obleas de selenio recubiertas de una fina capa de oro. No obstante Fritts no fue el primero en experimentar con el efecto fotovoltaico, tal como se puede apreciar en la cronología que se presenta a continuación.

1839: Alexandre-Edmond Becquerel, físico francés, descubre el efecto fotovoltaico. Observó que en una celda electrolítica compuesta de 2 electrodos metálicos sumergidos en una solución conductora, la generación de energía aumentaba al exponer la solución a la luz.

1873: Willoughby Smith descubre la fotoconductividad del selenio.

1877: W.G. Adams y R.E. Day observan el efecto fotovoltaico en el selenio y comienzan los primeros trabajos con este elemento.

1883: Charles Fritts, joven inventor americano, describe la primera célula solar fabricada con selenio.

1887: Heinrich Hertz descubre que la luz ultravioleta altera el nivel de tensión necesaria para que se produzca una chispa entre dos electrodos metálicos.

1900: Max Planck postula la naturaleza cuántica de la luz.

¹Alessandro Giuseppe Antonio Anastasio Volta (1745–1827) fue un físico italiano, famoso principalmente por haber desarrollado la batería eléctrica.

1904: Albert Einstein publica su trabajo sobre el efecto fotoeléctrico. Wilhelm Hallwachs, físico alemán, descubre que la combinación de cobre y óxido cuproso es fotosensible.

1916: Robert Andrews Millikan, premio Nobel de física, proporciona una prueba experimental del efecto fotoeléctrico.

1918: El científico polaco Jan Czochralski desarrolla un método de crecimiento del silicio cristalino.

1921: Albert Einstein recibe el premio Nobel por sus teorías explicativas del efecto fotoeléctrico.

1946: Russell Ohl patenta la célula solar moderna (US2402662), aunque Sven Ason Berglund había patentado, con anterioridad, un método que trataba de incrementar la capacidad de las células descritas por Fritts.

1947: John Bardeen, Walter Brattain y William Shockley de los laboratorios Bell inventan el transistor bipolar.

1951: El desarrollo de los métodos de crecimiento de uniones p-n posibilita la producción de una célula de germanio monocristalino.

1954: Investigadores de los Laboratorios Bell en Murray Hill, New Jersey (D.M. Chapin, C.S. Fuller, y G.L. Pearson), publican los resultados de su descubrimiento sobre células solares de silicio (Si) con una eficiencia del 4,5%. En este año nacen las primeras fotocélulas de silicio monocristalino de alta pureza por el procedimiento Czochralski, cuyo rendimiento era del 4%.

1955: Se comercializa el primer producto fotovoltaico por la compañía Hoffman Electronics Semiconductor Division, con una eficiencia del 2-3%, al precio de 25 \$ cada célula de 14 mW, lo que representa un coste de 1500-1800 \$ por watio pico (Wp).

1957: Hoffman Electronics fabrica células que alcanzan un rendimiento del 8%.

1958: El 17 de marzo se lanza el Vanguard I, el primer satélite artificial alimentado parcialmente con energía fotovoltaica. Las células fueron diseñadas por Meter Iles, en un esfuerzo encabezado por la compañía Hoffman Electronics.

1959: Hoffman Electronics alcanza el 10% de rendimiento en sus células comerciales.

1962: Se lanza el primer satélite de comunicaciones, el Telstar, con una potencia fotovoltaica instalada de 14W.

1963: Se instala en Japón un sistema fotovoltaico de 242 W en un faro. Sharp desarrolla una forma práctica de producir módulos de silicio.

1964: La nave espacial Nimbus es lanzada con 470 W de paneles fotovoltaicos instalados.

1967: Se desarrolla la primera célula solar de película delgada (*thin-film*) mediante sulfuro de cadmio (CdS). Se descubren nuevos materiales fotovoltaicos para aumentar el rendimiento de las células en base a trabajos teóricos con arseniuro de galio (GaAs), arseniuro de indio (InAs) y telurio de cadmio (CdTe). Se establecen las estrategias de implementación tipo tándem y células multiunión.

1970: Zhore Alferov y su equipo de investigación desarrollan en la extinta URSS la primera célula solar con heteroestructura de arseniuro de galio (GaAs) y alta eficiencia.

1973: La Universidad de Delaware (EEUU) construye *Solar One*, una de las primeras viviendas con energía solar fotovoltaica (EFV). Las placas fotovoltaicas instaladas en el techo tenían un doble efecto: generar energía eléctrica y actuar de colector solar (calentando el aire bajo ellas). El aire era llevado a un intercambiador de calor para acumularlo.

1974-1977: Se fundan las primeras compañías de energía solar. El *Lewis Research Center* (LeRC) de la NASA coloca las primeras aplicaciones en lugares aislados. La potencia instalada de EFV supera los 500 kW.

1978: El LeRC de la NASA instala un sistema FV de 3,5 kW en la reserva india Papago (Arizona). Es utilizado hasta la llegada de las líneas eléctricas en 1983. A partir de entonces se dedica exclusivamente al bombeo de agua.

1980: La empresa ARCO Solar es la primera en producir más de 1 MW en módulos FV en un año.

1981: *Solar Challenger*, un avión abastecido por EFV, vuela. Se instala en Jeddah, Arabia Saudita, una planta desalinizadora por ósmosis inversa abastecida por un sistema FV de 8 kW.

1982: La producción mundial de EFV supera los 9,3 MW. Entra en funcionamiento la planta ARCO Solar Hisperia en California de 1 MW.

1983: La producción mundial de EFV supera los 21,3 MW, y las ventas superan los 250 millones de euros. El *Solar Trek*, un vehículo alimentado por EFV con 1 kW atraviesa Australia; 4.000 km en menos de 27 días. Su velocidad máxima es 72 km/h y la media 24 km/h. ARCO Solar construye una planta de EFV de 6 MW en California, en una extensión de 60 hectáreas; conectada a la red eléctrica de distribución suministra energía para unas 2.500 casas.

1992: Se instala un sistema FV de 0,5 kW en Lago Hoare, Antártida, con baterías de 2,4 kWh. Se utiliza para abastecer al equipamiento de laboratorio, iluminación, ordenadores e impresoras, así como a un pequeño horno microondas.

1994: Se celebra la primera Conferencia Mundial fotovoltaica en Hawaii.

1996: El *Ícaro*, un avión movido por EFV sobrevuela Alemania. Las alas y la zona de cola están recubiertas de 3.000 células muy eficientes, con una superficie de 21 m².

1997: Los primeros módulos utilizando triple unión de células de silicio amorfo son comercializados por Sharp y Sanyo.

1998: Se celebra la segunda Conferencia Mundial fotovoltaica en Viena. Se alcanza un total de 1.000 MWp de sistemas fotovoltaicos instalados.

2000: Alemania y Japón despuntan a nivel mundial como productores. Alemania se pone a la cabeza como consumidor. En España se alcanzan los 12 MW de potencia instalada y se promueven subvenciones mediante el PER 2000-2010.

2002: Se producen más de 500 MWp de generadores fotovoltaicos en un año.

2003: Se celebra la tercera Conferencia Mundial fotovoltaica en Japón y continúa el desarrollo sostenido, al contar con el apoyo de la sociedad y las administraciones de los países desarrollados. La potencia instalada en España asciende a 27 MW.

2004: Se obtienen módulos fotovoltaicos con un rendimiento entre el 7 y 17%, una estimación media de vida que ronda los 30 años, ya alcanzada con éxito por los primeros, y un coste cercano a los 4,20 €/por vatio-pico² (Wp) en España, con precios de 0,20 a 0,40 €/cada kWh de electricidad. Se producen e instalan más de 1.000 MW de módulos fotovoltaicos a nivel mundial.

2005: La revisión del PER en España para el periodo 2005-2010 fija como nuevo objetivo el incremento de potencia fotovoltaica a 400 MW.

2007: First Solar produjo 200 MW de células de telurio de cadmio (TeCd), lo cual la situó en ese año como el quinto fabricante más grande en células solares. Würth Solar comercializó su tecnología de CIGS³ produciendo 15 MW. En este mismo año, Nanosolar comercializó también su tecnología de CIGS con una capacidad de producción de 430 MW en los EEUU y Alemania.

2008: Debido a los avances en la fabricación de células solares, se han conseguido eficiencias del orden del 42,8%. Se producen e instalan más de 5.700 MW de módulos fotovoltaicos nivel mundial. En España se alcanzan 2.600 MW, lo que supone el 45,2% de la potencia mundial

²El vatio pico (Wp) es la unidad de medida que expresa la potencia normalizada (pot. nominal) de una célula o un módulo fotovoltaico en condiciones estándar. El precio de los módulos suele indicar en €/Wp.

³CIGS es el acrónimo en inglés de Copper Indium Gallium Selenide (CuInGaSe₂). Es un material semiconductor de alta eficiencia fotovoltaica (un kilo de CIGS integrado en una célula solar produciría tanta electricidad como cinco kilos de uranio enriquecido) y, por tanto, puede ser utilizado para construir paneles solares. Además su coste de producción es inferior al del Si cristalino.

instalada. España se convierte en líder mundial en potencia instalada, por delante de Alemania y EEUU. También se convierte en líder mundial en cobertura de la demanda de electricidad, con el 1%.

2009: Debido a la entrada en vigor del RD 1578/2008 se produce en España una desaceleración muy brusca en la puesta en servicio de nuevas instalaciones fotovoltaicas, pasando de 2.600 MW en 2008 a tan solo 209 MW en 2009. La potencia total instalada al finalizar este año es de 3479 MW, lo cual permite cubrir el 2,6% de la demanda total de energía, ya que la crisis hizo que bajara ésta.

Como se ha podido observar en la breve reseña histórica anterior, se habla a menudo del rendimiento o eficiencia de la célula fotovoltaica. El ciclo de Carnot, que proporciona la eficiencia de un motor térmico ideal (expresión 2.1), puede ser utilizado para calcular de forma teórica el porcentaje de luz solar que puede ser convertido en electricidad. Para ello, asumiendo que la radiación solar es la de un modelo de cuerpo negro⁴ con temperatura (T_1) de la superficie solar de unos 6.000 K y temperatura de la célula (T_2) próxima a 300 K, se tiene que [Luque y Hegedus, 2003]:

$$\eta = 1 - \frac{T_2}{T_1} \Rightarrow \eta = 1 - \frac{300}{6000} = 0,95. \quad (2.1)$$

No obstante esta expresión, Landsberg y Baruch calcularon en 1989 que el límite termodinámico teórico se situaba entorno al 86% [Landsberg y Baruch, 1989]. Sin embargo, el máximo rendimiento que una célula de una sola unión $p-n$ puede proporcionar está limitado por el balance de energía descrito por Shockley-Queisser en 1961 [Shocley y Queisser, 1961], y se sitúa entorno al 32% [Green, 2005]. Esta diferencia respecto al límite descrito por Shockley-Queisser se debe al hecho de que una célula simple está caracterizada por dos niveles de energía, aún cuando el espectro solar contiene fotones con un rango muy amplio de energía.

El esfuerzo de investigación que se viene llevando a cabo en esta área ha resultado en un aumento continuo de la eficiencia a la vez que se reducían significativamente los costes [Conibeer, 2007]. Así, en la actualidad se puede hablar ya de 3 generaciones de células solares y una hipotética cuarta generación.

⁴Un cuerpo negro es un objeto ideal que absorbe toda la luz y energía radiante que incide sobre él. Nada de la radiación se refleja o pasa a través del cuerpo negro. No obstante su nombre, el cuerpo negro emite luz y constituye un modelo físico ideal para el estudio de la emisión de radiación electromagnética. El nombre de cuerpo negro fue introducido por Gustav Kirchoff en 1862. La luz emitida por un cuerpo negro se denomina radiación de cuerpo negro.

Primera generación: El dispositivo consiste en una gran superficie de Si, formada por una única capa de uniones *p-n*, la cual es capaz de generar electricidad usando el espectro visible de la luz solar. De este tipo son la mayoría de las células que se producen en la actualidad, siendo por tanto la tecnología más extendida. Su eficiencia es baja, el rendimiento práctico no suele ir más allá del 15% y su coste, debido al proceso de elaboración, es muy elevado. La materia prima de estas células es el silicio monocristalino (el 70% es destinado a la industria microelectrónica).

Segunda generación: La constituyen las llamadas células de película delgada (*thin-film*), donde el semiconductor se deposita en tipos de sustrato diferentes. Están basadas en el uso de láminas epitaxiales finas de semiconductores que constituyen capas múltiples de uniones *p-n*. Cada capa está diseñada para absorber una longitud de onda mayor de la luz, incrementando la producción de electricidad. Esta tecnología proporciona células solares de bajos costes de producción, pero con baja eficiencia (5-10%). Para la fabricación de módulos, esta tecnología utiliza materiales tales como el silicio amorfo (a-Si), silicio con estructura irregular y cuasi aleatoria, telurio de cadmio (TeCd), arseniuro de galio (AsGa) y diseleniuro de indio-cobre (CIS).

Existen dos tipos de células de película delgada, las utilizadas en aplicaciones espaciales y terrestres. Las primeras cuentan normalmente con una eficiencia mayor AM0⁵ (28-30%), pero también con mayores costes por vatio. Las terrestres se fabrican con menores costes, pero también son menos eficientes (7-9% de eficiencia AM0).

Una de las ventajas de esta tecnología es su peso reducido, permitiendo su colocación sobre materiales flexibles o ligeros, incluso sobre textiles. Esta segunda generación de células fotovoltaicas comprende actualmente un pequeño segmento del mercado terrestre, pero aproximadamente el 90% del espacial. Emplea materiales que obtienen un rendimiento relativamente alto, con un ahorro muy importante de material semiconductor respecto a las de silicio (usan aproximadamente un 1% de material semiconductor en comparación con las obleas de silicio), y es posible depositar las sustancias semiconductoras sobre muchos tipos de sustratos de materiales flexibles (cerámicos o vidrio).

⁵La posición relativa del sol respecto a la horizontal del lugar determina el valor de la masa de aire (AM). Cuando los rayos solares caen formando un ángulo de 90° respecto a la horizontal se dice que el sol ha alcanzado su cenit. Para esta posición la radiación directa del sol atraviesa una distancia mínima a través de la atmósfera. Cuando el sol está más cercano al horizonte, esta distancia se incrementa, es decir la masa de aire es mayor. A la posición del cenit se le asigna una masa de aire igual a 1 (AM1). Cualquier otra distancia tendrá una masa de aire que puede calcularse usando la expresión: $AM = 1 / \cos \theta$, donde θ es el ángulo cenital formado entre la posición del cenit y la posición del sol en ese momento. Fuera de la atmósfera la masa de aire es igual a 0 (AM0).

$\theta = 0^\circ$; $\cos \theta = 1$; AM = 1.

$\theta = 60^\circ$; $\cos \theta = 0,5$; AM = 2.

Los objetivos actuales de esta tecnología se centran en la mejora de los aspectos relacionados con la fabricación: costes de producción, procesos industriales de fabricación, inversión en investigación, mejora del rendimiento de los paneles comerciales aumentando su rendimiento al 10% para los próximos años, llegar hasta el 15% a medio plazo y aumentar la fiabilidad de los módulos (estabilidad de los materiales al paso del tiempo).

Entre los fabricantes existe una tendencia hacia las tecnologías de la segunda generación, sin embargo la comercialización de estas tecnologías ha sido difícil. En 2007 la producción de TeCd representó el 4,7% del mercado, la de silicio de película fina un 5,2% y la tecnología CIGS el 0,5%. Esta segunda generación tendrá en un futuro próximo costes inferiores a la tecnología basada en silicio (costes materiales), sin la limitación del tamaño de las obleas de silicio, y rendimientos igual o ligeramente superiores a los de la primera generación.

Tercera generación: Esta generación es muy diferente a las otras dos, ya que sus células no presentan la tradicional unión $p-n$ para separar los portadores fotogenerados. Las características principales de esta tercera generación de células solares pasan por conseguir altos rendimientos con bajos costes de fabricación, lo que redundará en una mejora del período de recuperación energético⁶ que actualmente se sitúa en torno a 2 años, y que disminuirá sensiblemente al mejorar la tecnología hasta valores previstos de entre 0,3 y 0,4 años.

La tercera generación busca soslayar los dos mecanismos más importantes de pérdidas en células de una sola unión $p-n$ son: la incapacidad de absorber fotones con energía menor que la de la banda de energía prohibida (*band-gap*), y la termalización de la energía del fotón que excede dicho salto energético. Actualmente existen tecnologías diferentes (algunas en desarrollo y otras disponibles comercialmente) que intentan paliar dichas pérdidas [Conibeer, 2007]. Entre otras: incrementar el número de saltos energéticos mediante células multiunión o tándem de células, bandas intermedias, pozos cuánticos absorbentes (*Quantum Well*) y división espectral (*Spectral Splitting*); captura de portadores (pares electrón-hueco) antes de la termalización (*Hot Carriers*); por último, mediante múltiples portadores obtenidos por fotones de alta energía o portadores únicos con múltiples fotones de baja energía, lo cual se consigue mediante lentes bifaciales.

Para aplicaciones espaciales se están estudiando dispositivos de pozos cuánticos y dispositivos que incorporan nanotubos de carbono, con un potencial de más del 45% de eficiencia AM0. Para aplicaciones terrestres, se encuentran en fase de investigación dispositivos que incluyen células fotoelectroquímicas, células solares de polímeros, células solares de nanocristales y células solares de tintas sensibilizadas [Anand, 2000].

⁶Tiempo empleado en producir una cantidad de energía análoga a la empleada en su fabricación.

En España se ha puesto en marcha el *Proyecto Singular Estratégico Fotomol*, para incrementar el conocimiento sobre la célula solar orgánica y la célula fotovoltaica *Graetzel*, también conocida como célula solar sensibilizada por tinte (denominadas DSSC). Estas células han alcanzado ya eficiencias del 12%. Las células solares sensibilizadas por tinte están basadas en un colorante orgánico especial que absorbe la luz del Sol para a continuación producir electrones que se inyectan en la parte inorgánica de la célula (dióxido de titanio).

Cuarta generación: Una hipotética cuarta generación de células solares, que en realidad es una extensión de los avances que se están consiguiendo en la tercera, consistiría en una tecnología fotovoltaica compuesta en las que se mezclan, conjuntamente, nanopartículas con polímeros para fabricar una capa simple multiespectral. Posteriormente, varias capas delgadas multiespectrales se podrían apilar para fabricar las células solares multiespectrales definitivas.

Basadas en esta idea y en la tecnología multiunión, se han usado células multiespectrales en las últimas misiones a Marte que ha llevado a cabo la NASA. La primera capa de la célula es la que convierte las diferentes longitudes de onda de la luz incidente, la segunda es para la conversión de energía y la última es una capa para la absorción el espectro infrarrojo, lo cual permite convertir algo del calor producido en energía aprovechable. El resultado es una célula solar compuesta de características excelentes.

La investigación de base para esta cuarta generación de células solares se está supervisando y dirigiendo por parte de la *DARPA*² (Defense Advanced Research Projects Agency). En una primera fase se trata de determinar la viabilidad de esta tecnología.

Entre las compañías que se encuentran trabajando en esta cuarta generación se encuentran Xsunx, Konarka Technologies Inc., Nanosolar, Dyesol y Nanosys.

En otras investigaciones, como las llevadas a cabo en el proyecto auspiciado por la CSIRO⁷ en Australia, se aspira a desarrollar células solares plásticas, imprimibles, flexibles y baratas, fabricadas en rollos. Estas células solares son una novedad en la tecnología de paneles solares, y ofrecen ventajas sobre la tecnología solar tradicional debido a la posibilidad de producirlas en masa de forma barata e instalarlas sobre grandes áreas, como por ejemplo los tejados de edificios. La tecnología utilizada para estas células todavía está en su infancia, pero en este proyecto se aspira a acelerar su desarrollo y llevarla de la fase de investigación a su uso práctico tan pronto como sea posible. Además de investigadores de la CSIRO, en el proyecto trabajan la Universidad de Melbourne, la Universidad de Monash y las empresas Securrency, BP Solar, Bluescope Steel y Merck. El proyecto está en una fase muy avanzada y los progresos alcanzados parecen óptimos.

⁷The Commonwealth Scientific and Industrial Research Organisation (CSIRO), es el organismo encargado de la investigación científica en Australia. Se fundó originalmente en 1926 como el Advisory Council of Science and Industry.

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

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

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

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

medios refractivos (células bifaciales), como en los sistemas dinámicos con seguimiento solar que permiten concentrar la radiación por reflexión.

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

2.2.2. Definiciones

Los términos utilizados para denominar a la radiación solar que llega a la superficie de la Tierra son diversos, entre ellos se utilizan los siguientes:

Flujo radiante: es la energía emitida por unidad de tiempo. Se mide en $\text{J s}^{-1} = \text{W}$.

Densidad de flujo radiante: es el flujo radiante por unidad de superficie.

Irradiancia, G: Indica la proporción de energía solar que llega a una superficie por unidad de tiempo y por unidad de área. Se mide en W m^{-2} . Es lo mismo que densidad de flujo radiante.

Irradiación e insolación: son intercambiables y ambas se refieren a la cantidad de energía solar que llega a una superficie durante un período de tiempo. Se mide en $\text{kJ m}^{-2} \text{h}^{-1}$ ó $\text{MJ m}^{-2} \text{h}^{-1}$.

Radiación: Se utiliza en sentido genérico.

Intensidad radiativa: es la irradiancia en una dirección particular contenida en un ángulo sólido. Se mide en $\text{W m}^{-2} \text{sr}^{-1}$.

Constante Solar: es la energía total, a todas las longitudes de onda, incidente sobre una superficie de 1 m^2 normal a los rayos del Sol a una distancia de una unidad astronómica⁸ (1 UA). Su valor es de 1.367 W m^{-2} según la escala del WRC (World Radiation Center) y de 1.373 W m^{-2} según la escala del WMO (World Meteorological Organization).

2.2.2.1. Medida de la radiación solar

Como se puede observar en la figura 2.1, la radiación emitida por el Sol se distribuye en un espectro amplio de longitudes de onda, correspondiendo la mayor parte de la energía radiada

⁸La distancia media de la Tierra al Sol, r_0 , define una unidad de longitud denominada unidad astronómica, UA, cuyo valor es: $r_0 = 1,495979 \cdot 10^8 \text{ km} = 1 \text{ UA}$.

a la porción comprendida entre 0,2 y 3,0 μm , con una distribución espectral muy similar a la producida por un radiador integral o cuerpo negro a 5.777 K.

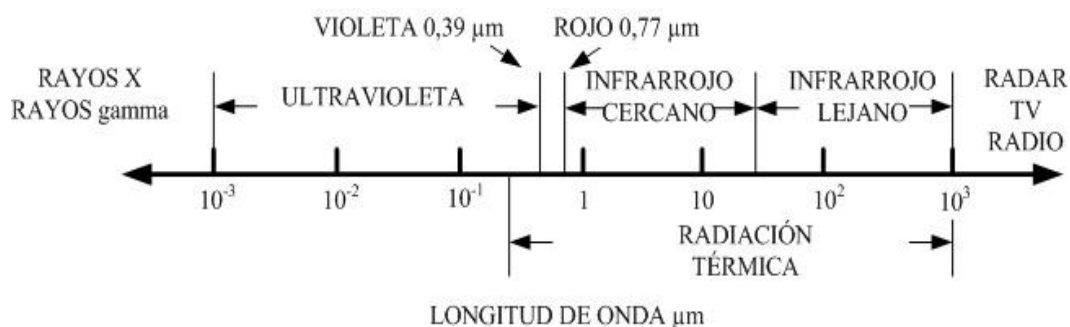


Figura 2.1 Espectro de radiación electromagnética.

Alrededor de la mitad de la radiación emitida por el Sol se concentra dentro de la banda visible (0,39 μm -0,77 μm). El resto corresponde casi por completo a radiación infrarroja, con un pequeño porcentaje de radiación ultravioleta.

En la tabla 2.1 (United States Department of Defense, 2000) se muestra la distribución espectral de la irradiancia en función de la longitud de onda de la radiación global.

Tabla 2.1 Distribución espectral de la radiación global en %

Región Espectral	Ancho de Banda (μm)	% Irradiancia
Ultravioleta	0,28 - 0,36	2,9
	0,36 - 0,40	3,2
Visible	0,40 - 0,44	5,0
	0,44 - 0,48	6,5
	0,48 - 0,52	6,3
	0,52 - 0,56	5,8
	0,56 - 0,64	10,8
	0,64 - 0,68	4,9
	0,68 - 0,72	4,6
Infrarrojo	0,72 - 0,78	6,0
	0,78 - 1,0	15,7
	1,0 - 1,2	9,7
	1,2 - 1,4	5,8
	1,4 - 1,6	3,9
	1,6 - 1,8	2,6
	1,8 - 2,0	1,8
2,0 - 2,5	3,1	
2,5 - 3,0	1,4	
	Total	100%

En la tabla anterior se puede comprobar como más del 50% de la radiación global solar recibida en la superficie de la Tierra está comprendida en el espectro visible.

Tabla 2.2. Espectro solar real según Frölich y Wehrli

λ	I_{0n}	λ	I_{0n}	λ	I_{0n}
0,250	64,56	0,515	1835,01	0,85	994
0,255	91,25	0,52	1802,49	0,86	1002
0,260	122,50	0,525	1894,99	0,87	972
0,265	253,75	0,53	1947,49	0,88	966
0,270	275,75	0,535	1926,24	0,89	945
0,275	212,50	0,54	1857,5	0,9	913
0,33	997,5	0,545	1895,01	0,91	876
0,335	906,25	0,55	1902,5	0,92	841
0,34	960	0,555	1885	0,93	830
0,345	877,5	0,56	1840,02	0,94	801
0,35	955	0,565	1850	0,95	778
0,355	1049,99	0,57	1817,5	0,96	771
0,36	940	0,575	1848,76	0,97	764
0,365	1125,01	0,58	1840	0,98	769
0,37	1165	0,585	1817,5	0,99	762
0,375	1081,25	0,59	1742,49	1	743,99
0,38	1210	0,595	1785	1,05	665,98
0,385	931,25	0,6	1720	1,1	606,04
0,39	1200	0,605	1751,25	1,15	551,04
0,395	1033,74	0,61	1715	1,2	497,99
0,4	1702,49	0,62	1715	1,25	469,99
0,405	1643,75	0,63	1637,5	1,3	436,99
0,41	1710	0,64	1622,5	1,4	354,03
0,415	1747,5	0,65	1597,5	1,5	296,99
0,42	1747,5	0,66	1555	1,6	247,02
0,425	1692,51	0,67	1505	1,7	215
0,43	1492,5	0,68	1472,5	1,8	170
0,435	1761,25	0,69	1415,02	1,9	136,01
0,44	1755,02	0,7	1427,5	2	118,5
0,445	1922,49	0,71	1402,5	2,2	74,75
0,45	2099,99	0,72	1355	2,4	56,5
0,455	2017,51	0,73	1355	2,6	42
0,46	2032,49	0,74	1300	2,8	32
0,465	2000	0,75	1272,5	3	24,75
0,47	1979,99	0,76	1222,5	3,5	14
0,475	2016,25	0,77	1187,5	4	8,5
0,48	2055	0,78	1195	5	3,47
0,485	1901,26	0,79	1142,5	10	0,2
0,49	1920	0,8	1140,7	25	0,12
0,495	1965	0,81	1113		
0,5	1862,52	0,82	1070		
0,505	1943,75	0,83	1041		
0,51	1952,5	0,84	1019,99		

La distribución espectral de la radiación solar ha sido estudiada por muchos investigadores, llegándose a propuestas diferentes, aunque próximas. Las más conocidas son las desarrolladas por científicos de la NASA [Thekaekara, 1965, 1976] y del WRC [Fröhlich y Anklin, 2000; Fröhlich, 2002; Finsterle y Fröhlich, 2001; Fröhlich y Finsterle, 2001; Fröhlich y Werli, 2002]. En la tabla 2.2, se muestran los valores de la irradiancia extraterrestre I_{0n} (en $\text{W/m}^2 \mu\text{m}^{-1}$), en función de la longitud de onda λ en μm .

La potencia emitida en cualquier longitud de onda (λ) y temperatura (T), llamada potencia emisiva espectral, viene dada por la Ley de Planck según la expresión (2.2):

$$e_{b\lambda} = \frac{C_1}{\lambda^5 \left(e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1 \right)}. \quad (2.2)$$

En (2.2) $e_{b\lambda}$ ($\text{Wm}^{-2}\mu\text{m}^{-1}$) es la potencia de emisión espectral hemisférica (emisión radial en todas direcciones) de un cuerpo negro; C_1 y C_2 son constantes de valores $3,7427 \cdot 10^8 \text{ Wm}^{-2}\mu\text{m}^{-4}$ y $1,4388 \cdot 10^4 \mu\text{m} \cdot \text{K}$ respectivamente.

Para comparar la irradiancia real del sol con la de un cuerpo negro (Ley de Planck), se puede suponer ésta como la de un radiador integral a 5.777 K. Así, a partir de la expresión (2.3) con la condición de irradiancia sobre una superficie normal y distancia del foco, la media Tierra-Sol, se tiene que:

$$I_{0n} 4\pi r_0^2 = e_{b\lambda} 4\pi r_s^2, \quad (2.3)$$

donde r_s es el radio del Sol ($7 \cdot 10^5$ km) y r_0 la distancia media Tierra-Sol ($1.5 \cdot 10^8$ km).

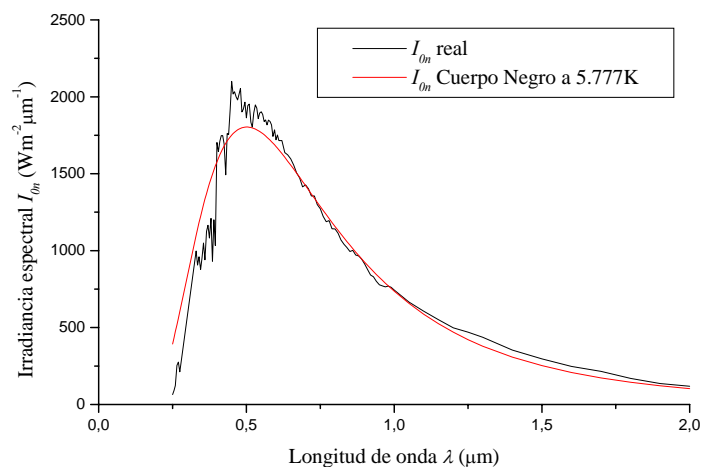


Figura 2.2. Espectro solar real y de cuerpo negro, suponiendo al sol como un cuerpo negro a 5.777 K.

A partir de (2.3) se obtiene el valor de la irradiancia espectral que se representa en la figura 2.2, junto a los valores reales obtenidos por Frölich y Wehrli. La figura muestra que la radiación solar real tiene un comportamiento similar a la de un cuerpo negro.

2.2.2.2. Radiación Solar sobre la superficie de la Tierra

La radiación solar que llega a la Tierra está condicionada por factores diversos:

- a) *Factores astronómicos*: son aquellos que dependen de la geometría Tierra-Sol. Dichos factores son función de la posición relativa Tierra-Sol y de las coordenadas geográficas del lugar considerado: latitud y longitud. Estos factores condicionan el recorrido de la radiación a través de la atmósfera y el ángulo de incidencia de los rayos solares. Son función de la altura solar en cada instante.
- b) *Factores climáticos*: para cada altura solar, la radiación teórica máxima que se espera en un lugar no suele tomar nunca dicho valor. Existen factores llamados climáticos que atenúan la radiación que incide sobre la superficie terrestre. Las nubes, la cantidad de vapor de agua, ozono, aerosoles, etc., contenidos en la atmósfera son los responsables de dicha atenuación, que ocurre fundamentalmente por absorción, reflexión y difusión. En la figura 2.3 se representa un esquema de los procesos principales que intervienen en el fenómeno de atenuación de la radiación solar.

Hay que tener en cuenta también que el espectro de la radiación solar, al atravesar la atmósfera, sufre modificaciones debido a la absorción desigual de las distintas longitudes de onda del mismo.

La radiación total procedente del sol que incide sobre la superficie terrestre está formada por (ver figura 2.3):

1. *Radiación directa, B*: la que llega a la Tierra directamente del Sol.
2. *Radiación difusa, D*: originada por los efectos de dispersión de los componentes de la atmósfera, incluidas las nubes.
3. *Radiación reflejada, R*: radiación incidente que vuelve a la superficie después de ser reflejada en el suelo. El cociente entre la radiación reflejada y la porción de ésta que vuelve a incidir se denomina albedo.

A partir de lo anterior la *radiación global G*, o total que llega a la superficie terrestre, puede ser expresada como la suma de estas tres componentes según (2.4):

$$G = B + D + R. \quad (2.4)$$

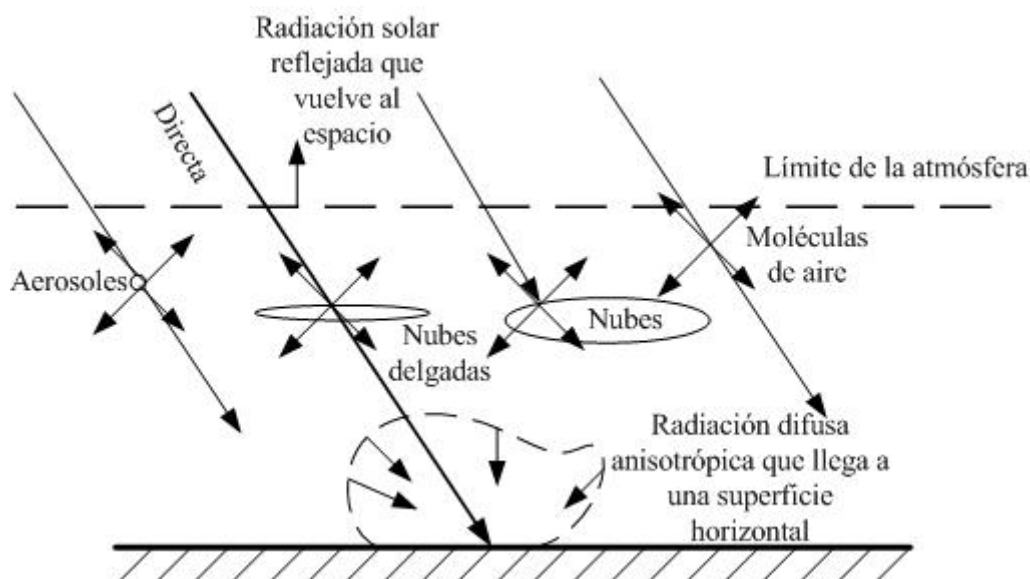


Figura 2.3. Radiación que alcanza la superficie de la Tierra bajo cielo con nubes.

2.2.3. La Célula Fotovoltaica. Modelos. Parámetros de interés

Como ya se ha visto a lo largo del capítulo, las células solares están fabricadas con material semiconductor, la mayoría de las veces silicio, y pueden ser de tipo monocristalinas, policristalinas o amorfas. Están basadas en una unión $p-n$ (ver figura 2.4) que hace posible la existencia de un campo eléctrico en la célula. Este campo tiene la dirección del lado n al lado p .

Cuando la luz incide sobre la unión (generalmente sobre el lado n), los fotones que la constituyen suministran la cantidad de energía necesaria a los electrones de valencia del semiconductor para romper el enlace que los mantenía unidos a sus átomos respectivos, produciendo pares electrón-hueco.

Los huecos (o ausencia de electrones) son dirigidos por el campo eléctrico de la unión hacia el contacto del lado p , provocando así la extracción de electrones del metal. Por el contrario, los electrones son dirigidos hacia el contacto del lado n inyectándolos en el metal. Así, cuando existe una conexión eléctrica entre los extremos de la célula se posibilita el mantenimiento de una corriente por el circuito exterior y, en consecuencia, el funcionamiento de la célula como generador fotovoltaico.

Una única célula es capaz de proporcionar una tensión de apenas 0,5 V y una potencia de entre 1 y 2 W. Para elevar tanto la tensión como la potencia suministrada, las células se conectan en serie y en paralelo respectivamente, dando lugar a lo que se denomina panel o módulo fotovoltaico. Éstos a su vez se conectan también en serie formando cadenas (*arrays*), los cuales se conectan a continuación en paralelo, para conformar la tensión de salida y potencia necesarias de una instalación solar fotovoltaica.

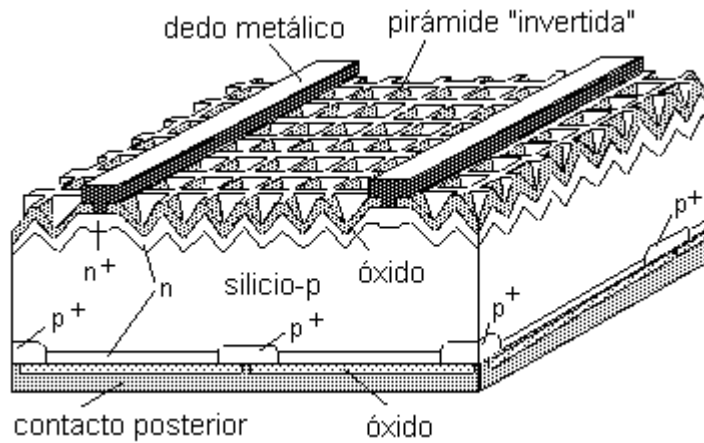


Figura 2.4. Estructura de la célula PERL (Passivated Emitter, Rear Locally Diffused).

En una primera aproximación, cuando una célula fotovoltaica funciona como generador de corriente conectada a una carga R_L (ver figura 2.5), puede ser modelada mediante una fuente de corriente I_L , debida a la generación de portadores por la iluminación, conectada en paralelo a un diodo, cuya corriente I_D es debida exclusivamente a la recombinación de portadores como consecuencia de la tensión entre sus extremos V . Esto es, la corriente de un diodo en oscuridad.

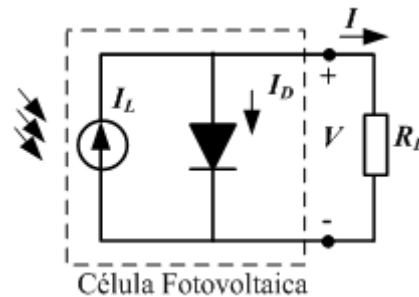


Figura 2.5. Modelo de una célula fotovoltaica conectada a una carga.

De la figura 2.5 se deduce que la corriente I suministrada a una carga externa vendrá dada por:

$$I = I_L - I_D. \quad (2.5)$$

Desarrollando la expresión de la corriente de oscuridad según la teoría de Shockley se obtiene la ecuación (2.6) [Shockley, 1949], donde I_0 es la corriente inversa de saturación del diodo, V_T es el potencial térmico ($V_T = KT/q$, siendo K la constante de Boltzman, T la temperatura en Kelvin y q la carga del electrón) y m el factor de idealidad del diodo.

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V}{mV_T} \right)} - 1 \right]. \quad (2.6)$$

De acuerdo con la teoría de Shockley, que supone que la recombinación se produce principalmente por difusión de portadores minoritarios, m debería tener un valor igual a 1. Sin embargo, se observó que muchos diodos de silicio tenían un valor de $m > 1$, lo que no concordaba con la teoría de la difusión. Sah y Linhom [Sah y Linhom, 1977], desarrollaron un análisis de las uniones que incluía los efectos de generación y recombinación a través de un único nivel en la zona de carga, lo que originaba un valor de $m = 2$. Sin embargo, en algunos tipos de diodos y células solares se observó que se obtenían aún valores de $m > 2$. La fundamentación física de este efecto no era fácilmente explicable, aunque se sugirieron varias teorías como la disrupción por microplasmas, el efecto túnel o fugas por la superficie (*surface chaneling*). El parámetro m , ajustable a cada caso particular, debe pues integrar en un modelo simple las desviaciones de cada diodo respecto al caso ideal.

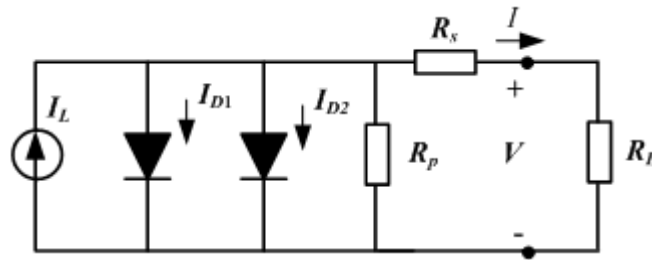


Figura 2.6. Modelo eléctrico de dos exponenciales de una célula fotovoltaica.

Para el caso de la célula solar, Wolf y Rauschenbach [Wolf y Rauschenbach, 1963] encontraron que la característica I - V se podía representar de una manera más precisa por un modelo de dos exponenciales, en el que el primer término exponencial corresponde a las componentes de corriente en las zonas neutras, con mayor influencia en las zonas de tensiones altas, y el segundo término correspondería a la componente de generación/recombinación en la zona de carga, con más influencia en las regiones de menor voltaje ($V < 0,4$ V). Si a esto se añaden las caídas de voltaje asociadas al movimiento de portadores desde el lugar en que se generan hasta los contactos (emisor, base, malla metálica, superficie de contacto, etc.), y las corrientes de fuga que pueden afectar a la característica, la expresión resultante es (2.7). En la figura 2.6 puede observarse el modelo eléctrico.

$$I = I_L - I_{01} \left[e^{\left(\frac{V+IR_S}{m_1V_T} \right)} - 1 \right] - I_{02} \left[e^{\left(\frac{V+IR_S}{m_2V_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_p}. \quad (2.7)$$

I_{01} e I_{02} son las corrientes inversas de saturación de los diodos que representan a los fenómenos de difusión en las zonas neutras y de recombinación en la zona de carga respectivamente.

m_1 y m_2 son los factores de idealidad de ambos diodos, con valores teóricos de $m_1 = 1$ y $m_2 = 2$ [Wolf et al., 1997], aunque se han observado otros valores [McIntosh et al., 2000].

R_S es el término de resistencia serie. Representa las caídas asociadas al movimiento de portadores desde el lugar en que se generan hasta los contactos (emisor, base, malla metálica, superficie de contacto, etc.). Teóricamente es variable con el voltaje (es una resistencia distribuida), sin embargo, desde un punto de vista práctico y funcional, la suposición de que permanece constante es una solución muy adecuada en circunstancias normales.

R_P es la resistencia en paralelo asociada a caminos de circulación de la corriente entre los terminales sin atravesar la unión $p-n$, por ejemplo debido a fugas por la superficie de los bordes de la célula, picos de difusión a lo largo de dislocaciones o fronteras de grano, pequeños cortocircuitos metálicos a través de microdefectos, etc.

La ecuación (2.8) expresa la dependencia de la corriente inversa de saturación I_0 con la temperatura. I_0 es función de la corriente inversa de saturación (I_{0S}) en condiciones estándar de temperatura T_R (25°C), E_G es la diferencia de energía entre la banda de conducción y la de valencia ($E_C - E_V$) del semiconductor usado, T es la temperatura de la célula y K es la constante de Boltzman.

$$I_0 = I_{0S} \left(\frac{T}{T_R} \right)^3 e^{\frac{qE_G}{mK} \left(\frac{1}{T_R} - \frac{1}{T} \right)}. \quad (2.8)$$

La ecuación (2.9) expresa la fotocorriente generada I_L por una conexión de células (*array*) en función de la irradiancia G (W/m²), donde I_{SC} es la corriente de cortocircuito en condiciones estándar ($T = 25^\circ\text{C}$ y $G = 1000$ W/m²), $K_{T,I}$ (A/°C) es el coeficiente de corriente del *array*, el cuál es normalmente muy pequeño.

$$I_L = \left(\frac{G}{1000} \right) \cdot [I_{SC} + K_{T,I} (T - T_R)]. \quad (2.9)$$

Dado que las ecuaciones estudiadas en esta sección tienen su base en fenómenos físicos y están ampliamente validadas para dispositivos fotovoltaicos, el problema en el modelado de células y módulos consiste no tanto en la elaboración de un modelo adecuado, que ya existe, sino en el modo de determinar sus parámetros. Así, la expresión (2.7) representa un modelo de dos exponenciales donde hay 7 parámetros a determinar. Sin embargo, en determinados casos se pueden asumir ciertas simplificaciones que reducen el número de parámetros, a saber:

1. Asignar a los factores de idealidad sus valores teóricos $m_1 = 1$ y $m_2 = 2$. Esto reduce a 5 el número de parámetros a determinar.
2. Asumir que la recombinación puede modelarse adecuadamente con un solo diodo, lo que equivaldría a hacer $I_{02} = 0$. Esta simplificación deja el modelo con una sola exponencial y 5 parámetros a determinar (ver figura 2.7 y expresión 2.10): R_s , R_p , m , V_T e I_0 .

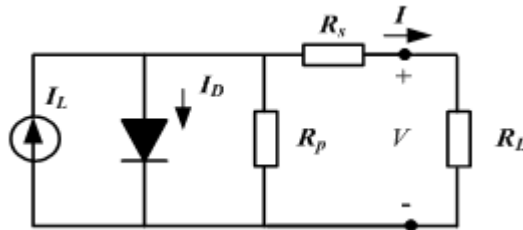


Figura 2.7. Modelo eléctrico de una exponencial de una célula fotovoltaica.

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V + IR_s}{mV_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p}. \quad (2.10)$$

3. Asumir que el valor de $R_p \rightarrow \infty$, hipótesis aceptable en células de elevada calidad, con lo que se tendría un modelo de una exponencial y sólo cuatro parámetros a determinar.

$$I = I_L - I_0 \left[e^{\left(\frac{V + IR_s}{mV_T} \right)} - 1 \right]. \quad (2.11)$$

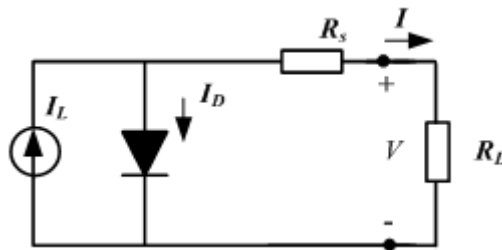


Figura 2.8. Modelo eléctrico simplificado de una célula fotovoltaica.

El modelo de la expresión (2.11) y figura 2.8 se utiliza con bastante frecuencia, sobre todo en condiciones de máxima potencia.

2.2.3.1. Parámetros que definen el funcionamiento de una célula solar

La figura 2.9 muestra las características $I-V$ y $P-V$ de una célula solar. En ella se definen los parámetros siguientes:

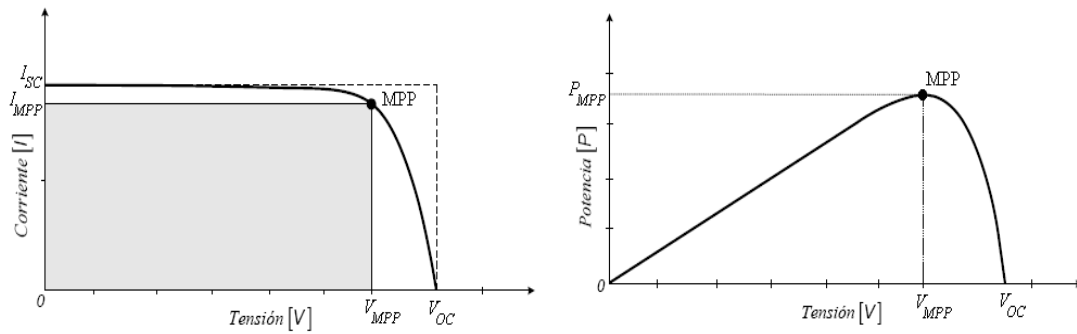


Figura 2.9. Características I-V y P-V de una célula solar.

- *Corriente de cortocircuito, I_{SC} .* Es la corriente que se obtiene de la célula cuando la tensión en sus terminales es de cero voltios. Constituye la máxima corriente que puede obtenerse de una célula solar. Sin el uso de sistemas de concentración, su valor típico es de decenas de miliamperios (10 - 35) por cada centímetro cuadrado de célula.

- *Tensión de circuito abierto, V_{OC} .* Es la tensión para la que los procesos de recombinación igualan a los de generación y por lo tanto, la corriente que se extrae de la célula es nula. Constituye la máxima tensión que puede obtenerse en los terminales de una célula solar. En células de silicio de tipo medio se sitúa en torno a 0,6 V, mientras que en las de GaAs en torno a 1V.

- *Potencia máxima, $P_{m\acute{a}x}$ o P_{MPP} .* Para cada punto de la curva I-V, el producto de la corriente y la tensión representa la potencia de salida de la célula para cada condición de operación. El punto de máxima potencia (MPP) de la célula, se alcanza en un punto de las características donde el producto $I \cdot V$ es máximo (I_{MPP} y V_{MPP} en la figura 2.9). Esto es,

$$P_{m\acute{a}x} = P_{MPP} = I_{MPP} V_{MPP} \cdot \quad (2.12)$$

- *Factor de forma, FF (o Fill Factor).* El FF es un término para definir la eficacia de una célula fotovoltaica. Lo ideal sería que una célula pudiera suministrar a potencia máxima ($P_{m\acute{a}x}$) el producto de la corriente máxima (I_{sc}) por la tensión máxima (V_{oc}). Por ello, el FF se define como en (2.13). Cuanto más próximo sea el FF a la unidad, mayor será la eficacia de la célula.

$$FF = \frac{P_{m\acute{a}x}}{I_{sc} V_{oc}} \cdot \quad (2.13)$$

-Eficiencia, η . Expresada en %, es la relación entre la potencia que se obtiene de la célula respecto de la irradiancia (W/m^2) incidente sobre ella:

$$\eta = \frac{I_{sc} V_{oc} FF}{A P_{SOL}} 100\% , \quad (2.14)$$

donde P_{SOL} es la potencia luminosa por unidad de área que se recibe del Sol (en condiciones estándar, 1000 W/m^2) y A es el área de la célula.

2.2.3.2. Métodos de identificación de parámetros

La determinación de los parámetros de la característica $I-V$ de dispositivos fotovoltaicos ha sido abordada desde dos enfoques fundamentalmente. Uno de ellos se basa en la identificación de los parámetros del modelo a partir de la curva de oscuridad. Tiene la ventaja de que la curva de oscuridad puede medirse más fácilmente que la sometida a iluminación y en condiciones más controladas, sobre todo de temperatura, aunque supone asumir que los parámetros del modelo no varían con la iluminación, y que el comportamiento del dispositivo fotovoltaico iluminado puede describirse a partir de los parámetros obtenidos de la curva de oscuridad. Sin embargo, la iluminación no produce una traslación simple de la curva $I-V$ (figura 2.9) hacia corrientes superiores [Charles et al., 1985], ya que los mecanismos de transporte de carga también se modifican. La otra alternativa consiste en utilizar curvas de iluminación que, si bien son más difíciles de medir con precisión, presentan la ventaja de que puede estudiarse la variación de los parámetros del modelo con la irradiancia y temperatura.

En cuanto a los procedimientos para la determinación de los parámetros del modelo de la célula a partir de su curva, éstos pueden dividirse en dos grandes grupos. El primero de ellos englobaría aquellos que hacen uso de propiedades locales de la curva, ya sea para obtener un número de ecuaciones igual al número de parámetros a determinar y resolver así el sistema por métodos numéricos, o para llegar, mediante aproximaciones, a soluciones analíticas de los parámetros. El segundo de ellos comprendería a los métodos matemáticos de ajuste, que minimizan un criterio de error con el fin de obtener el juego de parámetros que mejor ajusta la ecuación al conjunto de puntos experimentales.

- **Métodos basados en propiedades locales de las curvas**

Prácticamente todos los métodos existentes en la bibliografía, basados en propiedades locales de las curvas, hacen uso de los valores de V_{OC} , I_{SC} , el par V_{MPP} , I_{MPP} y las derivadas de la función en estos puntos, denominándose *resistencia dinámica* a la derivada de la función en un

punto concreto de la curva. Así R_{S0} y R_{P0} representan las derivadas de la función en torno a V_{OC} e I_{SC} respectivamente, esto es,

$$R_{S0} = -\left(\frac{\partial V}{\partial I}\right)_{V=V_{OC}}, \quad (2.15)$$

$$R_{P0} = -\left(\frac{\partial V}{\partial I}\right)_{I=I_{SC}}. \quad (2.16)$$

Supuestos conocidos estos valores es posible obtener un conjunto de ecuaciones a resolver por métodos numéricos, siendo el método de Newton-Raphson el más utilizado. Las primeras aproximaciones se basaron en el modelo de una exponencial con 5 parámetros a determinar (2.10), utilizando el método de Newton-Raphson para resolver el sistema de 5 ecuaciones con 5 incógnitas [Enebish et al., 1993; Kennerud, 1969], o reduciendo el número de ecuaciones prefijando algún parámetro para resolver un sistema algo más simple [Charles et al., 1981]. No obstante, del análisis de los parámetros típicos de las curvas y el peso de cada uno de los términos que intervienen en la expresión (2.10), se observó que es posible extraer expresiones analíticas que permiten el cálculo directo de cada uno de los parámetros sin necesidad de emplear métodos iterativos, obteniéndose resultados con una precisión semejante [Chan et al., 1986; Phang et al., 1984].

Estos métodos han sido utilizados también para calcular los parámetros del modelo de dos exponenciales presentado en la expresión (2.7) [Araujo et al., 1982; Sharma y Pavithra, 1993].

• Modelo basado en las aproximaciones de Green

A partir de la expresión (2.10), M.A. Green [Green, 1998] realizó las suposiciones expuestas en esta sección hasta llegar a la ecuación (2.11). A partir de ésta obtuvo unas relaciones empíricas que permiten determinar la curva I - V de un dispositivo fotovoltaico partiendo de los datos suministrados por el fabricante, que típicamente son I_{SC} y V_{OC} .

Si en la ecuación (2.11) se considera que $e^{\left(\frac{V+IR_S}{mV_T}\right)} \gg 1$, y que en cortocircuito $I_{SC} \approx I_L$ ya que $I_{SC} \gg I_D$ (ver figura 2.8), la expresión (2.11), para la condición de cortocircuito, puede ser aproximada como:

$$I = I_{SC} - I_0 e^{\left(\frac{V+IR_S}{mV_T}\right)}. \quad (2.17)$$

En la condición de circuito abierto $I = 0$ y $V = V_{OC}$. Sustituyendo en (2.17) se obtiene una expresión aproximada para I_0 :

$$I_0 = I_{SC} e^{\left(\frac{-V_{OC}}{mV_T}\right)}, \quad (2.18)$$

sustituyendo ahora este valor en (2.17):

$$I = I_{SC} \left[1 - e^{\left(\frac{V - V_{OC} + IR_S}{mV_T}\right)} \right]. \quad (2.19)$$

En esta ecuación los únicos parámetros que no suelen incluir los fabricantes en sus hojas técnicas son R_S y m . El valor de m se puede fijar como 1 para dispositivos de silicio monocristalino, con lo que solo quedaría conocer R_S . M.A. Green [Green, 1998], basándose en estudios de lo que debería ser el comportamiento de un dispositivo ideal, establece una relación empírica entre V_{OC} y el FF para obtener posteriormente R_S . Así, definiendo un voltaje de circuito abierto normalizado $v_{OC} = V_{OC} / (mV_T)$, Green llega a una expresión empírica para un factor de forma ideal (FF_0) con una precisión de hasta 4 dígitos significativos para $v_{OC} > 10$:

$$FF_0 = \frac{v_{OC} - \text{Ln}(v_{OC} + 0,72)}{v_{OC} + 1}. \quad (2.20)$$

FF_0 representa el valor máximo de FF para el dispositivo ideal, es decir, cuando $R_S = 0$. Teniendo en cuenta únicamente los efectos de la resistencia serie, la expresión de FF (ahora denominado FF_S) es, según Green:

$$FF_S = FF_0 (1 - r_S) \quad \text{con} \quad r_S = \frac{R_S}{V_{OC} / I_{SC}}. \quad (2.21)$$

A partir de esta expresión se puede obtener el valor de R_S :

$$R_S = \left(1 - \frac{FF_S}{FF_0} \right) \cdot \left(\frac{V_{OC}}{I_{SC}} \right). \quad (2.22)$$

La expresión anterior es válida, hasta dos cifras significativas, para $v_{OC} > 10$ y $r_S < 0,4$.

Si se tienen en cuenta sólo los efectos de la resistencia paralelo, la expresión equivalente es:

$$FF_P = FF_0 \left(1 - \frac{(v_{OC} + 0,7)}{v_{OC}} \cdot \frac{FF_0}{r_P} \right) \quad \text{con} \quad r_P = \frac{R_P}{V_{OC} / I_{SC}}. \quad (2.23)$$

Por tanto:

$$R_p = \frac{FF_0}{\left(1 + \frac{FF_p}{FF_0}\right)} \cdot \frac{(v_{OC} + 0,7)}{v_{OC}} \cdot \left(\frac{V_{OC}}{I_{SC}}\right). \quad (2.24)$$

La expresión anterior es válida, hasta tres cifras significativas, para $v_{OC} > 10$ y $r_p > 2,5$. Si tanto la resistencia serie como paralelo son importantes, la expresión a utilizar sería la misma que en (2.23) pero sustituyendo FF_0 por FF_s de (2.21).

• Modelo de 1 exponencial completo (5 parámetros)

Se han propuesto otros métodos que tratan de resolver la ecuación (2.10) partiendo de una serie de valores conocidos, y realizando simplificaciones para obtener expresiones para cada uno de los parámetros. Un ejemplo es el método que se describe a continuación, propuesto inicialmente por Chan, Phillips y Phang [Chang et al., 1986].

Se suponen conocidos los valores de I_{SC} , V_{OC} , V_{MPP} e I_{MPP} , así como las pendientes en torno a I_{SC} y V_{OC} , R_{S0} y R_{P0} respectivamente. Teniendo en cuenta las condiciones de circuito abierto $V = V_{OC}$, cortocircuito $I = I_{SC}$, punto de máxima potencia y las derivadas de la función en estos puntos se obtienen las expresiones siguientes:

$$I_0 \left(e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} - e^{\frac{I_{SC} \cdot R_S}{mV_T}} \right) - I_{SC} \left(1 + \frac{R_S}{R_P} \right) + \frac{V_{OC}}{R_P} = 0, \quad (2.25)$$

$$(R_{S0} - R_S) \cdot \left(\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} + \frac{1}{R_P} \right) - 1 = 0, \quad (2.26)$$

$$\frac{1}{R_P} - \frac{1}{R_{P0} - R_S} + \frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{I_{SC} R_S}{mV_T}} = 0, \quad (2.27)$$

$$I_0 e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} + \frac{V_{OC} - V_{mpp}}{R_P} - I_{mpp} \left(1 + \frac{R_S}{R_P} \right) - I_0 e^{\frac{(V_{mpp} + R_S I_{mpp})}{mV_T}} = 0. \quad (2.28)$$

Las ecuaciones (2.25) a (2.28) pueden ser resueltas por métodos iterativos, como el de Newton-Raphson por ejemplo, sin embargo, dados los valores típicos de los parámetros para una célula solar, se pueden asumir ciertas simplificaciones:

En (2.25):
$$e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} \gg e^{\frac{I_{SC} \cdot R_S}{mV_T}} .$$

También, como $R_p \gg R_s$, $1 + \frac{R_s}{R_p} \approx 1$.

En (2.26): $\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{V_{OC}}{mV_T}} \gg \frac{1}{R_p}$.

En (2.27): $\frac{I_0}{mV_T} e^{\frac{I_{SC} \cdot R_s}{mV_T}} \ll \text{resto de factores}$.

A partir de las ecuaciones (2.25) a (2.28) y de las simplificaciones anteriores, se puede obtener una expresión analítica de m en función de datos conocidos, y a continuación del resto de los parámetros en función de m :

$$m = \frac{V_{mpp} + I_{mpp} R_{S0} - V_{OC}}{V_T \left[\ln \left(I_{SC} - \frac{V_{mpp}}{R_{P0}} - I_{mpp} \right) - \ln \left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_p} \right) + \frac{I_{mpp}}{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{P0}}} \right]}, \quad (2.29)$$

$$I_0 = \left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_p} \right) \cdot e^{\frac{-V_{OC}}{mV_T}}, \quad (2.30)$$

$$R_s = R_{S0} - \frac{mV_T}{I_0} \cdot e^{\frac{-V_{OC}}{mV_T}}, \quad (2.31)$$

$$I_L = I_{SC} \left[1 + \frac{R_s}{R_p} \right] + I_0 \left[e^{\frac{I_{SC} R_s}{mV_T}} - 1 \right], \quad (2.32)$$

$$R_p = R_{P0}. \quad (2.33)$$

Las expresiones (2.29) a (2.33) permiten obtener los parámetros de la célula directamente. Los resultados que se obtienen son altamente satisfactorios, produciéndose errores en I_{SC} , V_{OC} y P_{MPP} inferiores al 1% para dispositivos de elevada calidad (Si monocristalino, Si policristalino). Para dispositivos con peores características I - V , como Si amorfo, los errores en I_{SC} , V_{OC} se mantienen en el mismo rango, pero aumentan ligeramente en P_{MPP} , hasta un 2% dependiendo del nivel de irradiancia que se considere. No obstante se puede decir que el método es válido para calcular los parámetros de una célula fotovoltaica, incluyendo las de Si amorfo, describiendo su curva I - V con gran precisión. La única restricción a considerar es que es necesario tener bien determinados los puntos de partida (I_{SC} , V_{OC} , I_{MPP} , V_{MPP} y las pendientes en

I_{sc} y V_{oc}), ya que pequeñas variaciones de estos valores generan parámetros muy distintos que cambian el grado de precisión en el ajuste.

2.2.3.3. Métodos matemáticos de ajuste

Los métodos matemáticos de ajuste tienen la ventaja de que consideran todos los puntos de la curva, obteniéndose por tanto el mejor ajuste global. Todos ellos implican la minimización de un criterio de error con el fin de encontrar el conjunto de parámetros que mejor se ajustan a los datos experimentales. Sin embargo, algunos autores han señalado que dichos métodos han de ser utilizados con cierta precaución si no se quiere llegar a obtener parámetros carentes de significado físico [Fröhlich y Anklin, 2000].

La calidad del ajuste en este tipo de métodos, que normalmente es muy alta, depende fundamentalmente del criterio de error que se utilice y el algoritmo de minimización empleado, además de otros factores que pueden ser de menor importancia en algunos algoritmos como los valores iniciales de los parámetros y su manera de variar. El criterio de minimización de errores más simple es el criterio de mínimos cuadrados estándar, que minimiza las diferencias cuadráticas entre los valores de corriente medidos y calculados.

2.2.4. Módulo Fotovoltaico

Un módulo fotovoltaico consiste en la conexión eléctrica de células fotovoltaicas en serie-paralelo hasta obtener los valores de voltaje y corriente deseados. El conjunto así definido es encapsulado de forma que quede protegido de los agentes atmosféricos que le puedan afectar cuando esté funcionando en la intemperie, dándole a la vez rigidez mecánica y aislándole eléctricamente del exterior.

Tradicionalmente los módulos fotovoltaicos más utilizados en aplicaciones autónomas de pequeña potencia estaban constituidos por 33 o 36 células de silicio monocristalino o policristalino asociadas en serie. En la actualidad, con la amplia gama de aplicaciones fotovoltaicas existentes y el incremento de nuevas aplicaciones, como la integración de sistemas fotovoltaicos en edificios, el tamaño y características de los módulos presenta una gran variación.

Entre los muchos módulos disponible hoy en día, pueden ser citados el módulo convencional con cubierta frontal transparente, encapsulado en Tedlar y con 36 células conectadas en serie, módulos semitransparentes coloreados, especialmente diseñados para su integración en edificios, o los denominados *AC-modules*, que incorporan un pequeño inversor

en la caja de conexiones para generar directamente corriente alterna. En la figura 2.10 se muestra el módulo fotovoltaico I-94/12 del fabricante *Isofotón*, empleado en tareas de investigación de esta Tesis.



Figura 2.10. Módulo o Panel Fotovoltaico, modelo I-94.

El tiempo de vida útil de los módulos debe ser superior a 20 años, y el sistema ha de ser fiable incluso en las condiciones climatológicas más adversas. Para poder predecir esta fiabilidad a tan largo plazo, los módulos son sometidos a ensayos de cualificación de sus características eléctricas y físicas en centros homologados para tal fin.

2.2.4.1. Curva Característica de un Módulo Fotovoltaico

La expresión exponencial simplificada (2.34), ampliamente utilizada como modelo simple de generador fotovoltaico [Gow y Manning, 1999], describe la relación entre la tensión (V) y la corriente (I) proporcionada por un módulo fotovoltaico. Sus características eléctricas dependen fundamentalmente del tipo y número de células en serie y paralelo que lo constituyan.

Si se considera que todas las células constituyentes de un módulo son iguales, la corriente generada por el módulo es igual a la corriente de cada célula multiplicada por el número de ellas en paralelo, y la tensión es igual al voltaje de la célula multiplicado por el número de ellas en serie. A partir de esta consideración se deduce la ecuación I - V de un módulo fotovoltaico:

$$I = N_p \left[I_L - I_s \left[e^{\frac{q \left(\frac{V + IR_s}{N_s N_p} \right)}{AKT} - 1} - \frac{V + IR_s}{N_s N_p} \right] \right] \cdot \quad (2.34)$$

En (2.34) N_p y N_s indican respectivamente el número de ramas conectadas en paralelo y de células en serie que contiene el módulo (ver figura 2.11); R_p y R_s las resistencias intrínsecas paralelo y serie asociadas a la célula, K la constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{23}$ J/K) y q la carga del electrón. El factor A determina la desviación de las características de una unión $p-n$ ideal, e I_s es la corriente inversa de saturación, que presenta una dependencia con la temperatura del panel. I_L representa la corriente (fotocorriente) generada por la radiación solar (G). Dicha corriente exhibe una relación sensiblemente lineal respecto de la radiación y la temperatura.

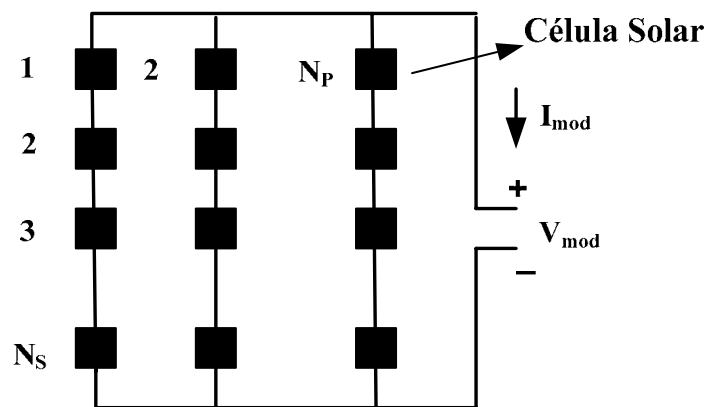


Figura 2.11. Esquema de conexionado eléctrico de un módulo fotovoltaico.

La expresión (2.34), considerando la dependencia de sus parámetros con T y G , proporciona las denominadas curvas $I-V$ teóricas de un panel fotovoltaico. El producto de ambas magnitudes es la potencia suministrada. En la figura 2.12 se muestran las curvas $I-V$ y $P-V$ de un panel comercial modelo BP SX60.

La expresión (2.34) del módulo fotovoltaico muestra el mismo comportamiento que la característica $I-V$ de una célula; de hecho en la práctica, cuando se habla de la ecuación característica y de los parámetros fundamentales de un módulo fotovoltaico, no se suele hacer referencia a su relación con la célula solar si no que se utiliza la ecuación (2.34) con todos los parámetros característicos ($I_L, I_s, A, N_s, N_p, R_s$ y R_p) del módulo. Los parámetros significativos de la curva $I-V$ son los mismos que se emplean para el caso de células (ver figura 2.12), es decir, I_{SC} es la corriente de cortocircuito, V_{OC} el voltaje de circuito abierto, V_{MPP} e I_{MPP} son los valores de voltaje y corriente correspondientes al punto MPP de máxima potencia $P_{máx}$, y FF es el *Factor de Forma*, que da una idea de la calidad de la curva proporcionada por el módulo.

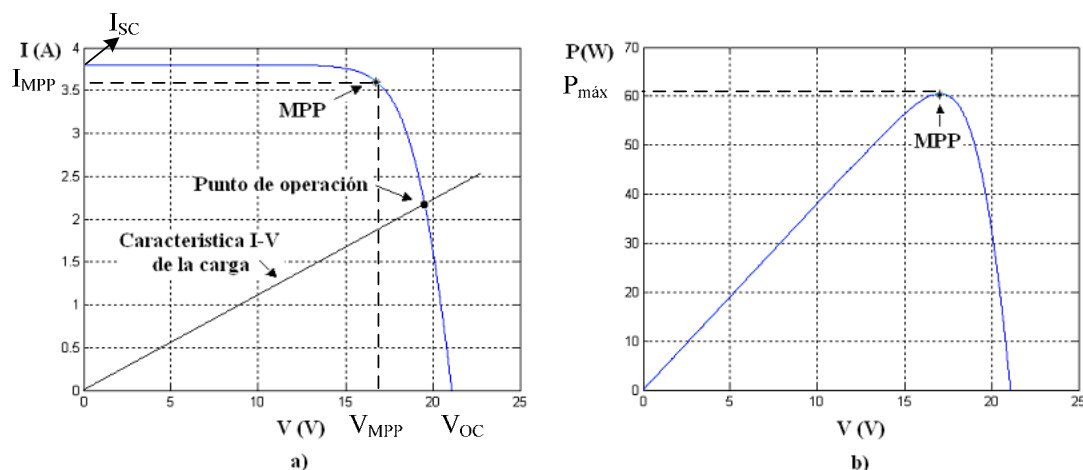


Figura 2.12. (a) Característica I - V de un panel comercial modelo $BPSX60$ para una temperatura y radiación dadas. (b) Característica P - V para las mismas condiciones.

2.2.4.2. Factores que afectan a la característica I - V del Generador Fotovoltaico

La curva característica I - V del generador fotovoltaico se ve afectada por factores ambientales tales como la intensidad de iluminación o irradiancia (G), la temperatura (T) y la distribución espectral de la luz solar.

- **Efecto de la intensidad de iluminación (Irradiancia)**

En general la irradiancia afecta principalmente a la corriente, de forma que se puede considerar que la corriente de cortocircuito del generador fotovoltaico es proporcional a la irradiancia (2.35):

$$I_{SC}(G_2) = I_{SC}(G_1) \frac{G_2}{G_1} \tag{2.35}$$

En (2.35) $I_{SC}(G_2)$ es la corriente de cortocircuito para un nivel de irradiancia G_2 e $I_{SC}(G_1)$ es la corriente de cortocircuito para un nivel de irradiancia G_1 .

Esta expresión es válida para variaciones de irradiancia a temperatura constante, y resulta una aproximación cuando ésta varía, ya que supone despreciar los efectos que la temperatura tiene sobre la corriente de cortocircuito. Sin embargo puede considerarse una expresión adecuada para un cálculo aproximado de los valores de I_{SC} a irradiancias diferentes, ya que el error que se comete en muchos casos es inferior al 0,5%.

La figura 2.13. muestra un ejemplo de la influencia de la variación de irradiancia sobre la curva $I-V$ para el módulo BP SX60 a temperatura constante (50°C).

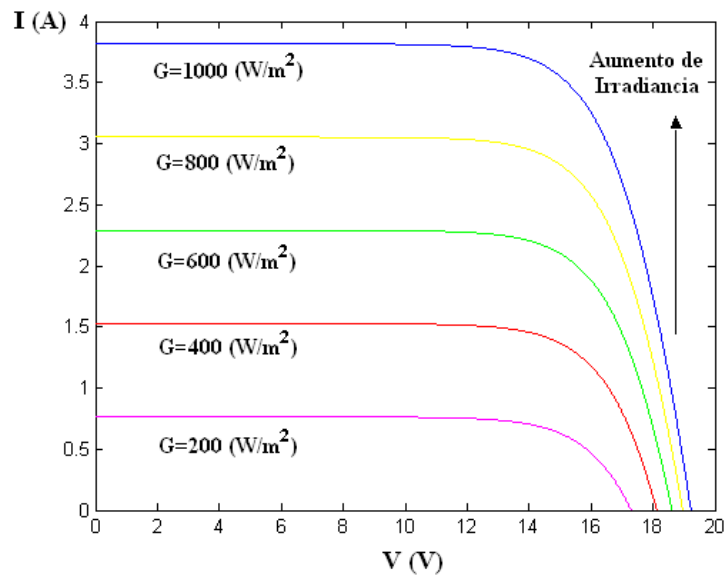


Figura 2.13. Efecto de la irradiancia sobre la característica $I-V$ de un generador fotovoltaico.

• Efecto de la temperatura

La temperatura afecta principalmente a los valores de voltaje de la característica $I-V$ y tiene su mayor influencia en el voltaje de circuito abierto (V_{OC}), aunque también modifica los valores del punto de máxima potencia y el valor de I_{SC} (éste muy ligeramente).

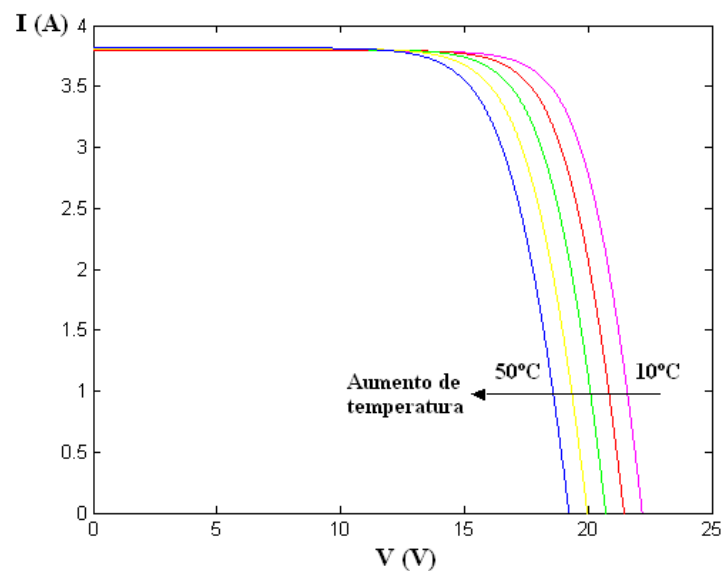


Figura 2.14. Ejemplo de variación de la característica $I-V$ de un generador fotovoltaico al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia (G) constante (1000 W/m^2).

En la figura 2.14 puede observarse un ejemplo de la variación de la curva característica $I-V$ de un panel o generador fotovoltaico al variar la temperatura, manteniendo la irradiancia constante.

Existen tres coeficientes α , β y γ que representan la variación de los parámetros fundamentales de la característica $I-V$ del generador fotovoltaico con la temperatura. Así, α expresa la variación de la corriente de cortocircuito con la temperatura, β la variación del voltaje de circuito abierto y γ la variación de potencia del MPP (P_{MPP}).

En general los fabricantes de módulos o paneles fotovoltaicos incluyen en sus hojas de características técnicas estos tres coeficientes, cuyos valores más comunes pueden ser:

$$\alpha = \frac{\partial I_{SC}}{\partial T} \approx -0,04\% , \quad (2.36)$$

$$\beta = \frac{\partial V_{OC}}{\partial T} \approx -0,37\% , \quad (2.37)$$

$$\gamma = \frac{\partial P_{MPP}}{\partial T} \approx -0,44\% . \quad (2.38)$$

Los valores presentados en (2.36), (2.37) y (2.38) son típicos para dispositivos de silicio monocristalino expresados en porcentaje, sin embargo es más común encontrarse estos valores como referencia a los de una célula constituyente del módulo fotovoltaico con valores típicos. Para el caso de una célula de Si monocristalino de aproximadamente 100 cm^2 se tiene que:

$$\alpha \approx -1,5 \text{ mA } / ^\circ \text{C} , \quad (2.39)$$

$$\beta \approx -2,3 \text{ mV } / ^\circ \text{C} , \quad (2.40)$$

$$\frac{1}{P_{MPP}} \gamma \approx -0,00441 / ^\circ \text{C} . \quad (2.41)$$

2.2.4.3. Condiciones de referencia

Dado que la curva característica del módulo fotovoltaico cambia con las condiciones ambientales, es necesario definir una serie de condiciones de operación de referencia para poder contrastar y comparar los valores de fabricantes distintos. Estas condiciones de referencia pueden ser extrapoladas a otras diferentes. Las condiciones de referencia más empleadas son las siguientes:

• Condiciones Estándares de Medida

Son las de uso más generalizado y universal. Están definidas por:

- Irradiancia 1000 W/m².
- Distribución espectral AM 1.5G.
- Incidencia normal.
- Temperatura de la célula 25 °C.

Normalmente los parámetros característicos de los módulos o células incluidos en las hojas de especificaciones técnicas de los fabricantes vienen definidos en estas condiciones. Sin embargo la experiencia muestra que pocas veces los módulos fotovoltaicos trabajan en estas condiciones, ya que con un nivel de irradiancia de 1000 W/m² que puede alcanzarse al mediodía, los módulos adquieren temperaturas de más de 25 °C, a no ser que sea un día claro de invierno. Por esta razón se definen además de las anteriores, las condiciones nominales de operación (CNO), las cuales pretenden representar el comportamiento del módulo de manera más realista.

• Condiciones Nominales de Operación (ONC)

- Irradiancia 800 W/m².
- Temperatura T^a de operación nominal de la Célula (*TONC*).
- Velocidad del viento 1 m/s.
- Temperatura ambiente 20 °C.

TONC se define como la temperatura nominal de operación de la célula, y representa la temperatura que alcanzarían las células solares para un nivel de irradiancia de 800 W/m², temperatura ambiente de 20 °C, velocidad del viento de 1 m/s e incidencia normal. El valor de *TONC* también viene incluido en las hojas de características técnicas de los módulos, y para un módulo de silicio monocristalino suele estar en torno a los 47 °C.

Dado que las condiciones normales de operación hacen referencia a la temperatura ambiente, y no a la temperatura del módulo, se hace necesaria una expresión que relacione ambas. Puede considerarse una buena aproximación la siguiente [European Solar Test Installation Ispra 503, 1991; International Standard IEC 1215, 1993]:

$$T_c = T_a + \frac{TONC - 20}{800} G, \quad (2.42)$$

donde: T_c es la temperatura de la célula o módulo.

T_a es la temperatura ambiente.

$TONC$ es la Temperatura de Operación Nominal de la Célula.

G es la irradiancia (W/m^2).

2.3. Convertidores CC/CC

Se aborda en esta sección el estudio del segundo bloque que conforma un sistema MPPT: los convertidores *Corriente Continua/Corriente Continua* (CC/CC). Tales dispositivos son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua y, normalmente, proporcionan una salida regulada. Los circuitos descritos en este capítulo se clasifican como convertidores CC/CC en modo conmutado o convertidores CC/CC conmutados. En esta sección se describirán algunas topologías de convertidores CC/CC centrándose principalmente en su funcionamiento ideal. En el capítulo 6 de esta Tesis se presenta un estudio detallado donde se recogen efectos no ideales de los convertidores CC/CC. Este estudio desemboca en un modelo general de convertidor CC/CC.

2.3.1. Reguladores lineales y conmutados

Un método para convertir una tensión continua a otra de valor más bajo es utilizar el circuito sencillo de la figura 2.15.

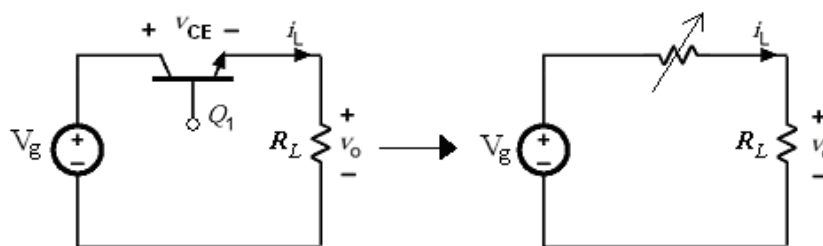


Figura 2.15. Regulador lineal básico.

La tensión de salida es:

$$v_0 = i_L R_L, \quad (2.43)$$

donde la corriente de carga está controlada por el transistor Q_1 . Ajustando la corriente de base del transistor se puede controlar la tensión de salida en el rango comprendido entre 0 y V_g . Se puede ajustar la corriente de base para compensar las variaciones de la tensión de alimentación o las variaciones de la carga y, de esta manera, regular la salida. Este tipo de circuito se

denomina convertidor CC/CC lineal o regulador lineal, porque el transistor opera en la región lineal, en lugar de en la zona de saturación o de corte. De hecho, el transistor se comporta como una resistencia variable.

Aunque ésta es una manera sencilla de reducir una tensión de alimentación continua y regular la salida, la baja eficiencia de este circuito es una desventaja importante en las aplicaciones de potencia. La potencia absorbida por la carga es $v_o i_L$ y la potencia absorbida por el transistor es $v_{CE} i_L$, suponiendo una corriente de base pequeña. La pérdida de potencia en el transistor es la causante de la ineficiencia de este circuito. Por ejemplo, si la tensión de salida es una cuarta parte de la tensión de entrada, la resistencia de carga absorberá una cuarta parte de la potencia del generador, lo que representa una eficiencia del 25 %. El transistor absorbe el 75 % de la potencia restante entregada por el generador. Tensiones de salida menores producen eficiencias todavía más pequeñas.

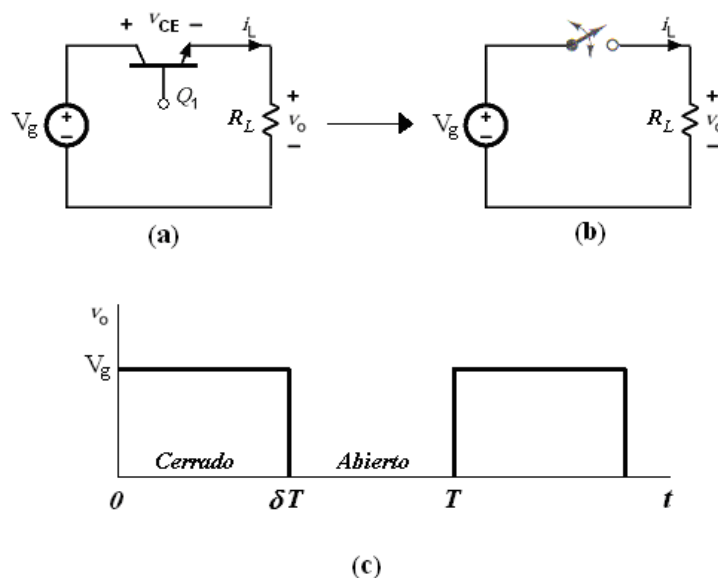


Figura 2.16. (a) Convertidor CC-CC básico conmutado. (b) Circuito equivalente para conmutación. (c) Tensión de salida.

Una alternativa más eficiente al regulador lineal es el convertidor conmutado. En un convertidor conmutado, el transistor funciona como un interruptor electrónico al estar completamente activado o completamente desactivado (saturación o corte para un transistor bipolar BJT). Este método, denominado *Modulación por Anchura de Pulsos (PWM)*, consiste en emplear un periodo de conmutación T constante, $T = T_{ON} + T_{OFF}$, de forma que variando el tiempo de conducción T_{ON} , sea posible controlar la tensión media de salida. El parámetro *ciclo de servicio* o *ciclo trabajo* δ (*Duty Cycle*) es la fracción entre 0 y 1 que en el periodo T el

interruptor está cerrado ($\delta = 1$ si está cerrado todo el intervalo T). Está definido por (2.44), siendo f la frecuencia de conmutación en hercios para T en segundos,

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T} = T_{ON} \cdot f . \quad (2.44)$$

En adelante, para evitar confusiones, la notación en minúsculas de una variable hará referencia a su valor instantáneo, mientras que los valores promediados (en un intervalo T) lo harán en mayúsculas.

Si se supone que el interruptor de la figura 2.16 es ideal, la salida será igual a la entrada cuando esté cerrado y nula cuando esté abierto. La apertura y cierre periódicos del interruptor producen la salida de pulsos mostrada en la figura 2.16c. La media o componente continua de la salida es (2.45):

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} V_g dt = \delta V_g . \quad (2.45)$$

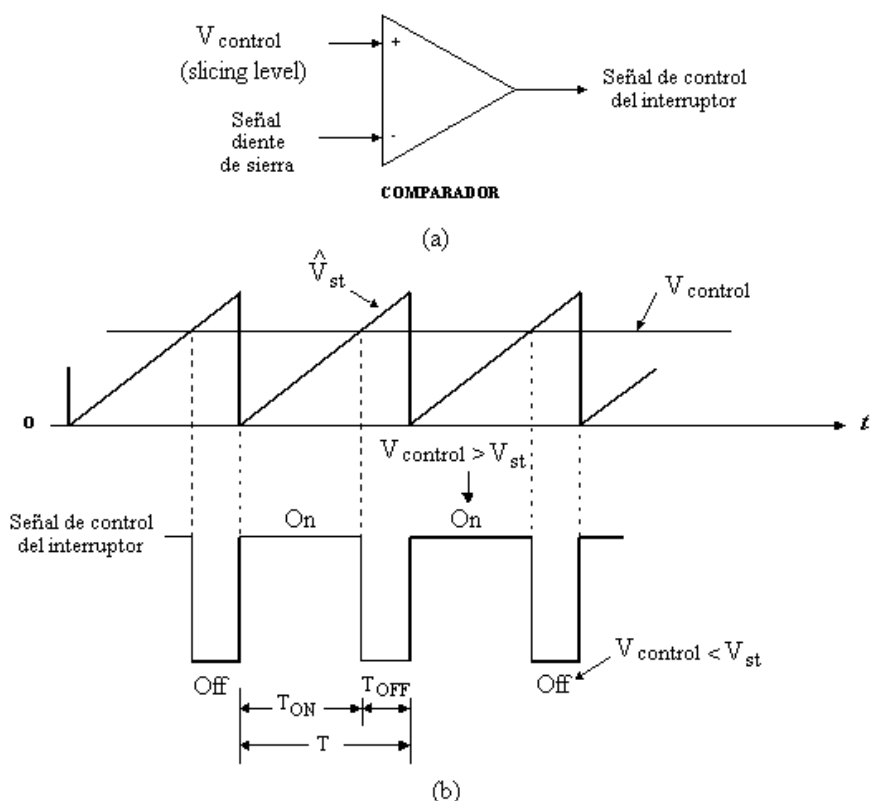


Figura 2.17. Generación de la señal PWM.

La componente continua de la salida se controla ajustando el ciclo de trabajo δ . La potencia absorbida por el interruptor ideal es cero, de modo que cuando el interruptor está

abierto, no pasa corriente por él y cuando está cerrado, no cae tensión en el mismo. Por tanto, la carga absorbe toda la potencia y la eficiencia de energía es del 100%. En un interruptor real se producirán pérdidas, debido a que la tensión del interruptor no será cero cuando conduzca y el interruptor deberá pasar por la región lineal al cambiar de estado.

El circuito básico de generación de la señal PWM a frecuencia constante, para configurar el control del interruptor, se muestra en la figura 2.17. La señal de control del semiconductor de potencia es generada por la comparación de una señal de control $V_{control}$ (*slicing level*) con una señal triangular (diente de sierra) \hat{V}_{st} de frecuencia constante como la mostrada en la figura 2.17.b. La frecuencia de la señal triangular será aquella a la que conmute el convertidor, siendo un rango típico el comprendido entre una y varias decenas de Khz. Refiriéndonos a dicha figura, cuando la tensión de control $V_{control}$ supera la tensión de la señal triangular provoca que el interruptor se cierre, o que se abra en caso contrario.

El ciclo de trabajo δ , puede ser expresado en función de la tensión de control y de la amplitud de la señal triangular \hat{V}_{st} de la forma:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T} = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{st}}. \quad (2.46)$$

Para analizar los convertidores en estudio, se supondrán las hipótesis siguientes:

- Funcionamiento en régimen permanente, es decir: alimentación continua constante, y ciclo de trabajo de control fijo para unas condiciones de carga determinadas.
- Los dispositivos semiconductores serán considerados como interruptores ideales, aún siendo dispositivos semiconductores de potencia, tales como transistores Bipolares, MOSFET's, IGBT's, etc. Esta aproximación, en la mayoría de los casos, es suficiente para caracterizar el funcionamiento del convertidor.
- Salvo que se indique lo contrario se supondrá un valor del condensador de salida del convertidor (ver figura 2.18a) muy alto, así, la tensión de salida se mantendrá más o menos constante a un valor V_0 .
- Las pérdidas en los elementos inductivos y capacitivos se considerarán despreciables.

2.3.2. Convertidor reductor (BUCK)

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

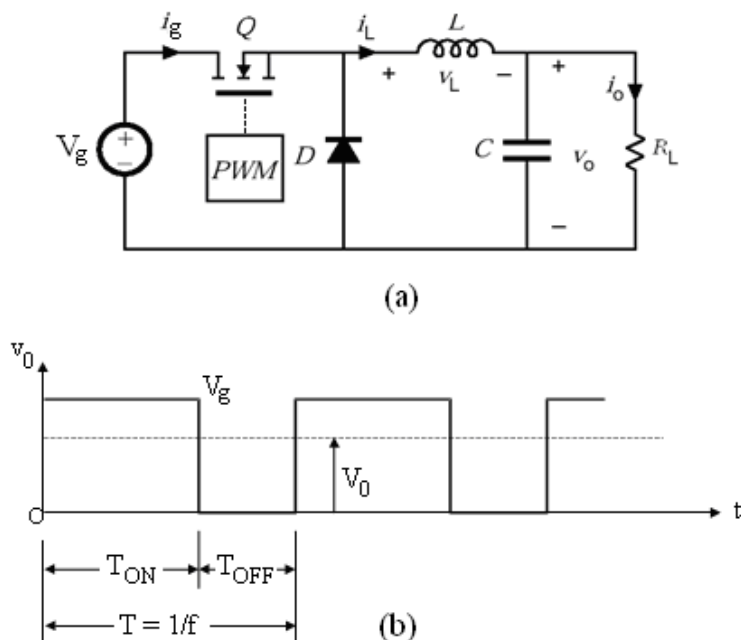


Figura 2.18. Convertidor Reductor (Buck).

En la figura 2.18 (a) se muestra la topología de este convertidor, la cual incluye un diodo de libre circulación y un filtro de salida formado por una inductancia L y un condensador C .

El convertidor funciona de la forma siguiente:

- En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía tanto a la carga como a los elementos del filtro paso bajo LC .
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor, la corriente del inductor L circula a través del diodo de libre circulación, transfiriendo parte de su energía hacia la carga.

Dependiendo de la corriente por la inductancia, el convertidor presenta dos modos distintos de funcionamiento [Erickson y Maksimovié, 2001; Mohan et al., 1995]:

- **Modo de conducción continuo (CCM, *Continuous Conduction Mode*).** En este modo, la corriente que circula a través de la inductancia nunca se anula durante todo el periodo de conmutación T .

- **Modo de conducción discontinuo (DCM, *Discontinuous Conduction Mode*).**
En este modo, la corriente que circula por el inductor se anula para un intervalo del periodo de conmutación T .

2.3.2.1. Modo de conducción continuo (CCM)

El análisis del convertidor reductor en el modo de conducción continuo, puede ser realizado para dos intervalos, de conducción y de no-conducción del interruptor.

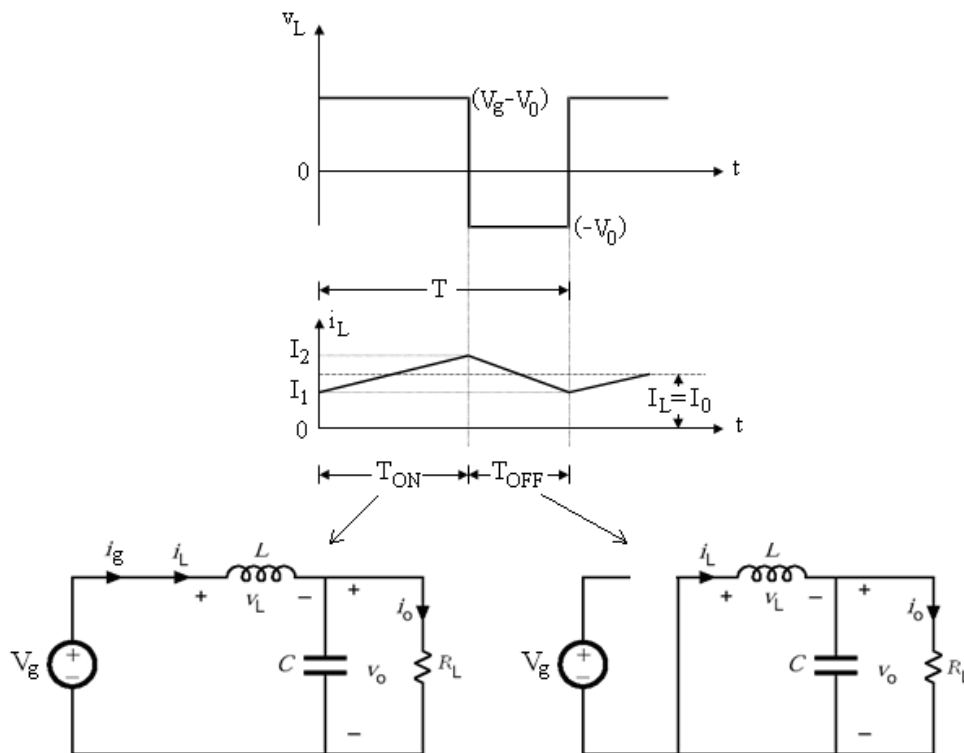


Figura 2.19. Intervalos de funcionamiento del convertidor reductor en modo continuo.

En la figura 2.19, se muestran las formas de onda para la tensión y la corriente por la inductancia en dichos intervalos.

- Durante el intervalo de conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece linealmente. En este intervalo, el diodo de libre circulación se encuentra polarizado inversamente. El resultado es una tensión $V_L = V_g - V_0$ positiva y constante en el inductor que hace que la corriente i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor permanezca cerrado.
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor, el diodo de libre circulación conduce la corriente de la inductancia (ya que ésta no puede cambiar

instantáneamente su valor). En este intervalo, la tensión del inductor es

$$V_L = -V_0 \text{ y la corriente decrece linealmente con pendiente } m = \frac{-V_0}{L}.$$

Si se realiza un análisis detallado de la topología reductora (Buck), se obtiene que

$$V_0 = V_g \frac{T_{ON}}{T} = V_g \delta. \quad (2.47)$$

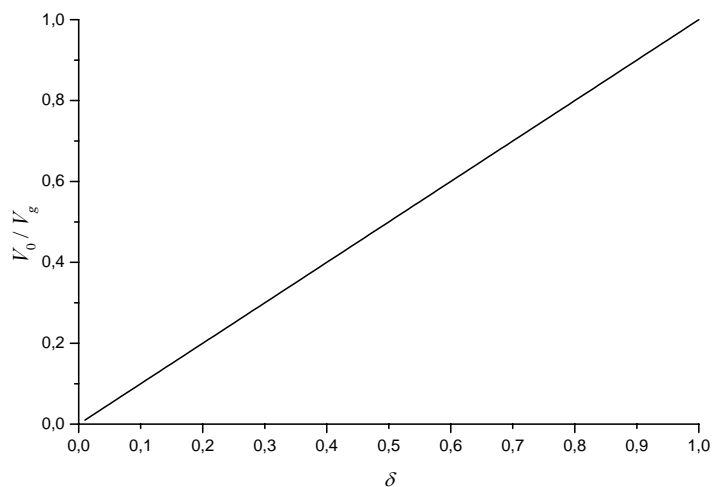


Figura 2.20. Tensión de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Buck.

La expresión (2.47) muestra que en modo de conducción continuo la tensión de salida es directamente proporcional al ciclo de trabajo δ y a la tensión de alimentación, con lo cual el convertidor reductor puede ser asemejado a un transformador de continua donde la relación de transformación puede ser controlada electrónicamente en el rango $[0,1]$, variando el ciclo de trabajo δ del convertidor. La figura 2.20 muestra la relación lineal entre las tensiones de salida/entrada respecto al ciclo de trabajo del convertidor reductor.

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

$$P_g = P_0 \Rightarrow V_g I_g = V_0 I_0. \quad (2.48)$$

De (2.47) y (2.48) se tiene que

$$I_g = I_0 \delta. \quad (2.49)$$

• Rizado de corriente en la inductancia

Se define el rizado de corriente en la inductancia como la diferencia entre sus valores máximos y mínimos, con lo cual, a partir de la figura 2.19 se tiene que

$$\Delta I = I_L(T_{ON}) - I_L(T) = I_2 - I_1. \quad (2.50)$$

Puede demostrarse que [Erickson y Maksimović, 2001; Rashid M.H., 2004]:

$$\Delta I = \frac{V_g \delta (1 - \delta)}{Lf} = \frac{V_o (1 - \delta)}{Lf}. \quad (2.51)$$

La expresión (2.51) indica que el rizado de corriente en la inductancia es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación y al valor de la inductancia. También indica que al aumentar la frecuencia de conmutación se reduce el valor de la inductancia para limitar el rizado de corriente, por tanto, frecuencias de conmutación altas permiten reducir el tamaño de la inductancia.

La expresión (2.51) presenta un máximo en:

$$\Delta I_{\text{máx}} = \frac{V_g}{4Lf} \text{ para } \delta = \frac{1}{2}. \quad (2.52)$$

2.3.2.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)

El funcionamiento en el modo de conducción discontinua se establece cuando la corriente por la inductancia se anula durante el intervalo de no-conducción del interruptor. El cambio más significativo respecto del modo continuo, es que la tensión de salida no es exclusivamente proporcional al ciclo de trabajo (ver figura 2.20).

De la figura 2.19 y de la expresión (2.50) se deduce que

$$I_2 = I_0 + \frac{1}{2} \Delta I, \quad (2.53)$$

$$I_1 = I_0 - \frac{1}{2} \Delta I. \quad (2.54)$$

El límite para que el convertidor evolucione del modo continuo al discontinuo se produce cuando la intensidad por la inductancia se hace cero justo al final del periodo. En este caso:

$$I_1 = 0 \Rightarrow 0 = I_{0(lim)} - \frac{1}{2} \Delta I, \quad (2.55)$$

siendo $I_{0(lim)}$ el valor de I_0 que marca la transición del paso del modo de conducción continuo a discontinuo. De (2.51) y (2.55) se obtiene:

$$I_{0(lim)} = (1 - \delta) \frac{V_0 T}{2L}. \quad (2.56)$$

Si se analizan ahora los casos posibles según el valor de I_0 :

- $I_0 = I_{0(lim)}$. En este caso la corriente por la inductancia se anula justo al final del periodo (ver figura 2.21).
- $I_0 > I_{0(lim)}$. La corriente por la inductancia no se anula y el convertidor funciona en modo continuo.
- $I_0 < I_{0(lim)}$. La corriente por la inductancia se anula y el convertidor funciona en modo discontinuo.

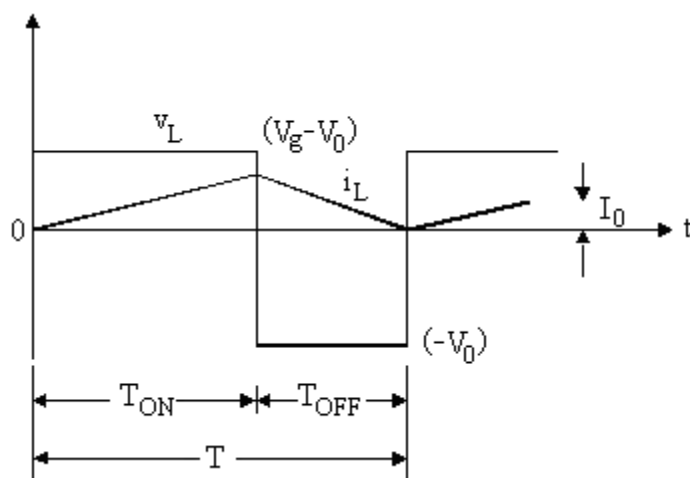


Figura 2.21. Corriente continuada por la inductancia (caso límite).

Por tanto, para unas condiciones de funcionamiento dadas por: T , V_0 , V_g , δ y R_L , si se cumple que $I_0 < I_{0(lim)}$, entonces el modo de funcionamiento será discontinuo. Así, puede hablarse de parámetros críticos que llevan al convertidor a un funcionamiento con corriente discontinua [Rashid M. H., 2004].

$$\delta_{critico} = 1 - \frac{2L}{R_L T}; \text{ con } R_L = \frac{V_0}{I_0}. \quad (2.57)$$

$$L_{crítica} = \frac{R_L T}{2} (1 - \delta). \quad (2.58)$$

- Si $\delta \geq \delta_{crítico}$, el convertidor funciona con corriente continuada.
- Si $L \geq L_{crítica}$, el convertidor funciona con corriente continuada.
- $\delta_{crítico}$ y $L_{crítica}$ representan pues el menor valor de δ y de inductancia para obtener $I_L > 0$ durante todo el periodo de conmutación.

Si se observa la expresión (2.58), para que el convertidor funcione en modo continuado, $L \geq L_{crítica}$, esto es $L > \frac{R_L T}{2} (1 - \delta)$, por tanto $\frac{2L}{R_L T} > (1 - \delta)$. Así se puede definir el parámetro K como:

$$K = \frac{2L}{R_L T}, \quad (2.59)$$

siendo:

$$K_{crítico} = (1 - \delta). \quad (2.60)$$

Así, si $K \geq K_{crítico}$ el convertidor funcionará en modo continuado y si $K \leq K_{crítico}$ lo hará en discontinuo [Rashid M. H., 2004].

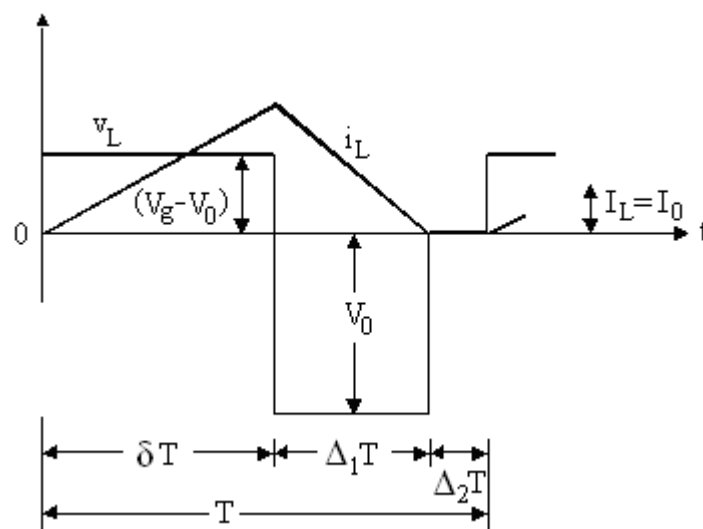


Figura 2.22. Corriente discontinua por la inductancia.

La obtención de la expresión de la tensión de salida del convertidor funcionando en el modo de conducción discontinuo, se realiza utilizando el mismo razonamiento que para el modo continuo, es decir, dividiendo su funcionamiento en dos intervalos: intervalo de conducción del interruptor e intervalo de no-conducción, y relacionando estos mediante las condiciones finales e iniciales de uno y otro respectivamente.

En la figura 2.22, se muestra la corriente por el inductor, suponiéndose que se hace cero durante el intervalo $\Delta_2 T$.

- Durante el intervalo de conducción del interruptor ($0 < t < T_{ON}$), la corriente por la inductancia crece linealmente. En este caso desde un valor inicial cero.
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor ($T_{ON} < t < T$), la corriente por la inductancia decrece linealmente y al final del intervalo $\Delta_1 T$ se hace cero, permaneciendo en dicho valor durante $\Delta_2 T$.

Si se realiza un análisis detallado del convertidor Buck en modo discontinuo [Rashid M. H., 2004], se obtienen las expresiones siguientes:

$$V_0 = -\frac{V_g R_L \delta^2 T}{4L} + V_g \delta \sqrt{\frac{R_L T}{2L} + \frac{R_L^2 \delta^2 T^2}{16L^2}} = V_g \left(\frac{2\delta}{\delta + \sqrt{\delta^2 + 4K}} \right), \quad (2.61)$$

$$I_0 = I_g \frac{1}{\left(\frac{2\delta}{\delta + \sqrt{\delta^2 + 4K}} \right)}. \quad (2.62)$$

Puede observarse que la resistencia de salida aparece en todos los términos de la expresión anterior. Este hecho provoca el inconveniente principal del modo de conducción discontinuo, ya que la tensión de salida es directamente proporcional a la resistencia de carga y, por tanto, el convertidor presenta una mala regulación de carga.

2.3.3. Convertidor elevador (BOOST)

En este convertidor se consigue una tensión media de salida mayor que la tensión de alimentación. En la figura 2.23 se muestra la topología de este convertidor.

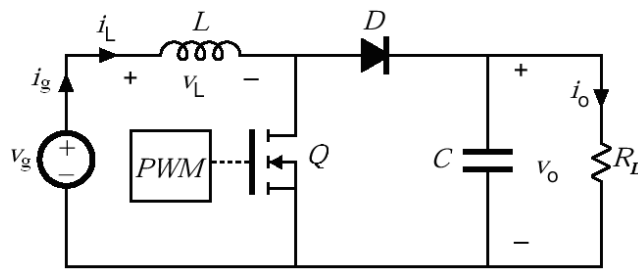


Figura 2.23. Convertidor elevador.

Su funcionamiento puede ser dividido en dos intervalos:

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

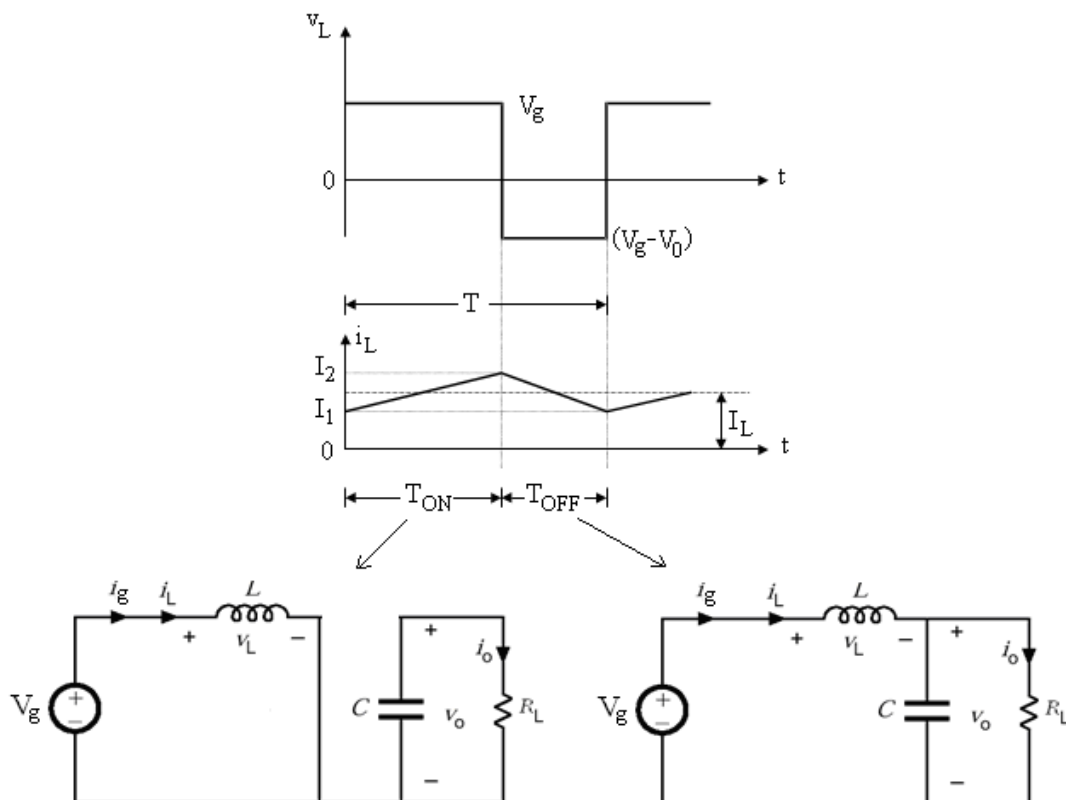


Figura 2.24. Intervalos de funcionamiento del convertidor elevador.

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

2.3.3.1. Modo de conducción continuo (CCM)

En la figura 2.24, se muestran las formas de onda para la tensión y la corriente por la inductancia, para los intervalos de conducción y no-conducción del interruptor, donde la corriente por el inductor i_L nunca se anula.

- Durante el intervalo de conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece linealmente. En este intervalo, el diodo de libre circulación se encuentra polarizado inversamente; el resultado es una tensión $V_L = V_g$ positiva y constante en el inductor que hace que la corriente i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor está cerrado.
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor, el diodo de libre circulación conduce la corriente de la inductancia. En este intervalo, la tensión del inductor es $V_L = V_g - V_0$. Al ser un convertidor elevador $V_0 > V_g$ y por tanto la intensidad decrece

linealmente con pendiente $m = \frac{V_g - V_0}{L}$.

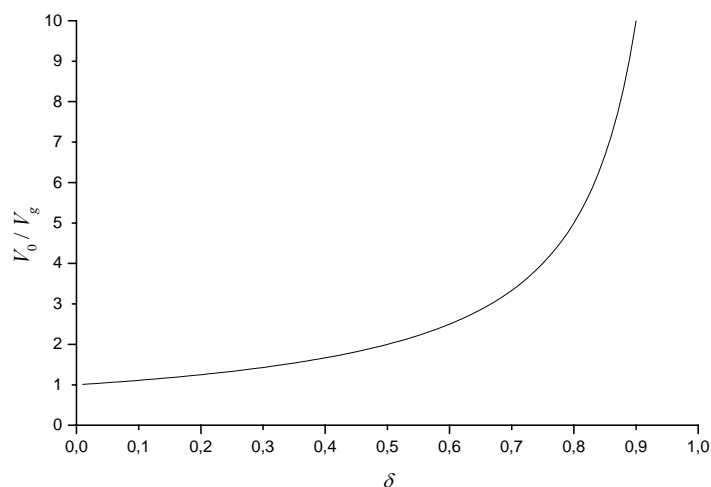


Figura 2.25. Relación entre las tensiones de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Boost.

Si se realiza un análisis detallado de la topología Boost se obtiene [Erickson y Maksimović, 2001; Mohan et al., 1995; Rashid M. H., 2004]:

$$V_0 = \frac{V_g}{1 - \delta}, \quad (2.63)$$

$$I_0 = I_g (1 - \delta), \quad (2.64)$$

$$\Delta I = \frac{V_g (V_0 - V_g)}{LfV_0} = \frac{V_g \delta}{Lf} = \frac{V_0}{L} \delta (1 - \delta). \quad (2.65)$$

De (2.63) se deduce que la tensión de salida es mayor que la de entrada. En la figura (2.25) se muestra la relación no lineal entre las tensiones de salida y entrada respecto del ciclo de trabajo del convertidor elevador.

2.3.3.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)

Siguiendo un razonamiento análogo al realizado para el convertidor reductor se obtienen las expresiones siguientes [Erickson y Maksimović, 2001]:

$$L_{critica} = \frac{V_g \delta T}{I_g 2} = \frac{R_L T}{2} \delta (1 - \delta)^2, \quad (2.66)$$

$$K_{critico} = \delta (1 - \delta)^2, \quad (2.67)$$

$$V_o = \frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} \sqrt{1 + \frac{2R_L \delta^2 T}{L}} = \frac{V_g}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}} \right), \quad (2.68)$$

$$I_0 = I_g \frac{2}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}} \right)}. \quad (2.69)$$

- Si $L \geq L_{critica}$, el convertidor funciona con corriente continuada.
- Si $K \geq K_{critico}$ el convertidor funciona en modo continuado.

De forma similar a lo que ocurre en el convertidor reductor, la tensión de salida depende del valor de la resistencia de carga. Esto provoca que en el modo de conducción discontinuo, el convertidor presente una regulación mala de la carga.

2.3.4. Convertidor reductor-elevador (BUCK-BOOST)

Con este convertidor (ver figura 2.26) se obtiene una tensión media de salida mayor o menor que la de entrada, pero con polaridad negativa respecto del terminal común.

En funcionamiento en régimen cíclico, la razón de conversión de este convertidor es el producto de las razones de los convertidores elevador y reductor colocados en cascada.

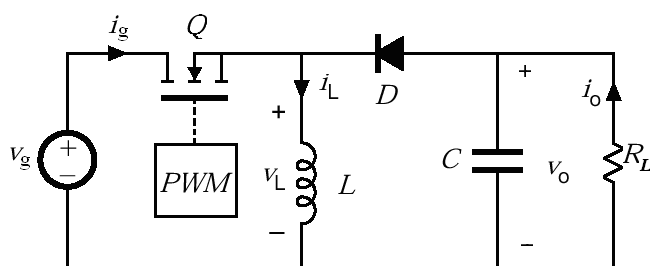


Figura 2.26. Convertidor Reductor-Elevador.

Su funcionamiento puede ser dividido en dos intervalos:

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

Al igual que ocurre con los dos convertidores estudiados, el análisis para el reductor-elevador se divide en sus dos modos de conducción.

2.3.4.1. Modo de conducción continuo (CCM)

En la figura 2.27 se muestran las formas de onda para la tensión y la corriente por la inductancia para los intervalos de conducción y no-conducción del interruptor.

- Durante el intervalo de conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece linealmente. En este intervalo, el diodo de libre circulación se encuentra polarizado inversamente. El resultado es una tensión $V_L = V_g$ positiva y constante en el inductor, que hace que la corriente i_L crezca linealmente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor está cerrado.
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor, el diodo de libre circulación conduce la corriente de la inductancia. En este intervalo, la tensión del inductor es

$$V_L = -V_0 \text{ y la corriente decrece linealmente con pendiente } m = \frac{-V_0}{L}.$$

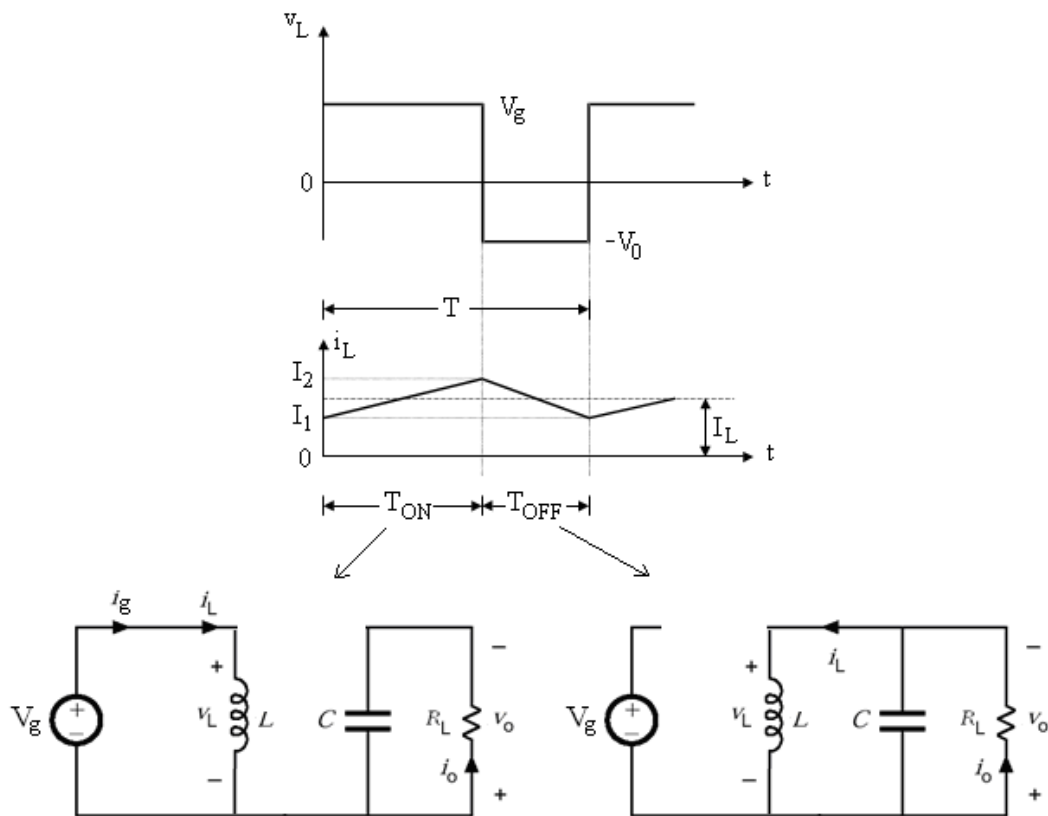


Figura 2.27. Intervalos de funcionamiento del convertidor reductor-elevador.

Finalmente, se obtiene [Mohan et al., 1995]:

$$V_0 = -V_g \frac{\delta}{1-\delta}, \quad (2.70)$$

$$I_g = -I_0 \frac{\delta}{1-\delta}, \quad (2.71)$$

$$\Delta I = \frac{V_0 V_g}{Lf(V_0 - V_g)} = \frac{V_g \delta}{Lf} = \frac{V_0}{L f} (1-\delta). \quad (2.72)$$

La expresión (2.70) indica que la tensión de salida puede ser mayor o menor que la de entrada. Así si $\delta = \frac{1}{2} \Rightarrow |V_0| = |V_g|$, si $\delta > \frac{1}{2} \Rightarrow |V_0| > |V_g|$ y si $\delta < \frac{1}{2} \Rightarrow |V_0| < |V_g|$.

La figura 2.28 muestra la relación no lineal entre las tensiones de salida/entrada respecto del ciclo de trabajo del convertidor reductor-elevador.

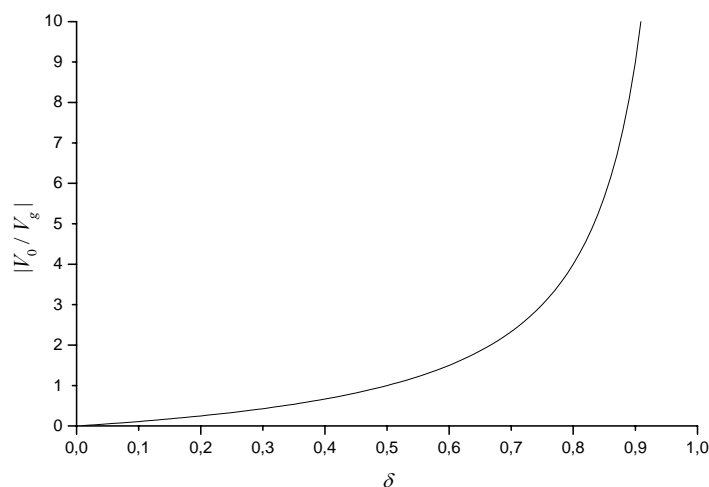


Figura 2.28. Tensión de salida/entrada frente al ciclo de trabajo para el CC/CC Buck-Boost.

2.3.4.2. Modo de conducción discontinuo (DCM)

Siguiendo el mismo razonamiento que para los convertidores anteriores se obtiene [Erickson y Maksimović, 2001]:

$$L_{crítica} = \frac{RT}{2} (1 - \delta)^2, \quad (2.73)$$

$$K_{crítico} = (1 - \delta)^2, \quad (2.74)$$

$$V_0 = -\delta V_g \sqrt{\frac{R_L T}{2L}} = -V_g \frac{\delta}{\sqrt{K}}, \quad (2.75)$$

$$I_0 = -I_g \frac{\sqrt{K}}{\delta}. \quad (2.76)$$

- Si $L \geq L_{crítica}$, el convertidor funciona con corriente continuada.
- Si $K \geq K_{crítico}$ el convertidor funcionará en modo continuado.

De forma similar a lo que sucede con los dos convertidores anteriores, la tensión de salida es proporcional al valor de la resistencia de carga. Esto provoca que en el modo de conducción discontinuo, el convertidor presente una regulación mala de la carga.

2.3.5. Otras estructuras reductoras-elevadoras

A continuación se presentan unas estructuras muy conocidas, las cuales emplean unas relaciones de conversión similares a la Buck-Boost.

2.3.5.1. Convertidor Cuk

El convertidor Cuk [Erickson y Maksimović, 2001; Mohan et al., 1995; Rashid M.H., 2004], mostrado en la figura 2.29, también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada, y con polaridad negativa respecto del terminal común.

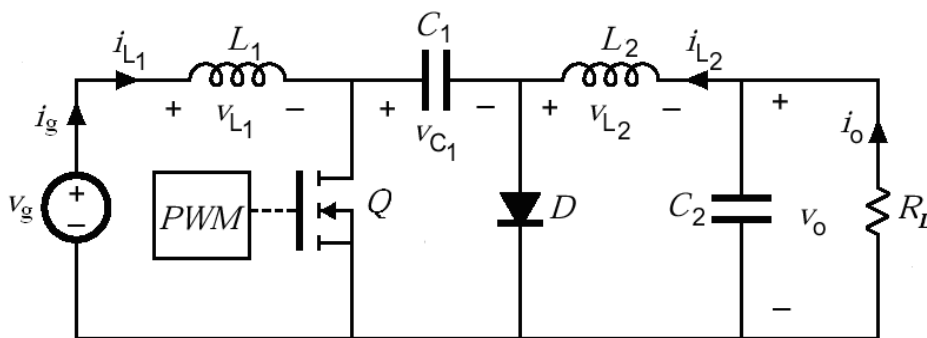


Figura 2.29. Convertidor Cuk.

Siguiendo el mismo razonamiento que para los convertidores anteriores, su funcionamiento puede ser dividido en dos intervalos:

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

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

2.3.5.2. Convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC (*Single-ended primary inductance converter*) [Erickson y Maksimović, 2001], mostrado en la figura 2.30, al igual que los dos anteriores también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada, pero sin invertir la tensión de salida respecto de la entrada.

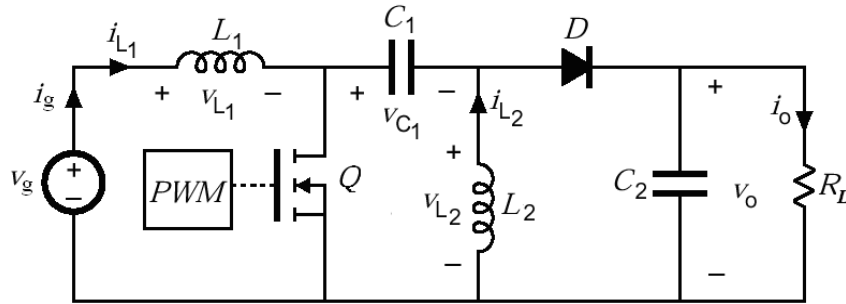


Figura 2.30. Convertidor SEPIC.

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

En este convertidor al igual que ocurría en el de Cuk, la transferencia de energía entre la fuente y la carga se realiza a través del condensador C_1 ; también la corriente suministrada por la fuente primaria es continuada debido a la conexión en serie de L_1 y V_g . Una ventaja del convertidor SEPIC es la posibilidad de implementar topologías aisladas mediante transformador, debido a que L_2 puede ser sustituida por la inductancia magnetizante asociada con el transformador de aislamiento. Esta configuración se muestra en la figura 2.31.

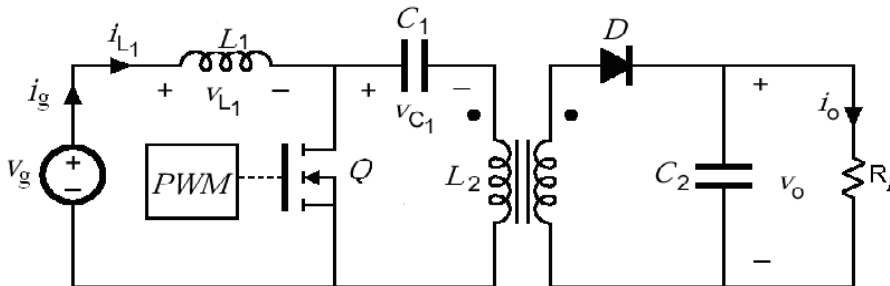


Figura 2.31. Topología SEPIC aislada.

2.3.5.3. Convertidor ZETA

El convertidor ZETA [Durán et al., 2008], mostrado en la figura 2.32, es similar al SEPIC, ya que también permite obtener una tensión de salida mayor o menor que la tensión de entrada y no invierte la polaridad de la tensión de salida respecto de la de entrada. La diferencia fundamental entre ambas topologías radica en la posición relativa de los componentes y en que la corriente por la fuente de entrada para el Zeta, debido a la posición del interruptor en serie con ella, es discontinua.

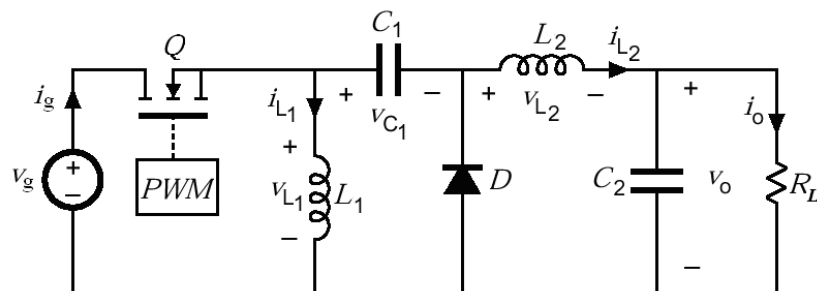


Figura 2.32. Topología Zeta.

- En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía a los inductores L_1 , L_2 y a la carga. El diodo queda polarizado inversamente debido a V_g y la tensión de C_1 . Las corrientes i_{L1} e i_{L2} circulan a través del interruptor con pendientes positivas.
- Durante el intervalo de no-conducción del interruptor, la energía almacenada en L_1 es liberada sobre C_1 y la de L_2 sobre la carga, a través del diodo.

Como ocurría con el convertidor SEPIC, la topología Zeta también permite la posibilidad de implementar topologías aisladas mediante transformador, ya que L_1 puede ser sustituida por la inductancia magnetizante asociada con el transformador. Esta configuración se muestra en la figura 2.33.

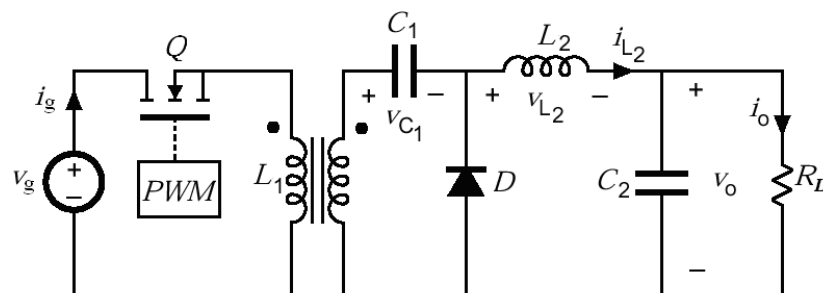


Figura 2.33. Topología Zeta aislada.

2.3.6. Resistencia de entrada de los convertidores CC/CC. Adaptación de impedancias

En la figura 2.34 se muestra un convertidor CC/CC conectado entre una fuente de potencia y una carga R_L .

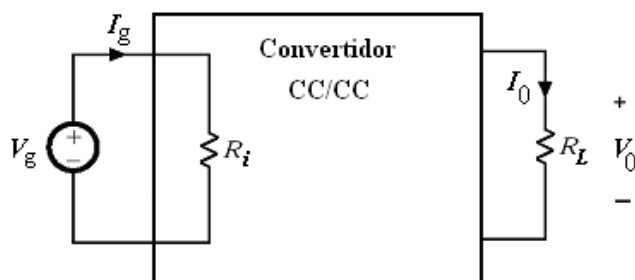


Figura 2.34. Esquema Fuente-CC/CC-Carga

La resistencia de entrada que presenta el convertidor R_i (resistencia que ve la fuente) puede expresarse como:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g}. \quad (2.77)$$

Suponiendo convertidores ideales sin pérdidas $V_g \cdot I_g = V_0 \cdot I_0$. Así:

$$R_i = \frac{V_g}{I_g} = V_0 \frac{I_0}{I_g} = \frac{V_0}{I_0} \frac{I_0^2}{I_g} = R_L \left(\frac{I_0}{I_g} \right)^2 = R_L \left(\frac{V_g}{V_0} \right)^2 = \frac{R_L}{\left(\frac{V_0}{V_g} \right)^2}. \quad (2.78)$$

La resistencia de entrada del convertidor R_i es pues función de la resistencia de carga R_L y del cociente V_0/V_g que a su vez depende de δ , tal y como se ha detallado en las secciones anteriores.

En la tabla 2.3 se muestra el valor de R_i para cada topología y modo de conducción (CCM o DCM). Por tanto, interconectando un convertidor CC/CC entre el generador y la carga, puede modificarse la impedancia que ve dicho generador variando simplemente δ .

Tabla 2.3. Valores de resistencia de entrada R_i para las distintas topologías de convertidores CC/CC

Convertidor	$K_{crit.}$	$R_i (CCM)$	$R_i (DCM)$
Reductor	$1 - \delta$	$\frac{R_L}{\delta^2}$	$\frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\delta^2}}\right)^2$
Elevador	$\delta(1 - \delta)^2$	$R_L (1 - \delta)^2$	$\frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}}\right)^2}$
Reductor-Elevador	$(1 - \delta)^2$	$\frac{R_L (1 - \delta)^2}{\delta^2}$	$\frac{K R_L}{\delta^2}$

Con $K = \frac{2L_{eqv}}{R_L T}$; $\frac{1}{L_{eqv}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_i}$; DCM ocurre para $K < K_{crit}$

2.4. Algoritmos MPPT

Una célula, módulo o *array* fotovoltaico (generador fotovoltaico en adelante) que funcione bajo condiciones uniformes de radiación y temperatura presenta una característica $I-V$ y $P-V$ como la mostrada en la figura 2.12. Como puede observarse existe un único punto denominado MPP (*maximum power point*), en el cual el generador fotovoltaico proporciona la potencia máxima posible para esas condiciones ambientales y, por tanto, funciona con el rendimiento máximo.

Cuando se conecta directamente una carga a un generador fotovoltaico (acoplamiento directo), el punto de operación viene definido por la intersección de sus características $I-V$, tal y como se muestra en la figura 2.12 (a). En general, este punto de operación no coincide con el MPP. Así, en sistemas con acoplamiento directo el array debe ser sobredimensionado para asegurar la demanda de potencia sobre la carga. Obviamente esto redundará en un encarecimiento del sistema.

Para solucionar este problema se inserta entre el generador fotovoltaico y la carga un convertidor CC/CC provisto de un algoritmo para el ajuste automático de su ciclo de trabajo δ , dando lugar a lo que se conoce como sistema MPPT (*Maximum Power Point Tracker*). Así, el MPPT controla la tensión o corriente (a través del δ del convertidor) del generador fotovoltaico con independencia de la carga, tratando de situarlo en el MPP.

No obstante lo anterior, la ubicación del MPP en la curva $I-V$ no es conocida a priori. Este punto ha de ser localizado, bien sea a través de cálculos matemáticos sobre un modelo o utilizando algún algoritmo de búsqueda. Esto adquiere aún mayor complejidad si se tiene en cuenta el hecho de que el MPP presenta dependencias no lineales con la temperatura y radiación (ver figura 2.35). Esto es, está variando de forma prácticamente continua durante todo el periodo de funcionamiento del generador fotovoltaico.

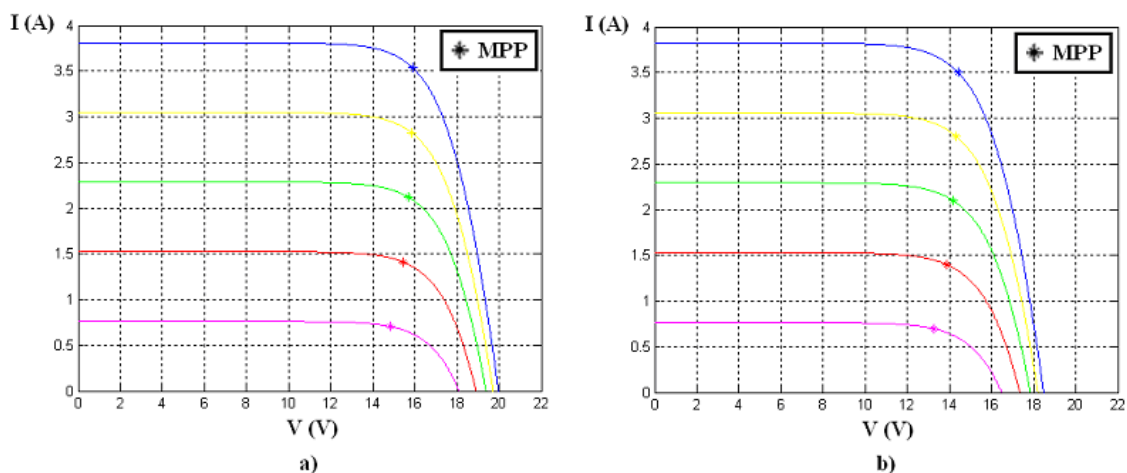


Figura 2.35. (a) Característica $I-V$ de un generador fotovoltaico típico a 40°C y diferentes niveles de radiación. (b) Característica $I-V$ del mismo generador a 60°C y diferentes niveles de radiación.

En la figura 2.35 (a) se muestra una familia de curvas $I-V$ para distintos niveles de radiación a temperatura constante. En la figura 2.35 (b) se presenta la misma familia de curvas a una temperatura superior. Obsérvese el cambio en la tensión del MPP.

En la literatura se han propuesto y desarrollado diversos algoritmos MPPT. De entre ellos, el algoritmo *Perturbación y Observación (P&O)* es de lejos el más usado en sistemas MPPT comerciales. Sin embargo, no existe un consenso claro sobre cuál es el algoritmo más efectivo. Esta falta de consenso se debe en parte a que la literatura especializada no contiene comparaciones de las eficiencias absolutas de dichos algoritmos funcionando todos con parámetros optimizados en el mismo *hardware* estándar.

La mayoría de las comparativas publicadas han sido realizadas comparando un sistema gobernado por un algoritmo MPPT con otro de acoplamiento directo [Katan et al.,1996; Taha y Suresh, 1996]. Otros, establecen la comparación con un sistema que posee un convertidor CC/CC diseñado para trabajar en un punto de operación fijo que generalmente mantiene constante la tensión del generador fotovoltaico [Kourtoulius et al., 2001]. En algunos trabajos se aportan comparativas entre algoritmos distintos, pero en muchos casos, éstas han sido realizadas comparando el algoritmo bajo test, funcionando con parámetros completamente optimizados o con otro (generalmente P&O) cuyos parámetros no se presentan o no parecen completamente

optimizados [Hua y Shen, 1998; Hussein y Zhao, 1995; Won et al., 1994]. Así, en [Hohm y Ropp, 2002] se presenta un estudio que trata de suplir estas carencias, concluyendo en líneas generales con rendimientos no muy dispares para la mayoría de los distintos algoritmos y donde el más simple y común P&O sale bastante bien parado.

Para establecer la bondad de un determinado sistema MPPT (y poder compararlo con otros) es necesario definir la *eficiencia de seguimiento* (η_{MPPT}), que viene expresada en (2.79) [Hohm y Ropp, 2002],

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int_0^t P_{inst}(t) dt}{\int_0^t P_{max}(t) dt}, \quad (2.79)$$

donde P_{inst} es la potencia instantánea proporcionada por el generador fotovoltaico bajo el control del sistema MPPT. P_{max} es la potencia del MPP real bajo esas condiciones de radiación y temperatura.

A continuación se describirán los algoritmos presentes en la literatura para el seguimiento del punto de máxima potencia. Estos son:

- Perturbación y Observación (P&O).
- Constante de Tensión (CV) y de Corriente.
- Conductancia Incremental.
- Capacidad Parásita.
- Oscilación Forzada.
- Algoritmos MPPT basados en modelos.

2.4.1. Perturbación y Observación

El algoritmo P&O es el más utilizado en la práctica debido principalmente a su fácil implementación [Al-Atrash et al., 2005; Denizinger, 1995; Hua et al., 1998; Kim et al., 1996; Salameh y Taylor, 1990; Teulings et al., 1993]. A continuación se detallará su funcionamiento. Considérese la figura 2.36, en la cual se muestra una familia de curvas $P-V$ de un generador fotovoltaico a diferentes niveles de radiación (G) y a temperatura constante.

Supóngase que el generador fotovoltaico opera en el punto A, el cual está lejos del MPP. El sistema MPPT perturba la tensión de trabajo del generador un pequeño ΔV . A continuación es medido el cambio producido en la potencia ΔP . Si $\Delta P > 0$ el punto de operación se ha acercado al MPP, con lo cual la perturbación siguiente se producirá en la misma dirección que la anterior (mismo signo algebraico). Si por el contrario $\Delta P < 0$ el sistema se ha alejado del MPP y,

consecuentemente, la perturbación siguiente se realizará en sentido contrario (signo algebraico opuesto). En la figura 2.37 puede observarse el diagrama de flujo del algoritmo P&O.

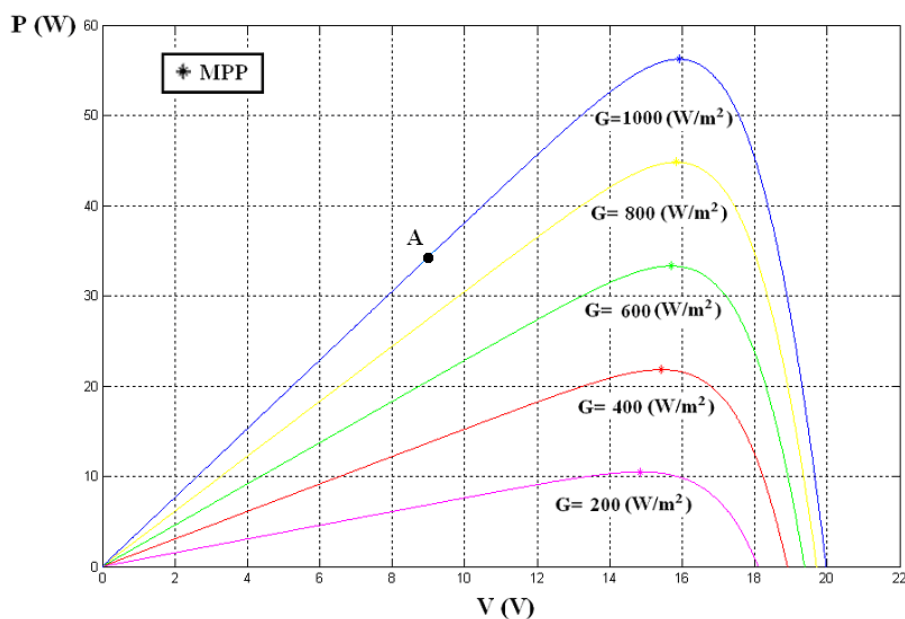


Figura 2.36. Característica P-V de un generador fotovoltaico para distintos niveles de radiación.

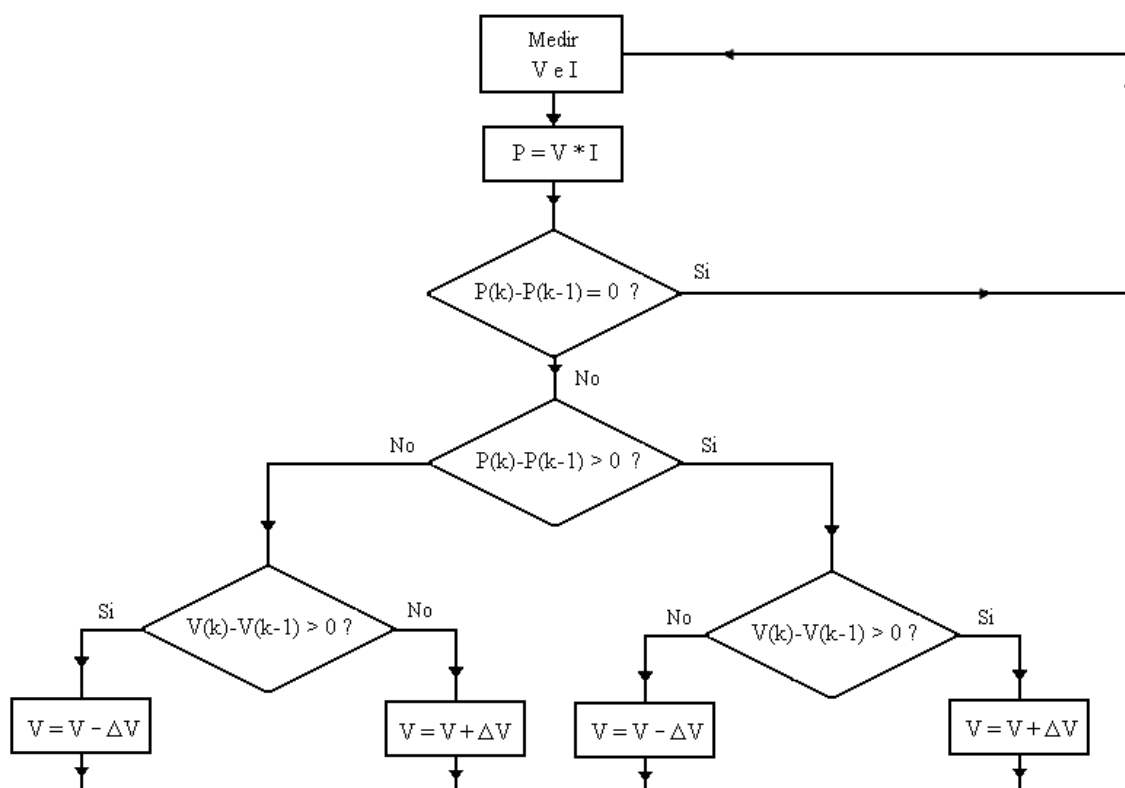


Figura 2.37. Diagrama de flujo del algoritmo Perturbación y Observación.

Como se ha mencionado con anterioridad, las ventajas de este algoritmo son su simplicidad y fácil implementación. Sin embargo, presenta algunas limitaciones que reducen su eficiencia de seguimiento. Cuando la cantidad de luz decrece considerablemente (G baja), la curva $P-V$ se vuelve muy plana, tal y como se observa en la figura 2.36. Esto dificulta al MPPT la localización del MPP, ya que los cambios producidos en la potencia son pequeños con respecto a la perturbación en la tensión.

Otra desventaja del P&O es que no puede determinar cuando ha alcanzado exactamente el MPP, de modo que permanece oscilando en torno a él, cambiando el signo de la perturbación para cada ΔP medido.

También se ha observado que este algoritmo puede exhibir un comportamiento errático bajo cambios rápidos en los niveles de radiación [Hussein et al.,1995; Kawamura et al., 1997]. En la figura 2.38 se muestra una ampliación perteneciente a una familia de curvas $P-V$ en torno al MPP.

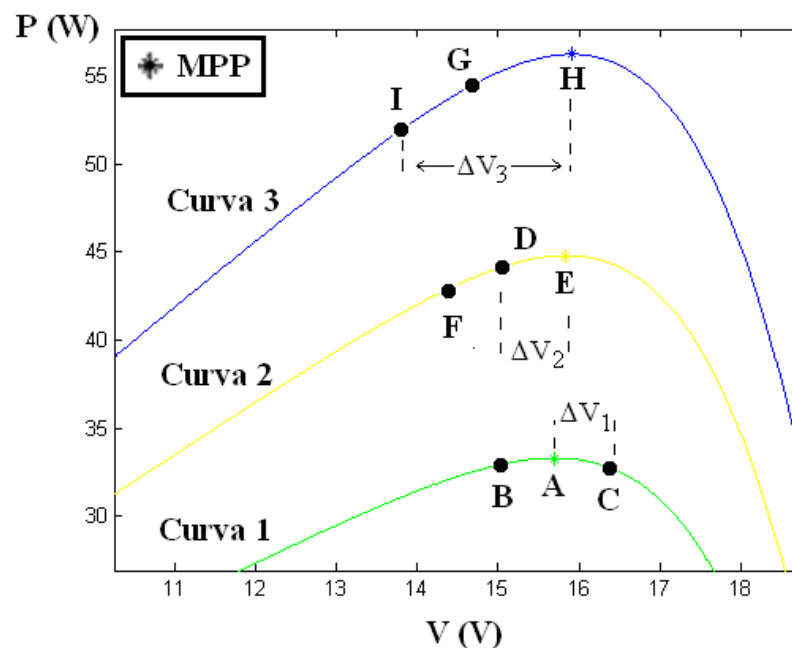


Figura 2.38. Ilustración del comportamiento errático del algoritmo P&O bajo cambios rápidos en la radiación.

Considérese el caso en que la radiación es tal que genera la Curva 1 (figura 2.38). El MPPT está oscilando alrededor del MPP desde el punto B al A, al C y de nuevo al A para volver al B (en la práctica el punto A puede ser el MPP o uno muy próximo a él). Asíumase que se produce un cambio repentino en la radiación, siendo la Curva 2 la nueva curva $P-V$ del generador. Si durante este rápido incremento el MPPT estaba perturbando al sistema para llevarlo, procedente del C, desde el punto A al B en la Curva 1, el nuevo punto de llegada será el

D en la *Curva 2*. Como se observa en la figura 2.38, se ha producido un ΔP positivo, por tanto el MPPT provocará otra perturbación en la misma dirección, esto es, hacia el punto F. Si en este intervalo de operación la radiación solar continúa aumentando rápidamente, el punto de trabajo del generador fotovoltaico será desplazado hacia G en la *Curva 3*, en vez de a F en la 2. De nuevo el MPPT verá un aumento de la potencia y tenderá a llevar al generador a I, con lo cual se habrá alejado aún más del MPP situado ahora en H. Todo esto redundará en una disminución de la eficiencia de seguimiento de este algoritmo. Esta situación se da especialmente en días parcialmente nublados, donde el seguimiento del MPP se vuelve más difícil debido a los movimientos frecuentes del MPP.

Varias mejoras del algoritmo P&O han sido propuestas [Elsin et al., 1997; Enrique et al., 2005, 2006, 2007, 2010; Femia et al., 2005; Liu y Lopes, 2004]. Una de ellas consiste en la adición de un tiempo de espera si el sistema detecta una serie de signos alternos en la perturbación, indicando esto que se ha alcanzado el MPP. Así se reduce la oscilación sobre el MPP y se mejora la eficiencia del algoritmo bajo condiciones de radiación constante. Sin embargo esto vuelve al MPPT muy lento frente a cambios en las condiciones atmosféricas, haciendo más notable el comportamiento errático en días parcialmente nublados.

Otra modificación consiste en lo siguiente: dada una potencia del generador fotovoltaico P_1 medida a la tensión de operación V_1 , se perturba al sistema y se mide la nueva potencia P_2 a la tensión V_2 . De nuevo se retorna a V_1 y se mide la nueva potencia P_1' . De las dos medidas de potencia realizadas en V_1 , el sistema es capaz de discernir si la radiación solar ha variado (e incluso estimar esta variación) y por tanto actuar en consecuencia. Estas modificaciones aumentan la complejidad del sistema MPPT, y en muchos casos ralentizan su funcionamiento.

2.4.2. Constante de Tensión y de Corriente

La base del algoritmo *Constante de Tensión (CV)* [Chetty1986; Lafferty, 1989; Masoum et al., 1998, 1999; Schoeman y van Wyk, 1982] está en el hecho de que en las curvas $I-V$ como la mostrada en la figura 2.12, la relación entre la tensión del punto de máxima potencia y la de circuito abierto es aproximadamente constante. Esto es:

$$\frac{V_{MPP}}{V_{OC}} \cong K < 1. \quad (2.80)$$

Este algoritmo puede ser implementado usando el diagrama de flujo mostrado en la figura 2.39. El generador fotovoltaico es aislado temporalmente por el sistema MPPT para medir V_{OC} .

Seguidamente el MPPT calcula el punto de operación correcto usando la ecuación (2.80) y ajusta la tensión del generador hasta alcanzar al MPP. Esta operación se repite periódicamente para seguir la trayectoria de dicho punto.

Aunque este método es extremadamente simple, puede resultar difícil la elección del valor óptimo de K . La literatura indica valores buenos de K en el rango 0,73-0,80 [Abou El y Roger J, 1984; Andersen y Alvsten, 1995; Van der Merve L y G, 1998]. La figura 2.40 muestra los valores óptimos de K para un array fotovoltaico concreto, en el rango de temperaturas de 0-60°C y radiación entre 200 y 1000 W/m². Estas curvas son calculadas usando la relación $I-V$ para una célula solar dada en las expresiones (2.8), (2.9) y (2.10).

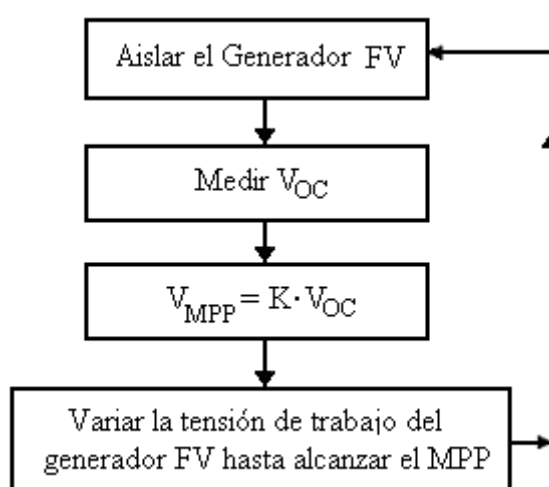


Figura 2.39. Diagrama de flujo del algoritmo de constante de tensión.

Como puede observarse en la figura 2.40, los valores óptimos de K no son del todo constantes, sino que varían en torno al 8% en el rango antes mencionado.

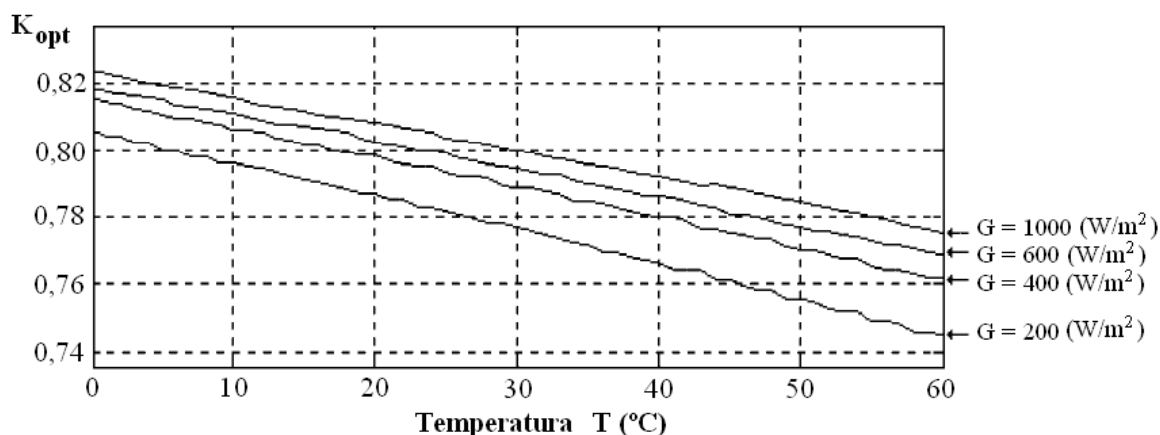


Figura 2.40. Representación de los valores óptimos de K en función de la temperatura y radiación.

Este método puede ser implementado muy fácilmente utilizando hardware analógico. Sin embargo, la eficiencia de este sistema de seguimiento MPPT es sensiblemente inferior a la de otros. Las razones principales son:

- a) Errores en el valor de K .
- b) La medida del V_{OC} requiere la interrupción momentánea de la potencia suministrada por el generador fotovoltaico.

Es posible ajustar dinámicamente el valor de K , pero se requiere un algoritmo de búsqueda que esencialmente termina siendo el mismo P&O.

También es posible usar un algoritmo MPPT *Constante de Corriente* que aproxima la corriente del MPP como una fracción constante de la corriente de cortocircuito [Alghuwainem, 1994; Noguchi et al., 2002; Salameh et al., 1991]. Para implementar este algoritmo, se inserta un interruptor electrónico entre los terminales del generador y se cierra momentáneamente. El sistema mide I_{sc} y calcula la corriente del punto de máxima potencia I_{MPP} . El MPPT ajustará la corriente del punto de trabajo a la calculada (I_{MPP}). Esta operación se repite periódicamente.

Aunque los dos métodos (tensión y corriente) sean conceptualmente análogos, el control por constante de tensión es más fácil de implementar que el de corriente. Ello se debe a la facilidad relativa con la que es posible abrir el generador para realizar medidas de tensiones, frente a la dificultad que presenta establecer un cortocircuito (resistencia de cables, medidor, etc.) y hacer una medida de corriente precisa.

2.4.2.1. Célula Piloto

Una ligera modificación a sistemas MPPT con algoritmos constante de corriente o tensión viene dada por la inserción en el sistema de una *Célula Piloto*. En este caso la corriente de cortocircuito I_{SC} o el voltaje de circuito abierto V_{OC} son medidas en una pequeña célula solar, denominada *piloto*, la cual tiene las mismas características que las células del generador fotovoltaico usado [Lafferty, 1989; 1993; Salameh et al., 1991; Schaefer y Hise, 1984].

Estas medidas son usadas por el sistema MPPT que actúa sobre el generador para dirigirlo hacia el MPP, eliminando así las pérdidas que se generan durante las medidas de V_{OC} e I_{SC} del generador.

No obstante lo anterior, el problema de establecer la constante K todavía está presente. Además este método presenta el inconveniente de que los parámetros de la célula piloto deben estar cuidadosamente emparejados a los del generador que representa. Así, cada par *Célula piloto/generador* debe ser calibrado, incrementando los costes del sistema.

2.4.3. Conductancia Incremental

El método *Conductancia Incremental* [Hussein et al., 1995] deriva directamente de la ecuación de potencia. Esto es:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV}. \quad (2.81)$$

En el punto de máxima potencia:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = 0 \Rightarrow -\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \text{ en el MPP.} \quad (2.82)$$

El miembro izquierdo de la expresión 2.82 representa la conductancia instantánea g_L , mientras que el término restante es la denominada conductancia incremental g_P , así:

$$g_L = -\frac{I}{V}, \quad (2.83)$$

$$g_P = \frac{dI}{dV}. \quad (2.84)$$

Por tanto la expresión 2.82 puede reescribirse como:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = 0 \Rightarrow g_L = g_P \text{ en el MPP.} \quad (2.85)$$

Así, en el MPP la conductancia instantánea y la incremental deben ser iguales. Si el punto de trabajo no coincide con el MPP, entonces una serie de inecuaciones derivadas directamente de la expresión (2.85) indican si el voltaje de trabajo es superior o inferior al V_{MPP} .

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \Rightarrow g_P > g_L; \quad \left(\frac{dP}{dV} > 0 \right), \quad (2.86)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \Rightarrow g_P < g_L; \quad \left(\frac{dP}{dV} < 0 \right). \quad (2.87)$$

Las inecuaciones (2.86) y (2.87) son usadas para determinar la dirección en la cual debe realizarse la perturbación para aproximar el punto de trabajo hacia el MPP, tal y como puede observarse en la figura 2.41.

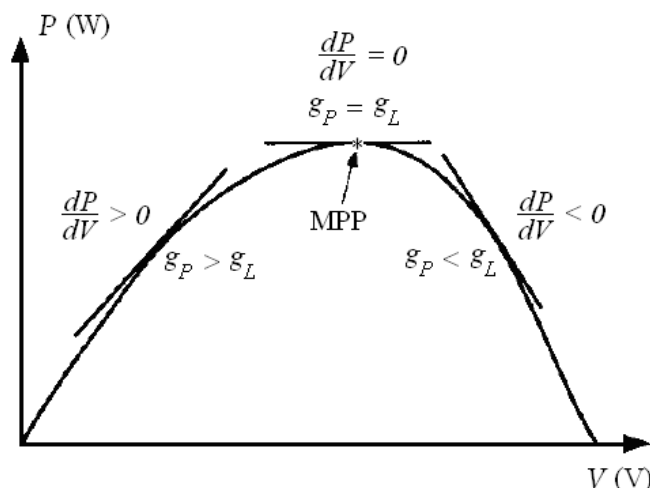


Figura 2.41. Distintas zonas de operación del algoritmo *Conductancia Incremental* sobre la curva *P-V*.

Una vez el MPP es alcanzado, el MPPT continúa trabajando en este punto hasta que se produce un cambio en la corriente. Este cambio está relacionado con una variación en la radiación sobre el generador fotovoltaico.

Como se muestra en la figura 2.36, tan pronto se incrementa la radiación, el MPP se desplaza a la derecha respecto de la tensión de operación del generador. Para compensar este efecto, el MPPT debe incrementar dicha tensión. Obviamente, el sistema actúa de forma inversa si se detecta una disminución en la radiación. La figura 2.42 muestra el diagrama de flujo del algoritmo *Conductancia Incremental* [Hussein y Zhao, 1995].

Los valores instantáneos de tensión y corriente junto con los del muestreo anterior son usados para calcular dI y dV . Si $dV = 0$ y $dI = 0$, las condiciones atmosféricas no han cambiado y el MPPT está funcionando en el MPP. En el caso en el que $dV = 0$ y $dI > 0$, se ha producido un aumento en la radiación solar creciendo así el voltaje del MPP. Esto requiere un incremento en la tensión de operación para seguir al MPP. Por el contrario, si $dI < 0$, el nivel de radiación solar ha decrecido, bajando la tensión del MPP. Entonces el MPPT debe disminuir la tensión de operación del sistema. Si los cambios en la corriente e intensidad no son nulos, se deben usar las relaciones expresadas en las ecuaciones (2.86) y (2.87) para determinar la dirección en la que el sistema MPPT debe actuar.

En el caso en que $dI/dV > -I/V$ ($dP/dV > 0$) el punto de trabajo del array se encuentra a la izquierda del MPP en la curva *P-V*. Por tanto la tensión de operación del sistema debe aumentarse. Del mismo modo si $dI/dV < -I/V$ ($dP/dV < 0$) el sistema está trabajando a la derecha del MPP. Así, la tensión de operación del array debe reducirse.

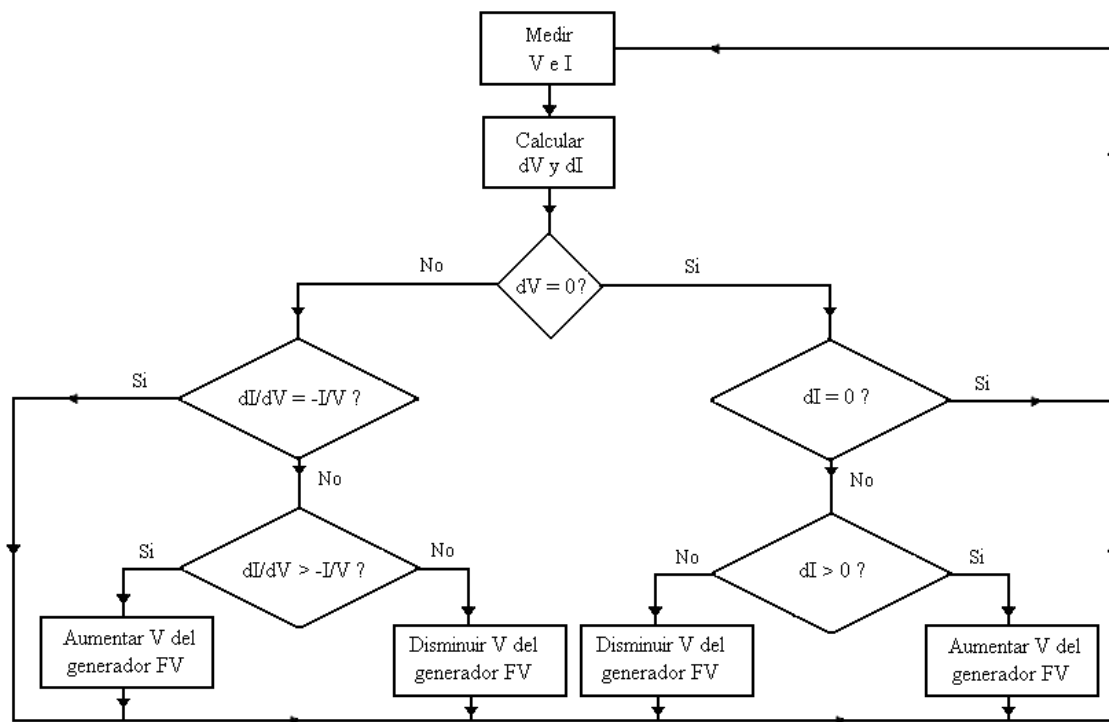


Figura 2.42. Diagrama de flujo del algoritmo *Conductancia Incremental*.

De lo explicado y la figura 2.42 puede observarse la ventaja principal del algoritmo *Conductancia Incremental* sobre el P&O: El algoritmo *Conductancia Incremental* puede calcular en cada momento la dirección en la que modificar el punto de trabajo del generador fotovoltaico para aproximarlo al MPP, y puede además determinar cuándo se ha alcanzado. Es por esto que bajo cambios atmosféricos rápidos no tomará una dirección errónea y, además, una vez alcanzado el MPP no oscilará en torno a él.

2.4.4. Capacidad Parásita

El algoritmo *Capacidad Parásita* es similar al *Conductancia Incremental*, salvo que en este algoritmo se incluye el efecto de la capacidad parásita de la unión *p-n*. Añadiendo este término a la ecuación 2.81 se obtiene la expresión siguiente [Brambilla et al., 1998]:

$$I = I_L - I_{OS} \left[e^{\frac{q}{Ak_B T}(V+IR_S)} - 1 \right] - \frac{V + IR_S}{R_p} + C_p \frac{dV}{dt} = F(V) + C_p \frac{dV}{dt} = F(V) + C_p \dot{V}. \quad (2.88)$$

Obsérvese que en la ecuación anterior se ha separado la fracción de corriente debida a la tensión en un instante determinado $F(V)$ de la que circula por la capacidad parásita $C_p \dot{V}$.

La potencia por tanto puede expresarse como:

$$P = VI = V(F(V) + C_p \dot{V}). \quad (2.89)$$

En el MPP $\frac{dP}{dV} = 0$, por tanto:

$$\frac{dF(V)}{dV} + \frac{F(V)}{V} + C_p \left(\frac{\dot{V}}{V} + \frac{\ddot{V}}{\dot{V}} \right) = 0 \quad (\text{en el MPP}). \quad (2.90)$$

Usando la notación anterior la conductancia incremental g_P puede ser definida como:

$$g_P = \frac{dF(V)}{dV}, \quad (2.91)$$

y la conductancia instantánea del array g_L como:

$$g_L = -\frac{F(V)}{V}. \quad (2.92)$$

El tercer término de la expresión (2.90) está relacionado con el rizado inducido debido a la acción del convertidor y de la capacidad parásita.

Así la ecuación (2.90) puede escribirse como (2.93). Puede observarse que si $C_p = 0$, el problema se reduce al uso del algoritmo *Conductancia Incremental*.

$$g_P - g_L + C_p \left(\frac{\dot{V}}{V} + \frac{\ddot{V}}{\dot{V}} \right) = 0 \quad (\text{en el MPP}). \quad (2.93)$$

Debido a que el efecto de la capacidad parásita puede modelarse [Brambilla et al., 1998] como un condensador conectado entre los terminales de cada célula, conectando células en paralelo aumentará la capacidad parásita observada por el MPP. De ahí que las diferencias entre las eficiencias de seguimiento del MPP entre los algoritmos *Conductancia Incremental* y *Capacidad Parásita* se hagan más notables en generadores fotovoltaicos de gran potencia donde existen muchos módulos conectados en paralelo.

La conductancia instantánea del generador g_L tiene una determinación sencilla, ya que es simplemente la relación cambiada de signo entre la corriente y tensión del generador en cada instante. Sin embargo, la obtención de la conductancia diferencial g_P es algo más complicada, aunque puede usarse la expresión (2.94) [Brambilla et al., 1998].

$$g_p = \frac{P_{GP}}{V_0^2} = \frac{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^i \cdot a_n^v + b_n^i \cdot b_n^v]}{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [(a_n^v)^2 + (b_n^v)^2]} \quad (2.94)$$

En (2.94) P_{GP} es la potencia promedio del rizado, V_0 es la amplitud del rizado en la tensión, y $a_n^v, b_n^v, a_n^i, b_n^i$ son los coeficientes de la serie trigonométrica de Fourier para la corriente y tensión en el generador. Los valores de P_{GP} y V_0^2 pueden obtenerse también utilizando un circuito como el mostrado en la figura 2.43 [Brambilla et al., 1998].

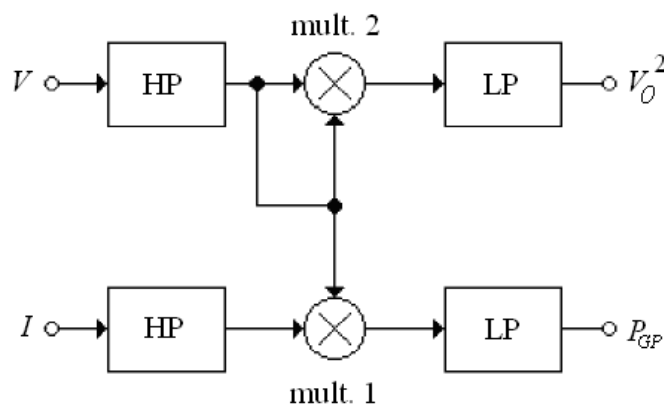


Figura 2.43. Circuito usado para implementar el método *Capacidad Parásita*.

Los filtros paso alto (HP) a la entrada del circuito de la figura 2.43 eliminan las componentes de continua de las señales V e I procedentes de los sensores de medida del generador fotovoltaico, obteniéndose en sus salidas sólo las componentes de rizado de ambas señales. El multiplicador *mult 1* genera una medida de la potencia de rizado. El multiplicador *mult 2* genera a su vez la señal cuadrática de la tensión de rizado. Ambas señales son filtradas paso bajo (LP) para obtener sus valores promedios V_0^2 y P_{GP} . Dividiendo entre sí ambos términos se obtiene g_p (expresión 2.94), la cual es evaluada en las inecuaciones (2.86) y (2.87) para determinar la dirección en la que debe actuarse para aproximar el punto de trabajo al MPP ($g_p = g_L$).

El orden y frecuencia de corte de los filtros no son parámetros críticos. Normalmente dependen de la frecuencia de trabajo del convertidor. Generalmente filtros de primer o segundo orden son suficientes.

2.4.5. Oscilación Forzada

Como se ha visto hasta ahora en el texto, algunos métodos de seguimiento llevan al sistema a un punto próximo al MPP y oscilan en torno a él. Estas oscilaciones son generadas por el propio lazo de control utilizado. Sin embargo, existen métodos que añaden intencionadamente una oscilación. Estos algoritmos son conocidos como métodos de oscilación forzada.

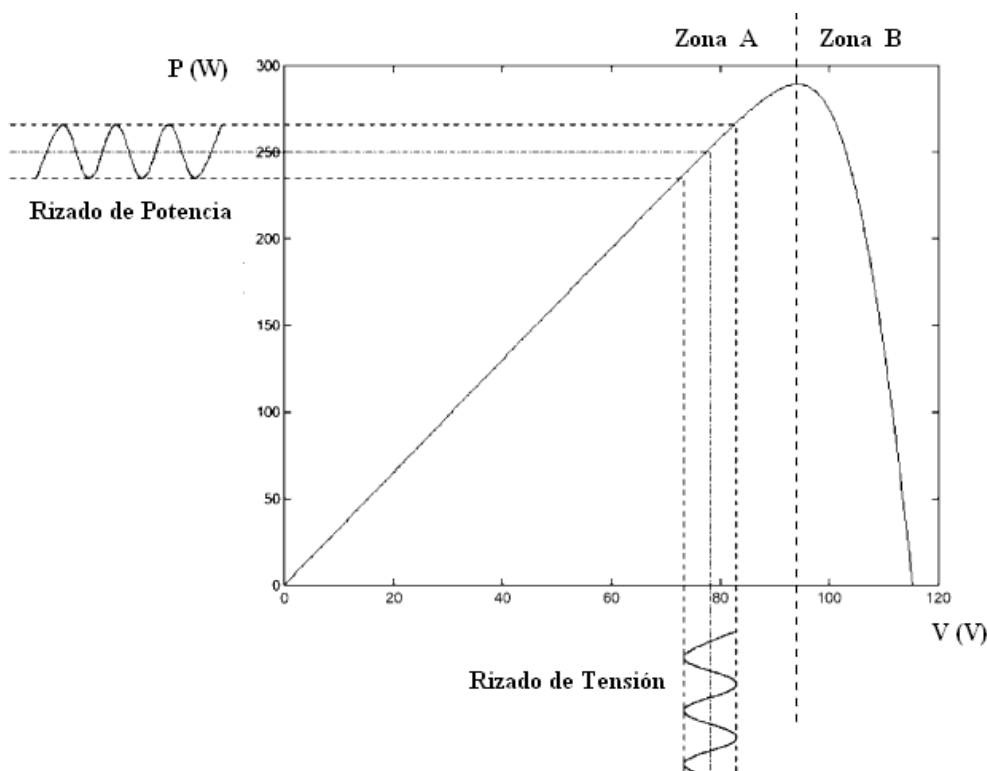


Figura 2.44. Oscilación forzada. Curva P-V de un generador fotovoltaico con rizado de potencia causado por una modulación en la tensión.

Varios trabajos se han ocupado de este tema [Cocconi y Rippel, 1990; Tse et al., 2001] Así por ejemplo en el segundo se introduce un pequeño rizado de 100 Hz que se agrega a la tensión de operación del generador fotovoltaico. Esto provoca otro rizado en la potencia cuya fase y amplitud dependen de la ubicación relativa del punto de operación respecto del MPP (ver figura 2.44). Si esta modulación se produce en la zona A (a la izquierda del MPP), el rizado de tensión y el de potencia estarán en fase. Sin embargo, si la modulación se produce en un punto de funcionamiento de la zona B a la derecha del MPP), el rizado de la potencia de salida y el de la tensión estarán en contrafase (180°). En el caso de que el punto de operación coincida exactamente con el MPP, el rizado de potencia tendrá el doble de la frecuencia que el de tensión, con una amplitud muy pequeña.

La ventaja principal de este método es que el análisis de la amplitud y de la fase proporciona información sobre la ubicación del MPP. Además, la señal de salida (rizado de

potencia) converge lentamente a cero cuando el punto de operación se acerca al MPP. Puede ajustarse entonces el paso del convertidor (variación en el ciclo de trabajo) para evitar oscilaciones en torno al MPP una vez éste sea alcanzado. Sin embargo, tiene como desventajas principales una mayor complejidad en su aplicación, así como la dificultad a la hora de evaluar señales de muy baja amplitud.

2.4.6. Algoritmos MPPT basados en modelos

Si se dispone de un modelo válido para un generador fotovoltaico, como por ejemplo los presentados en el apartado 2.2.3 de este capítulo, y de unas medidas precisas de radiación y temperatura, la tensión y corriente del MPP pueden ser calculadas directamente resolviendo la ecuación $dP/dV=0$, por ejemplo mediante el uso de algún método numérico. Así el MPPT no tendría más que ajustar los valores de tensión y corriente a los calculados.

Tradicionalmente los MPPT basados en modelos no han gozado de gran éxito, ya que los valores de los parámetros de las células no son conocidos con certeza; y de hecho, pueden variar significativamente entre células de la misma serie de producción. Además, hasta hace poco, el coste de un sensor de radiación luminosa preciso (piranómetro) podía hacer por si mismo inviable este esquema MPPT para pequeñas instalaciones. Por otro lado, cuando el generador fotovoltaico está formado por una gran cantidad de módulos, es un problema económico y también de instrumentación conocer la temperatura de cada uno para introducirla en el modelo. Aún así se han desarrollado métodos que garantizan cierta precisión y velocidad en el seguimiento. En las secciones siguientes se presentan algunos.

Recientemente han sido desarrollados sensores de temperatura y radiación específicos para aplicaciones fotovoltaicas, los cuales presentan una elevada precisión y costes de hasta dos órdenes de magnitud inferiores a los de los sensores tradicionales [Martínez et al., 2005, 2009a, 2009b].

2.4.6.1. Ajuste de Curvas (Curve Fitting)

La característica no lineal del generador fotovoltaico puede ser modelada por uno o varios diodos usando ecuaciones matemáticas o aproximaciones numéricas [Green, 1998; Nishioka et al., 2003; Phang et al., 1984; Wolf y Rauschenbach, 1963]. El problema es que su resolución es imposible de forma analítica y aún dificultosa con el uso de un computador. Por tanto, su aplicación no parece apropiada para la obtención del MPP. Sin embargo, otros enfoques pueden ser utilizados tal y como se muestran en [Hamdy, 1994, Takashima et al., 2000; Takehara, y

Kurokami, 1997]. Así por ejemplo, en esta última referencia se propone la expresión (2.95) como modelo de curva característica P - V de un generador fotovoltaico, donde a , b , c y d son coeficientes determinados a partir de un conjunto de n muestras de la tensión, corriente y potencia del generador fotovoltaico en un intervalo determinado. Con esto, la tensión del MPP (V_{MPP}) puede determinarse mediante la expresión (2.96). Este proceso debe ser repetido cada pocos milisegundos con objeto de encontrar un ajuste fino del MPP. La precisión dependerá del número de muestras tomadas.

$$P = aV^3 + bV^2 + cV + d, \quad (2.95)$$

$$V_{MPP} = \frac{-b\sqrt{b^2 - 3ac}}{3a}. \quad (2.96)$$

La desventaja principal de este método es que no es válido para todas las condiciones. Además requiere de una gran capacidad de cálculo y de uso de memoria.

2.4.6.2. Métodos basados en técnicas de inteligencia artificial

En los últimos años el control por lógica borrosa (*FLC*, *fuzzy logic control*) y redes neuronales han recibido una atención notable. En concreto, su uso en aplicaciones de búsqueda del MPP en sistemas fotovoltaicos ha tenido una gran aceptación [Abd El-Shafy et al., 2003; Hiyama et al., 1995a, 1995b, 1997; Patcharaprakiti et al., 2005; Veerachary et al., 2003; Wilamowski et al., 2001; Won et al., 1994].

Aparte de mejorar la robustez del sistema de control, los controladores neuroborrosos presentan ciertas ventajas sobre los controladores convencionales. Éstas pueden resumirse principalmente [Cocconi y Rippel; 1990] en que no necesitan modelos matemáticos exactos, ya que pueden trabajar con variables de entrada imprecisas, manejan de manera eficiente las no linealidades y además son adaptativos. Del mismo modo, proporcionan un comportamiento robusto frente a las variaciones en la radiación, temperatura y carga del sistema.

Estos métodos utilizan diferentes parámetros para predecir la potencia máxima: tensión en el generador y corriente de cortocircuito [Wilamowski et al., 2001]; tensión y corrientes instantáneas [Abd El-Shafy et al., 2003; Patcharaprakiti et al., 2005; Won et al., 1994]; tensión del array y tensión de referencia (obtenida fuera de línea por una red neuronal entrenada) [Veerachary et al., 2003]; tensión y corriente instantáneas en el generador fotovoltaico, además de la corriente de cortocircuito y la tensión de circuito abierto, proporcionadas por una célula piloto [Hiyama et al., 1995a, 1995b]. También la radiación solar, temperatura ambiente,

velocidad del viento y los valores instantáneos de la tensión y corriente en el generador fotovoltaico [Hiyama et al., 1997].

2.5. Conclusiones

En este capítulo se ha realizado una revisión del estado del arte de los sistemas MPPT (*Maximum Power Point Tracker*) fotovoltaicos. Para ello el capítulo ha sido dividido en tres secciones claramente diferenciadas.

En la primera sección se realiza una descripción del estado de la tecnología fotovoltaica. Se presenta un conjunto de modelos de generadores fotovoltaicos y se muestran algunas simplificaciones a estos modelos. También se describen algunos métodos para el cálculo de los parámetros implicados.

En la segunda parte se muestra un estudio detallado de las topologías básicas de convertidores *Corriente Continua/Corriente Continua* (CC/CC) con un sólo interruptor. Estos dispositivos son la base de los sistemas MPPT, ya que pueden variar el punto de operación del generador fotovoltaico con sólo variar su ciclo de trabajo δ .

Por último se presenta una revisión de los métodos de búsqueda y seguimiento del punto de máxima potencia de instalaciones fotovoltaicas. Estos algoritmos interactúan con el convertidor CC/CC conformando el sistema MPPT.

3. Evaluación teórica de la eficiencia de seguimiento del MPP con diferentes topologías CC/CC.

3.1. Introducción

La conexión directa de un generador fotovoltaico a una carga conduce al punto de trabajo que resulta de intersectar las características I - V de ambos (figura 3.1). En general este punto no tiene por qué coincidir con el de máxima potencia del generador y, por ello, cabe hablar de pérdidas de rendimiento. Para evitar estas pérdidas se recurre al uso de convertidores CC/CC con sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia (sistemas MPPT).

Así, los convertidores CC/CC son ampliamente utilizados en sistemas de generación fotovoltaicos como interfaz entre el panel fotovoltaico y la carga. Principalmente, su misión es la de acondicionar la energía producida por el generador fotovoltaico siguiendo una estrategia de control determinada [Hua y Shen, 1998; Hussein et al., 1995; Masoum et al., 2002].

El proceso de conversión corriente continua - corriente continua (CC/CC) conlleva asociado a su vez un efecto de transformación de impedancias, esto es, la impedancia de entrada presenta una dependencia de varios parámetros tales como la resistencia de carga, el ciclo de trabajo del convertidor (δ), etc. En este sentido, los convertidores son similares a los transformadores, cuando éstos son empleados como adaptadores de impedancia, excepto que en los convertidores el parámetro de adaptación no es lógicamente la relación de espiras entre el secundario y el primario, sino su ciclo de trabajo (δ), que puede ser gobernado electrónicamente [Jingquan et al., 2001; Singer, 1991; Tse et al., 2002; Tse et al., 2004], hecho que compete para aplicaciones fotovoltaicas al sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

Este efecto de adaptación de impedancias, base de los sistemas MPPT, presenta a su vez una propiedad curiosa; ciertos valores de impedancias de entrada pueden ser alcanzados o no,

dependiendo del tipo de convertidor utilizado, influyendo esto notablemente en el rendimiento del sistema fotovoltaico.

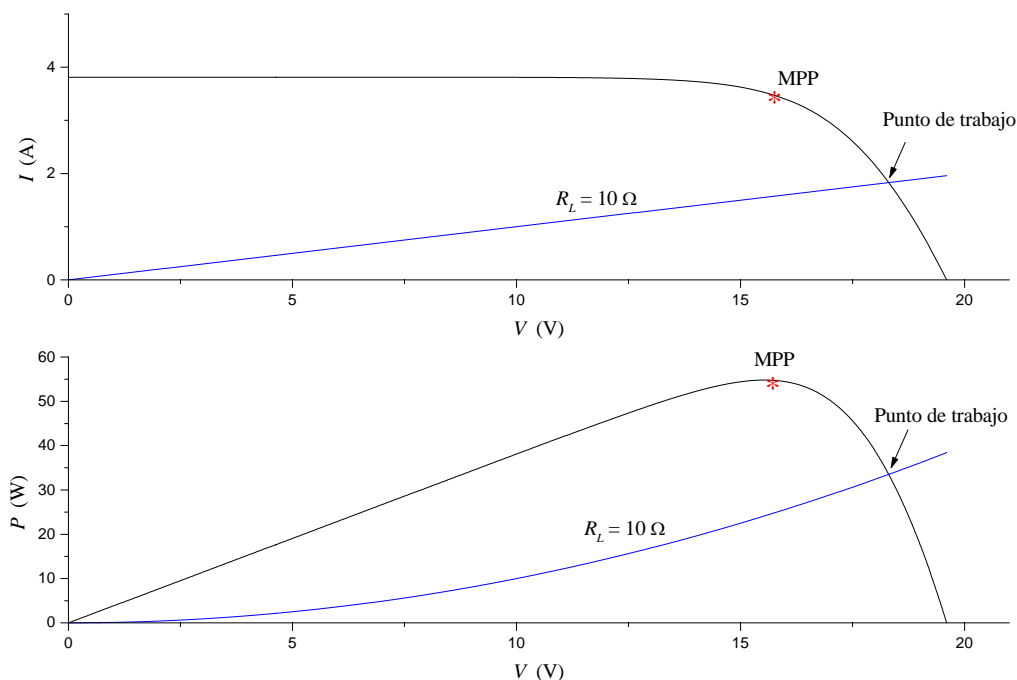


Figura 3.1. Localización del punto de trabajo sobre las curvas *I-V* y *P-V*.

En la actualidad existen numerosos trabajos encaminados hacia el diseño de sistemas MPPT [Bahgat et al., 2004; Enslin et al., 1997; García y Alonso, 2000; Hua et al., 2003; Kitano et al., 2003; Masoum et al., 2002; Neto et al., 2000; Schilla et al., 2000; Veerachary et al., 2002; Veerachary et al., 2003; Yu et al., 2004], donde se presenta la eficiencia de cada uno y se establecen comparativas de los distintos métodos (algoritmos) de seguimiento del MPP bajo distintas condiciones de funcionamiento. Sin embargo, la elección del convertidor CC/CC adecuado para la implementación tanto del sistema MPPT como para su integración en el conjunto de la instalación, no ha sido estudiada de forma explícita en la literatura, a pesar de que influye de manera significativa en el funcionamiento óptimo del sistema fotovoltaico.

En este capítulo se investiga sobre el alcance y posibilidades de las tres topologías básicas de convertidores CC/CC ideales con carga resistiva acoplados a módulos fotovoltaicos. Se demuestra la existencia de una limitación teórica en el rendimiento del sistema según la topología de convertidor utilizada.

3.2. Convertidores CC/CC como emuladores de resistencia variable

Como se detalló en el capítulo 2 (sección 2.3.2), tanto en el modo de funcionamiento con corriente continuada (CCM), como en el modo discontinuo (DCM), las tres topologías básicas de convertidores pueden ser asemejadas a un transformador de corriente continua, donde la relación de transformación puede ser controlada electrónicamente variando el ciclo de trabajo δ del convertidor en el rango $[0,1]$.

La figura 3.2 muestra el diagrama de un panel solar o *array* (generador fotovoltaico) conectado a un convertidor CC/CC, donde la resistencia reflejada a la entrada del convertidor es R_i , y R_L es la resistencia de carga conectada al convertidor. Respecto del generador fotovoltaico el convertidor es su resistencia de carga de valor R_i . Suponiendo convertidores sin pérdidas, la relación entre las resistencias de entrada y de carga se muestra en la tabla 2.3, tanto para CCM, como DCM [Tse et al., 2002].

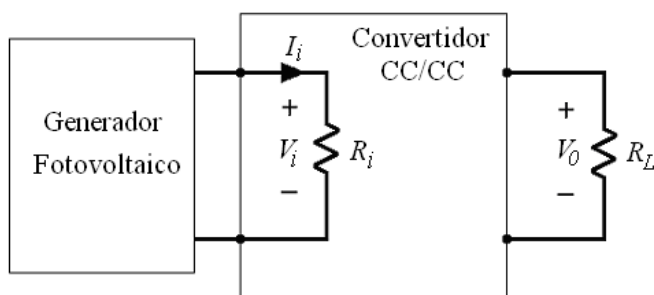


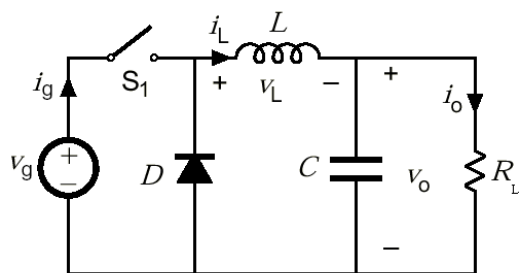
Figura 3.2. Conexión generador fotovoltaico - convertidor CC/CC.

El modo de funcionamiento del convertidor queda definido por la constante K dada en (3.1), donde L_{eqv} es la inductancia equivalente del convertidor, R_L su resistencia de carga y T el periodo de conmutación (inverso de la frecuencia de trabajo).

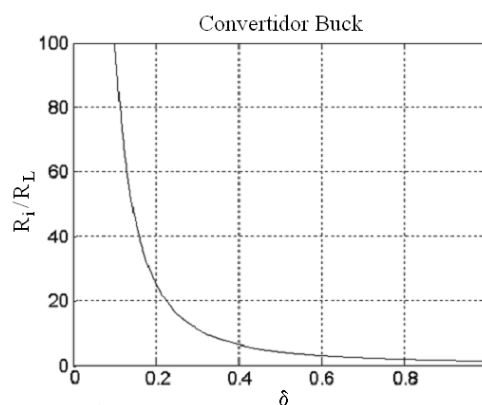
$$K = \frac{2L_{eqv}}{R_L T}. \quad (3.1)$$

Si K toma un valor menor o igual que otro denominado K_{crit} , el convertidor trabajará en DCM. Por el contrario, si K supera el valor de K_{crit} , el convertidor operará en CCM. Como se observa en la tabla 2.3, el valor de K_{crit} es distinto para cada tipo de convertidor.

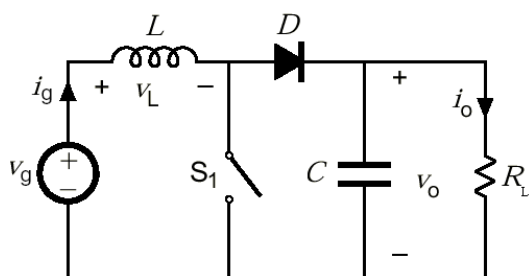
En la figura 3.3 se muestran las tres topologías básicas de convertidores que proporcionan las diferentes relaciones de conversión dadas en la tabla 2.3, junto con una representación gráfica de la resistencia de entrada reflejada en función del ciclo de servicio δ para CCM [Andujar et al, 2004; Enrique et al, 2005].



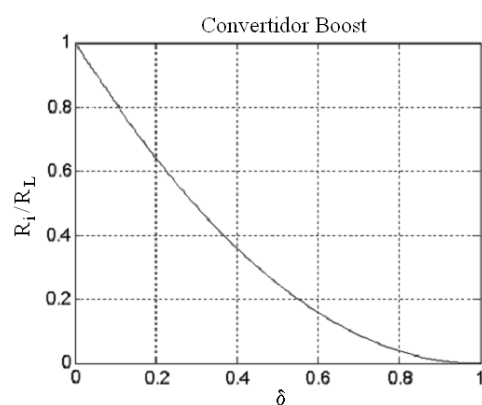
a) Convertidor Reductor.



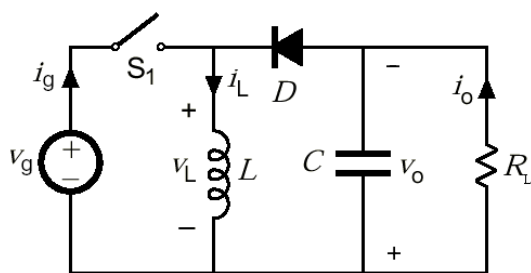
d) R_i/R_L frente a δ en CCM.



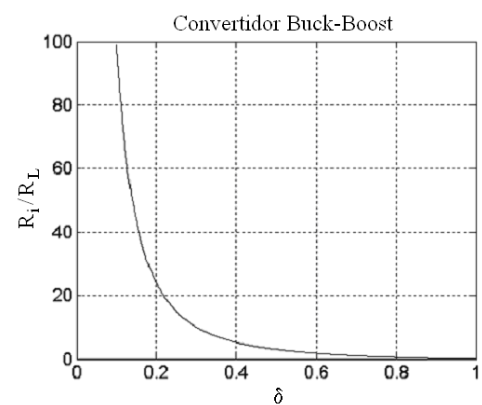
b) Convertido Elevador.



e) R_i/R_L frente a δ en CCM.



c) Convertidor Reductor-Elevador.



f) R_i/R_L frente a δ en CCM.

Figura 3.3. Topologías básicas de convertidores CC/CC y sus resistencias de entrada.

3.3. Análisis teórico

En la figura 3.4 se muestra una curva I - V típica de un generador fotovoltaico conectado a un convertidor CC/CC (ver figura 3.2). Tómese cualquier punto de la curva, por ejemplo el A. El módulo fotovoltaico operará en A siempre que la tensión y corriente a su salida coincidan con

la tensión y corriente del punto A (V_A , I_A). Se denominará por tanto impedancia (resistencia en este caso) del punto de operación A (R_{iA}) al cociente V_A/I_A .

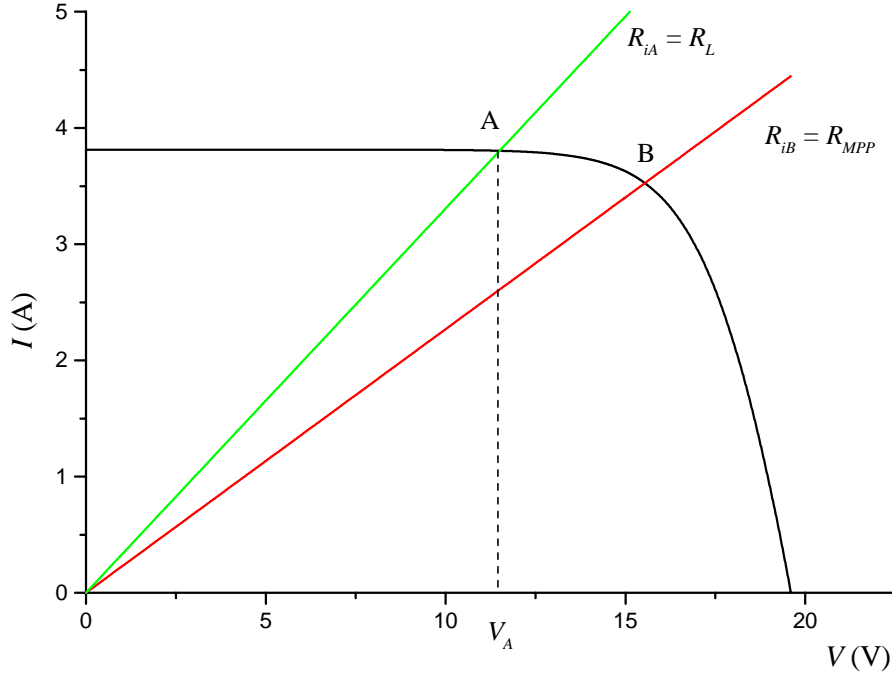


Figura 3.4. Localización del punto de operación de un módulo fotovoltaico.

Supóngase que B es el punto de máxima potencia (MPP), por tanto $R_{iB} = R_{MPP} = V_{MPP}/I_{MPP}$. El sistema trabajará entonces en el punto de máxima potencia siempre que $R_i = R_{iB} = R_{MPP}$. De forma general, un sistema de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) trata de variar la impedancia que ve el generador fotovoltaico (R_i , ver figura 3.2) para llevarla al valor de R_{MPP} . Como se comentó ampliamente en la sección 2.4, la curva I - V de un generador fotovoltaico varía según la temperatura y radiación incidente, por tanto V_{MPP} , I_{MPP} y en principio R_{MPP} variarán según lo hagan estas variables.

3.3.1. Análisis de la configuración Generador FV - CC/CC Reductor – Carga

Para el convertidor reductor se deducen de la tabla 2.3 las expresiones siguientes:

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{R_L}{\delta^2} = \infty, \quad (3.2)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{R_L}{\delta^2} = R_L, \quad (3.3)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\delta^2}} \right)^2 = \infty, \quad (3.4)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\delta^2}} \right)^2, \quad (3.5)$$

$$R_{i-DCM} = \frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\delta^2}} \right)^2 \geq R_L, \quad (3.6)$$

donde R_L es la resistencia de carga del convertidor CC/CC (ver figura 3.2).

En DCM $K \leq K_{crit} = (1-\delta)$, entonces:

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} \leq \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{R_L}{4} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4(1-\delta)}{\delta^2}} \right)^2 = R_L. \quad (3.7)$$

De (3.6) y (3.7) se tiene que:

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} = R_L. \quad (3.8)$$

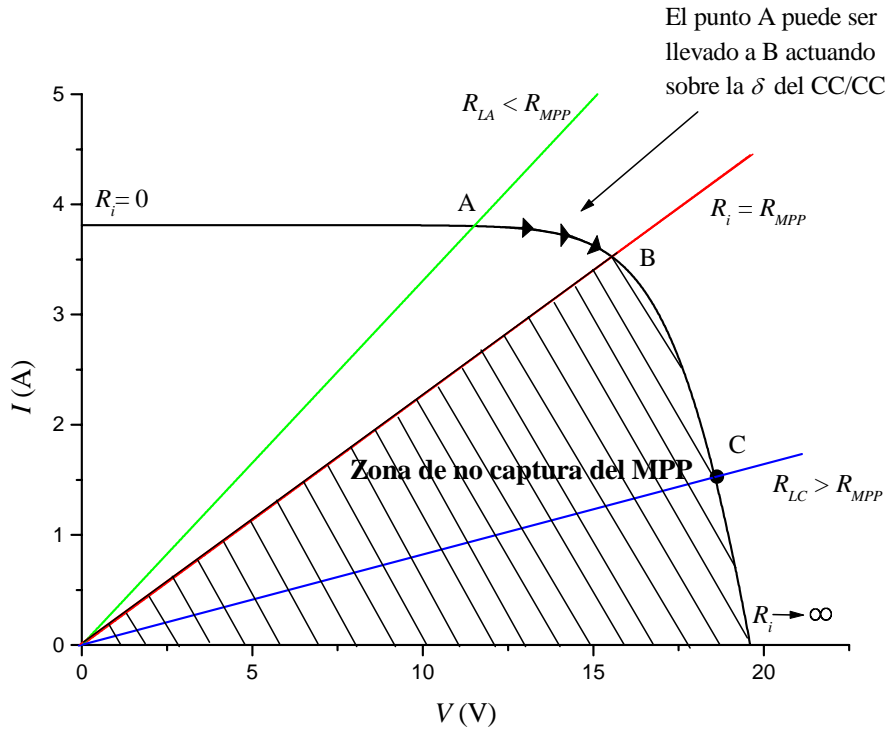


Figura 3.5. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC reductor.

Al ser las expresiones de R_i continuas y crecientes en δ , para un barrido del ciclo de trabajo del convertidor $\delta \in [0,1]$, R_i toma valores en el intervalo $[R_L, \infty)$. Si R_{MPP} no pertenece al conjunto de valores permitidos de R_i , la captura del MPP no será posible, definiéndose así una *zona de no captura* para valores de $R_L > R_{MPP}$.

La figura 3.5 muestra de forma gráfica este efecto. La impedancia a la entrada de un convertidor reductor es siempre una versión escalada por un factor mayor o igual a 1 (ver tabla 2.3) de la impedancia conectada a su salida (R_L en este caso). Por tanto, la captura del MPP sólo será posible para valores de $R_L \leq R_{MPP}$.

3.3.2. Análisis de la configuración Generador FV - CC/CC Elevador – Carga

Para el convertidor elevador se deducen de la tabla 2.3 las expresiones siguientes:

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} R_L (1 - \delta)^2 = R_L, \quad (3.9)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} R_L (1 - \delta)^2 = 0, \quad (3.10)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}}\right)^2} = R_L, \quad (3.11)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}}\right)^2}. \quad (3.12)$$

En DCM $K \leq K_{crit}$, por tanto $K \leq \delta(1-\delta)^2$. Teniendo en cuenta esta condición en la ecuación (3.12), se deduce que:

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} \leq \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K_{crit}}}\right)^2} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{4R_L}{\left(1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{\delta(1-\delta)^2}}\right)^2} = 0. \quad (3.13)$$

Dado que R_{i-DCM} no puede ser negativa, queda claro que el límite cuando $\delta \rightarrow 1$ se corresponde con $R_{i-DCM} = 0$. Al ser las expresiones de R_i continuas y decrecientes en δ , tanto para CCM como DCM se deduce que R_i sólo puede encontrarse en el intervalo $[0, R_L]$.

El sistema de seguimiento del punto de máxima potencia modificará el valor de R_i tratando de conseguir que $R_i = R_{MPP}$, sin embargo esto no será posible si R_{MPP} no pertenece al

conjunto de valores permitidos para R_i , esto es, el sistema no alcanzará el MPP si $R_L < R_{MPP}$. Claramente el comportamiento es el opuesto al comentado en el apartado anterior, existiendo por tanto una inversión de zonas con respecto al convertidor reductor.

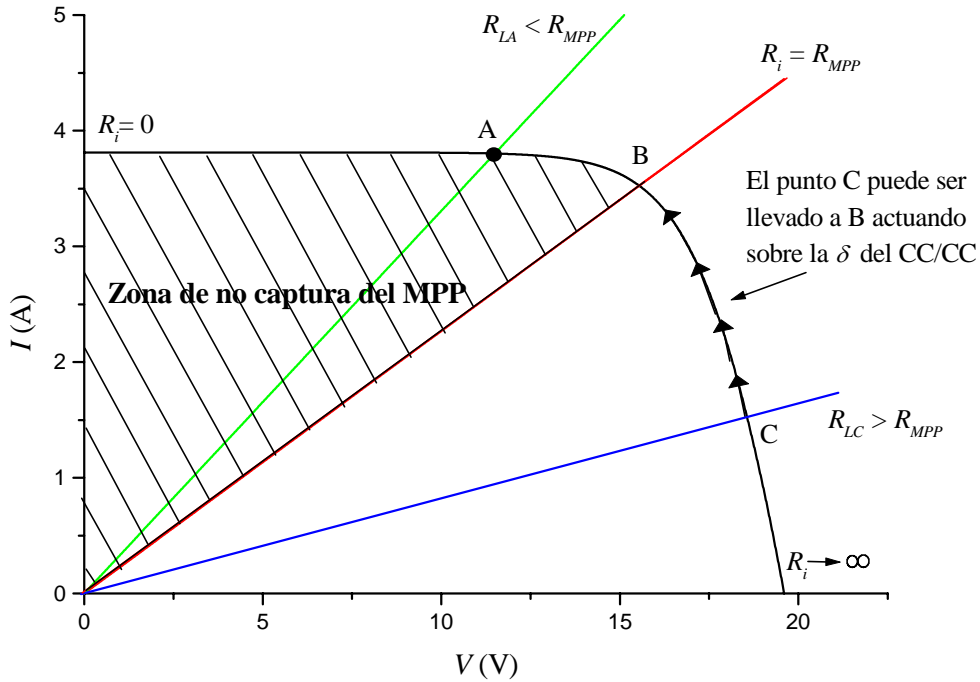


Figura 3.6. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC elevador.

La figura 3.6 muestra este efecto. La impedancia a la entrada de un convertidor elevador es siempre una versión atenuada en un factor menor o igual a 1 (ver tabla 2.3) de la impedancia conectada a su salida (R_L en este caso). Por tanto, la captura del MPP sólo será posible para valores de $R_L \geq R_{MPP}$.

3.3.3. Análisis de la configuración Generador FV - CC/CC Reductor-Elevador – Carga

Para el convertidor reductor-elevador se deducen de la tabla 2.3 las expresiones siguientes:

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{R_L (1-\delta)^2}{\delta^2} = \infty, \quad (3.14)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-CCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{R_L (1-\delta)^2}{\delta^2} = 0, \quad (3.15)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{KR_L}{\delta^2} = \infty, \quad (3.16)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{KR_L}{\delta^2}. \quad (3.17)$$

En DCM $K \leq K_{crit}$, con lo cual $K \leq (1-\delta)^2$. Teniendo en cuenta esta condición en la ecuación (3.17) se deduce que:

$$\lim_{\delta \rightarrow 1} R_{i-DCM} \leq \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{K_{crit} R_L}{\delta^2} = \lim_{\delta \rightarrow 1} \frac{(1-\delta)^2 R_L}{\delta^2} = 0. \quad (3.18)$$

Dado que R_{i-DCM} no puede ser negativa queda claro que el limite cuando $\delta \rightarrow 1$ se corresponde con $R_{i-DCM} = 0$. Para esta configuración, a tenor de los resultados de (3.14), (3.15), (3.16), (3.17) y (3.18), y sabiendo que R_i es función continua y decreciente en δ , un barrido del ciclo de trabajo, $\delta \in [0,1]$, permite todos los valores de R_i , esto es, R_i puede tomar cualquier valor entre 0 e ∞ . En consecuencia, las restricciones impuestas para las dos topologías de convertidores anteriores no afectan al convertidor reductor-elevador, no existiendo por tanto zona de no captura.

La figura 3.7 muestra este efecto. Esto permite que la instalación solar fotovoltaica pueda situarse en el MPP independientemente del valor de R_L , obteniendo así un mayor rendimiento.

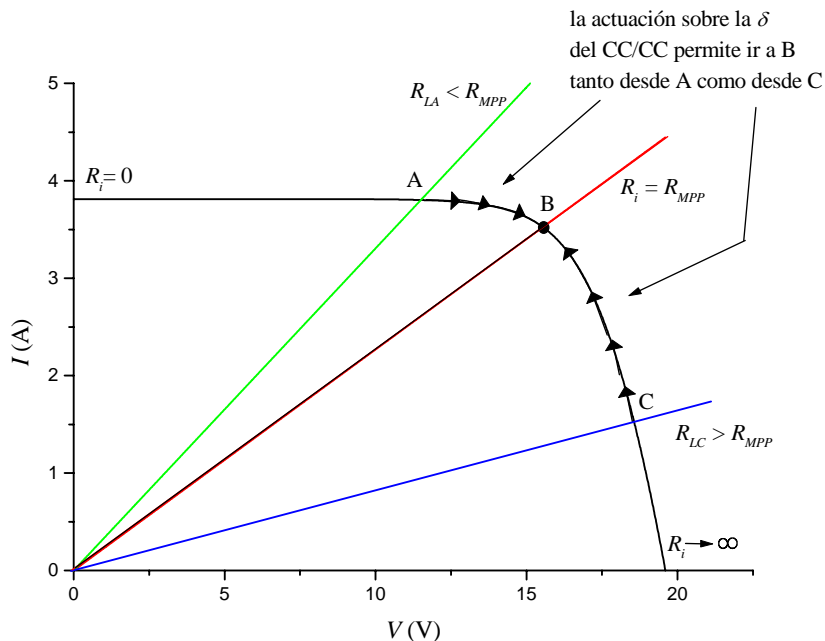


Figura 3.7. Diagrama del seguimiento del MPP con convertidor CC/CC reductor-elevador. Nótese que este convertidor permite el seguimiento del MPP en cualquier sentido.

3.4. Resultados de simulación

Para apoyar los resultados teóricos analizados en el apartado anterior, en este trabajo se han simulado (usando MATLAB) cuatro sistemas fotovoltaicos con valores de temperatura y radiación correspondientes a un día completo. Tres sistemas utilizan un convertidor CC/CC (cada uno de un tipo) con sistema de seguimiento del MPP, y un cuarto utiliza una conexión directa generador fotovoltaico - carga.

El objetivo es evaluar la eficiencia de seguimiento del MPP de cada uno de los sistemas, medida según la expresión (2.79). Debe tenerse presente que en (2.79) P_{ins} es la potencia instantánea proporcionada por el módulo o array fotovoltaico (en su punto de operación) bajo el control del sistema MPPT. P_{max} es la potencia del MPP real bajo esas condiciones de radiación y temperatura [Hohm y Ropp, 2002].

Según (2.79) la eficiencia de seguimiento es el cociente entre las áreas bajo cada curva; así, cuanto más se aproxime la curva real a la trayectoria $P_{MPP}(t)$ mayor será el rendimiento del sistema.

Los valores de temperatura y radiación necesarios para el estudio corresponden al día 03/10/2000. Para la medida de las variables T (temperatura) y G (radiación solar) se ha dispuesto de un sistema de adquisición de datos Hydra de Fluke instalado en la Universidad de Málaga. Las señales han sido registradas a intervalos de un minuto.

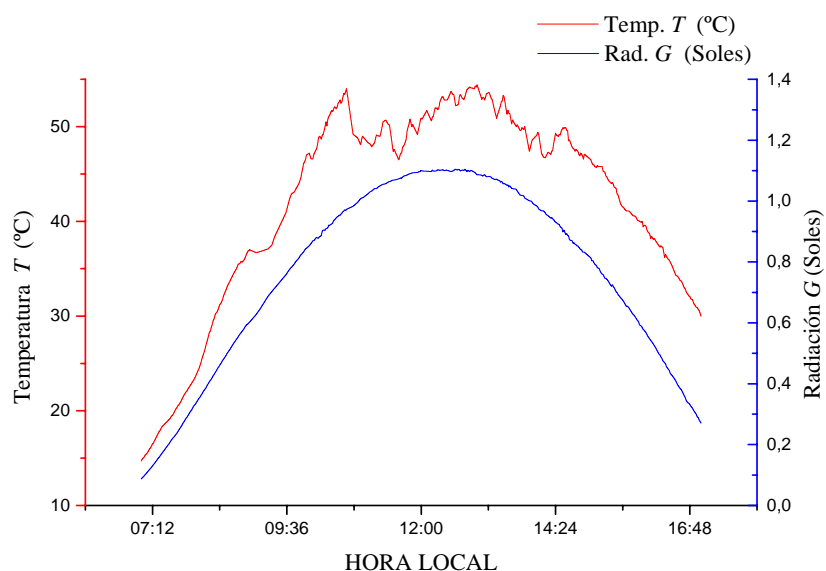


Figura 3.8. Valores de temperatura y radiación correspondientes al día 03/10/2000 en la instalación fotovoltaica de la Universidad de Málaga.

Tabla 3.1. Parámetros del módulo SX60 (BP).

$A = 1,2$	Factor de idealidad de la unión PN.
$E_g = 1,12 \text{ eV}$	Energía de la Banda de salto.
$n_p = 1$	Número de células conectadas en paralelo
$n_s = 36$	Número de células conectadas en serie
$P_{\max} = 60 \text{ W}$	Potencia máxima en condiciones estándar*
$V_{\max} = 16,8 \text{ V}$	Voltaje del MPP
$I_{\max} = 3,56 \text{ A}$	Corriente del MPP
$\text{NOTC} = 47 \text{ }^\circ\text{C}$	Temperatura nominal de operación
$I_{sc} = 3,87 \text{ A}$	Corriente de cortocircuito *
$V_{oc} = 21,06 \text{ V}$	Tensión de circuito abierto *
$k_v = -80 \text{ mV}/^\circ\text{C}$	Coefficiente de temperatura de V_{oc}
$k_i = 0,065 \text{ } \%/^\circ\text{C}$	Coefficiente de temperatura de I_{sc}

* Condiciones estándar: 25°C y $1000 \text{ W}/\text{m}^2$

En la figura 3.8 se muestran los valores medidos. Como generador fotovoltaico para la simulación se seleccionó el modelo SX60 (BP). En la tabla. 3.1 se muestran sus parámetros.

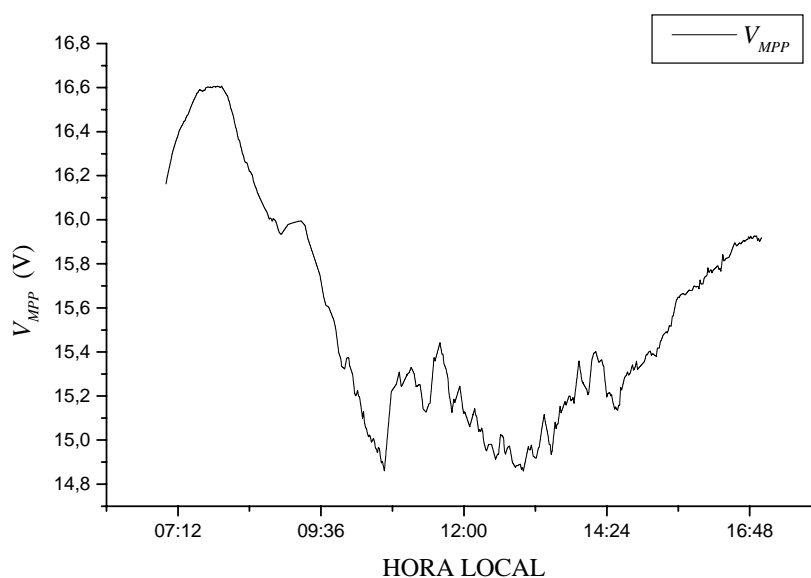


Figura 3.9. Trayectoria de la tensión del punto de máxima potencia $V_{MPP}(t)$ para el módulo SX60 (BP).

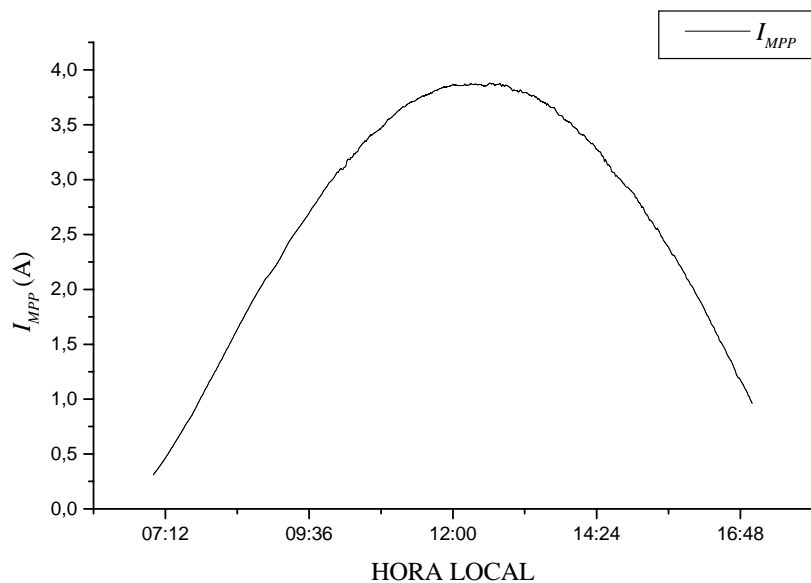


Figura 3.10. Trayectoria de la corriente del MPP $I_{MPP}(t)$ para el módulo SX60 (BP).

En las figuras. 3.9, 3.10, 3.11 y 3.12 se muestran las trayectorias calculadas de V_{MPP} , I_{MPP} , P_{MPP} y R_{MPP} para el módulo SX60, con los valores de temperatura y radiación de la figura 3.8. En éste se obtuvo una R_{MPP} promedio de 9Ω . Para garantizar que se obtiene información del comportamiento del sistema cuando funciona con cargas resistivas distintas a R_{MPP} , el análisis se divide en cargas superiores e inferiores a R_{MPP} promedio. En concreto 5Ω y 20Ω .

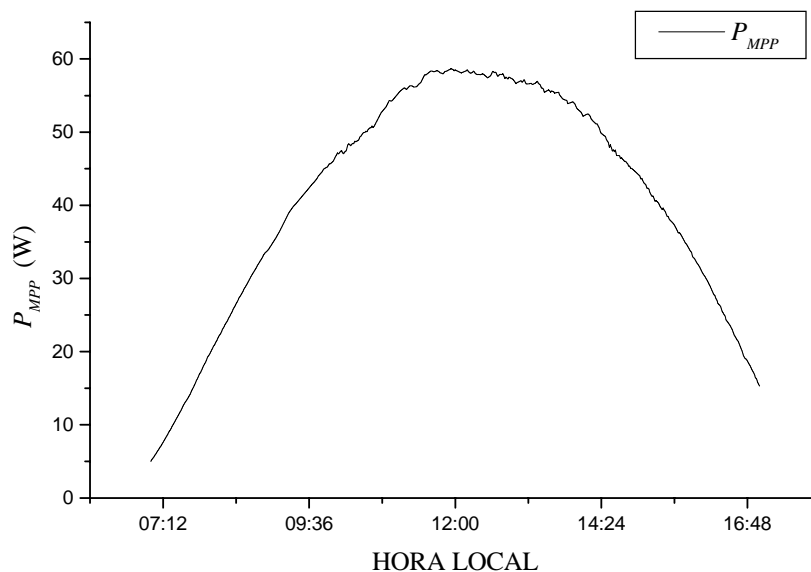


Figura 3.11. Trayectoria de la potencia del MPP $P_{MPP}(t)$ para el módulo SX60 (BP).

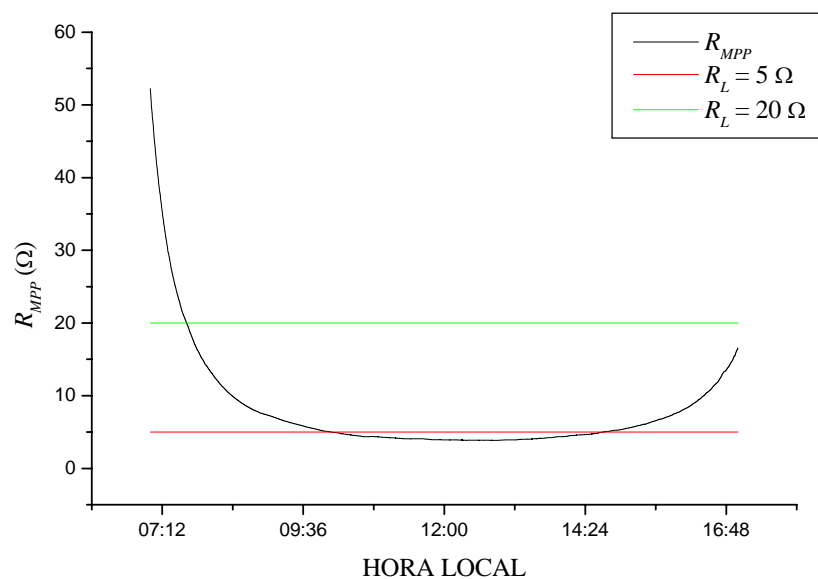


Figura 3.12. Trayectoria de la impedancia del punto de máxima potencia $R_{MPP}(t)$ para el módulo SX60 (BP).

Debido a su implementación sencilla, el seguimiento del punto de máxima potencia en este trabajo ha sido realizado en base al método $P\&O$ ya estudiado en la sección 2.4.1 [Hohm y Ropp, 2002; Hua y Shen, 1998, Hussein et al., 1995].

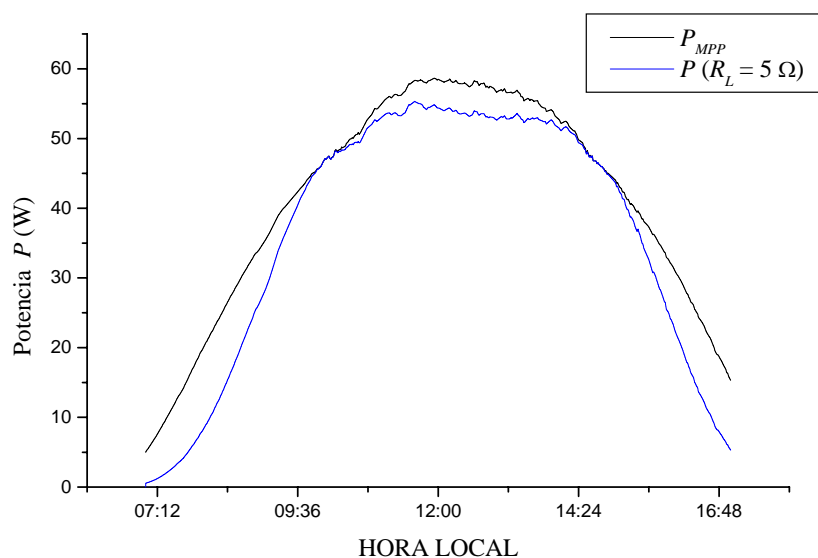


Figura 3.13. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , sin convertidor CC/CC entre el generador fotovoltaico y la carga.

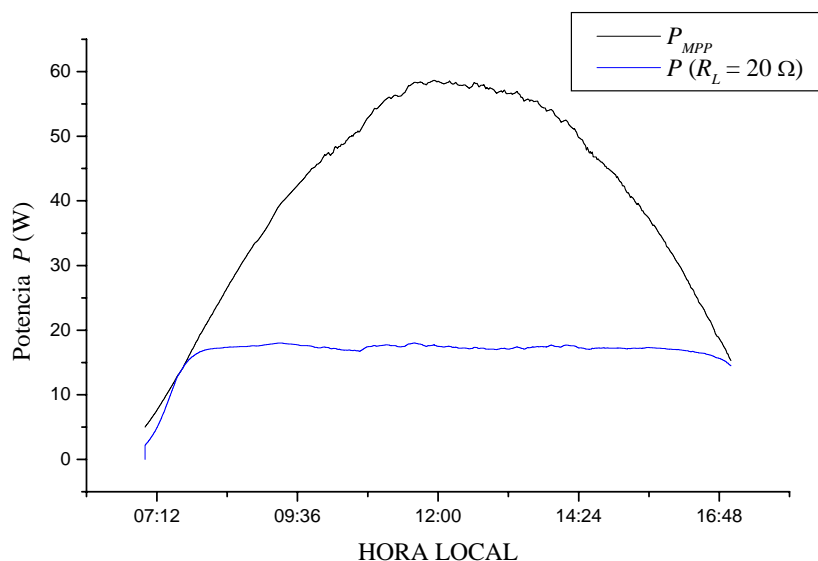


Figura 3.14. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , sin convertidor CC/CC entre el generador fotovoltaico y la carga.

En las figuras 3.13 y 3.14 se muestran las trayectorias de la potencia en la carga y la potencia del MPP para los dos valores distintos de R_L . En este caso el módulo se ha conectado directamente a la carga sin interponer ningún convertidor CC/CC. Obviamente el sistema sólo operará en el punto de máxima potencia cuando R_{MPP} y R_L coincidan (ver figura 3.12).

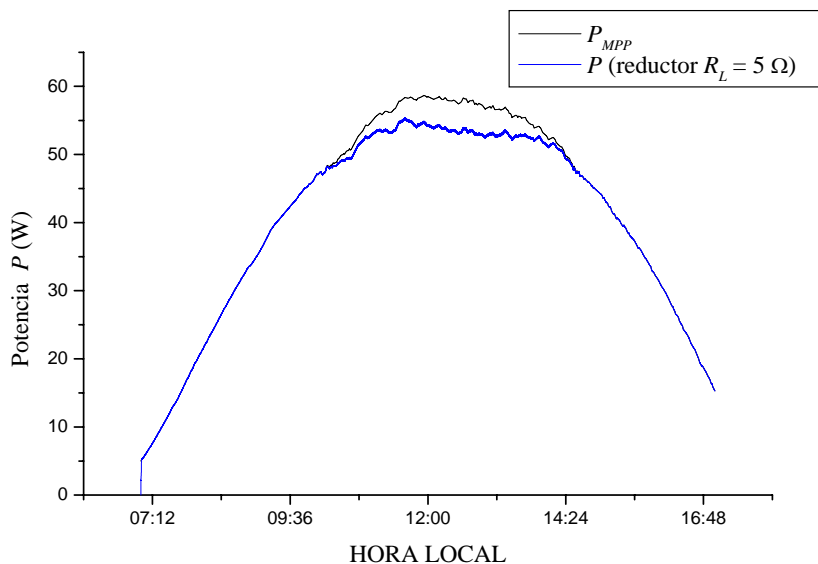


Figura 3.15. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , con convertidor reductor entre el generador fotovoltaico y la carga.

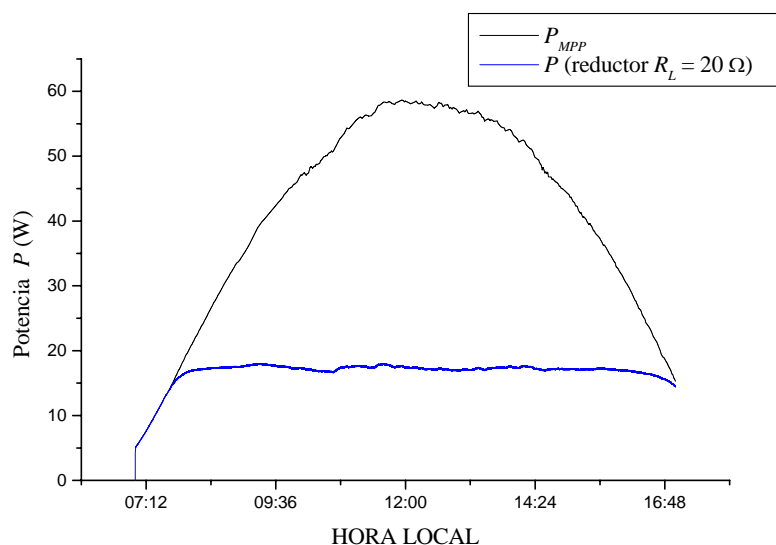


Figura 3.16. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , con convertidor reductor entre el generador fotovoltaico y la carga.

En las figuras. 3.15 y 3.16 se muestran las trayectorias $P_{MPP}(t)$ y $P(t)$ para el sistema con convertidor reductor y dos cargas distintas. Obsérvese que el sistema sólo es capaz de seguir al punto de máxima potencia para valores no muy altos de radiación (dependiendo de R_L), esto es, cuando la impedancia del punto de máxima potencia R_{MPP} es relativamente alta. A horas de máxima radiación solar, R_{MPP} alcanza sus valores mínimos, siendo el sistema incapaz de situarse en el MPP. Esto se hace aún más patente (ver figura. 3.12) cuanto mayor es R_L respecto de R_{MPP} .

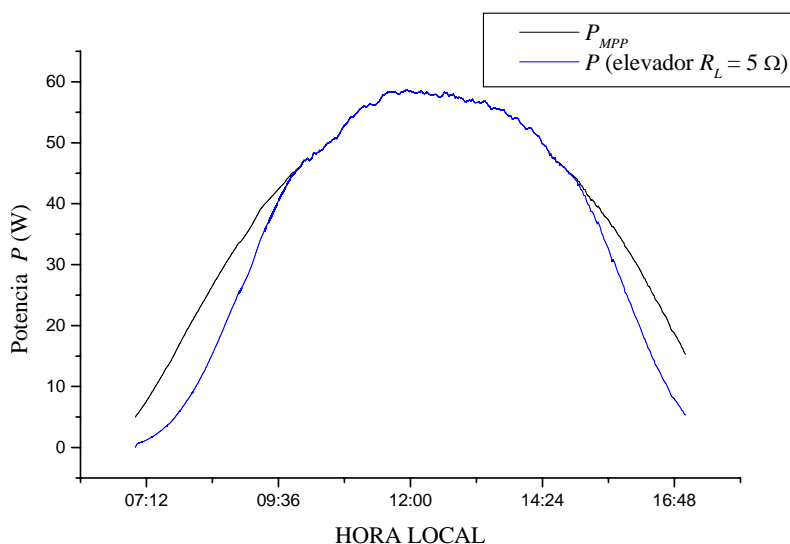


Figura 3.17. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 5Ω , con convertidor elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.

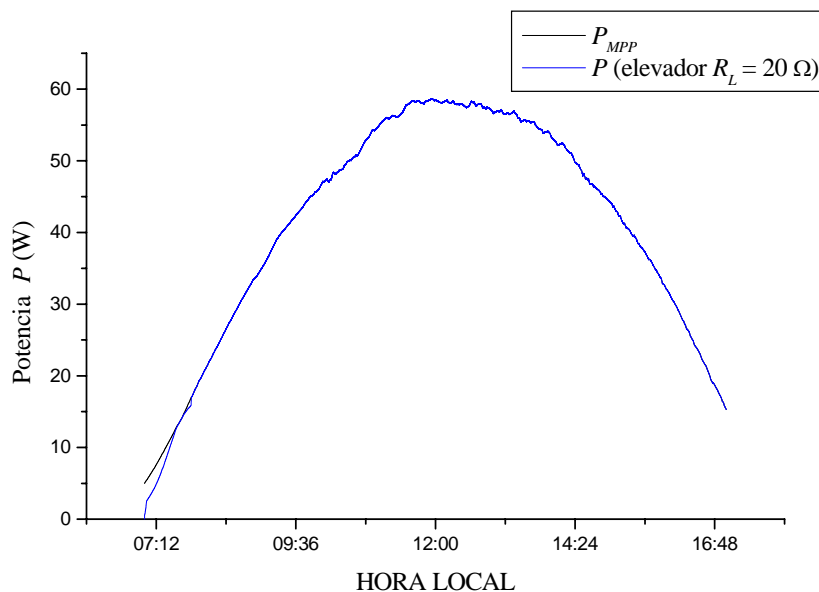


Figura 3.18. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a la carga de 20Ω , con convertidor elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.

Las figuras 3.17 y 3.18 muestran las trayectorias $P_{MPP}(t)$ y $P(t)$ para el sistema con convertidor elevador y dos cargas distintas. Sólo en las horas de máxima radiación (R_{MPP} baja) el sistema es capaz de situarse en el punto de máxima potencia, produciéndose una notable pérdida de rendimiento en las horas iniciales y finales del día.

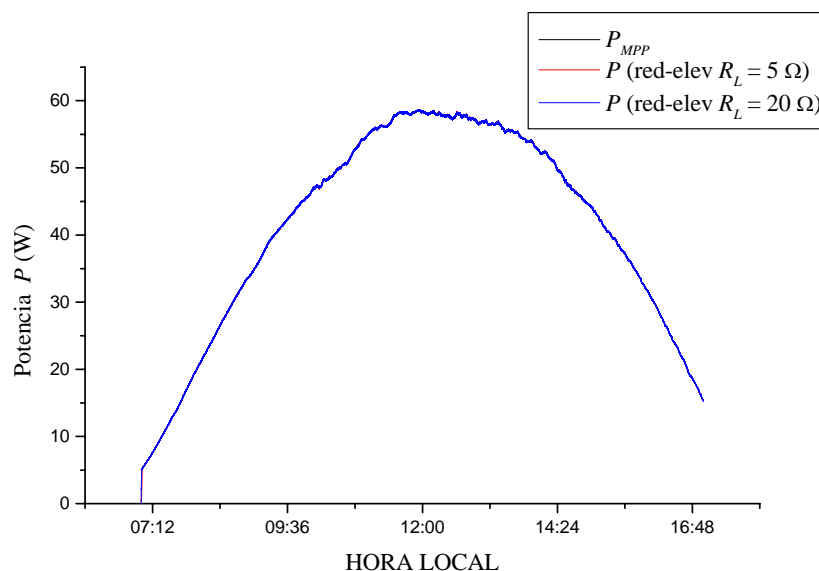


Figura 3.19. Curvas $P_{MPP}(t)$ y potencia suministrada a las cargas de 5Ω y 20Ω , con convertidor reductor-elevador entre el generador fotovoltaico y la carga.

La figura 3.19 muestra las trayectorias $P_{MPP}(t)$ y $P(t)$ para el sistema con convertidor reductor-elevador y dos cargas distintas. Con este convertidor, R_i puede tomar cualquier valor. Esto permite que la instalación solar fotovoltaica pueda situarse en el MPP independientemente del nivel de radiación existente y de R_L , obteniendo así un mayor rendimiento. Nótese como el MPP puede ser seguido para cualquier valor de R_L independientemente de su relación con R_{MPP} .

En la tabla 3.2 se muestra una comparativa del rendimiento proporcionado por cada una de las configuraciones para el día de estudio. Obsérvese que en todos los casos, la configuración con convertidor reductor-elevador es la que presenta un mayor rendimiento

Tabla 3.2. Rendimientos obtenidos para cada configuración y carga.

Carga	Acoplamiento directo (sin Convertidor)	Convertidor Reductor	Convertidor Elevador	Convertidor Reductor-Elevador
$R_L = 5 \Omega$	88,5%	97,2%	91,2%	99,9%
$R_L = 20 \Omega$	40,2%	40,3%	99,7%	99,9%

3.5. Conclusiones

En la literatura especializada han sido propuestos un gran número de algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia de generadores fotovoltaicos, sin embargo, la elección de una topología apropiada de convertidor CC/CC no ha sido tan ampliamente estudiada, aunque esta elección, como se ha demostrado en este capítulo, tiene una gran influencia en el rendimiento del sistema fotovoltaico.

En este capítulo se ha realizado un estudio de las tres topologías básicas de convertidores CC/CC ideales con carga resistiva, acopladas a generadores fotovoltaicos. Se demuestra que existe una limitación teórica en el rendimiento del sistema según el tipo de convertidor utilizado.

Del análisis efectuado se deriva una conclusión fundamental: la topología de convertidor CC/CC reductora-elevadora es la única que permite el seguimiento del punto de máxima potencia del generador fotovoltaico independientemente de la temperatura, irradiancia y carga conectada. Así, la conexión en una instalación fotovoltaica de un convertidor CC/CC reductor-elevador a la salida del generador fotovoltaico (en función del espectro de valores de carga posibles) puede ser una buena práctica para mejorar el rendimiento de la instalación.

Es importante hacer notar que el resultado obtenido es independiente del sistema de seguimiento del MPP, esto es, por muy eficaz que éste sea, la configuración del convertidor CC/CC le impone restricciones que no puede soslayar.

4. Nuevas propuestas al algoritmo Perturbación & Observación.

4.1. Introducción

En la sección 2.4 del capítulo 2 se realiza una revisión amplia de los métodos y algoritmos presentes en la literatura para el seguimiento del MPP en sistemas fotovoltaicos. Aunque actualmente pueden ser encontradas numerosas propuestas [Bahgat et al., 2004; Enslin et al., 1997; García y Alonso, 2000; Hua et al., 2003; Kitano et al., 2003; Masoum et al., 2002; Neto et al., 2000; Schilla et al., 2000; Veerachary et al., 2002; Veerachary et al., 2003; Yu et al., 2004], la gran mayoría tienen una eficiencia parecida, la cual además puede ser considerada aceptable para muchas aplicaciones [Hohm y Ropp, 2002]. De entre los métodos existentes, el algoritmo *Perturbación y Observación* (P&O) es el más utilizado en la práctica debido principalmente a su fácil implementación [Al-Atrash et al., 2005; Denizinger, 1995; Hua et al., 1998; Kim et al., 1996; Salameh y Taylor, 1990; Teulings et al., 1993].

En este capítulo se presentan algunas modificaciones al algoritmo P&O. Estas aportaciones derivan en dos nuevos algoritmos que han sido denominados *P&O Orientado* y *P&O Modificado*. Estas nuevas propuestas conservan las ventajas principales en cuanto a simplicidad y bajo coste de implementación. El capítulo se completa con una versión analógica del algoritmo *P&O Orientado*.

El sistema analógico desarrollado presenta la ventaja adicional de su enorme rapidez, lo cual contribuye a mejorar la eficiencia total del sistema fotovoltaico. Esto, junto con su bajo coste, permite que sea de aplicación incluso en instalaciones de tipo doméstico, donde el coste de la inversión es, probablemente, el factor más determinante para la toma de decisiones.

4.2. Algoritmo *P&O Orientado*

En este apartado se describe el funcionamiento del algoritmo para el seguimiento del MPP denominado *P&O Orientado* [Andujar et al., 2005, Enrique et al., 2010].

Considérese la figura. 4.1 donde se muestra la característica P - V de un panel fotovoltaico a una temperatura y radiación determinadas. Supóngase que debido a una modificación en el ciclo de trabajo (δ) del convertidor, el sistema evoluciona desde V_A hasta V_B ($\Delta V > 0$ e $\Delta P > 0$). Como puede observarse en la figura. 4.1, la tensión en el MPP, V_{MPP} , es mayor que V_B , por tanto, la tensión de salida debe continuar aumentando para acercarse al MPP. Supóngase ahora que la perturbación ha movido el punto de trabajo desde V_B hasta V_A . En este caso, la tensión del panel debe volver a aumentar para aproximarse a V_{MPP} . En la tabla. 4.1 se muestran todas las combinaciones posibles.

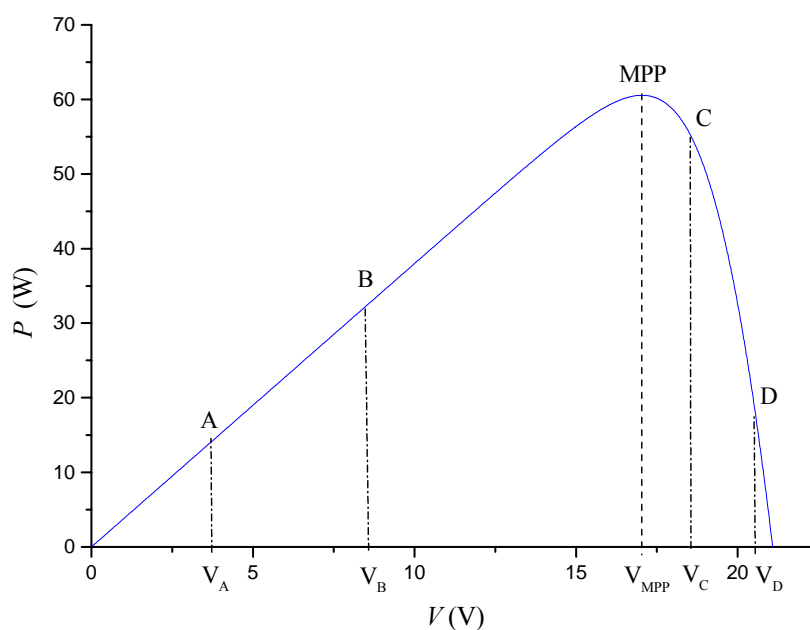


Figura 4.1. Característica P - V de un panel fotovoltaico. El algoritmo MPPT desarrollado (*P&O Orientado*) es capaz de discernir si el sistema está operando a derecha o izquierda del MPP y actuar en consecuencia.

La única variable a la que el sistema de control tiene acceso es el ciclo de trabajo (δ). Tal y como puede observarse en la tabla 2.3, cualquier incremento en δ implica una disminución en la resistencia de entrada R_i del convertidor CC/CC (y por tanto una disminución en la tensión de operación del generador fotovoltaico) y viceversa [Enrique et al., 2005a, 2005b, 2007; Durán et al., 2008, 2009]. El sistema parte de un valor inicial (por ejemplo $\delta = 0,5$) que varía a incrementos constantes ($\Delta\delta$) según las expresiones (4.1) y (4.2).

Tabla 4.1. Casos posibles y ley de control para que el sistema fotovoltaico pueda seguir al MPP.

Caso	Evolución del sistema			Ley de control ($V \rightarrow V_{MPP}$)		
	$signo(\Delta V)$	$signo(\Delta P)$	$b_i = -signo[(\Delta V) \cdot (\Delta P)]$	V	$signo(\Delta V)$	δ
$V_A \rightarrow V_B$	+1	+1	-1	↑	+1	↓
$V_B \rightarrow V_A$	-1	-1	-1	↑	+1	↓
$V_C \rightarrow V_D$	+1	-1	+1	↓	-1	↑
$V_D \rightarrow V_C$	-1	+1	+1	↓	-1	↑

$$b_i = -sign[(\Delta V) \cdot (\Delta P)], \quad (4.1)$$

$$\delta_i = \delta_{i-1} + b_i \Delta \delta. \quad (4.2)$$

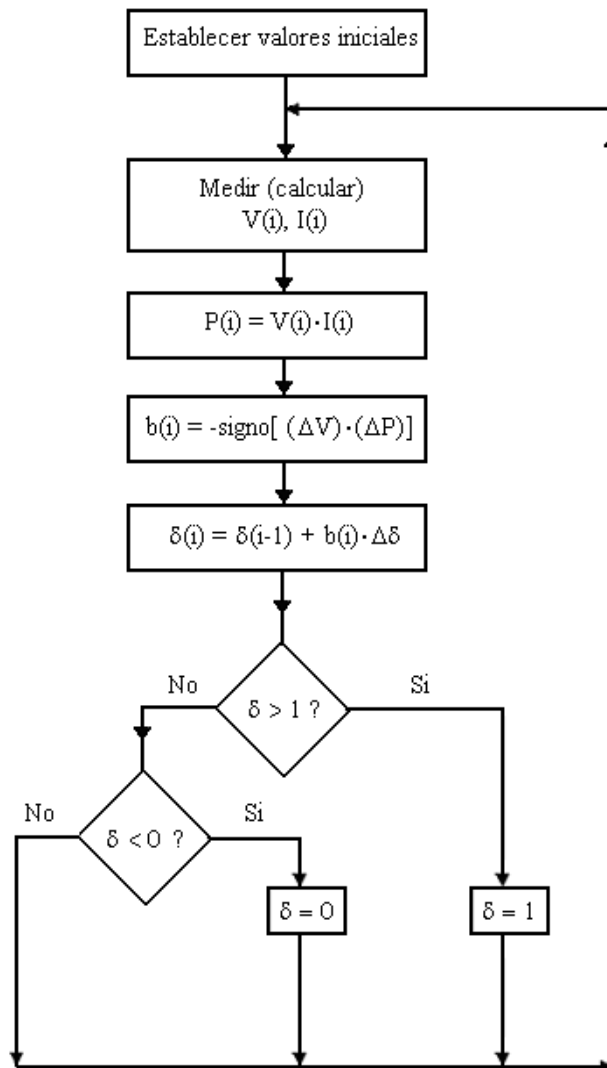


Figura 4.2. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT P&O Orientado.

En cada iteración i se obtienen medidas de ΔP e ΔV . A continuación, el sistema ajusta el valor de δ para aproximarlo al MPP. Puede observarse que no se necesitan medidas de temperatura y radiación solar para hacer el seguimiento, hecho este que abarata significativamente el sistema de control. El diagrama de flujo de este algoritmo de seguimiento se muestra en la figura 4.2.

Una versión discreta del algoritmo *P&O Orientado* puede ser implementada en base al uso de microcontroladores. El μC debe implementar el algoritmo descrito en la figura 4.2. Como entradas del sistema se necesitan los valores de tensión y corriente, con lo cual se debe disponer de los convertidores A/D apropiados, o bien estar éstos integrados dentro del propio microcontrolador.

Como salida pueden plantearse dos opciones:

- a) Salida de la señal PWM directamente del propio microcontrolador (figura 4.3). Esta señal debe ser acondicionada para poder excitar al interruptor de potencia del convertidor CC/CC.
- b) Generación a partir de una señal de referencia analógica (figura 4.4) previo uso de un D/A (que puede estar integrado dentro del propio μC). Esta señal de referencia debe entrar en un subsistema de generación PWM (comparador con señal triangular), tal y como se muestra en la figura 4.4.

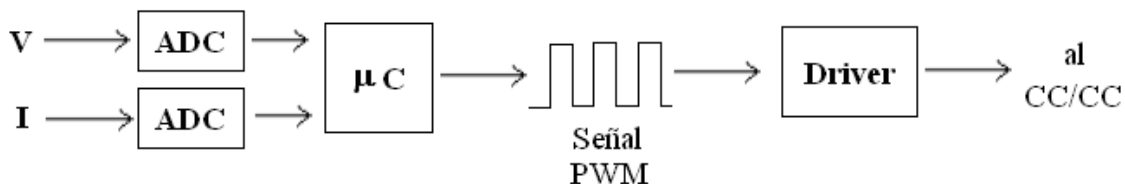


Figura 4.3. Generación directa de la señal PWM.

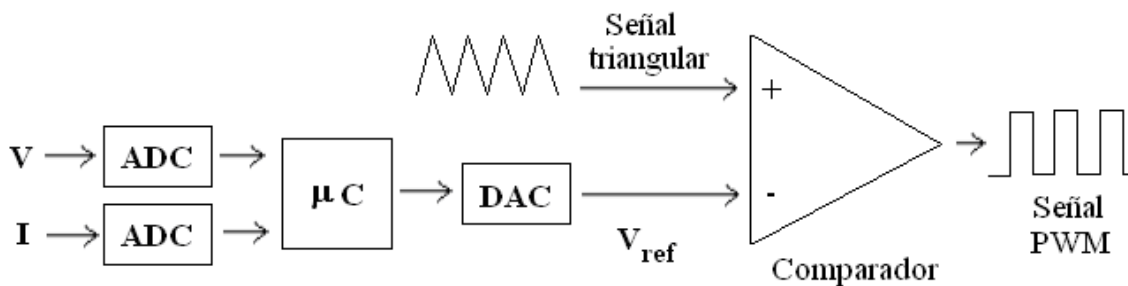


Figura 4.4. Generación PWM a partir de una señal de referencia V_{ref}

El buen comportamiento del sistema de seguimiento depende de una apropiada elección de los parámetros $\Delta\delta$ y del tiempo de iteración T_i . Valores pequeños de $\Delta\delta$ aportan precisión al

sistema, pero aumentan considerablemente su tiempo de reacción ante cualquier variación climatológica. Por el contrario valores altos de $\Delta\delta$ vuelven al sistema impreciso incluso para condiciones climatológicas poco cambiantes. Por tanto, el diseñador debe seleccionar un $\Delta\delta$ apropiado, en función de diversos factores tales como la latitud, época del año, etc.

4.2.1. Simulación de un sistema FV gobernado por P&O Orientado

Para analizar el comportamiento del algoritmo *P&O Orientado*, ha sido simulado mediante MATLAB, durante un día completo, el sistema compuesto por un generador fotovoltaico más convertidor CC/CC Reductor-Elevador ideal conectado a una carga resistiva $R_L = 20 \Omega$. El módulo fotovoltaico utilizado es el *BP SX60*, cuyas características se muestran en la tabla 3.1. En la figura 4.5 pueden observarse los valores de radiación (G) y temperatura de módulo (T) para el día de estudio (08-10-2000). Para la medida de estas variables se ha dispuesto de un sistema de adquisición de datos Hydra de Fluke instalado en la Universidad de Málaga. Los datos han sido registrados a intervalos de un segundo. En las simulaciones que siguen se ha supuesto que el convertidor tiene un tiempo de establecimiento inferior al tiempo de muestreo de las variables meteorológicas (1 s).

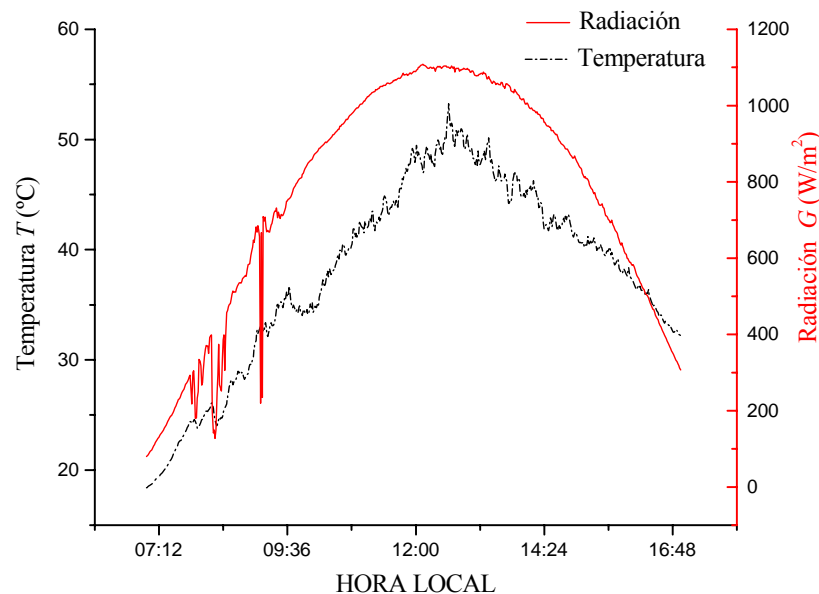


Figura 4.5. Valores de temperatura y radiación utilizados en la simulación.

En las figuras 4.6, 4.7 y 4.8 se muestran conjuntamente las trayectorias del punto de máxima potencia real y las obtenidas por el sistema para distintos tiempos de iteración T_i (1, 30, 60 y 90 s) e incrementos del ciclo de trabajo $\Delta\delta$ (0,005 0,01 y 0,02).

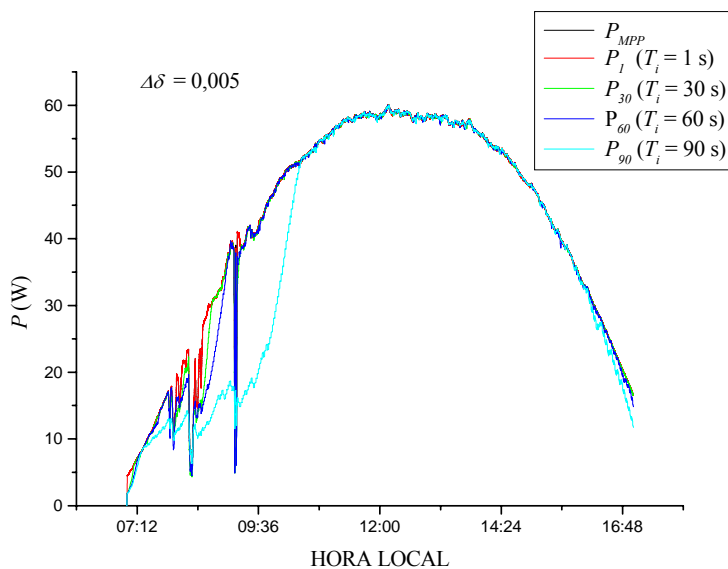


Figura 4.6. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo *P&O Orientado* para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,005$ (precisión de un CDA de 8 bits).

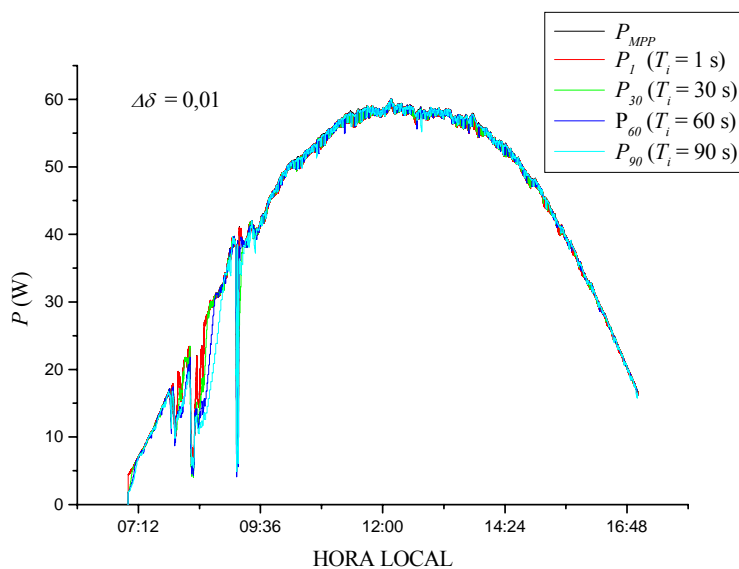


Figura 4.7. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo *P&O Orientado* para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,01$.

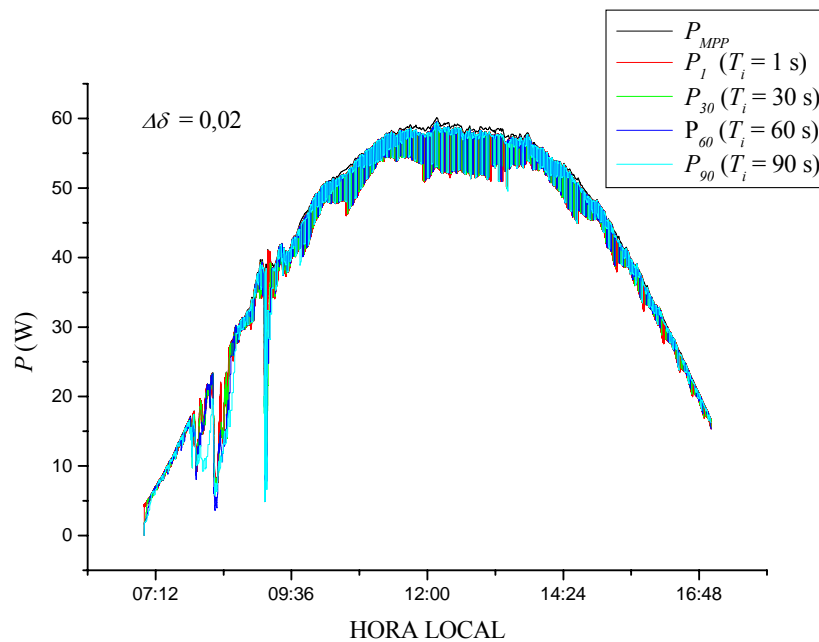


Figura 4.8. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo *P&O Orientado* para distintos tiempos de iteración T_i . El sistema opera con $\Delta\delta = 0,02$.

En la figura 4.9 se muestra la eficiencia de seguimiento η del sistema en función del tiempo de iteración T_i para distintos valores del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$. En la figura 4.10 se muestra la eficiencia de seguimiento η del sistema en función del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$ para distintos valores del tiempo de iteración T_i .

Puede observarse que el algoritmo tiene un comportamiento correcto cuando no existen variaciones bruscas en la radiación (parte derecha de las figuras 4.6, 4.7 y 4.8). Sin embargo, cuando estas variaciones son rápidas y de cierta magnitud (parte izquierda de las figuras 4.6, 4.7 y 4.8), el comportamiento sólo es aceptable para valores pequeños del tiempo de iteración.

Por otro lado, aunque el aumento de $\Delta\delta$ mejora el tiempo de reacción del sistema ante una variación climatológica brusca, introduce un rizado indeseable en la curva de potencia (figuras 4.7 y 4.8), hecho éste que suele redundar en una merma en la eficiencia y que puede ser aceptable o no en función de las especificaciones del sistema. En cualquier caso, tal y como puede observarse en las figuras 4.9 y 4.10, una disminución en el tiempo de iteración (aumento de velocidad del algoritmo), mejora la eficiencia de seguimiento del MPP sin necesidad de aumentar $\Delta\delta$ y por tanto sin incrementar el rizado de potencia.

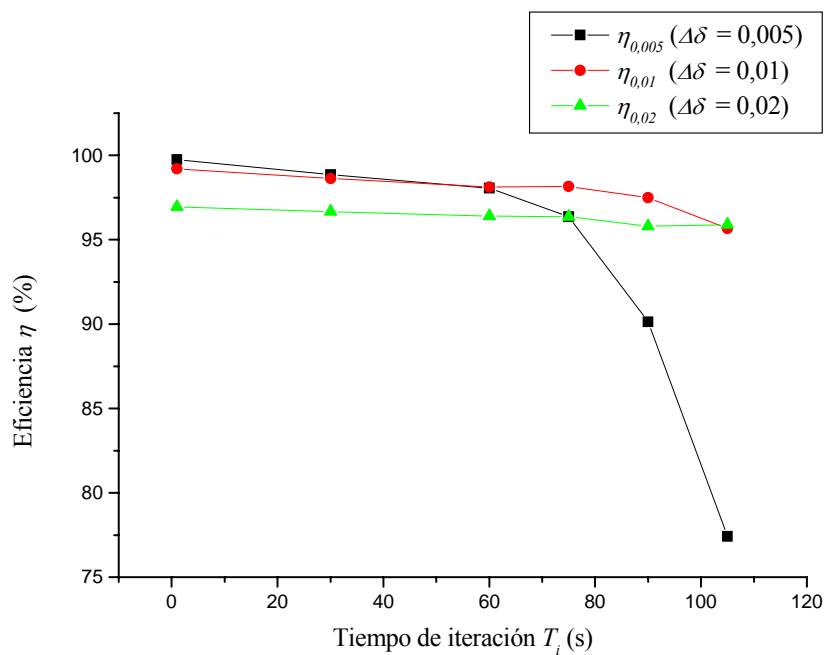


Figura 4.9. Eficiencia de seguimiento η del sistema respecto del tiempo de iteración T_i para distintos valores del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$.

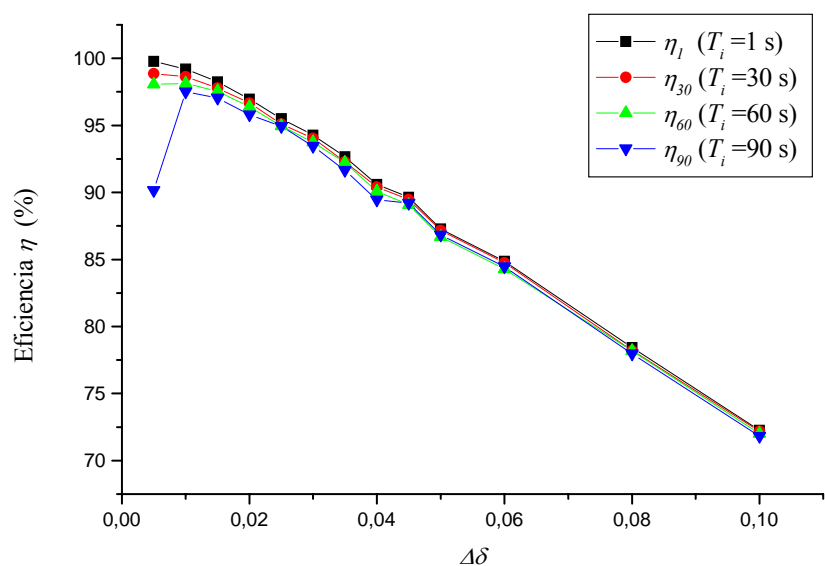


Figura 4.10. Eficiencia de seguimiento η del sistema respecto del incremento en el ciclo de trabajo $\Delta\delta$ para distintos valores del tiempo de iteración T_i .

4.3. Algoritmo P&O Modificado

Como se ha visto en la sección anterior, el algoritmo *P&O Orientado* no responde bien ante una variación brusca en la radiación incidente (ocasionada por ejemplo por el paso de una nube) y por tanto en la potencia suministrada por el generador fotovoltaico, el sistema es incapaz (si opera con tiempos de iteración elevados) de discernir la dirección apropiada del cambio en δ [Hohm y Ropp, 2002]. Para corregir este efecto, se propone una ligera modificación al algoritmo anterior.

Como es sabido, las variaciones en la radiación luminosa repercuten principalmente y de manera directa en la corriente que suministra el generador fotovoltaico [Alonso, 2005]. Así, un incremento en la radiación producirá un aumento en el valor de la corriente del MPP (I_{MPP}) y viceversa (ver figuras 2.34 y 4.11). Cuando el sistema detecta una variación en la radiación (G) por encima de un determinado umbral, responde con un aumento inmediato del ciclo de trabajo δ , de esta forma, el convertidor CC/CC decremента su impedancia de entrada R_i , y por consiguiente obliga al generador fotovoltaico a desplazarse a puntos de más alta corriente, cercanos al MPP.

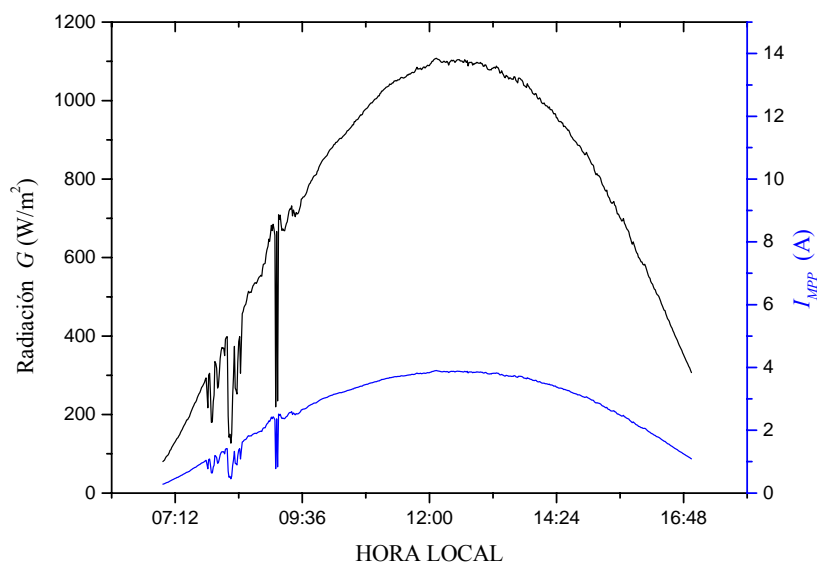


Figura 4.11. Representación simultánea de la radiación luminosa (G) y corriente del punto de máxima potencia (I_{MPP}). Obsérvese que ambas curvas varían en la misma forma.

En la figura 4.12 se muestra el diagrama de flujo del nuevo algoritmo de seguimiento *P&O Modificado*. Puede observarse que este algoritmo no requiere medidas precisas de radiación, lo cual abarata significativamente su implementación. No obstante han sido

desarrollados recientemente sensores específicos de radiación para aplicaciones fotovoltaicas de muy bajo coste [Martínez et al., 2009a]. El algoritmo sólo necesita disponer del signo del incremento de radiación en un intervalo de medidas. Un simple fotodiodo puede servir para tal fin.

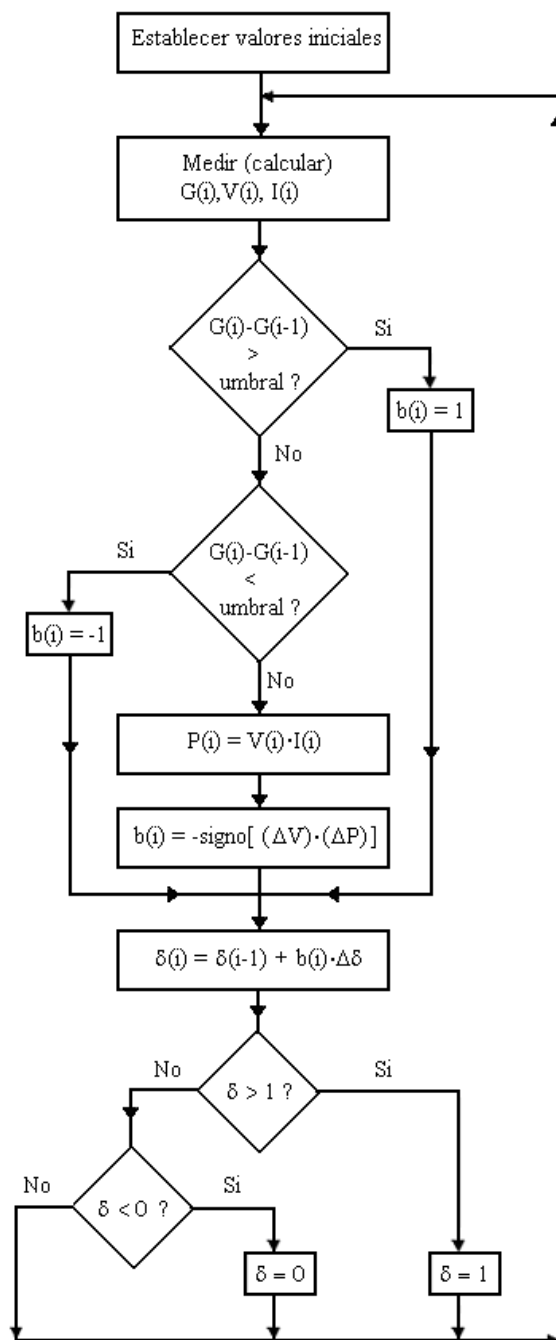


Figura 4.12. Diagrama de flujo del algoritmo MPPT *P&O Modificado*.

4.3.1. Simulación de un sistema FV gobernado por P&O Modificado

Para analizar el comportamiento del algoritmo *P&O Modificado*, ha sido simulado mediante MATLAB, durante un día completo, el sistema compuesto por un generador fotovoltaico más convertidor CC/CC Reductor-Elevador ideal conectado a una carga resistiva $R_L = 20 \Omega$. El módulo fotovoltaico utilizado es el *BP SX60*, cuyas características se muestran en la tabla 3.1. En la figura 4.5 pueden observarse los valores de radiación y temperatura para el día de estudio (08-10-2000). En las simulaciones que siguen se ha supuesto que el convertidor tiene un tiempo de establecimiento inferior al tiempo de muestreo de las variables meteorológicas (1 s).

En las figuras 4.13, y 4.14 se muestran conjuntamente las trayectorias del punto de máxima potencia real y las obtenidas por el sistema para distintos tiempos de iteración T_i (1, 30, 60 y 90 s) e incrementos del ciclo de trabajo $\Delta\delta$ (0,005 y 0,01), con un umbral de radiación de 50 W/m^2 .

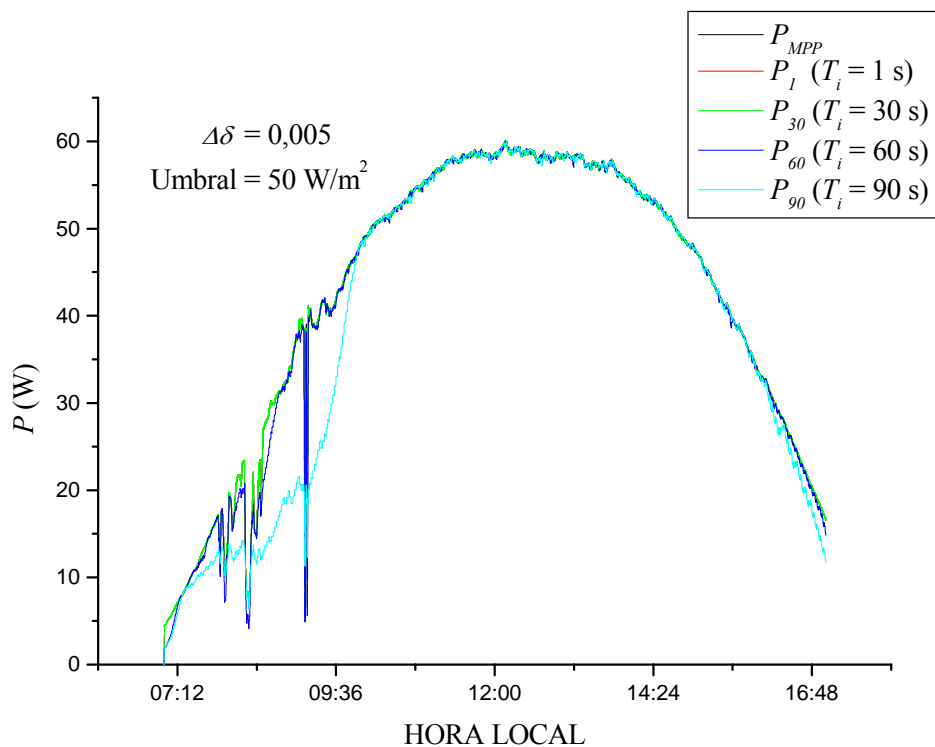


Figura 4.13. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo *P&O Modificado* para distintos tiempos de iteración. El sistema opera con $\Delta\delta = 0,005$ y un umbral de radiación de 50 W/m^2 .

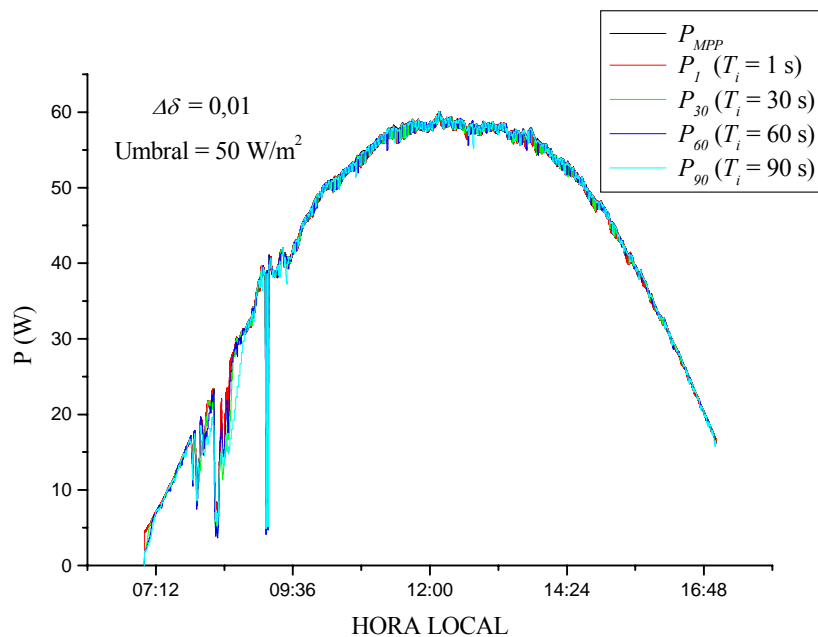


Figura 4.14. Trayectoria real del MPP y las obtenidas con el algoritmo *P&O Modificado* para distintos tiempos de iteración. El sistema opera con $\Delta\delta = 0,01$ y un umbral de radiación de 50 W/m^2 .

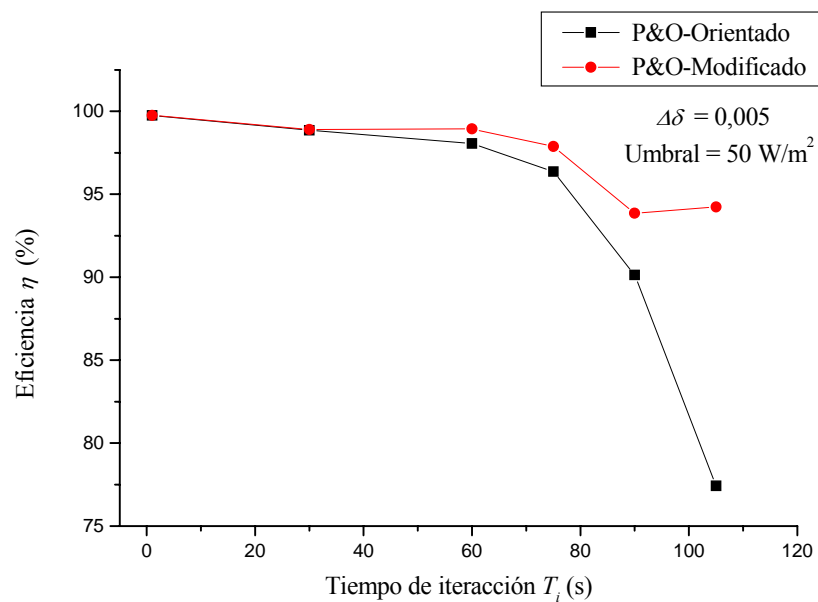


Figura 4.15. Comparativa de la eficiencia de seguimiento η frente al tiempo de iteración T_i para los algoritmos *P&O Orientado* y *P&O Modificado*.

En la figura 4.15 se muestra la eficiencia de seguimiento η en función del tiempo de iteración T_i para los algoritmos *P&O Orientado* y *P&O Modificado*, operando éstos con $\Delta\delta = 0,005$ (precisión de un CDA de 8 bits) y un umbral de radiación de 50 W/m^2 . Puede observarse que aunque el algoritmo *P&O Modificado* presenta generalmente una mayor eficiencia, ambas curvas convergen para valores pequeños del tiempo de iteración, obteniendo los valores más elevados de eficiencia de seguimiento.

4.4. Sistema analógico *P&O Orientado*

Del análisis efectuado en la sección anterior y en concreto del resultado mostrado en la figura 4.15, puede deducirse que si se dispone de un sistema suficientemente rápido, la elección del algoritmo *P&O Orientado* como sistema de control parece ser la más acertada, ya que evita el uso de sensores radiación y presenta una eficiencia similar al *P&O Modificado* para valores bajos del tiempo de iteración.

El diagrama de flujo del algoritmo *P&O Orientado* mostrado en la figura 4.2 permite una implementación analógica de forma casi inmediata. El diagrama de bloques de esta versión analógica se muestra en la figura 4.16.

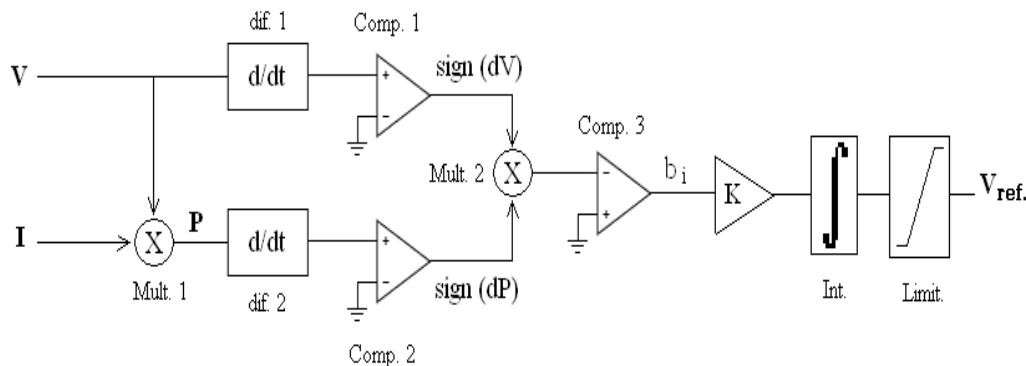


Figura 4.16. Sistema generador de la señal de referencia

A partir de las medidas de tensión y corriente a la salida del generador fotovoltaico (V, I) la variable de potencia P es generada mediante el multiplicador *Mult. 1*. Dos diferenciadores seguidos de dos comparadores con cero generan el valor de las funciones *signo (dV)* y *signo (dP)*. Estas dos señales son multiplicadas y vueltas a comparar con cero con el fin de generar el equivalente analógico del bit b_i . Las iteraciones de la expresión (4.2) son realizadas integrando los valores sucesivos de b_i . Por último, la señal de salida es limitada para mantenerla dentro del rango apropiado, generándose así la señal de referencia V_{ref} . Esta señal puede ser utilizada como

señal de control de un sistema generador PWM [Enrique et al., 2005a, 2005b] como el mostrado en la figura 4.4.

Para la implementación práctica del sistema analógico se ha seleccionado como bloque multiplicador el integrado AD633J. El amplificador operacional TL082, de uso muy extendido y económico (0,5 \$ aproximadamente), es usado como bloque comparador. Los bloques integradores y diferenciadores se muestran en la figura 4.17. Estas estructuras básicas de electrónica analógica se han implementado también mediante el operacional TL082.

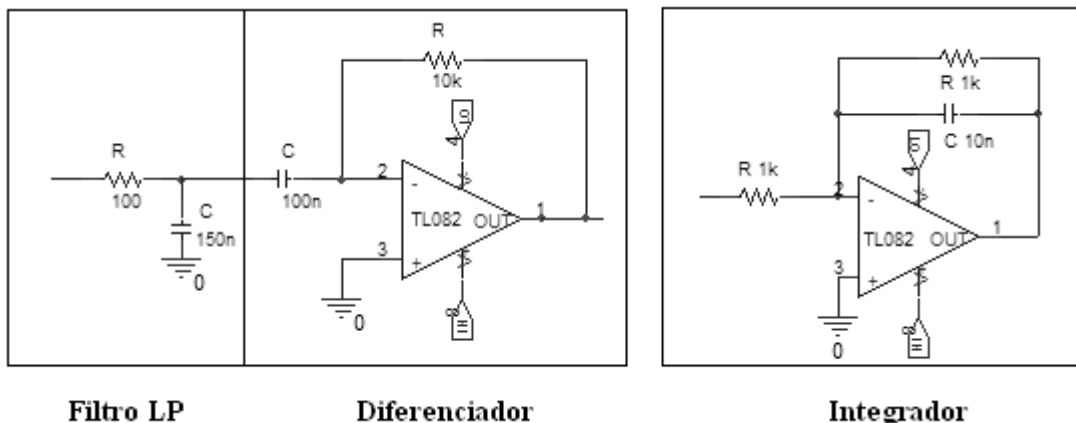


Figura 4.17. Bloques diferenciadores e integradores utilizados.

Antes de cada bloque diferenciador se ha insertado un filtro LP (paso bajo, *lowpass*) RC con objeto de eliminar parte del contenido armónico de las señales de entrada, y garantizar el comportamiento descrito en la tabla 4.1. La señal de salida, V_{ref} , del sistema de la figura 4.16 se utiliza como tensión de referencia en un generador PWM de 10 KHz (ver figura 4.18), de modo que pueda ser ajustado así su ciclo de trabajo.

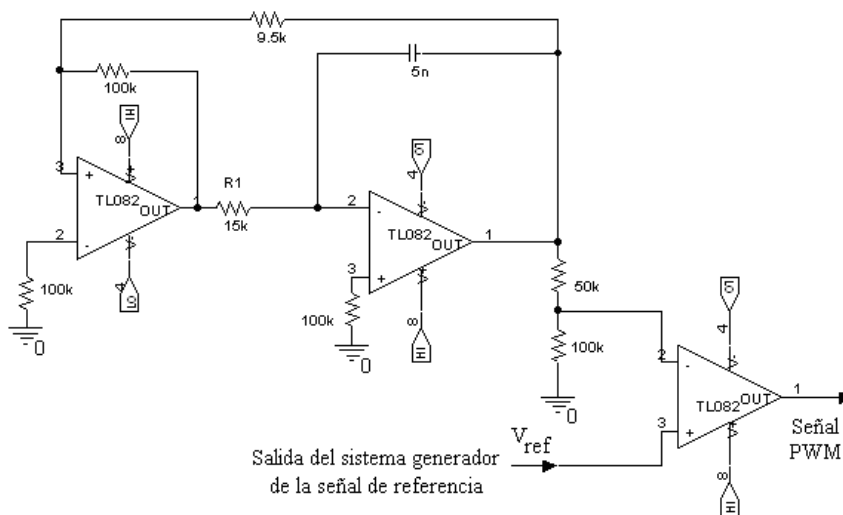


Figura 4.18. Sistema de generación de la señal PWM de 10 KHz a partir de la referencia V_{ref} .

La señal PWM de salida del circuito de la figura 4.18 permite el gobierno del convertidor CC/CC. El convertidor (Boost en este caso) es mostrado en la figura 4.19 conectado a una carga de 20Ω .

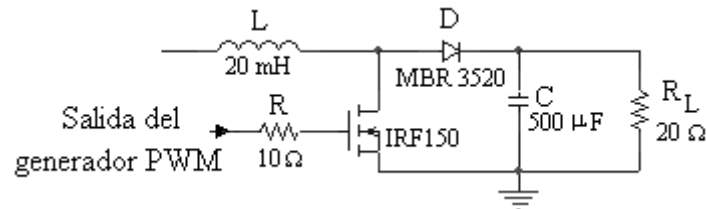


Figura 4.19. Convertidor Boost utilizado conectado a una carga de 20Ω .

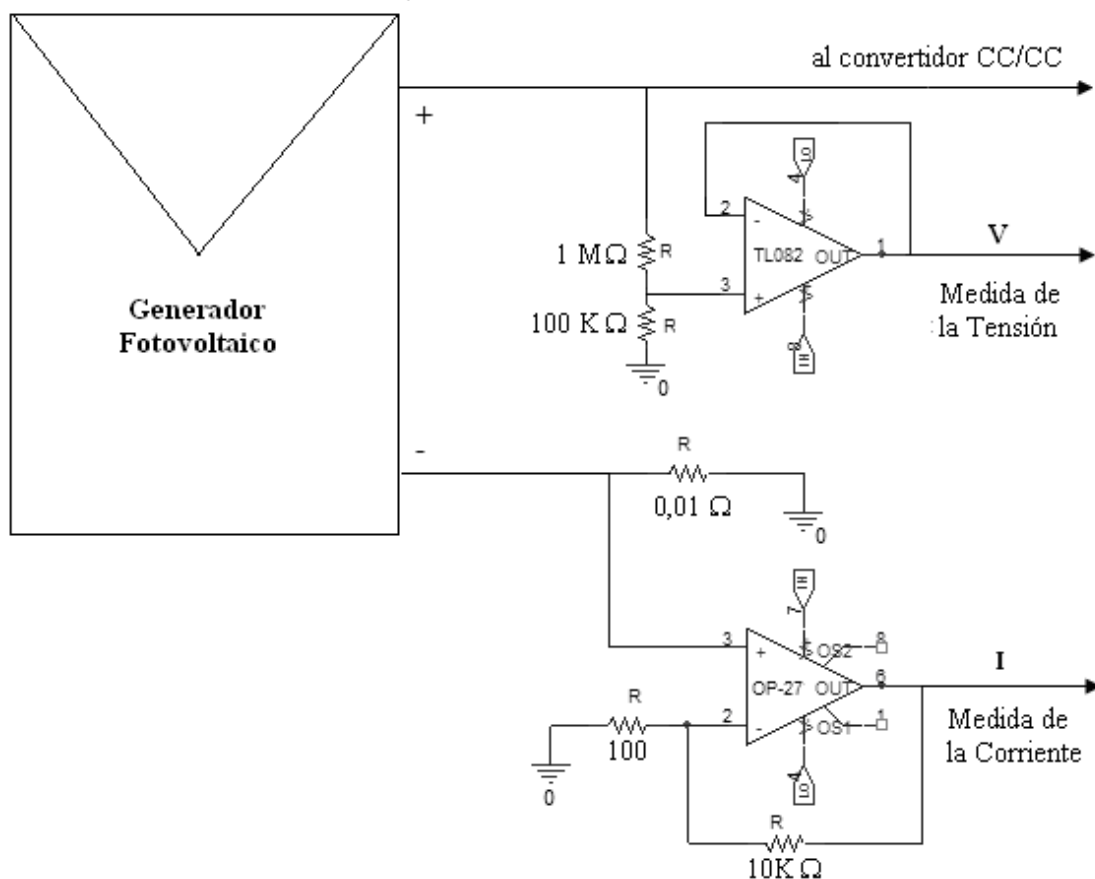


Figura 4.20. Medida de las variables V e I del generador fotovoltaico.

Con objeto de abaratar costes en los sensores de tensión y corriente, la medida de la tensión es tomada del generador fotovoltaico utilizando un divisor de tensión de alta impedancia con un seguidor de tensión.

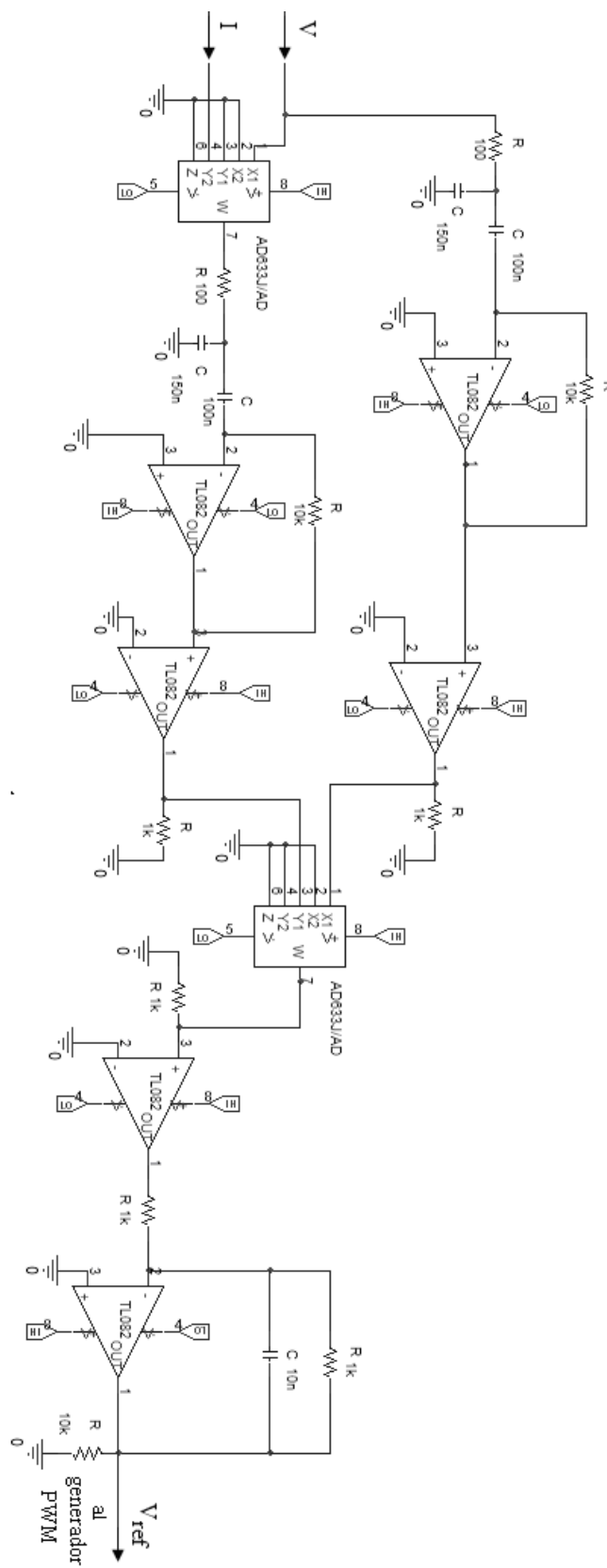


Figura 4.21. Esquema completo del sistema analógico desarrollado.

La medida de la variable de corriente se realiza tomando la caída de tensión en una resistencia de muy bajo valor ($0,01\Omega$) situada en una de las entradas del generador. Esta medida ha de ser amplificada antes de ser insertada en el multiplicador. Para ello, como puede observarse en la figura 4.20, se ha utilizado el amplificador operacional de precisión OP27, de uso muy extendido en aplicaciones de instrumentación, el cual posee una muy baja tensión de offset y un elevado valor del CMRR (relación de rechazo del modo común). En la figura 4.21 se muestra el esquema completo del sistema MPPT analógico desarrollado.

4.4.1. Resultados de simulación

Para analizar el comportamiento del sistema analógico desarrollado en la sección anterior, éste ha sido simulado usando PSpice®.

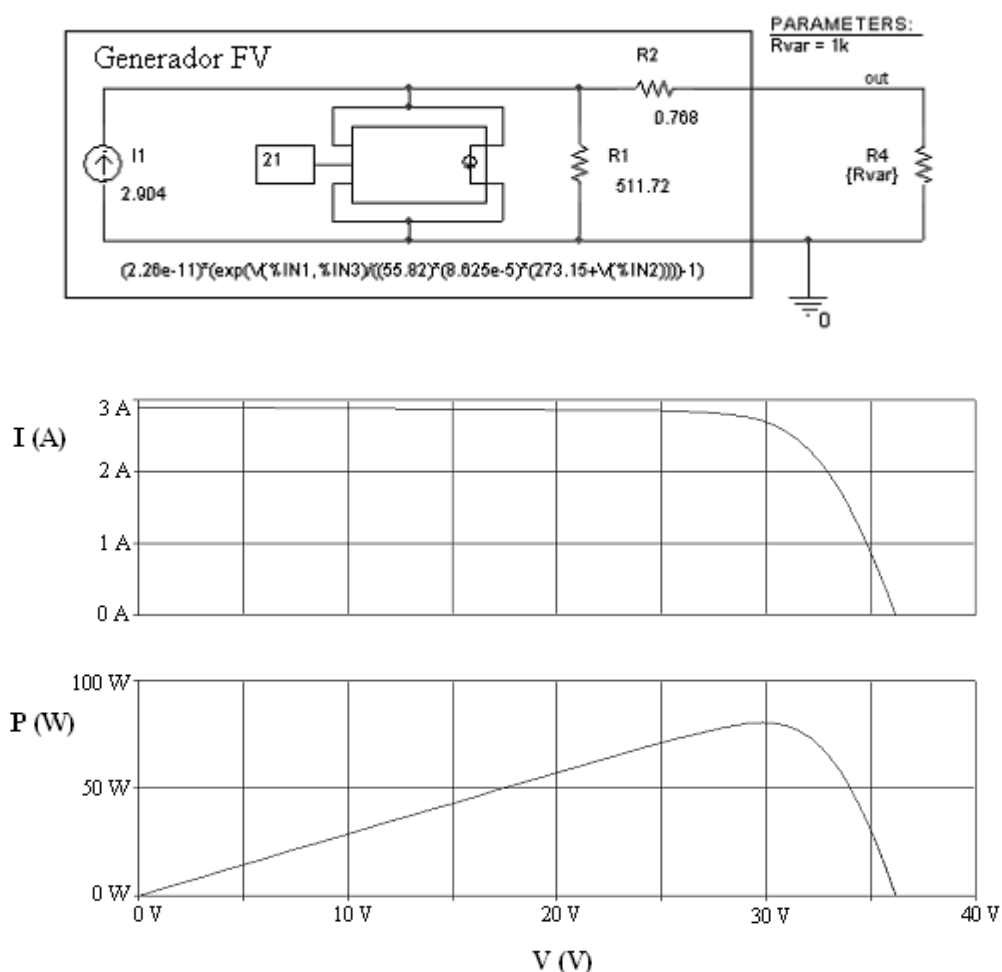


Figura 4.22. Modelo y curvas I - V y P - V del módulo BP Saturno.

El generador fotovoltaico ha sido implementado mediante bloques ABM (*Analog Behavioral Modeling*) en base al modelo de una sola exponencial y 5 parámetros descrito en la

sección 2.2.3 (figura 2.7, expresión (2.10) y su extensión (2.34)). Los parámetros del modelo del generador corresponden al módulo *BP Saturno* ($n_s = 60$ y $n_p = 1$) [CIEMAT, 2005]. En la figura 4.22 se muestran conjuntamente el modelo desarrollado en PSpice® y un barrido completo de sus curvas $I-V$ y $P-V$ para una temperatura de 21 °C y un nivel de radiación de 1000 W/m².

4.4.1.1. Simulación con carga resistiva

En este caso, el sistema se compone de un convertidor CC/CC elevador (Boost) conectado a una carga resistiva de valor $R_L = 20 \Omega$. Tanto el convertidor como la carga se muestran en la figura 4.19.

Para comprobar el funcionamiento correcto del sistema de control, el generador fotovoltaico ha sido sometido a variaciones rápidas en la radiación incidente, tal y como se muestra en la figura 4.23 a).

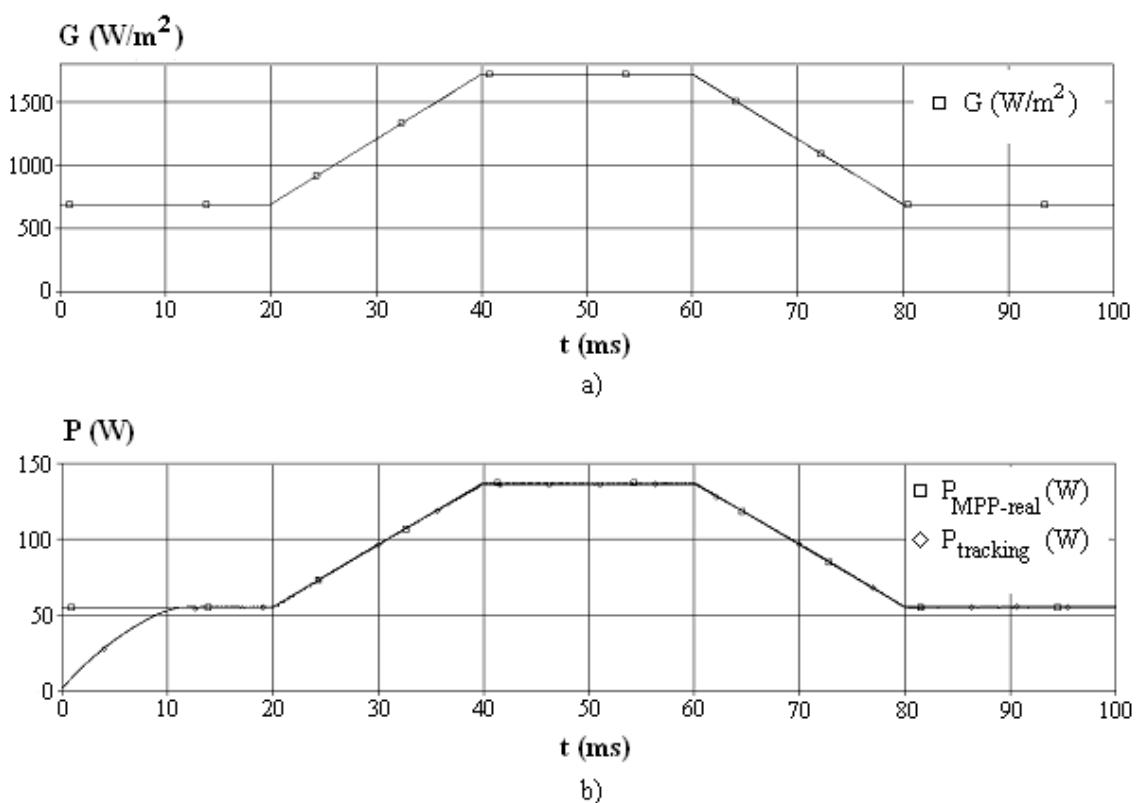


Figura 4.23. a) Radiación incidente. b) Comparativa entre la trayectoria real del MPP y la seguida por el sistema desarrollado para variaciones en la radiación incidente.

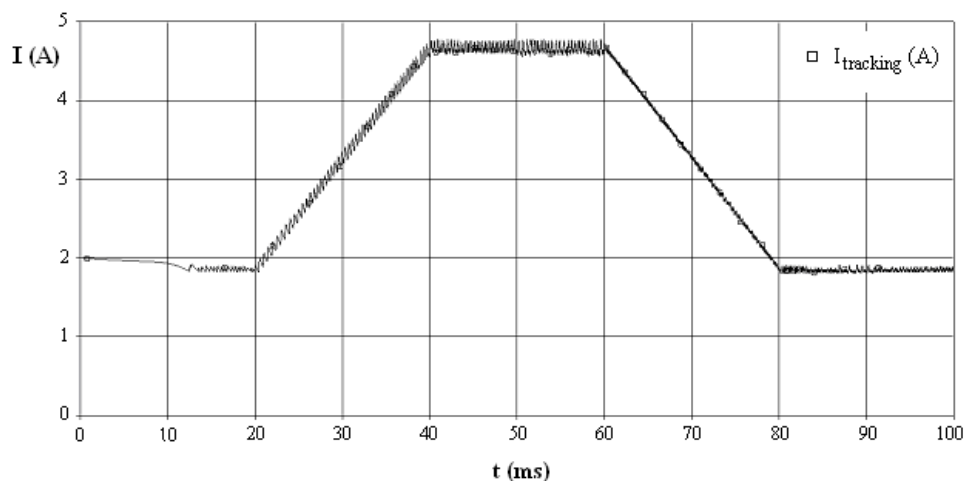
En la tabla 4.2 se muestran los valores de la potencia y corriente del MPP para distintos valores de temperatura y radiación (valores utilizados en la simulación).

Tabla 4.2. P_{MPP} e I_{MPP} para distintos niveles de radiación y temperatura constante correspondientes al generador BP Saturno.

Temperatura (°C)	Radiación (W/m ²)	P_{MPP} (W)	I_{MPP} (A)
21	688,7	55,2	1,86
21	1000	80,6	2,71
21	1721,8	136,2	4,76

En la figura 4.23 b) se muestran conjuntamente la potencia del MPP real ($P_{MPP-real}$) y la obtenida con el sistema de seguimiento analógico desarrollado ($P_{tracking}$). Puede observarse cómo durante el arranque, un salto inicial de 688,7 W/m² en la radiación incidente ($P_{MPP} = 55,2$ W) es alcanzado en aproximadamente 10 ms. Una vez capturado el punto de máxima potencia, el sistema es capaz de mantenerlo incluso para variaciones superiores a $5 \cdot 10^3$ W/m²/s, muy superiores a las que se presentan en la naturaleza (salvo en sistemas de concentración). Además, puede decirse que el sistema desarrollado presenta una alta precisión, pues la trayectoria real del MPP y la de seguimiento (*tracking*) no presentan prácticamente diferencias apreciables.

Con este arranque brusco, el sistema es capaz de obtener eficiencias superiores al 97,2% en los primeros 100 ms. Una vez capturado el MPP (en los primeros milisegundos del arranque) el sistema presenta una eficiencia de seguimiento (en simulación) η superior al 99%, incluso para variaciones en la radiación incidente tan rápidas y extremas como las mostradas en la figura 4.23a). Esta eficiencia es superior a los 81-85% de un sistema P&O clásico, 88-89% de un sistema *conductancia incremental* y 73-85% de un sistema *constante de tensión* (medidas sobre sistemas reales) [Hohm y Ropp, 2002].

**Figura 4.24. Corriente suministrada por el generador fotovoltaico.**

En la figura 4.24 se muestra la corriente suministrada por el generador para todo el intervalo de simulación. En el detalle mostrado en la figura 4.25 puede observarse cómo el sistema es capaz de ajustar automáticamente el ciclo de trabajo de la señal PWM.

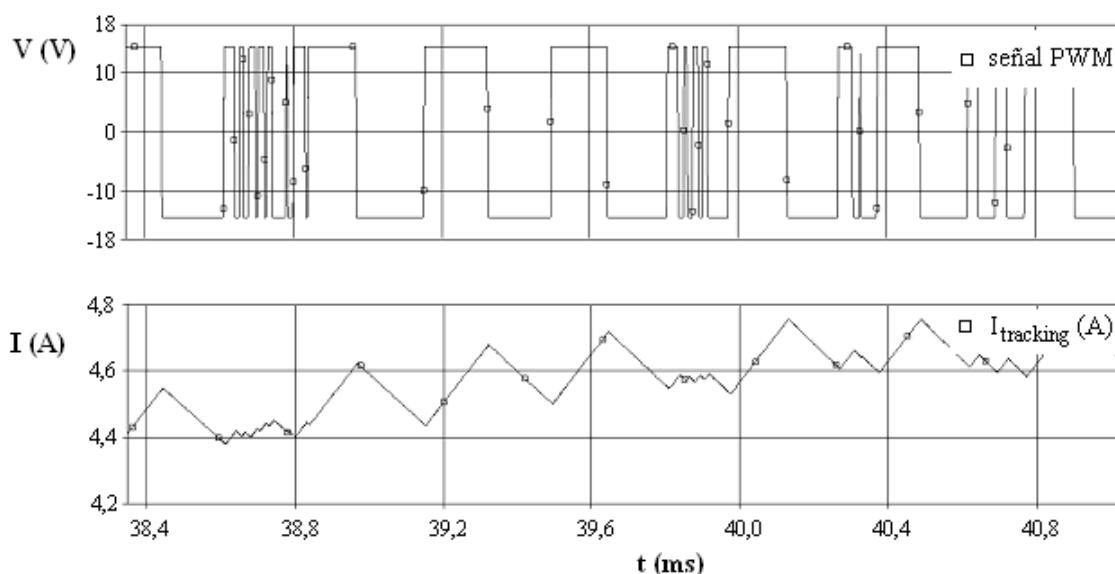


Figura 4.25. Detalle de la señal PWM generada por el sistema analógico y de la corriente suministrada por el generador.

4.4.1.2. Simulación con bomba centrífuga

Una de las aplicaciones cada día más importante de la energía solar fotovoltaica es el bombeo de agua. Su uso se hace elevado sobre todo en zonas rurales aisladas de alta insolación, y cada día más en la mayoría de las explotaciones agrarias. En un sistema de bombeo fotovoltaico se transforma la energía eléctrica suministrada por un generador fotovoltaico en energía hidráulica, esto es, un cierto volumen de agua elevada a una cierta altura.

Los principales factores que determinan la configuración de un sistema de bombeo fotovoltaico son:

1. Condiciones hidráulicas, tales como la profundidad del nivel del agua en el pozo, la altura estática de elevación del agua de la superficie del suelo y las pérdidas de presión en tuberías y accesorios (tales pueden ser modeladas como una altura añadida al pozo).
2. La energía suministrada por el generador fotovoltaico a lo largo del día, determinada por la radiación solar y las condiciones climatológicas.

Por supuesto, es de vital importancia la elección del subsistema *motor-bomba*. A continuación se describen las expresiones que modelan tanto al motor como a la bomba (centrífuga) utilizados en la simulación.

a) *Motor*. Se utiliza un motor de continua (CC) para evitar tener que emplear un inversor. Las partes fundamentales que lo conforman son el *estator*, que es la parte fija de la máquina, el *rotor* o *armadura* que es la parte giratoria, el *colector*, que va montado sobre el mismo eje que

el *rotor* (giran simultáneamente) y las *escobillas* que son unos contactos a presión que rozan sobre el colector y tiene como misión la entrada y salida de corriente en el motor.

El resultado es la aparición de un par mecánico (τ_e), proporcional al flujo magnético (Φ_m) y a la corriente en la armadura (i_a), según se indica en la expresión (4.3), donde K_T es la *constante de par* del motor [Castañer L. y Silvestre S., 2002],

$$\tau_e = K_T \Phi_m i_a. \quad (4.3)$$

Por otra parte una fuerza electromotriz E_{cm} es inducida en la armadura. Esta fuerza electromotriz está relacionada con el flujo magnético (Φ_m) y con la frecuencia angular (ω) mediante la expresión (4.4), donde K_{cm} es la *constante de tensión* del motor. [Castañer L. y Silvestre S., 2002],

$$E_{cm} = K_{cm} \Phi_m \omega. \quad (4.4)$$

En estado de equilibrio y asumiendo que no existen pérdidas, la potencia mecánica ($\omega \tau_e$) resultante es igual a la potencia eléctrica aplicada ($v_a i_a$), donde v_a es la tensión en la armadura. Por tanto puede deducirse la identidad expresada en (4.5),

$$K_{cm} = K_T. \quad (4.5)$$

El motor utilizado en la simulación es un motor *serie*. En este tipo de motores, las bobinas de campo (encargadas de generar el campo magnético) y bobinas de armadura están conectadas en serie, por tanto el flujo magnético resultante es proporcional a la corriente i_f que las atraviesa, según se indica en (4.6),

$$\Phi = K_f i_f, \quad (4.6)$$

y por tanto:

$$E_{cm} = K_{cm} K_f i_f \omega = K_m i_f \omega, \quad (4.7)$$

$$\tau_e = K_T K_f i_f i_a = K_m i_f i_a. \quad (4.8)$$

El circuito equivalente dinámico de un motor serie de corriente continua también debe incluir otros elementos adicionales tales como pérdidas resistivas en las bobinas de campo (R_f) y armadura (R_a), inducciones en las bobinas (L_a y L_f), momento de inercia (J) y término de fricción (F). El par mecánico de la carga (τ_L) también debe ser incluido. Así las ecuaciones

diferenciales que rigen el comportamiento dinámico del motor de corriente continua vienen dadas en las expresiones (4.9), (4.10) y (4.11) [Castañer L. y Silvestre S., 2002]:

$$V_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_{cm}, \quad (4.9)$$

$$V_f = i_f R_f + L_f \frac{di_f}{dt}, \quad (4.10)$$

$$\tau_e = J \frac{d\omega}{dt} + F\omega + \tau_L. \quad (4.11)$$

b) *Bomba*. Las bombas más comunes utilizadas en aplicaciones de bombeo fotovoltaico son las bombas centrífugas. Las curvas características de estas bombas permiten relacionar el caudal con la altura generada, potencia absorbida, rendimiento y a veces, con la altura máxima de succión. Otras ventajas adicionales de las bombas centrífugas son su simplicidad, bajo coste, robustez y tolerancia a los pequeños pares de arranque.

Cuando un motor de corriente continua se conecta a una bomba centrífuga, un par mecánico de carga es aplicado al puerto del circuito equivalente mostrado en la figura 4.26 (puerto G2). Este par está relacionado con la frecuencia angular mediante la expresión (4.12) donde A y B son constantes dependientes del modelo de bomba en particular [Castañer L. y Silvestre S., 2002].

$$\tau_L = A + B\omega^2. \quad (4.12)$$

Como resultado de la aplicación de este par de carga, el equilibrio se alcanza para un determinado valor de la velocidad angular (ω), dependiente de la potencia suministrada al motor.

Por otra parte, la bomba centrífuga tiene una curva característica que relaciona la altura de elevación (H), la frecuencia angular (ω) y el flujo resultante (Q). Normalmente estas curvas son aproximadas por un polinomio de segundo grado, tal y como se muestra en la expresión (4.13) [Castañer L. y Silvestre S., 2002]:

$$H = A_1 S^2 + B_1 S Q + C_1 Q^2. \quad (4.13)$$

En (4.13), S es la velocidad angular expresada en r.p.m. A_1 , B_1 y C_1 son las constantes de ajuste para cada modelo de bomba en particular.

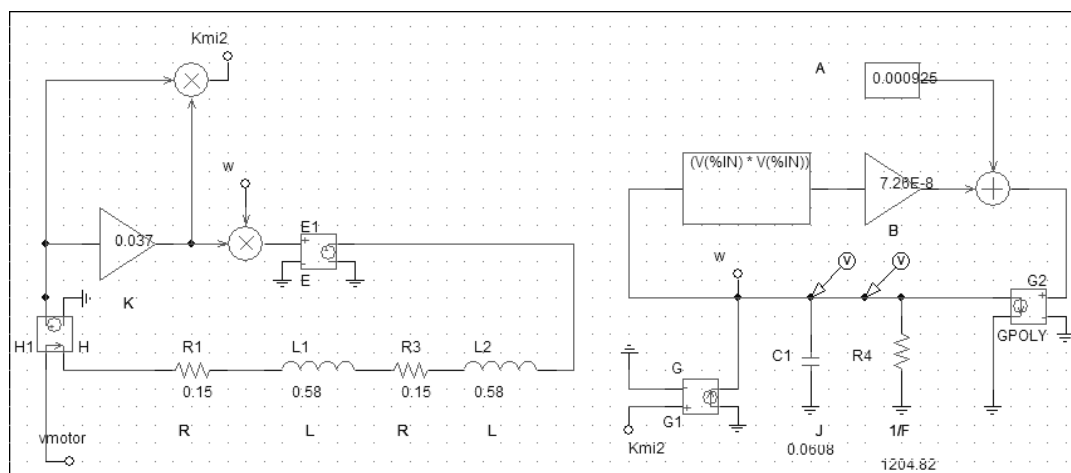


Figura 4.26. Modelo de bomba centrífuga usado para la simulación en PSpice.

Para comprobar el comportamiento del sistema MPPT analógico desarrollado cuando la carga no es resistiva, se ha simulado el sistema compuesto por un generador fotovoltaico (módulo *BP Saturno*) y un convertidor elevador (Boost) conectado a una bomba centrífuga. Los parámetros del motor (CC serie) y la bomba son: $K_m = 0,037$ (N·m/A²), $R_a = R_f = 0,15$ (Ω), $L_a = L_f = 0,58$ (H), $J = 0,0608$ (N·m·s²), $F = 83 \cdot 10^{-5}$ (N·m·s), $A = 9,25 \cdot 10^{-4}$ (N·m), $B = 7,26 \cdot 10^{-8}$ (N·m·s²), $H = 2$ (m), $A_1 = 1,36 \cdot 10^{-6}$ (m·r.p.m⁻²), $B_1 = 0,0015$ (m·s·r.p.m⁻¹·l⁻¹) y $C_1 = -3,32$ (m·s²·l⁻²).

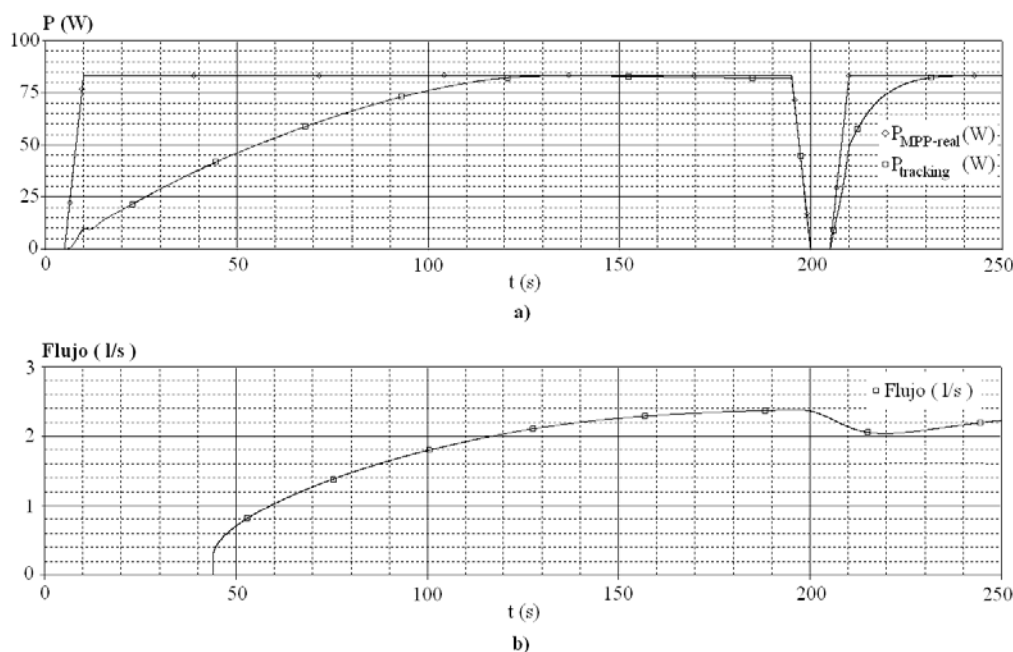


Figura 4.27. a) Comparativa entre la trayectoria real del MPP y la seguida por el sistema desarrollado para variaciones en la radiación incidente. b) Flujo de agua suministrado por la bomba centrífuga utilizada como carga del sistema.

En la figura 4.27 a) se muestran conjuntamente la potencia del MPP real ($P_{MPP-real}$) y la obtenida con el sistema de seguimiento analógico desarrollado ($P_{tracking}$). Puede observarse cómo después de un transitorio inicial, el MPP real es alcanzado por el sistema (una vez alcanzado no presentan diferencias apreciables). Puede también apreciarse que el tiempo de establecimiento es en este caso bastante superior al de la simulación de la sección anterior (sistema con carga resistiva). En la figura 4.27 b) se muestra además el flujo de agua suministrado por la bomba centrífuga.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se han presentado varias modificaciones al conocido algoritmo P&O. Estas aportaciones han derivado en dos nuevos algoritmos que hemos denominado *P&O Orientado* y *P&O Modificado*. Respecto del algoritmo P&O, estas propuestas nuevas conservan sus ventajas principales en cuanto a simplicidad y bajo coste de implementación, si bien el algoritmo *P&O Modificado* necesita de medidas *gruesas* de las variaciones en la radiación incidente.

Del análisis efectuado en las secciones 4.2 y 4.3 se concluye que estos algoritmos presentan un mejor comportamiento, y por tanto una mayor eficiencia, cuanto menor es el tiempo de iteración T_i . Además, para pequeños valores de T_i ambos algoritmos convergen a los mismos valores de eficiencia de seguimiento.

A partir del algoritmo *P&O Orientado* se ha desarrollado en la sección 4.4 una versión completamente analógica. A tenor de los resultados extraídos mediante simulación puede afirmarse que dicho sistema presenta una precisión y rapidez excelentes en el seguimiento del MPP, incluso para variaciones bruscas en los niveles de radiación incidente, aumentando por tanto el rendimiento energético total de la instalación. El sistema es capaz de alcanzar el MPP durante los primeros 10 ms (en sistemas con cargas resistivas), obteniendo valores elevados de eficiencia prácticamente desde el arranque. Una vez el sistema ha alcanzado el MPP, la eficiencia es superior al 99% (en simulación), mejorando las obtenidas por otros métodos como P&O, *conductancia incremental* y *constante de tensión*. Esto, junto con su enorme simplicidad (no necesita medidas de temperatura y radiación) y bajo coste, lo convierten en un sistema muy apropiado para su uso en cualquier tipo de instalación fotovoltaica.

5. MPPT por estimación directa de la Resistencia del Punto de Máxima Potencia

5.1. Introducción

Como se ha indicado en el capítulo 2, existen numerosos métodos de búsqueda y seguimiento del punto de máxima potencia de un sistema fotovoltaico. Un grupo de estos métodos están basados en el uso de modelos [Abd El-Shafy et al., 2003; Hamdy, 1994; Hiyama et al., 1995a, 1995b, 1997; Patcharaprakiti et al., 2005; Takashima et al., 2000; Takehara y Kurokami, 1997; Veerachary et al., 2003; Wilamowski et al., 2001; Won et al., 1994]. Generalmente, estos métodos estiman la tensión del MPP o la corriente en dicho punto. Para ello necesitan, además de un modelo válido del generador fotovoltaico, medidas precisas tanto de la irradiancia como de la temperatura en el generador. Una vez calculadas I_{MPP} y/o V_{MPP} , éstas son introducidas como variables de referencia en un controlador que actúa sobre el convertidor CC/CC (sobre su ciclo de trabajo, δ) hasta que éstos valores son alcanzados en el generador fotovoltaico.

En este capítulo se propone un método alternativo novedoso de búsqueda del MPP por estimación directa de la resistencia del punto de máxima potencia (R_{MPP}). Este método prescinde de las medidas de la temperatura con el consiguiente ahorro que esto conlleva. Además, es capaz de proporcionar directamente el ciclo de trabajo óptimo que posiciona al sistema en el punto de máxima potencia.

Este capítulo está estructurado en siete secciones. Tras esta breve introducción, en la sección 5.2 se describe el sistema experimental desarrollado para la adquisición de datos. Posteriormente, en la sección 5.3, se realiza un análisis cualitativo con el fin de establecer las dependencias de las variables representativas de la instalación fotovoltaica, funcionando ésta en su MPP, con la temperatura de los módulos (T) y la irradiancia (G). Este análisis resulta especialmente útil en instalaciones convencionales, donde no es posible aislar las dependencias

de las variables características de la instalación con T y G al estar éstas de por sí estrechamente correlacionadas. A partir de los datos experimentales se proponen en la sección 5.4 seis modelos para estimar R_{MPP} considerando únicamente la irradiancia sobre el campo de paneles. Se muestran también en esta parte del capítulo los índices de error para cada modelo. En la sección 5.5 se realiza un análisis de las perturbaciones existentes sobre las medidas, y se corrigen los modelos calculados anteriormente en función de este análisis. En la sección 5.6 se proponen siete modelos, con sus índices de error, capaces de estimar de manera directa el ciclo de trabajo óptimo del convertidor CC/CC. Por último en la sección 5.7 se aportan algunas conclusiones.

5.2. Descripción del sistema experimental

Para la obtención de los datos experimentales se ha utilizado una de las instalaciones que el grupo de Control y Robótica (TEP192) tiene en la *Escuela Técnica Superior de Ingeniería* (ETSI) de la Universidad de Huelva (UHU), ubicada en la Rábida, en el término municipal de Palos de la Frontera (ver figura 5.1). Sus coordenadas geográficas son, latitud: 37° 12' 02,90" N, longitud: 6° 55' 09,50" W, elevación 19 m. Dicha instalación consta de 6 paneles Isofoton™ modelo I-94/12, de 94 Wp cada uno, es decir de 574 W en total, orientados hacia el sur con un ángulo de inclinación sobre la horizontal de 35° y cuyas características se muestran en la tabla 5.1. La instalación permite distintas asociaciones serie/paralelo entre los módulos instalados.

Tabla 5.1. Características constructivas, eléctricas y físicas de los paneles I/94.

Características constructivas		Características eléctricas			
Características	I-94/12	I-94/24	Características	I-94/12	I-94/24
Células	Si monocristalino, texturadas y con capa antirreflectiva		Tensión Nominal	12 V	24 V
Contactos	Redundantes, múltiples en cada célula		Potencia Máxima	94 Wp ± 10%	
Laminado	EVA (Etilen-vinil-acetato)		Corriente de cortocircuito	6,54 A	3,27 A
Cara Frontal	Vidrio templado de alta transmisividad		Tensión de circuito abierto	19,8 V	39,6 V
Cara Posterior	Protegida con Tedlar de varias capas		Corriente de máxima Pot.	5,88 A	2,94 A
Marco	Aluminio anodizado		Tensión de máxima Pot.	16 V	32 V
Cajas de conexión	2 x IP 65 con diodos de bypass		Características físicas		
Toma de Tierra	Sí		Características	I-94/12	I-94/24
Especificaciones	IEC 61215 y Clase II, TÜV.		Dimensiones	1208x 654 x 39,5 mm	
			Peso	10 kg	
			Nº de células en serie	33	66
			Nº de células en paralelo	2	1
			TONC (800 W/m ² , 20 °C, 1,5AM).	47 °C	

En la figura 5.1 se muestra el conjunto de paneles fotovoltaicos instalados en la cubierta del laboratorio, el cual conforma el generador fotovoltaico experimental. Éste está conectado a un convertidor CC/CC elevador diseñado y construido para este estudio, cuya frecuencia de conmutación es de 10 KHz (ver figura 5.2).



Figura 5.1. Detalles de la instalación fotovoltaica de experimentación en la E.T.S.I. de la UHU.

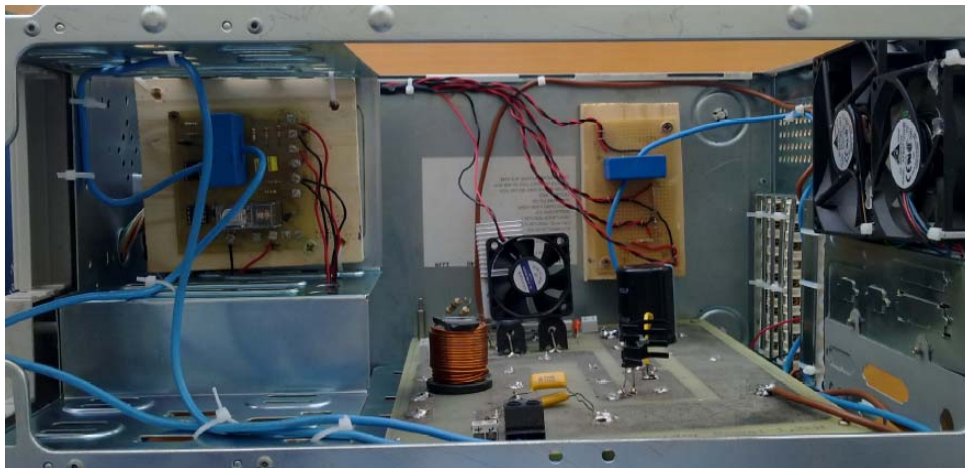


Figura 5.2. Convertidor CC/CC elevador diseñado y construido para la experimentación.

El sistema de monitorización de la instalación y de control del CC/CC diseñado y construido está compuesto básicamente por una tarjeta de adquisición de datos modelo (DAS PCI 100) conectada a un PC. El sistema está gobernado por un software de control y monitorización (instrumento virtual) diseñado específicamente para esta aplicación en LabVIEW®. La aplicación ha sido denominada *MPPLab*.

La medida de las tensiones en el convertidor se realiza mediante el uso de divisores de tensiones de alta impedancia. Las corrientes son a su vez medidas con sensores de efecto Hall (modelo LA 55-P/SP1). En la figura 5.3 se muestra el detalle de uno de los sensores de corriente utilizados en la instalación experimental.



Figura 5.3. Sensor de corriente de efecto Hall utilizado.

Las medidas de temperaturas en paneles son realizadas con sondas Pt100 adhesivas y con sensores de temperatura desarrollados por el equipo de investigación, los cuales están basados en el circuito integrado DS18B20 de Maxim™ [Martinez et al., 2009a], adheridos a la parte trasera de los módulos fotovoltaicos. La figura 5.4 muestra ambos sensores de temperatura situados en la cara posterior de un panel fotovoltaico. Se mide con ambos a efectos de hacer comparativas, aunque esto no es el objetivo de esta investigación.

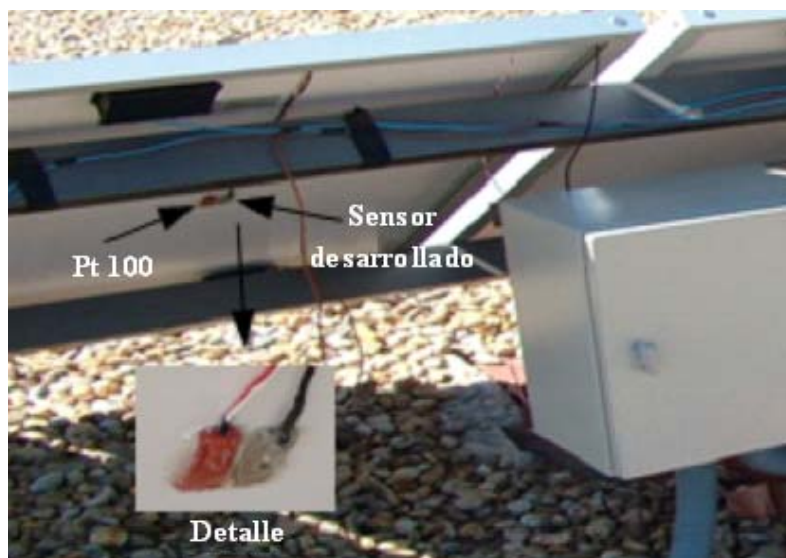


Figura 5.4. Pt 100 (color rojo) y sensor desarrollado adheridos a la parte trasera de un panel solar de la instalación fotovoltaica.

La radiación incidente es medida para dos ángulos de inclinación distintos. La medida de la radiación global sobre el plano horizontal (ángulo de inclinación $\beta = 0^\circ$) se realiza con el piranómetro CM21 de kipp&Zonen. Otra medida de la radiación se realiza sobre el plano de

inclinación de los paneles ($\beta = 35^\circ$). Para esta medida se ha utilizado el sensor piranométrico con regulación térmica (RTP) desarrollado por el equipo de investigación [Martinez et al., 2009a]. La figura 5.5 muestra la ubicación de ambos piranómetros en la instalación.



Figura 5.5. Ubicación de los piranómetros en la instalación.

Todos los sensores de la instalación son calibrados periódicamente. La figura 5.6 muestra una pantalla del proceso de calibración proporcionado por la aplicación *MPPLab*.

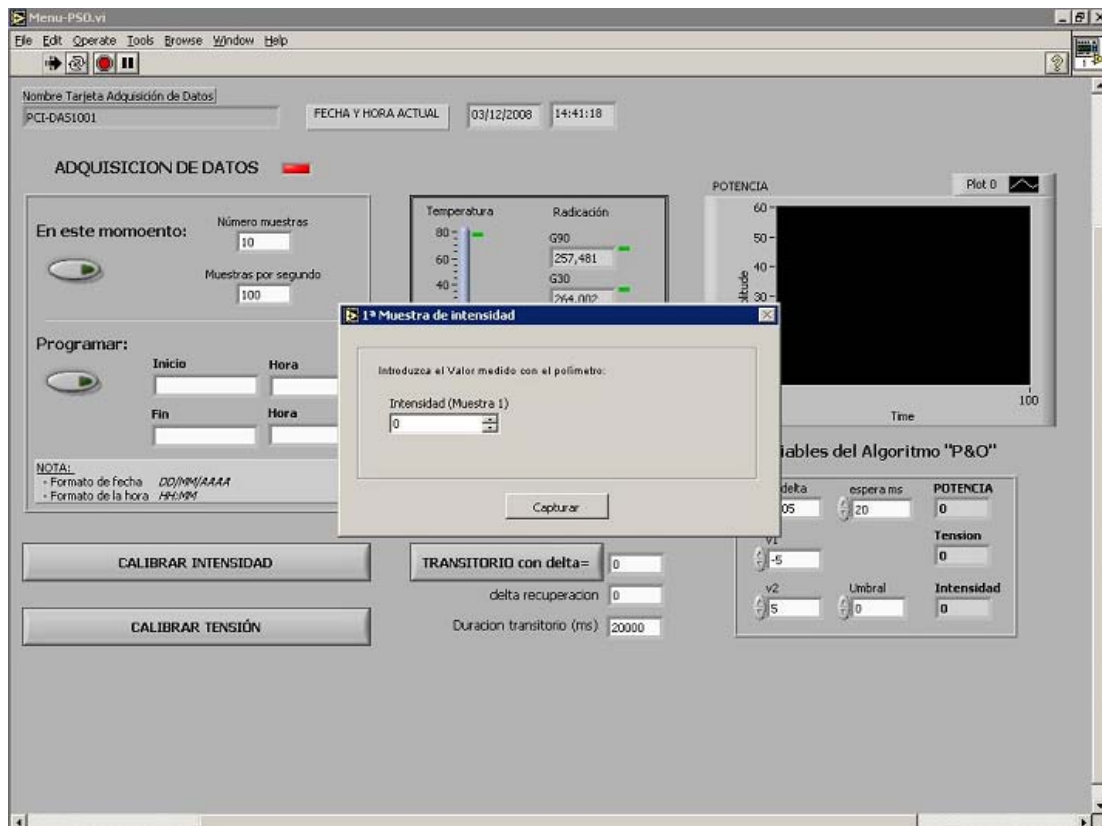


Figura 5.6. Pantalla de calibración de la aplicación *MPPLab*

Los valores de las tensiones y corrientes llevan asociados ciertos niveles de ruido provenientes principalmente de las conmutaciones del convertidor CC/CC. Con objeto de disminuir el efecto de este ruido, cada medida se ha definido como el valor medio de N submedidas (20 por defecto) realizadas en un intervalo determinado T_S (10 ms en nuestro caso).

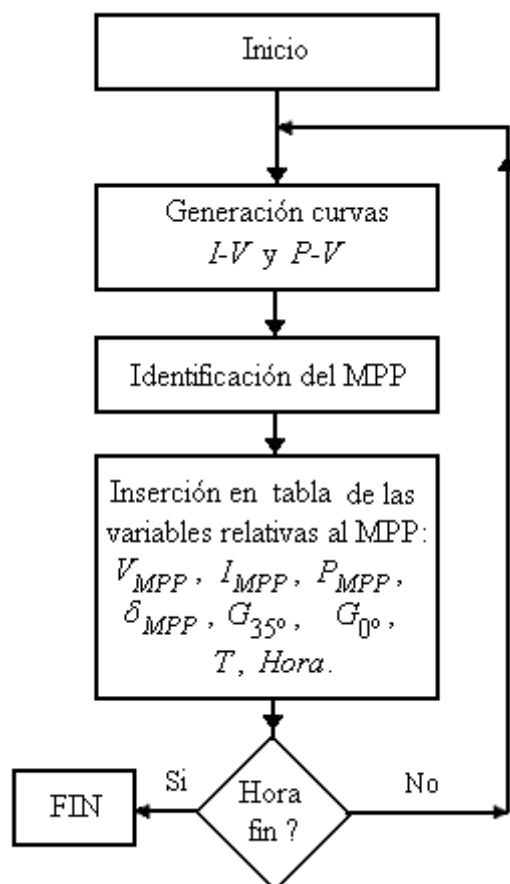


Figura 5.7. Diagrama de flujo para la generación y toma de datos.

El algoritmo de generación y toma de datos (ver diagrama de flujo en la figura 5.7) consta básicamente de:

1. Inicio del proceso.
2. Generación de curvas $I-V$ y $P-V$ reales [Andújar et al., 2004; Durán et al., 2008, 2009; Enrique et al., 2005] mediante un barrido completo del ciclo de trabajo δ del convertidor CC/CC a incrementos constantes $\Delta\delta$. En nuestro caso se ha seleccionado un incremento constante $\Delta\delta = 0,01$. Valores altos de este incremento vuelven al sistema impreciso. Valores pequeños aseguran un tiempo de barrido elevado, aumentando la probabilidad de que ocurra una variación en la radiación que proporcione una curva incorrecta. Para cada valor de δ se almacenan los valores

medidos de tensión en los terminales del generador fotovoltaico (V), corriente suministrada (I), potencia generada (P), irradiancia total sobre el plano horizontal (G_0), irradiancia total sobre el plano de paneles (G_{35}), temperatura del panel (T) y ciclo de trabajo del convertidor (δ).

3. Identificación del punto de máxima potencia MPP (valor máximo de P , P_{MPP} , en el vector de medidas de potencia).
4. Inserción en una tabla de los valores obtenidos para el MPP: V_{MPP} , I_{MPP} , P_{MPP} , δ_{MPP} , G_0 , G_{35} , T , y *Hora Local*.
5. Repetición desde el punto 2 hasta la hora de finalización prefijada.

La figura 5.8 muestra una pantalla de la aplicación donde se aprecian las curvas $I-V$ y $P-V$ capturadas, así como los datos obtenidos para el MPP.

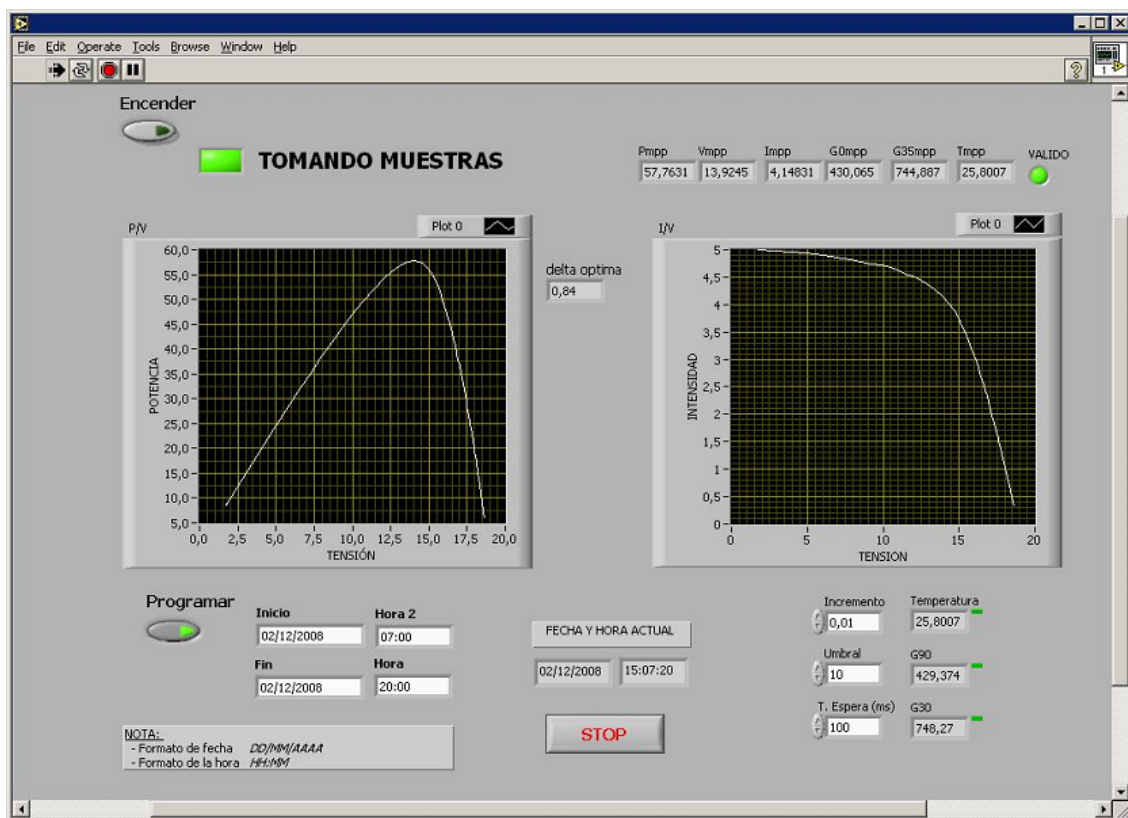


Figura 5.8. Pantalla de la aplicación *MPPLab* donde se muestran las curvas del generador y el MPP.

Con los valores utilizados en la experimentación, el tiempo de barrido completo de las curvas $I-V$ y $P-V$ está en torno a los 20 s. Este tiempo depende básicamente de N , T_S e $\Delta\delta$. Cabe la posibilidad de que la irradiancia incidente varíe lo suficiente en un intervalo de captura como para considerar no válidas las curvas suministradas en ese barrido (las curvas sufren una deformación inaceptable). Para ello el sistema almacena el incremento de radiación sufrido

durante el tiempo de captura de las curvas ($\Delta G = G_{\max} - G_{\min}$). La aplicación *MPPLab* posibilita la opción de desestimar los valores correspondientes a una curva si el incremento (ΔG) es superior a un umbral previamente fijado por el usuario. En este caso la medida es considerada no válida. La aplicación puede programarse para comenzar y terminar a unas horas determinadas.

En la figura 5.9 se muestra un ejemplo de tabla con los datos suministrados por la aplicación *MPPLab*.

	Pmpp[Y]	Vmpp[Y]	Impp[Y]	G0[Y]	G3S[Y]	Temp[Y]	MediaG0[Y]	MediaG3S[Y]	IncG0[Y]	IncG3S[Y]	DeltaOp[Y]	Hora[Ø]	A[Y]	Rmp
1450	27,29524	13,78891	1,97951	159,11138	412,51387	33,32036	159,47014	413,45723	2,41556	3,38311	0,71	12:02:23	19,72743	6,
1451	27,34637	14,10174	1,93922	158,42124	412,51387	33,22271	159,01915	412,02168	2,07051	1,65703	0,7	12:02:45	19,9194	7,
1452	27,09643	14,02818	1,93157	156,35077	409,13076	33,22271	157,14682	409,30098	3,10574	3,38311	0,7	12:03:07	19,82289	7,
1453	26,99585	14,30467	1,88721	156,35077	407,47373	33,12505	156,27559	407,38828	1,72542	1,72608	0,69	12:03:28	19,96629	7,
1454	26,92247	13,69587	1,96574	155,66058	405,74766	32,92973	155,82117	406,49961	1,72538	1,72608	0,71	12:03:50	19,59308	6,
1455	26,98354	14,30201	1,8867	155,66058	405,74766	32,83207	155,26768	405,63965	1,72542	3,38311	0,69	12:04:11	19,9621	7,
1456	26,98158	14,01312	1,92545	154,62535	404,09062	32,73442	154,28709	405,25547	1,72542	1,65703	0,7	12:04:33	19,78947	7,
1457	26,69712	14,27365	1,87038	153,59011	402,36455	32,73442	153,62768	402,91621	1,38033	3,38311	0,69	12:04:54	19,88478	7,
1458	26,62496	13,63649	1,95248	151,8647	400,70752	32,63676	152,72911	401,23252	2,07051	1,65703	0,71	12:05:16	19,49393	6,
1459	26,67783	13,96261	1,91066	152,89993	402,36455	32,5391	152,43527	402,13406	1,38033	1,65703	0,7	12:05:38	19,69459	7,
1460	26,61042	14,25061	1,86732	151,8647	400,70752	32,44144	151,94328	402,02092	1,38029	1,65703	0,69	12:05:59	19,85257	7,
1461	26,61749	13,96083	1,90658	151,17455	402,36455	32,44144	151,76903	402,36455	1,03523	0	0,7	12:06:21	19,68058	7,
1462	26,65543	14,28252	1,8663	151,17455	402,36455	32,34378	151,11305	402,36455	2,41556	0	0,69	12:06:42	19,88141	7,
1463	26,61243	13,95817	1,90658	150,82946	400,70752	32,34378	150,47755	400,37082	1,72542	1,65703	0,7	12:07:04	19,67793	7,
1464	26,60941	14,24618	1,86783	149,44914	400,70752	32,34378	149,87963	401,06845	1,03523	1,65703	0,69	12:07:25	19,84967	7,
1465	26,45064	14,21162	1,8612	148,75895	398,98144	32,24613	149,06646	399,61377	1,03527	1,72608	0,69	12:07:47	19,79521	7,
1466	26,11195	14,44114	1,80816	148,06881	397,32441	32,24613	148,0483	397,50691	1,38033	1,65703	0,68	12:08:08	19,86563	7,
1467	26,10243	13,83499	1,8867	147,37863	395,66738	32,34378	147,50164	396,81581	2,07051	1,65703	0,7	12:08:30	19,49508	7,
1468	25,90121	14,10971	1,8357	145,9983	395,66738	32,14847	146,53815	395,53066	1,72538	1,72608	0,69	12:08:52	19,61681	7,
1469	26,09776	13,77296	1,89486	145,30816	393,9413	32,05081	145,55074	394,12929	1,38033	1,72608	0,7	12:09:13	19,45753	7,
1470	25,66855	13,71625	1,8714	144,96307	392,28427	32,14847	144,64875	393,1374	1,03523	1,65703	0,7	12:09:35	19,33044	7,
1471	25,66541	14,02021	1,8306	144,27292	390,5582	31,95316	144,0235	391,19052	1,72538	1,72608	0,69	12:09:56	19,51201	j
1472	25,4971	13,63206	1,87038	143,58274	388,90116	31,95316	143,101	389,11444	1,38033	1,65703	0,7	12:10:18	19,24319	j
1473	25,3921	13,93691	1,82193	142,54751	388,90116	31,95316	142,38351	388,66191	1,03523	1,72608	0,69	12:10:39	19,4027	7,
1474	25,24032	13,93159	1,81173	141,16718	385,51806	31,8555	141,24918	386,99462	1,38033	1,65703	0,69	12:11:01	19,36679	7,
1475	25,14361	14,21428	1,7689	139,78685	385,51806	31,75784	140,20369	385,55087	1,72538	1,65703	0,68	12:11:23	19,52097	8,
1476	25,05347	13,50534	1,85508	140,47704	385,51806	31,66018	139,74245	384,94384	1,38033	1,65703	0,7	12:11:44	19,07057	j
1477	24,77059	14,11326	1,75513	138,75162	382,13495	31,66018	139,02154	382,45966	1,38033	1,72608	0,68	12:12:06	19,37864	8,
1478	24,74649	14,38797	1,71994	137,37129	380,47792	31,66018	137,73347	380,6912	2,07047	1,65703	0,67	12:12:27	19,5478	8,
1479	24,77865	14,02818	1,76635	135,99097	378,75184	31,66018	136,53422	378,82704	2,07047	3,38311	0,68	12:12:49	19,32723	7,
1480	24,40777	14,30556	1,70617	135,30082	377,09481	31,56252	135,78598	377,09481	1,38033	0	0,67	12:13:10	19,42408	8,
1481	24,30501	13,94931	1,74238	134,26555	375,36874	31,56252	134,97623	375,22245	1,72538	3,38311	0,68	12:13:32	19,17646	8,
1482	24,24325	13,91386	1,74238	133,9205	371,98563	31,46487	134,24165	373,37743	1,38033	3,38311	0,68	12:13:53	19,14101	7,

Figura 5.9. Tabla de datos generada por la aplicación *MPPLab*.

5.3. Análisis cualitativo. Simetría Horaria e Histéresis. Dependencia con la temperatura y radiación

Como se ha detallado en el capítulo 2, los valores de tensión, corriente y potencia suministradas por un generador fotovoltaico dependen, además del tipo de generador utilizado, de los valores de temperatura y radiación incidente sobre él. Así, un análisis experimental que pretenda determinar las dependencias de V_{MPP} , I_{MPP} y P_{MPP} con la irradiancia (G) y temperatura del panel (T) para una instalación fotovoltaica requiere, al menos en principio, de la posibilidad de mantener constante una de las variables (por ejemplo T) mientras se hace variar la otra (G) y viceversa. Este estudio sólo es posible en instalaciones situadas en laboratorios equipados con

sistemas de control de la irradiancia (por ejemplo mediante el uso de emuladores solares) y de control de la temperatura en el grupo de paneles.

Lo anterior implica que un estudio en estos términos no es posible en la mayoría de instalaciones convencionales, debido principalmente a que la temperatura en el generador mantiene una relación directa con la radiación incidente entre otras variables. Esto imposibilita el estudio de las dependencias con G y T por separado en una instalación convencional.

Sin embargo, un análisis cualitativo de la geometría de la trayectoria de la variable bajo estudio durante un día, puede reportar una información útil sobre el grado de dependencia con G y T .

En el análisis que sigue se van a considerar los datos de temperatura e irradiancia correspondientes a los días 6-11-2008, 8-11-2008, y 9-11-2008, denominados días D1, D2 y D3 respectivamente. En las figuras 5.10, 5.11 y 5.12 se muestran los valores de temperatura sobre módulos (T) y de irradiancia total sobre el plano de paneles (G_{35°) para los días D1, D2 y D3. En este primer análisis no ha sido considerado ningún límite (umbral) en la variación de irradiancia admisible (ΔG) para el barrido de las curvas $I-V$ y $P-V$ (posteriormente se limitará este incremento).

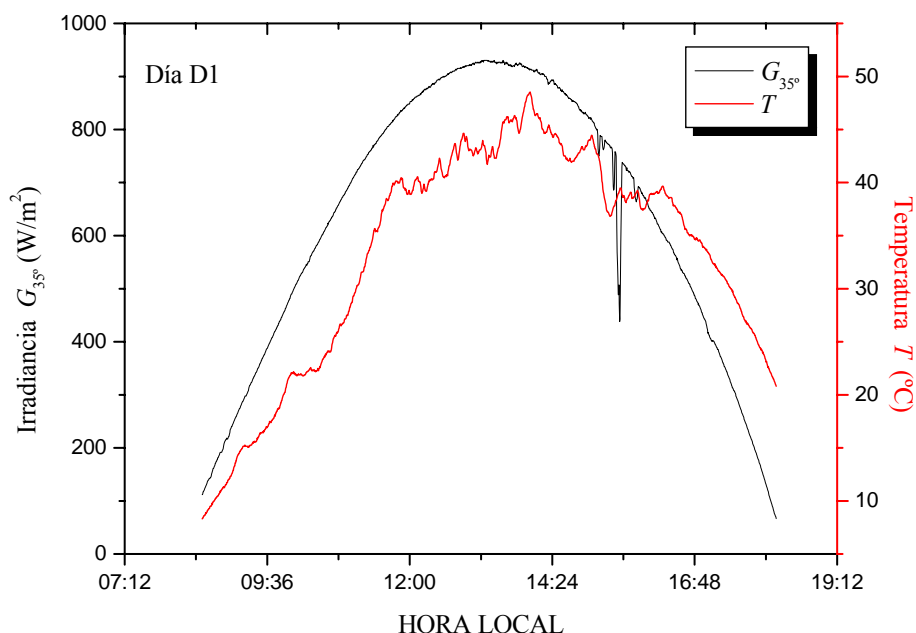


Figura 5.10. Valores de T y G_{35° para el día D1 (6/11/2008).

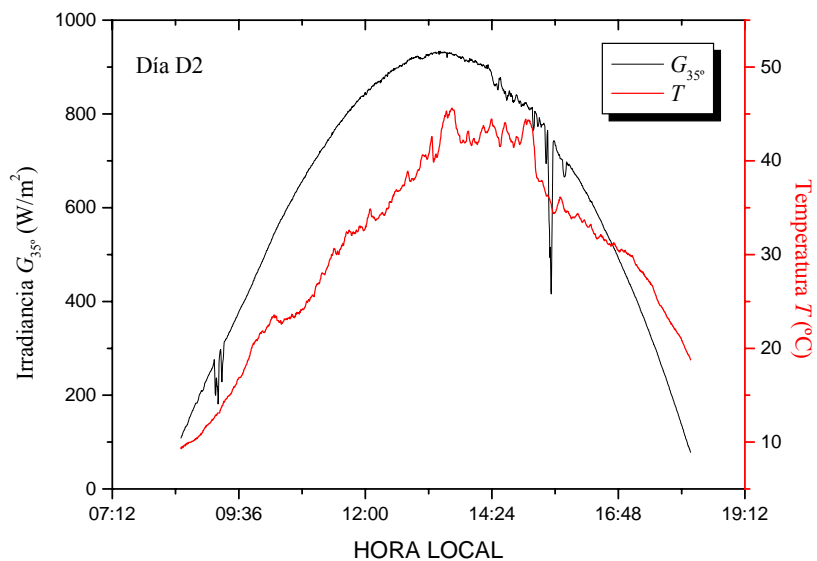


Figura 5.11. Valores de T y G_{35° para el día D2 (8/11/2008).

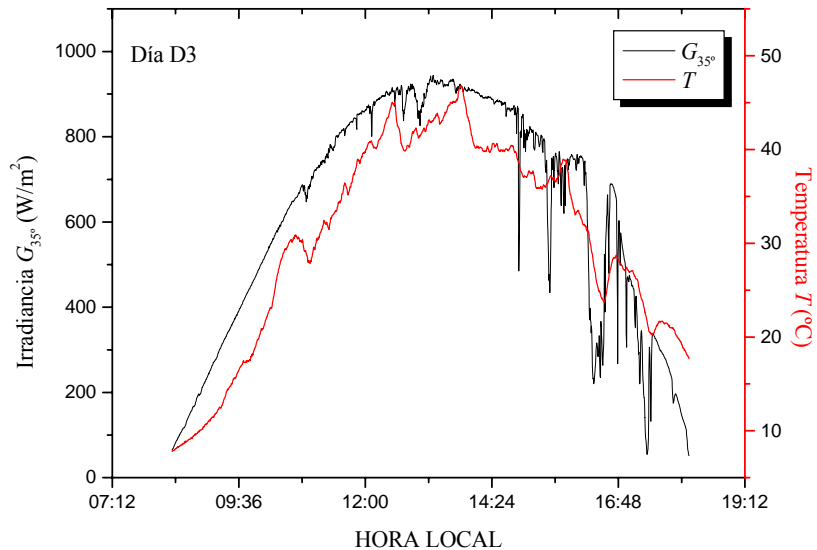


Figura 5.12. Valores de T y G_{35° para el día D3 (9/11/2008).

En la figura 5.13 se muestran las curvas de irradiación solar incidente G_0 y G_{35° para el día D1. Puede observarse que salvo perturbaciones (por ejemplo, el paso de una nube), estas curvas son prácticamente simétricas respecto del mediodía (hora de máxima radiación).

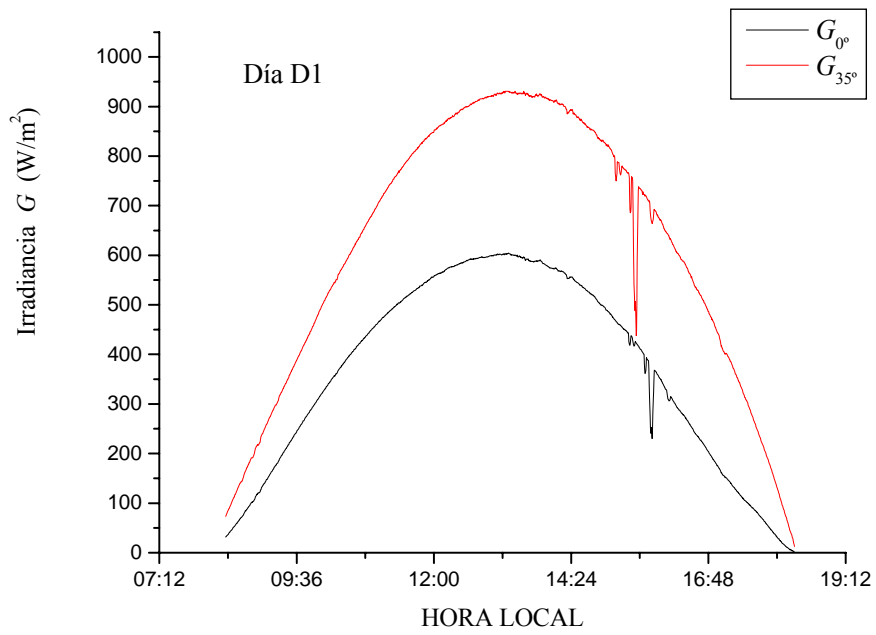


Figura 5.13. Valores de G_{0° y G_{35° para el día D1.

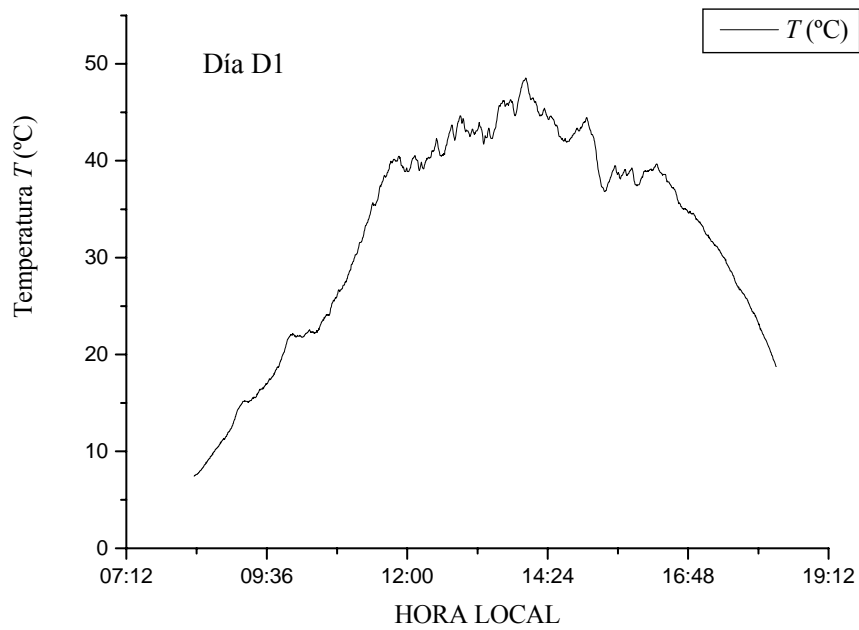


Figura 5.14. Valores de temperatura en paneles (T) para el día D1.

Esta simetría no se presenta (al menos de forma tan marcada) en los valores de temperatura medida en los paneles (figura 5.14). Aunque la temperatura depende en gran medida de la radiación incidente, está muy influenciada por otras variables como la velocidad del viento (que enfría los paneles), humedad, etc. También es importante remarcar el efecto de la inercia térmica. Así, es probable que a igualdad de radiación incidente, la temperatura en el generador fotovoltaico tienda a ser mayor en horas de la tarde que durante la mañana. En la figura 5.15 se muestran los valores de temperatura frente a los de irradiancia para el día D1.

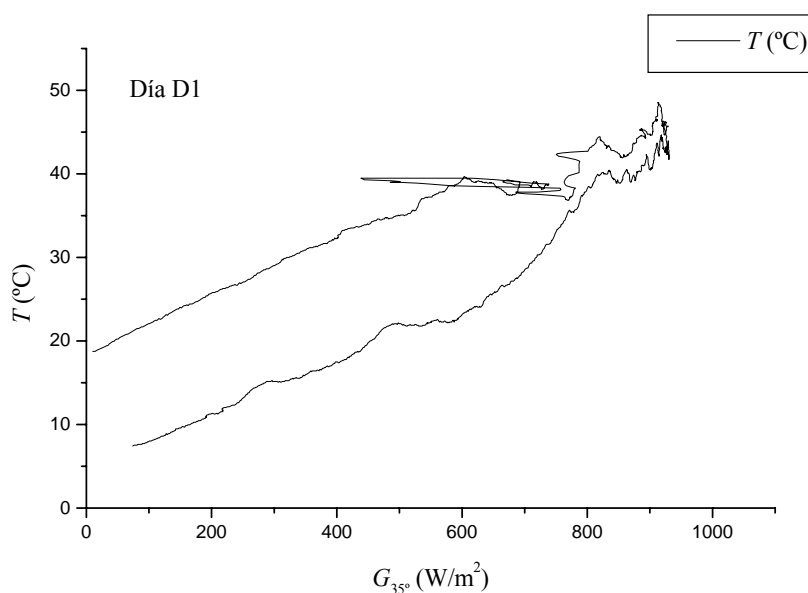


Figura 5.15. Representación de los valores de T frente a $G_{35^{\circ}}$ para el día D1.

Nótese que si la variable bajo estudio presenta un marcado comportamiento simétrico respecto del mediodía, indicará que está fuertemente influenciada por la radiación incidente, esto es, está muy correlacionado con ella. Por contra, si el comportamiento anterior no se da tan claramente, apareciendo ciclos de histéresis cuando se cierran el origen y el final de la trayectoria en la representación de la variable bajo estudio frente a la radiación, tal variable presentará también fuertes dependencias con la temperatura. El área encerrada en este ciclo de histéresis da idea del grado de dependencia con T .

En la sección 2.4.2 del capítulo 2 se describen los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia conocidos como constante de tensión y de corriente [Alghuwainem, 1994; Chetty1986; Lafferty, 1989; Masoum et al., 1998, 1999; Noguchi et al., 2002; Salameh et al., 1991; Schoeman y van Wyk, 1982]. Estos métodos estiman la tensión y corriente en el punto de máxima potencia como fracciones más o menos constantes tanto de la tensión de circuito abierto

V_{OC} como de la corriente de cortocircuito I_{SC} (expresión 2.80). No obstante, también se indica en esta sección que el valor de estas constantes ($K_V = V_{MPP}/V_{OC}$, $K_I = I_{MPP}/I_{SC}$) mantiene a su vez dependencias con G y T (figura 2.40) [Abou El y Roger J, 1984; Andersen y Alvsten, 1995; Van der Merve L y G, 1998]. Así, queda implícito que tanto los valores de V_{MPP} como los de I_{MPP} mantienen dependencias con G y T , siendo de especial importancia, tal y como se detalla en la sección 2.2.4.2, la influencia de la temperatura en V_{OC} (y por ende en V_{MPP}), y de la radiación en I_{SC} y por consiguiente en I_{MPP} .

A modo de ejemplo se muestra en la figura 5.16 la trayectoria de la tensión del MPP (V_{MPP}) para el día D1. Puede observarse que no presenta un marcado comportamiento simétrico. Además, en la figura 5.17 se muestra una representación de los valores de V_{MPP} frente a los niveles de irradiancia G_{35° , observándose una histéresis evidente, lo que implica según el razonamiento anterior una dependencia lógica con la temperatura.

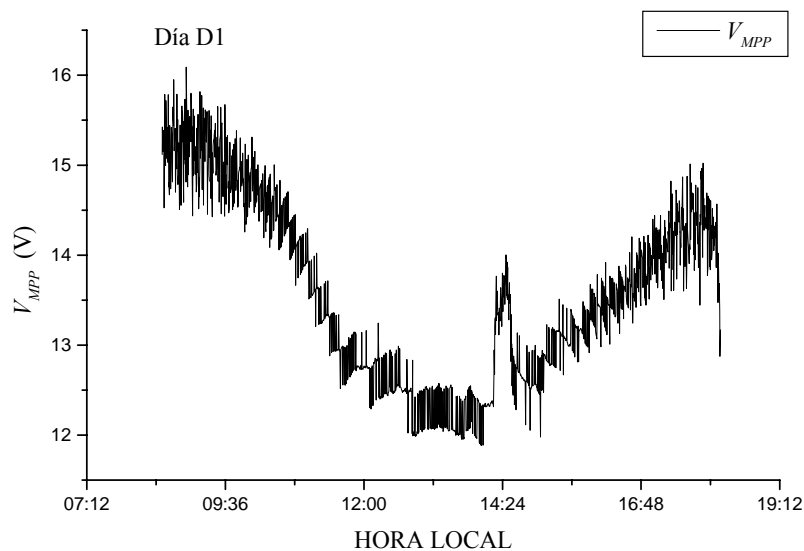


Figura 5.16. Trayectoria de V_{MPP} para el día D1.

Las dependencias de la tensión y corriente del punto de máxima potencia con la temperatura y la irradiancia son lógicamente trasladadas a la potencia del punto de máxima potencia (P_{MPP}). En la figura 5.18 se muestra la trayectoria de la potencia del MPP para el día D1. Puede observarse un marcado carácter simétrico, lo que indica una clara correlación con la irradiancia incidente. Además en la representación de dicha potencia frente a la irradiancia, tal y como se muestra en la figura 5.19, se obtiene un ciclo de histéresis, lo que indica la esperada existencia de dependencias con la temperatura.

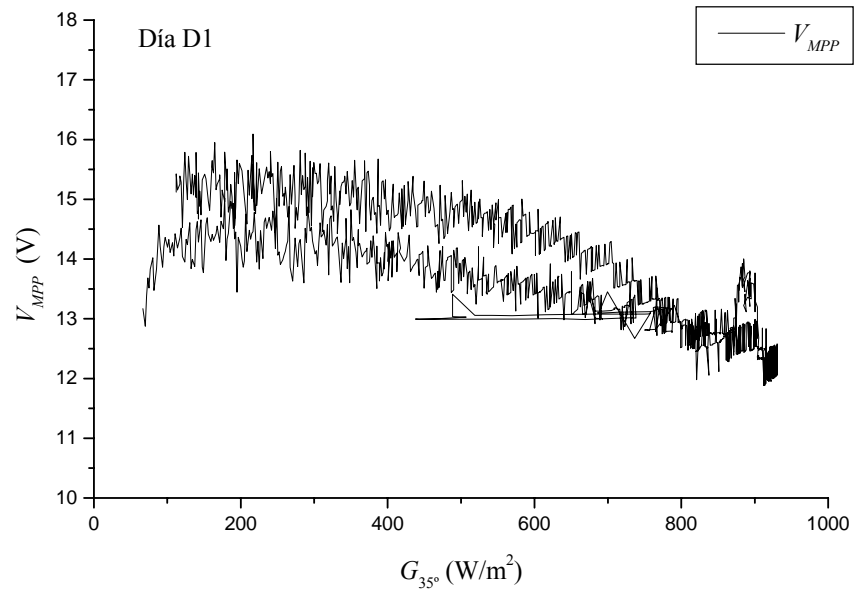


Figura 5.17. Representación de los valores de V_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

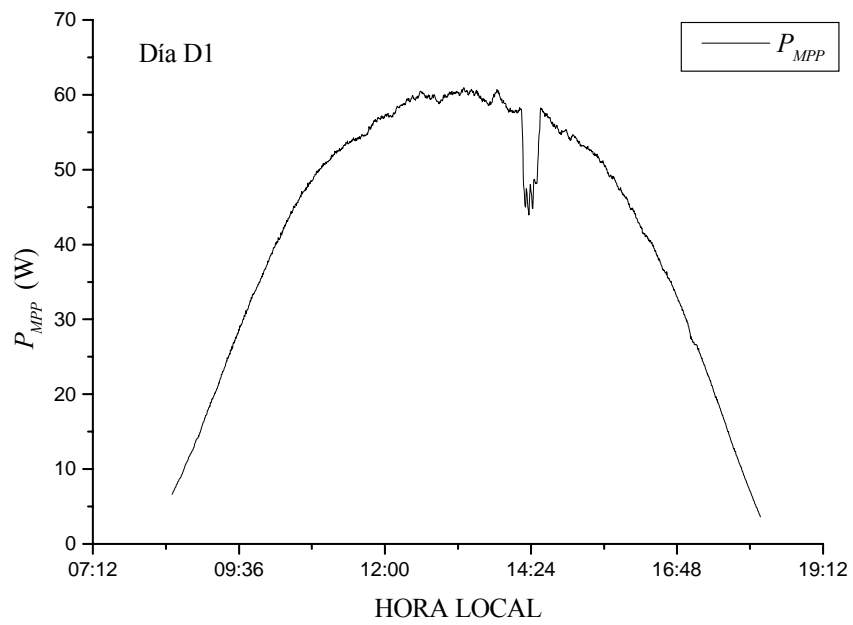


Figura 5.18. Trayectoria de P_{MPP} para el día D1.

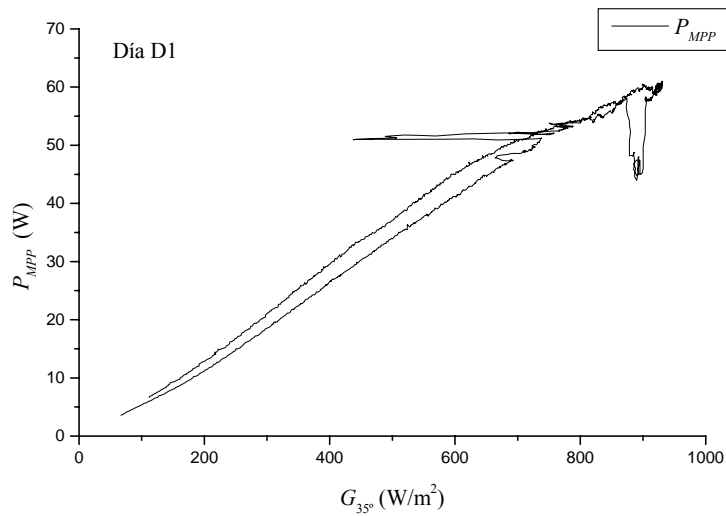


Figura 5.19. Representación de los valores de P_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

El estudio anterior no hace sino demostrar algo que ya se sabía, y es que la tensión, corriente y potencia del MPP son funciones de T y G . Así, cualquier algoritmo basado en modelos que pretenda el seguimiento del MPP de forma eficiente por estimación directa de V_{MPP} , I_{MPP} o P_{MPP} , debe al menos en principio, considerar medidas de T y G . Pero, ¿es posible la elección de una variable relativa al MPP que prescindiera de los valores de T o G ? La búsqueda de la respuesta a esta pregunta será objeto de la investigación que sigue.

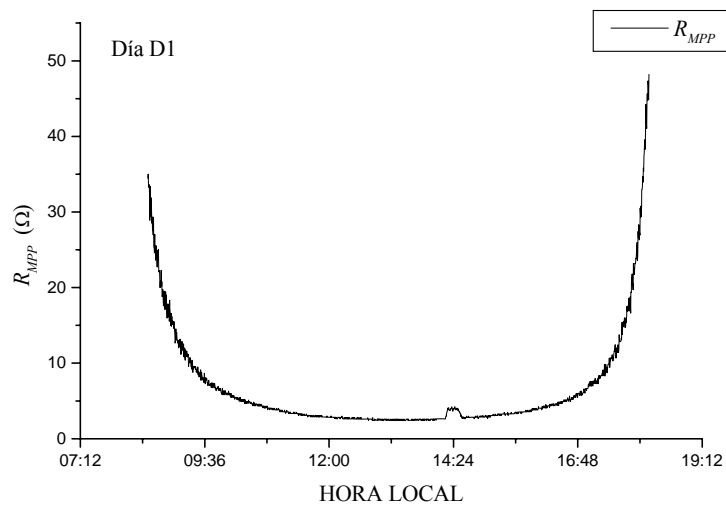


Figura 5.20. Trayectoria de R_{MPP} para el día D1.

En la figura 5.20 se muestra para el día D1 la trayectoria de la variable denominada *resistencia del punto de máxima potencia* ($R_{MPP} = V_{MPP} / I_{MPP}$). Puede observarse en esta figura el marcado carácter simétrico de R_{MPP} , lo que indica una alta correlación con la irradiancia (G). En la figura 5.21 se muestra la representación de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1. Puede observarse que no existe ciclo de histéresis apreciable, lo que indica que R_{MPP} no presenta dependencias significativas con la temperatura.

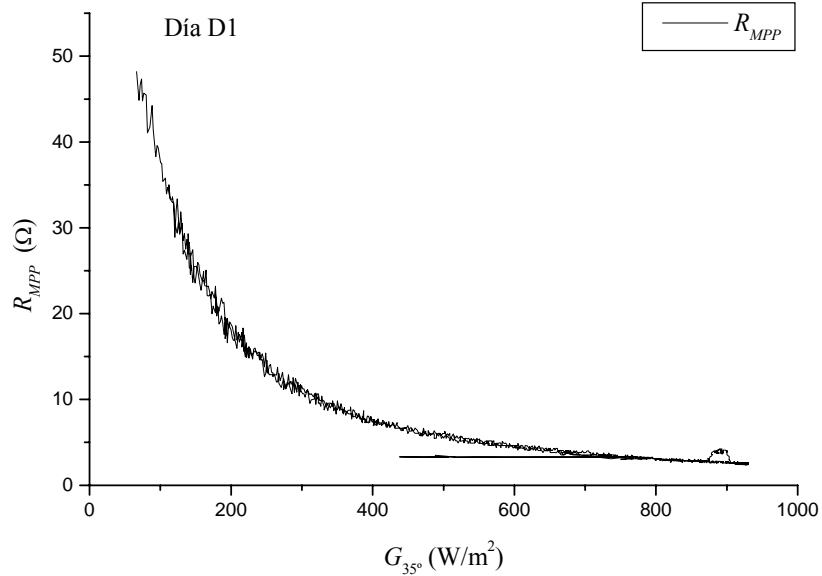


Figura 5.21. Representación de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

Una forma de expresar analíticamente el resultado de la figura 5.21 se muestra en la expresión (5.1). Si las dependencias de V_{MPP} e I_{MPP} con G y T son separables mediante el producto de dos funciones independientes $f(G)$ y $h(T)$, y tanto I_{MPP} como V_{MPP} varían en la misma forma con T , al menos en el rango de trabajo usual del sistema fotovoltaico, se produce entonces la cancelación de la función $h(T)$ que recoge las dependencias con la temperatura.

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} = \frac{f_V(G, T)}{f_I(G, T)} \approx \frac{f_{VG}(G) \cdot h(T)}{f_{IG}(G) \cdot h(T)} = \frac{f_{VG}(G)}{f_{IG}(G)} = f(G). \quad (5.1)$$

5.4. Modelado de R_{MPP}

A partir de los datos obtenidos en la experimentación pueden realizarse distintos tipos de modelos para la resistencia del punto de máxima potencia (R_{MPP}). En lo que sigue se presentan los diferentes modelos realizados con sus análisis de precisión correspondientes. Todos estos

modelos han sido ajustados mediante el método de mínimos cuadrados. Ello se ha hecho así por ser quizás el método más objetivo para ajustar un conjunto de datos dispersos.

Si se dispone de una colección de N valores observados (medidos) y_i , y se pretende estimar tales valores mediante el uso de un estimador (modelo) f según la expresión 5.2, donde \hat{y}_i es la variable dependiente o estimada (proporcionada por el modelo), x_i la variable independiente y θ el conjunto de parámetros del modelo, éstos deben ser ajustados para minimizar una determinada función de coste.

$$\hat{y}_i = f(x_i, \theta). \quad (5.2)$$

Suelen utilizarse como funciones de coste a minimizar el *Error Cuadrático Medio MSE* (*Mean Square Error*) o su raíz cuadrada *RMSE* (*Root Mean Square Error*) dado en las expresiones (5.2) y (5.3). Así, cuanto menor son estos valores, mejor es el ajuste y por tanto más preciso es el modelo utilizado.

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2, \quad (5.3)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2}. \quad (5.4)$$

Por precisión se entiende el promedio del grado de correspondencia entre pares individuales de valores estimados y medidos. Así, el *RMSE* proporciona la medida de las diferencias en promedio de ambos valores. Otro índice que describe una información similar es el *Error Absoluto Medio MAE* (*Mean Absolute Error*), definido en la expresión (5.5) [Stauffer y Seaman, 1990]:

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |y_i - \hat{y}_i|. \quad (5.5)$$

Para tener en cuenta el peso del error respecto al valor de la variable medida puede normalizarse su valor, obteniéndose entonces el *Error Absoluto Medio Normalizado NMAE* (*Normalized Mean Absolute Error*), según se muestra en la expresión (5.6) [Stauffer y Seaman, 1990].

$$NMAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{|y_i|}. \quad (5.6)$$

Este error suele expresarse en % según (5.7).

$$NMAE\% = \frac{100}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|y_i - \hat{y}_i|}{|y_i|}. \quad (5.7)$$

Por último, el *Sesgo* (*BIAS*) proporciona información sobre la tendencia del modelo a sobreestimar o subestimar una variable, cuantificando el error sistemático del modelo (5.8).

$$BIAS = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i). \quad (5.8)$$

5.4.1. Modelo Exponencial

La forma de la curva mostrada en la figura 5.21 sugiere un modelado tipo exponencial de manera casi inmediata. Así, en la figura 5.22 se muestran conjuntamente los valores experimentales de R_{MPP} y los obtenidos mediante el ajuste exponencial descrito en (5.9).

$$R_{MPP-ExpDec}(\Omega) = A_1 + B_1 e^{-\frac{G}{C_1}}. \quad (5.9)$$

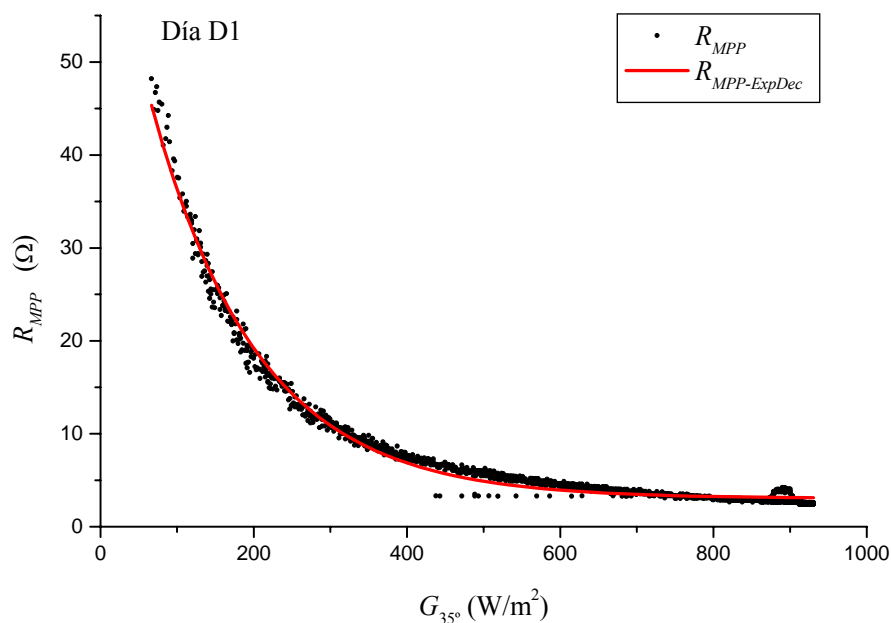


Figura 5.22. Ajuste exponencial de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

Del ajuste exponencial (para el día D1) se obtienen los valores de los tres parámetros implicados:

$$A_1 = 3,04 \pm 0,02 \text{ } (\Omega), \quad (5.10)$$

$$B_1 = 68,4 \pm 0,4 \text{ } (\Omega), \quad (5.11)$$

$$C_1 = 138,7 \pm 0,7 \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right). \quad (5.12)$$

En la figura 5.23 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste exponencial ($R_{MPP-ExpDec}$). Puede observarse que este modelo es relativamente preciso para valores bajos de radiación (mañana y tarde), y algo menos cuando la radiación alcanza valores altos (horas próximas al mediodía).

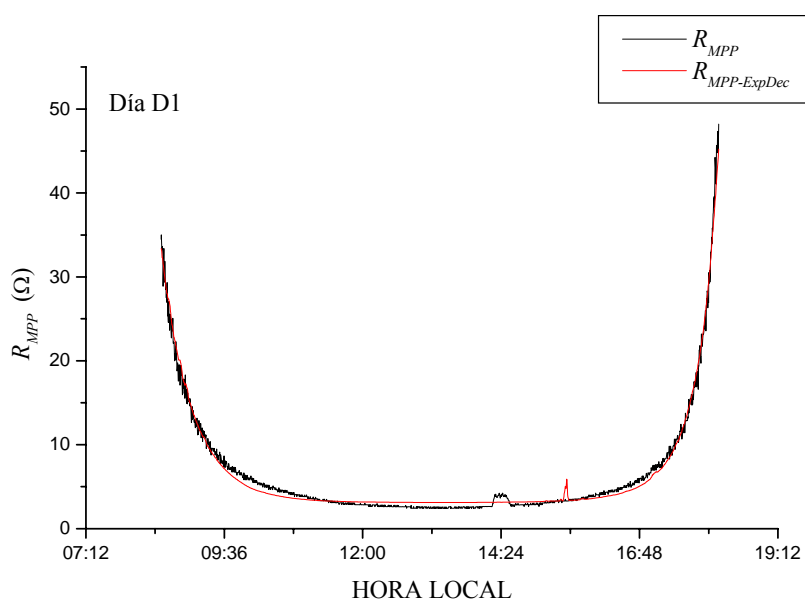


Figura 5.23. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D1.

Para analizar el comportamiento del modelo propuesto, éste ha sido ensayado con datos no utilizados en la estimación de sus parámetros, es decir, datos no usados en el entrenamiento del propio modelo, correspondientes a los días D2 y D3. El resultado se muestra en la figuras 5.24 y 5.25.

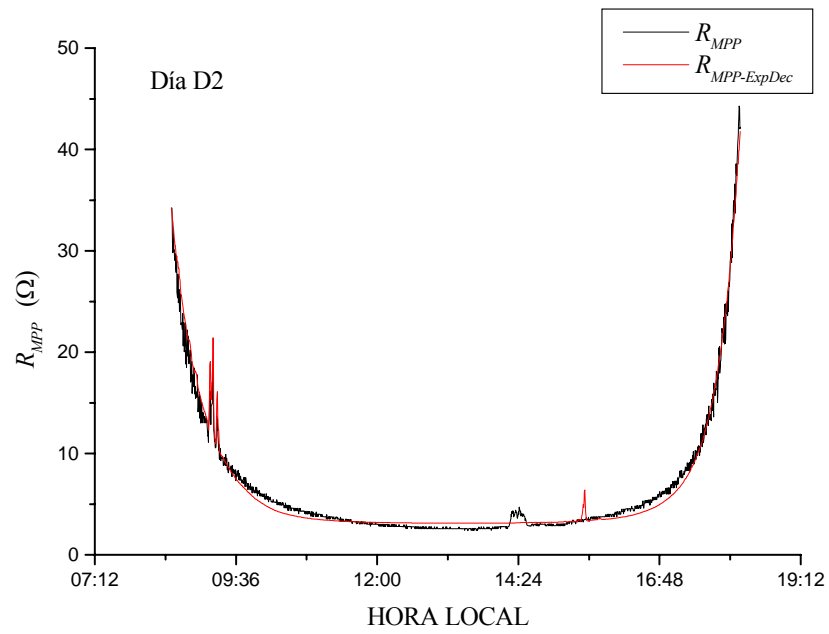


Figura 5.24. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D2.

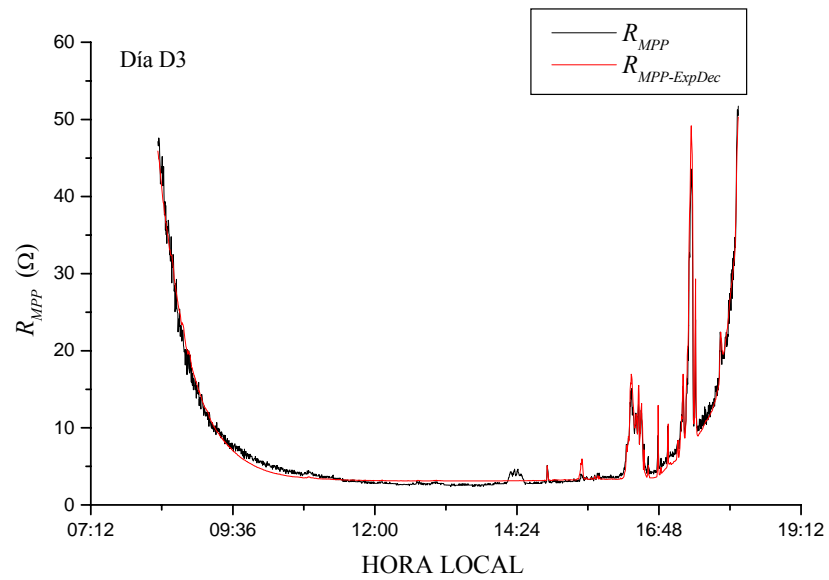


Figura 5.25. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D3.

En la tabla 5.2 se muestran los valores de los índices de error que muestra el modelo, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, tanto para el día D1 (datos utilizados en el entrenamiento del modelo) como para los días D2 y D3 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo).

Tabla 5.2. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo exponencial.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,743 (Ω)	0,841 (Ω)	1,026 (Ω)
MAE	0,577 (Ω)	0,618 (Ω)	0,673 (Ω)
$NMAE\%$	11,969 (%)	11,377 (%)	11,160 (%)
$BIAS$	0,033 (Ω)	0,001 (Ω)	-0,014 (Ω)

5.4.2. Modelo Hiperbólico

La forma de la curva mostrada en la figura 5.21 también sugiere un modelado tipo hiperbólico. En la figura 5.26 se muestran los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° .

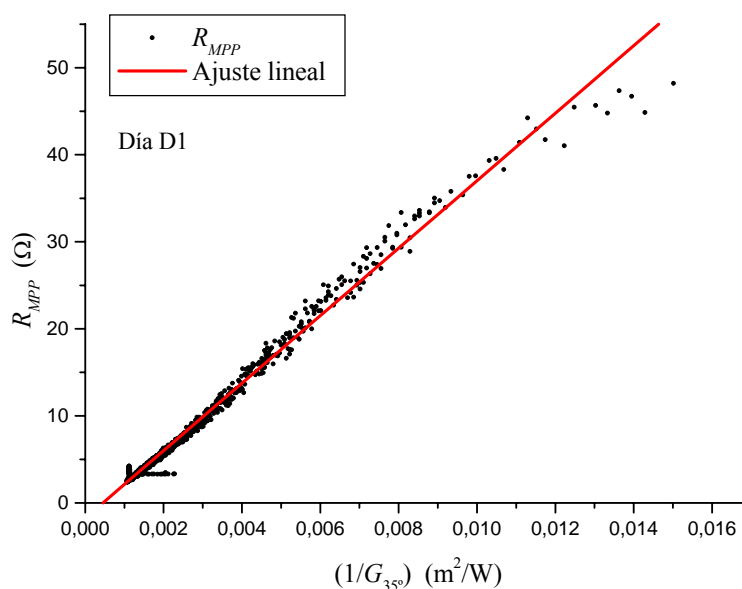


Figura 5.26. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso G_{35° para el día D1. Ajuste lineal por mínimos cuadrados.

Un ajuste lineal por mínimos cuadrados de esta curva presenta un coeficiente de correlación $r = 0,99487$, lo que sugiere una hipérbola del tipo de la expresión (5.13). La figura 5.26 muestra que el ajuste lineal muestra cierta desviación para valores de radiación bajos, sin embargo se muestra preciso cuando estos valores son altos.

$$R_{MPP-Hip}(\Omega) = A_2 + \frac{B_2}{G} \quad (5.13)$$

En la figura 5.27 se muestran conjuntamente los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos usando un ajuste hiperbólico ($R_{MPP-Hip}$). Los valores de los parámetros obtenidos son:

$$A_2 = -1,77 \pm 0,03 \text{ } (\Omega), \quad (5.14)$$

$$B_2 = 3880 \pm 10 \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right). \quad (5.15)$$

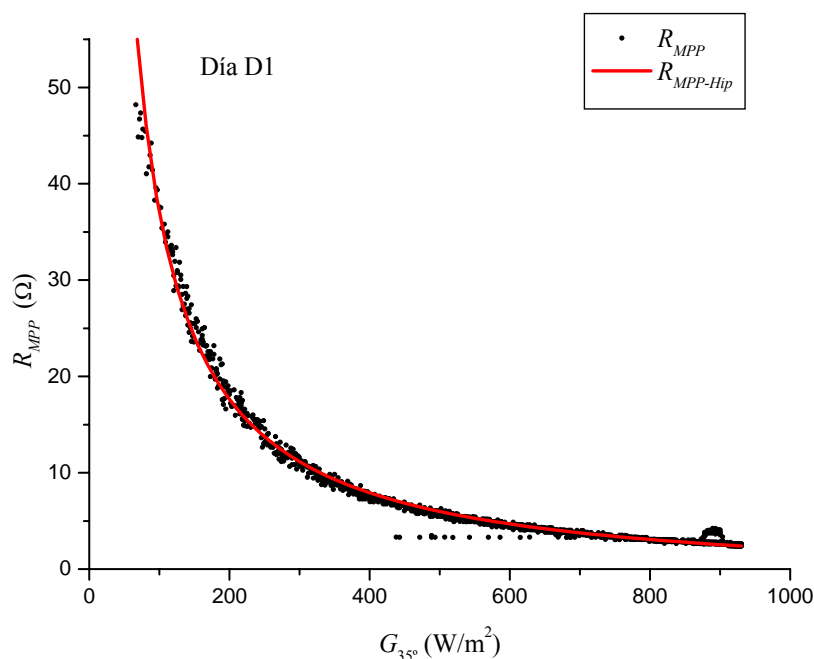


Figura 5.27. Ajuste hiperbólico de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

En la figura 5.27 parece observarse que a diferencia de lo que ocurre con el modelo exponencial, el modelo hiperbólico es bastante preciso para valores altos de irradiancia, y no

cuando la radiación es pequeña. En la figura 5.28 se muestran las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste hiperbólico ($R_{MPP-Hip}$) para el día D1.

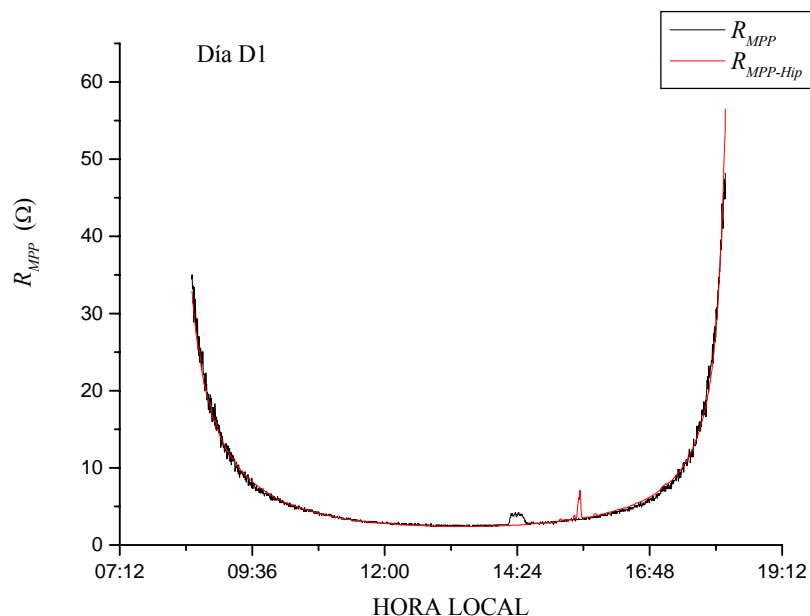


Figura 5.28. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D1.

Las figuras 5.39 y 5.30 muestran el comportamiento del modelo hiperbólico para los días D2 y D3 respectivamente (datos de no entrenamiento del modelo). En la tabla 5.3 se recogen los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$.

Tabla 5.3. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo hiperbólico.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,717 (Ω)	0,665 (Ω)	1,840 (Ω)
MAE	0,361 (Ω)	0,385 (Ω)	0,616 (Ω)
$NMAE\%$	5,523 (%)	6,364 (%)	7,080 (%)
$BIAS$	$-2,612 \cdot 10^{-7}$ (Ω)	$6,611 \cdot 10^{-3}$ (Ω)	-0,114 (Ω)

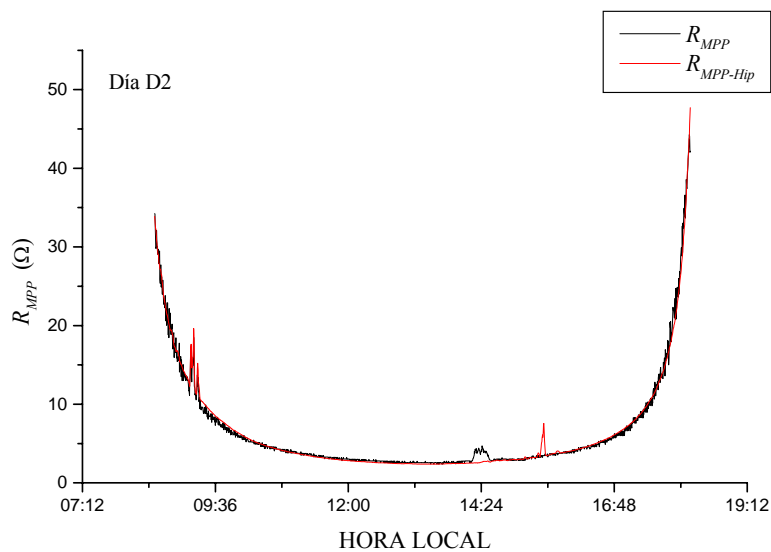


Figura 5.29. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D2.

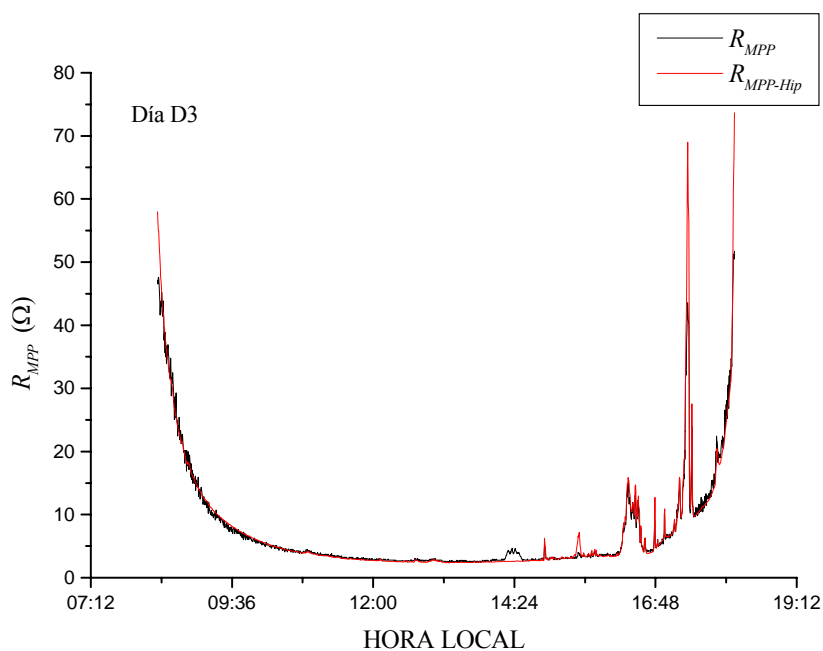


Figura 5.30. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Hip}$ para el día D3.

En principio, y para el conjunto de valores utilizados, el modelo hiperbólico parece ser algo más preciso que el exponencial. Además, tiene la ventaja de necesitar sólo del ajuste de dos parámetros, frente a los tres que utiliza el modelo exponencial.

5.4.3. Modelo Polinómico de orden 2

El ajuste de la curva de la figura 5.26 puede extenderse a un polinomio de orden n , tomando el inverso de la radiación como variable independiente. En la figura 5.31 se muestran los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° . También se muestra la curva de ajuste polinómico de orden 2 en $(G_{35^\circ})^{-1}$ según la expresión (5.16) con los parámetros dados en (5.17), (5.18) y (5.19).

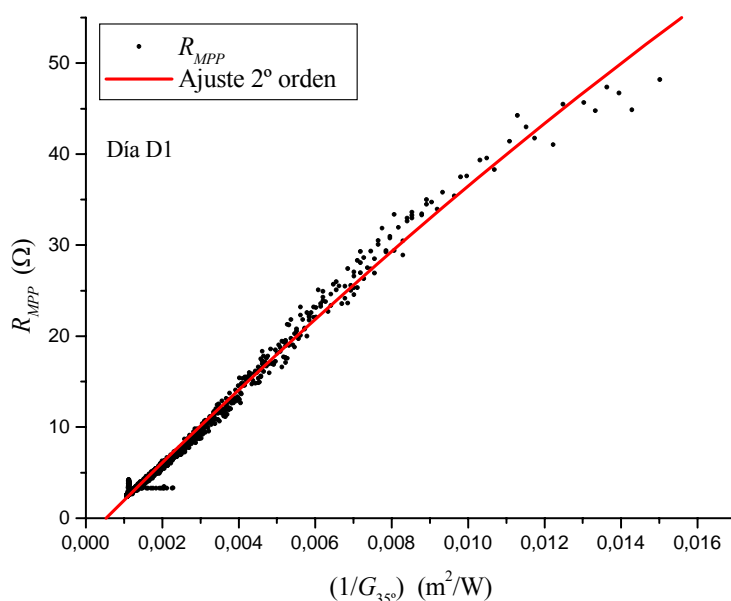


Figura 5.31. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° para el día D1. Ajuste polinómico de segundo orden.

$$R_{MPP-Pol2}(\Omega) = A_3 + \frac{B_3}{G} + \frac{C_3}{G^2}, \quad (5.16)$$

$$A_3 = -2,25 \pm 0,04 \quad (\Omega), \quad (5.17)$$

$$B_3 = 4234 \pm 26 \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right), \quad (5.18)$$

$$C_3 = (-360 \pm 25) \cdot 10^2 \left(\frac{\Omega W^2}{m^4} \right). \quad (5.19)$$

En la figura 5.32 se muestran conjuntamente los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos mediante el ajuste polinómico de orden 2 ($R_{MPP-Pol2}$).

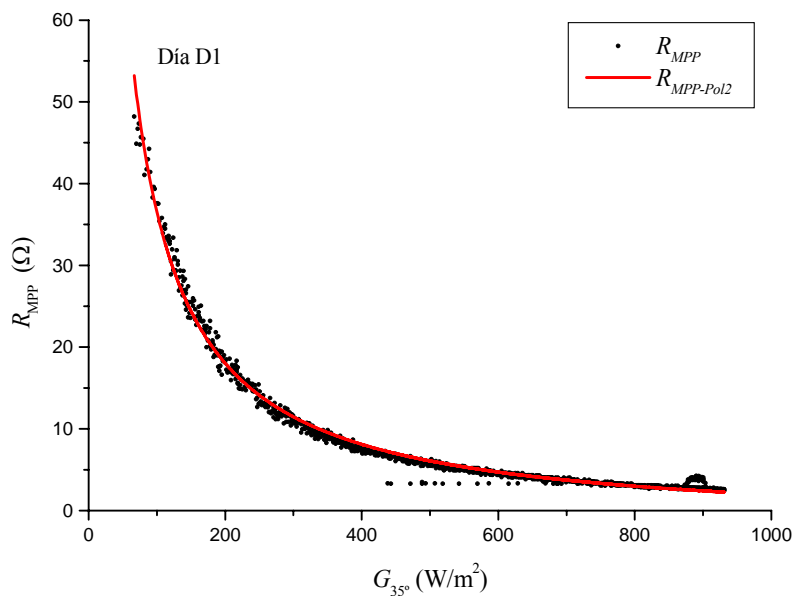


Figura 5.32. Ajuste polinómico de segundo orden de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para D1.

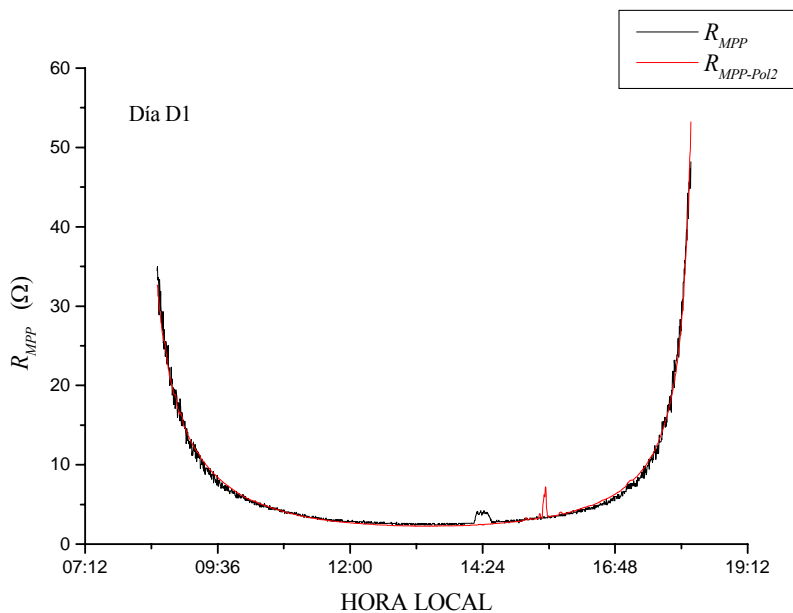


Figura 5.33. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D1.

En la figura 5.33 se muestran las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste polinómico de orden 2 ($R_{MP-Pol2}$) para el día D1. En las figuras 5.34 y 5.35 se muestra este comportamiento para los días D2 y D3.

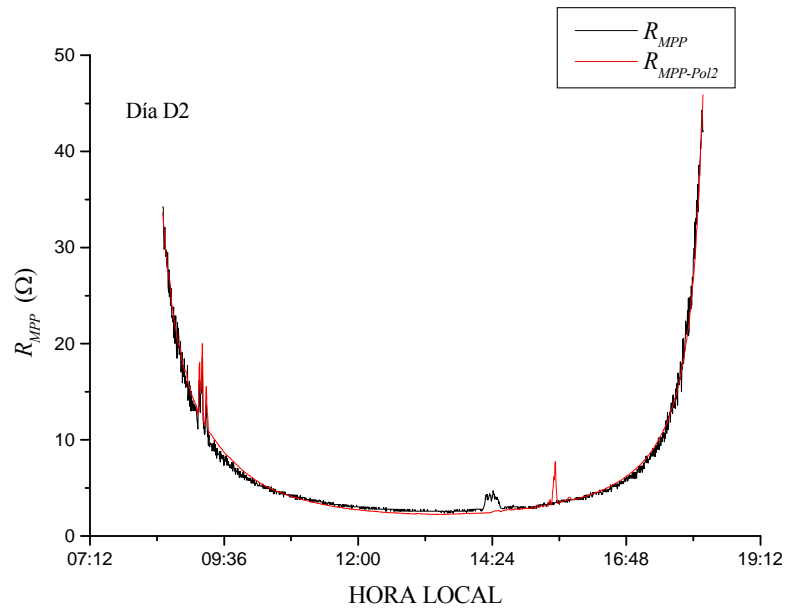


Figura 5.34. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D2.

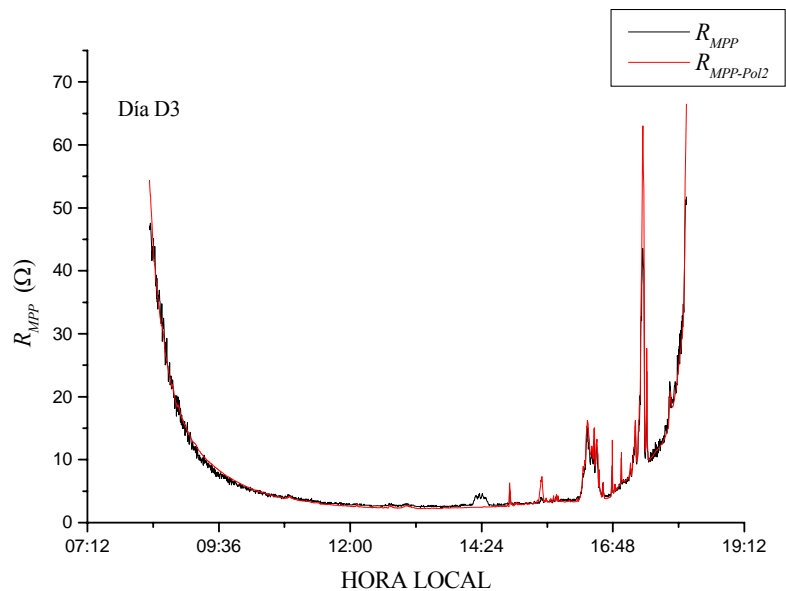


Figura 5.35. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol2}$ para el día D3.

En la tabla 5.4 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.4. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el mod. polinómico de orden 2.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,674 (Ω)	0,712 (Ω)	1,470(Ω)
MAE	0,414 (Ω)	0,469 (Ω)	0,6345 (Ω)
$NMAE\%$	7,346 (%)	8,504 (%)	9,066 (%)
$BIAS$	$2,879 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,002 (Ω)	-0,068 (Ω)

Este modelo presenta mejoras poco significativas en el valor de $RMSE$ frente al modelo hiperbólico. Por contra el índice de error relativo $NMAE\%$ se ve incrementado.

5.4.4. Modelo Polinómico de orden 3

Este modelo es análogo al anterior, salvo en que el polinomio se extiende hasta orden 3.

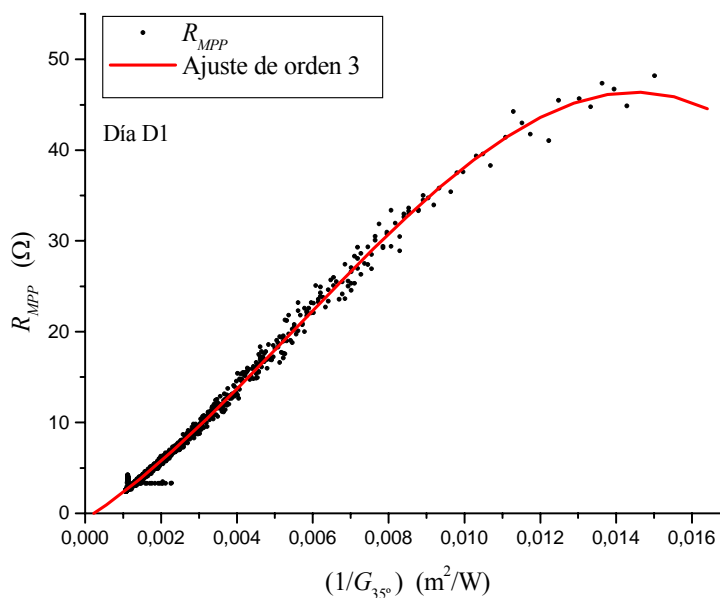


Figura 5.36. Representación de los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° para el día D1. Ajuste polinómico de tercer orden.

En la figura 5.36 se muestran los valores de R_{MPP} frente al inverso de G_{35° y el ajuste polinómico de tercer orden en $(G_{35^\circ})^{-1}$ según la expresión (5.20) con los parámetros dados en (5.21), (5.22), (5.23) y (5.24).

$$R_{MPP-Pol3}(\Omega) = A_4 + \frac{B_4}{G} + \frac{C_4}{G^2} + \frac{D_4}{G^3}, \quad (5.20)$$

$$A_4 = -0,67 \pm 0,05 \quad (\Omega), \quad (5.21)$$

$$B_4 = \left(268 \pm 5\right) \cdot 10 \left(\frac{\Omega W}{m^2}\right), \quad (5.22)$$

$$C_4 = \left(30 \pm 1\right) \cdot 10^4 \left(\frac{\Omega W^2}{m^4}\right), \quad (5.23)$$

$$D_4 = \left(-180 \pm 5\right) \cdot 10^5 \left(\frac{\Omega W^3}{m^6}\right). \quad (5.24)$$

En la figura 5.37 se muestran conjuntamente los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos mediante el ajuste polinómico de orden 3 ($R_{MPP-Pol3}$).

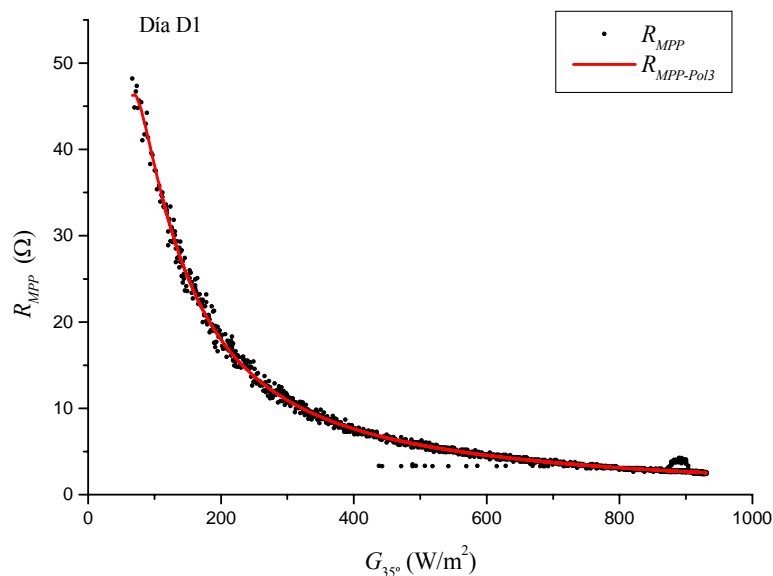


Figura 5.37. Ajuste polinómico de tercer orden de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

En la figura 5.38 se muestran las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste polinómico de orden 3 ($R_{MP-Pol3}$) para el día D1. En las figuras 5.39 y 5.40 se muestra el comportamiento para los días D2 y D3.

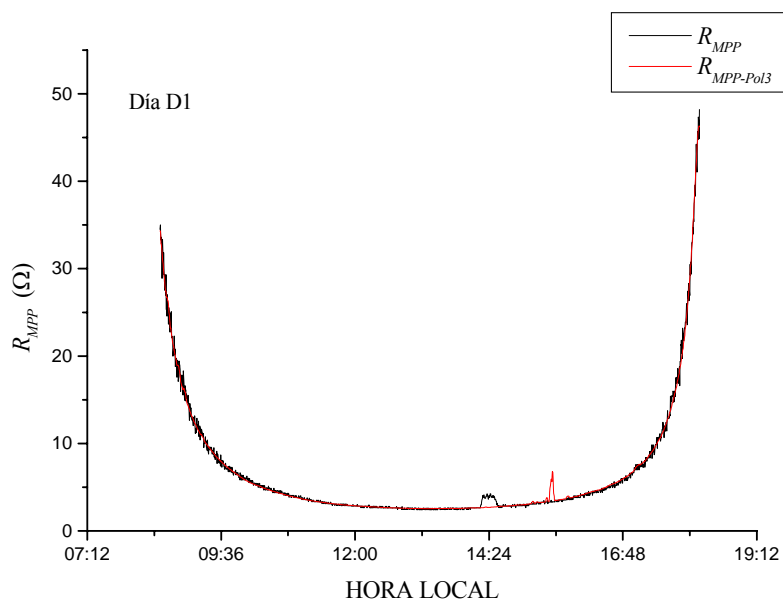


Figura 5.38. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MP-Pol3}$ para el día D1.

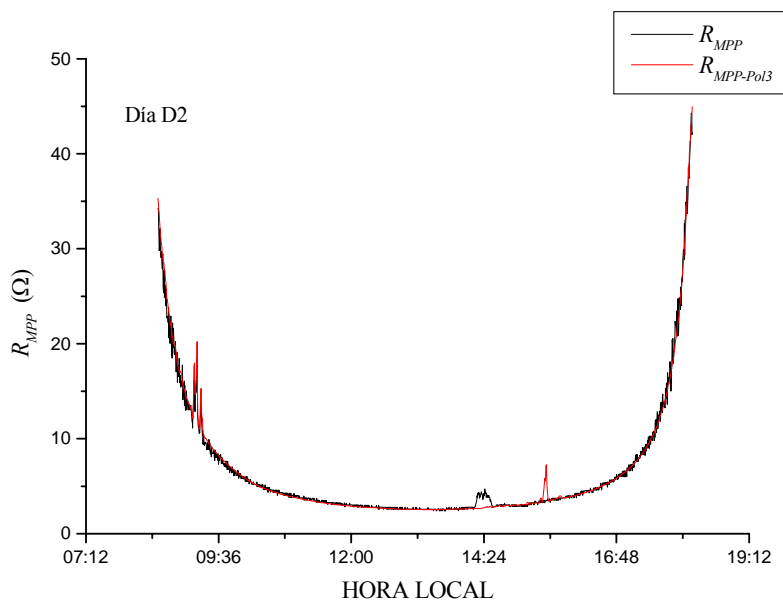


Figura 5.39. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MP-Pol3}$ para el día D2.

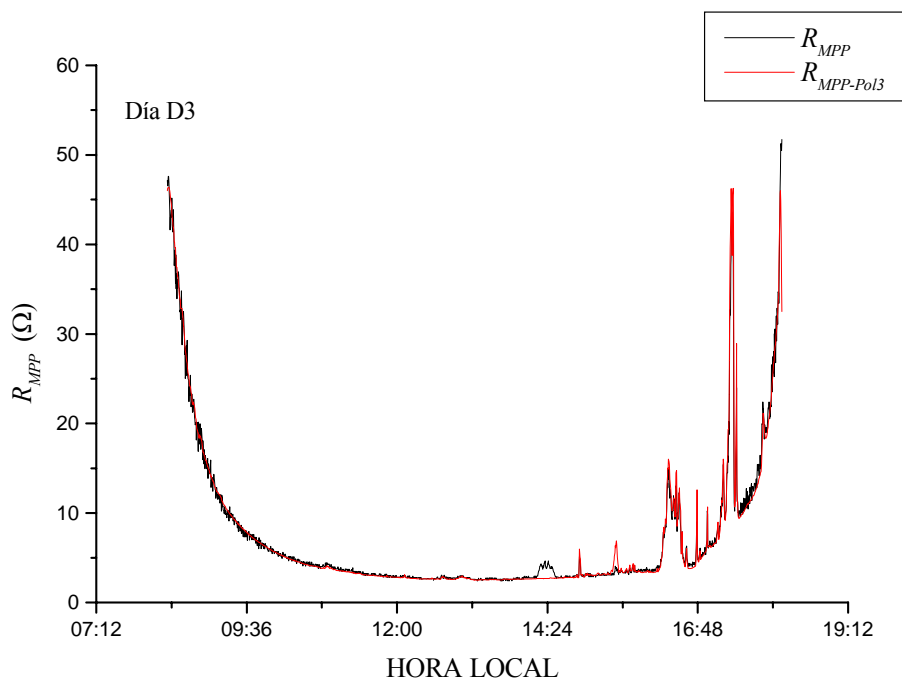


Figura 5.40. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pol3}$ para el día D3.

En la tabla 5.5 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.5. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el mod. polinómico de orden 3.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,503 (Ω)	0,612 (Ω)	1,118 (Ω)
MAE	0,274 (Ω)	0,328 (Ω)	0,456 (Ω)
$NMAE\%$	4,512 (%)	4,874 (%)	5,566 (%)
$BIAS$	$1,659 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,021 (Ω)	0,034 (Ω)

Este modelo presenta mejoras significativas en los valores de $RMSE$, MAE y del error relativo porcentual $NMAE\%$ frente a los modelos anteriores.

5.4.5. Modelo Ponderado

Si se hace una ampliación por ejemplo sobre las figuras 5.24 y 5.29 puede advertirse que los modelos exponencial e hiperbólico de R_{MPP} presentan desviaciones opuestas respecto de los valores medidos de R_{MPP} , tanto para valores altos como bajos de la radiación incidente. Parece entonces apropiado proponer una combinación de ambos modelos con el fin de que se produzcan cancelaciones en las desviaciones respecto de los valores reales de R_{MPP} . Surge así el denominado *modelo ponderado*, dado en la expresión (5.25), donde x es el *factor de ponderación*, que toma valores entre 0 y 1. Si este factor de ponderación toma el valor $x = 0,5$ el modelo ponderado es simplemente un promedio de los valores proporcionados por los modelos exponencial e hiperbólico.

$$R_{MPP-Pond}(\Omega) = x \cdot R_{MPP-ExpDec}(\Omega) + (1 - x) \cdot R_{MPP-Hip}(\Omega). \quad (5.25)$$

En la figura 5.41 se muestran los valores del $RMSE$ frente al factor de ponderación x para el día D1. Puede advertirse que el $RMSE$ alcanza su valor mínimo 0,5362 para $x = 0,48$.

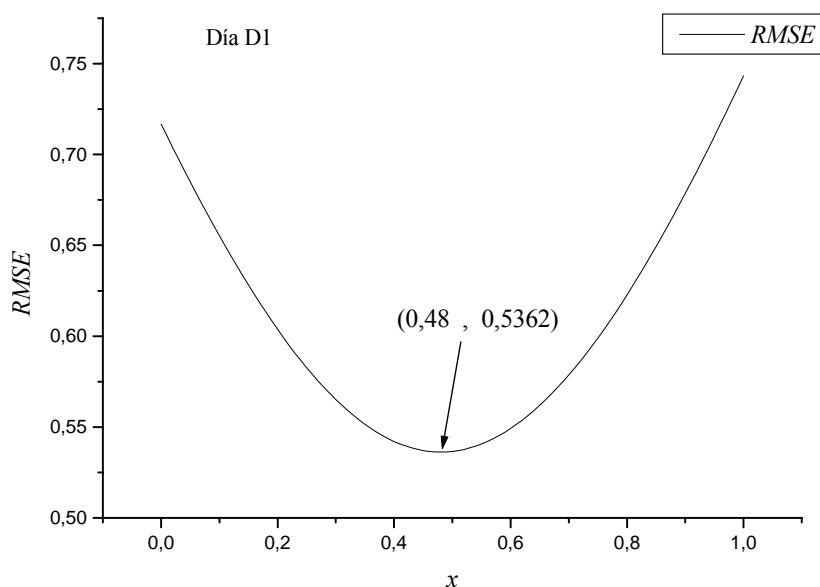


Figura 5.41. Valores del $RMSE$ frente al factor de ponderación x para el día D1

En las figuras 5.42 y 5.43 se muestran conjuntamente para el día D1 los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos con el modelo ponderado con factores de ponderación 0,48 ($R_{MPP-Pond-x=0,48}$) y 0,5 ($R_{MPP-Pond-x=0,5}$) respectivamente.

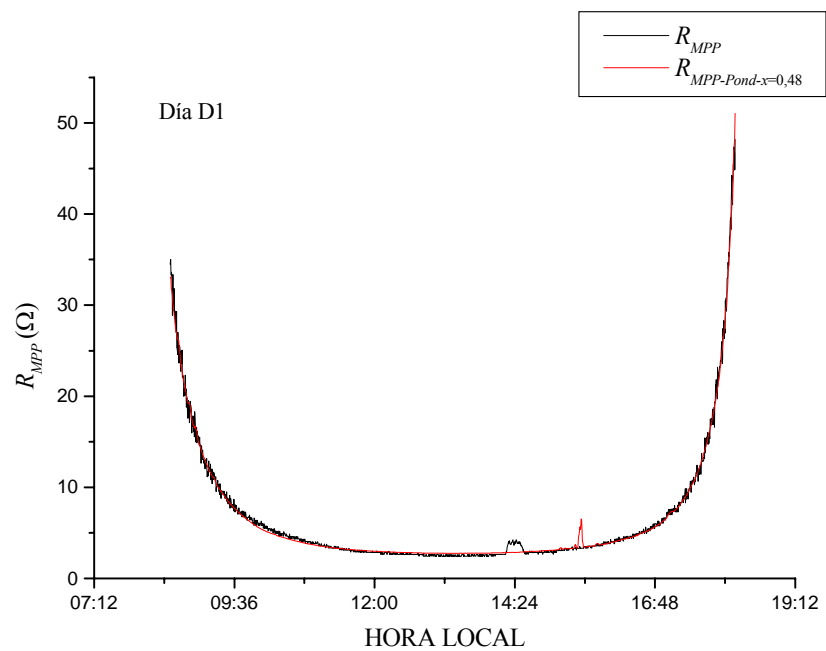


Figura 5.42. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D1.

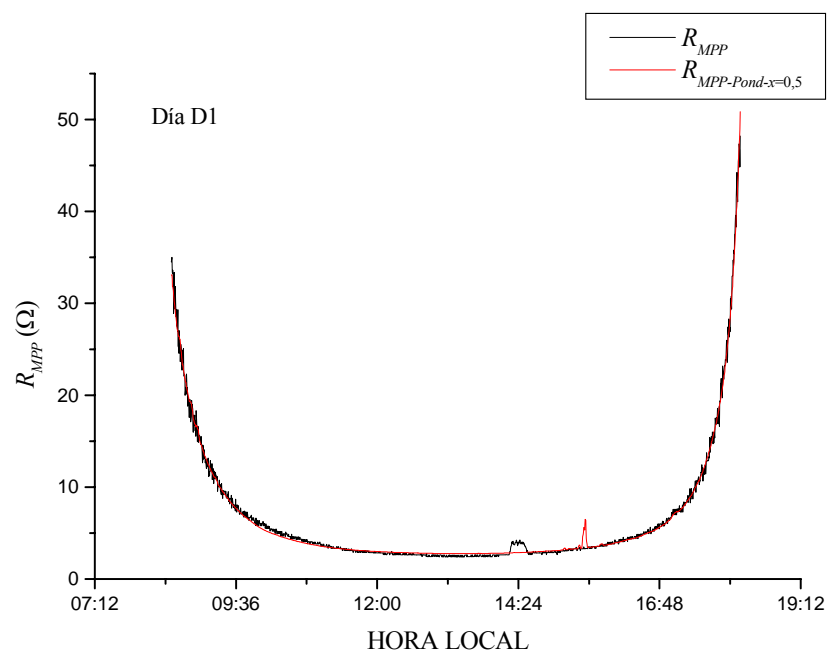


Figura 5.43. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D1.

En las figuras 5.44, 5.45, 5.46 y 5.47 se muestran conjuntamente los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos usando el modelo ponderado con factores de ponderación 0,48 ($R_{MPP-Pond-x=0,48}$) y 0,5 ($R_{MPP-Pond-x=0,5}$) para los días D2 y D3.

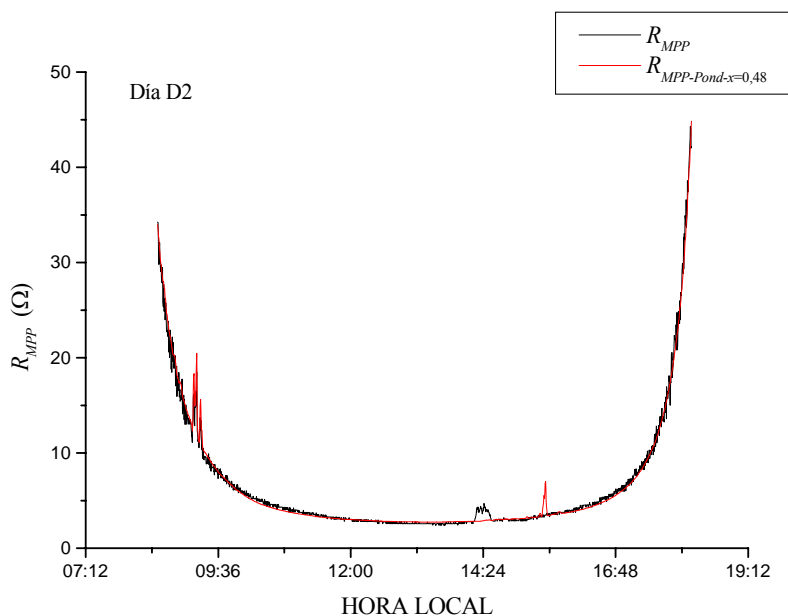


Figura 5.44. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D2.

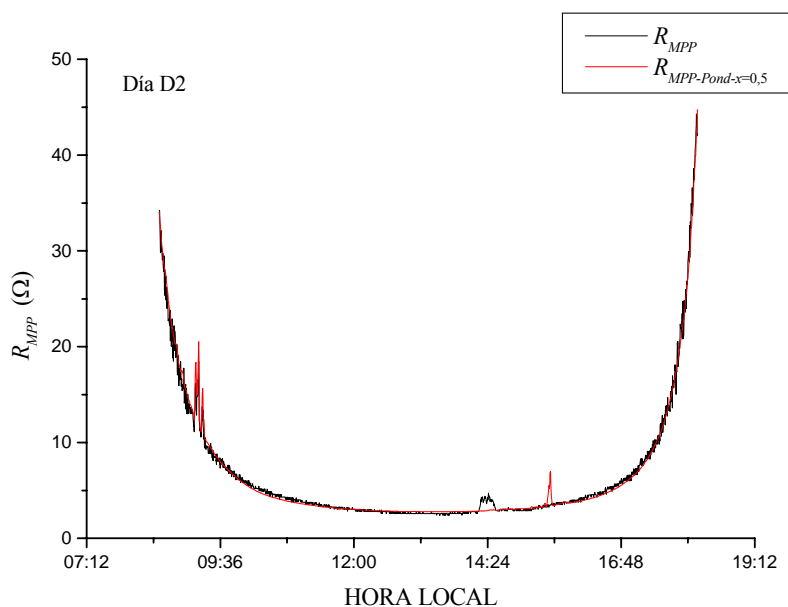


Figura 5.45. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D2.

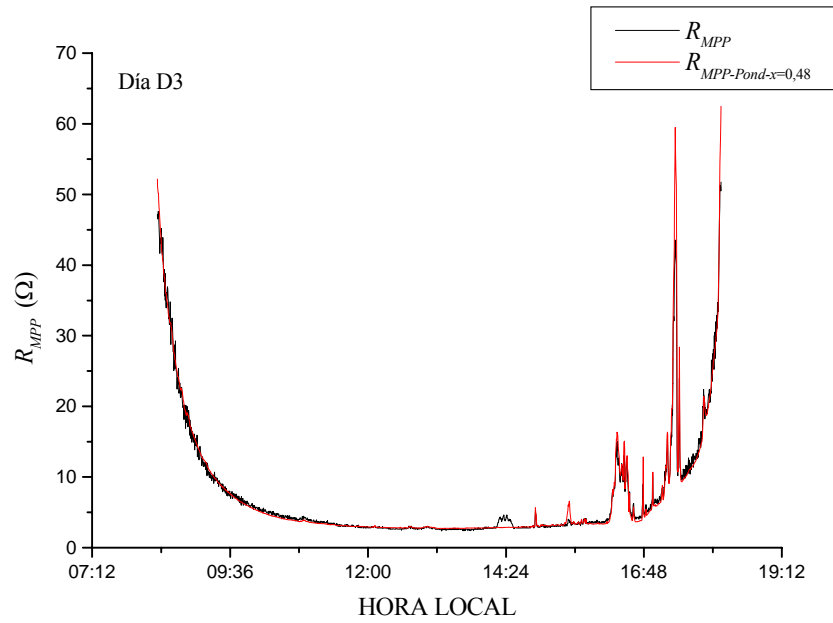


Figura 5.46. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,48$ para el día D3.

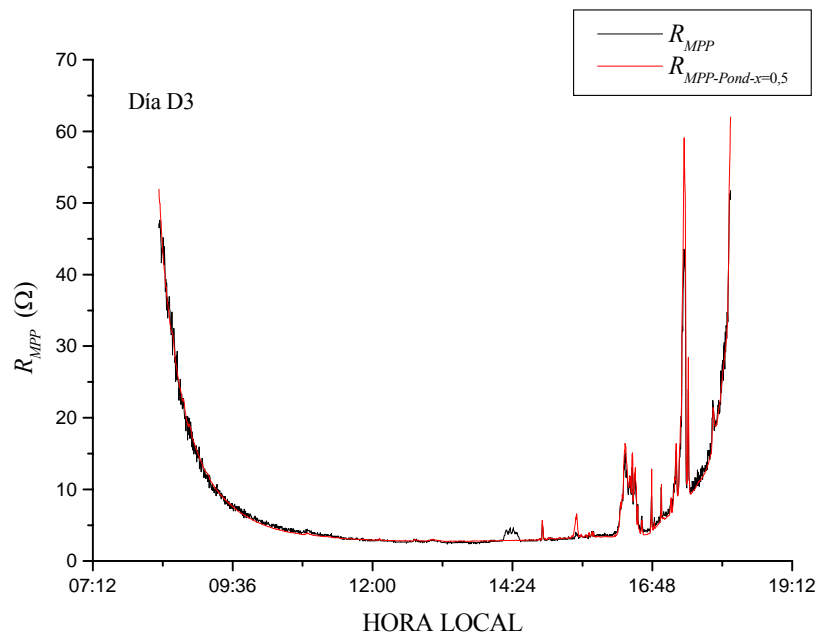


Figura 5.47. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D3.

En las tablas 5.6 y 5.7 se muestran los valores de los índices de error, *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS*, tanto para el día D1 (datos utilizados para el entrenamiento del modelo), como para los días D2 y D3 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo).

Tabla 5.6. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para el modelo ponderado $x = 0,48$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
<i>RMSE</i>	0,536 (Ω)	0,620 (Ω)	1,228 (Ω)
<i>MAE</i>	0,332 (Ω)	0,370 (Ω)	0,516 (Ω)
<i>NMAE%</i>	6,153 (%)	5,867 (%)	6,467 (%)
<i>BIAS</i>	0,016 (Ω)	0,004 (Ω)	-0,066 (Ω)

Tabla 5.7. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para el modelo ponderado $x = 0,5$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
<i>RMSE</i>	0,537 (Ω)	0,624 (Ω)	1,208 (Ω)
<i>MAE</i>	0,338 (Ω)	0,377 (Ω)	0,518 (Ω)
<i>NMAE%</i>	6,333 (%)	6,037 (%)	6,602 (%)
<i>BIAS</i>	0,017 (Ω)	0,004 (Ω)	-0,064 (Ω)

Como conclusión se puede decir que el modelo ponderado no presenta un comportamiento mejor que el del modelo polinómico de tercer orden. Además necesita del ajuste de un parámetro más, en concreto cinco frente a los cuatro del modelo polinómico.

5.4.6. Modelo OEH

El modelo OEH (*Offset + Exponencial + Hipérbola*) es prácticamente similar al modelo ponderado salvo en que en este caso se realiza un ajuste directo sobre los cuatro parámetros de la expresión (5.26) frente a los cinco necesarios en el modelo ponderado.

$$R_{MPP-OEH}(\Omega) = A_5 + B_5 e^{-\frac{G}{C_5}} + \frac{D_5}{G}. \quad (5.26)$$

En la figura 5.48 se muestran conjuntamente los valores experimentales de R_{MPP} y los obtenidos mediante el ajuste OEH descrito en (5.26).

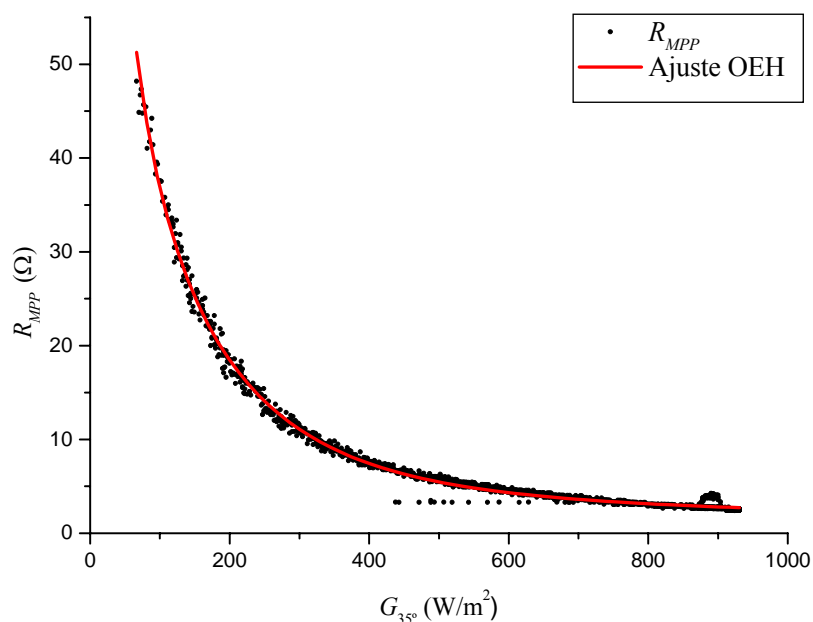


Figura 5.48. Ajuste OEH de los valores de R_{MPP} frente a G_{35° para el día D1.

Del ajuste directo de la expresión (5.26) para el día D1 se obtienen los valores de los cuatro parámetros implicados:

$$A_5 = 0,51 \pm 0,07 \quad (\Omega), \quad (5.27)$$

$$B_5 = 32,9 \pm 1,0 \quad (\Omega), \quad (5.28)$$

$$C_5 = 139,5 \pm 1,1 \quad \left(\frac{W}{m^2} \right), \quad (5.29)$$

$$D_5 = \left(202 \pm 5 \right) \cdot 10 \quad \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right). \quad (5.30)$$

En la figura 5.49 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste OEH ($R_{MPP-OEH}$) para el día D1.

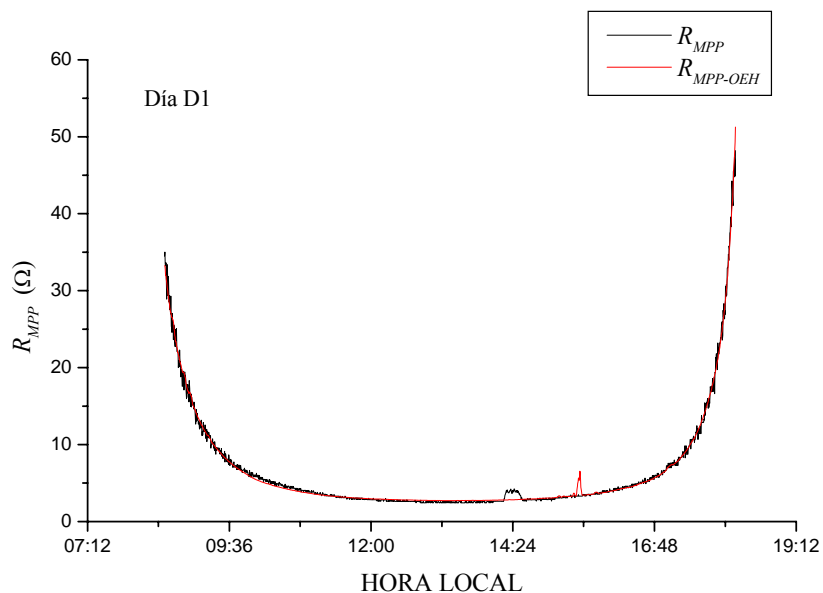


Figura 5.49. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D1.

De forma análoga se muestran en las figuras 5.50 y 5.51 los comportamientos del modelo OEH para los días D2 y D3 respectivamente.

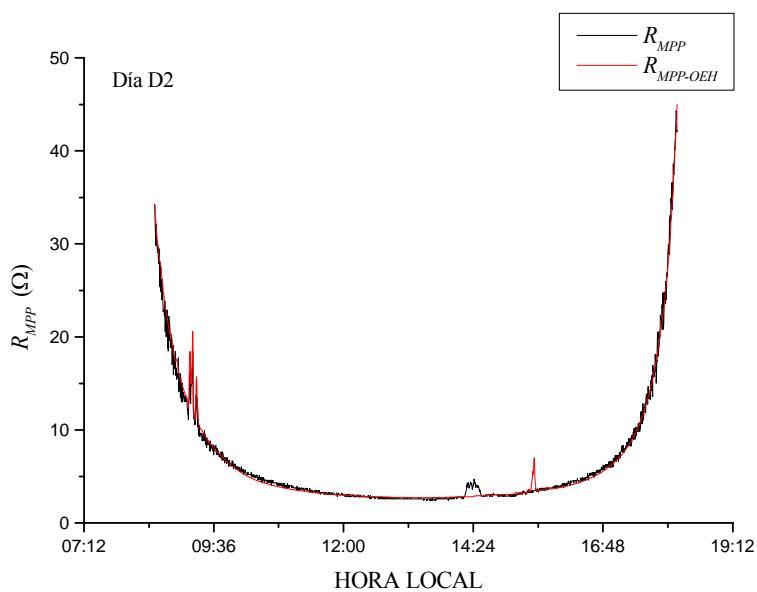


Figura 5.50. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D2.

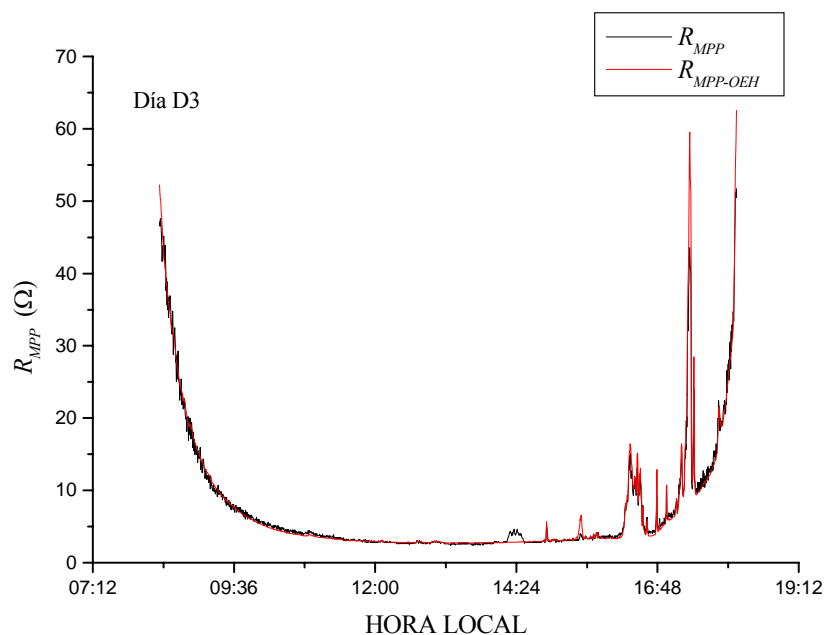


Figura 5.51. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-OEH}$ para el día D3.

En la tabla 5.8 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.8. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo OEH.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,533 (Ω)	0,629 (Ω)	1,236 (Ω)
MAE	0,324 (Ω)	0,372 (Ω)	0,516 (Ω)
$NMAE\%$	5,899 (%)	5,803 (%)	6,387 (%)
$BIAS$	$-1,791 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	$7,696 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,065 (Ω)

Este modelo presenta una precisión muy similar a la obtenida con el modelo ponderado, con la ventaja de necesitar del ajuste de un parámetro menos, cuatro frente a los cinco del modelo ponderado. En la tabla 5.9 se muestra un resumen de los valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los diferentes días y modelos estimadores de R_{MPP} mostrados en esta sección. Además se incluye el número de parámetros a ajustar en cada modelo.

Tabla 5.9. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para los diferentes modelos de R_{MPP} .

Modelo	Núm. parámetros	Error	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$R_{MPP-ExpDec}$	3	<i>RMSE</i>	0,743 (Ω)	0,841 (Ω)	1,026 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,577 (Ω)	0,618 (Ω)	0,673 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	11,969 (%)	11,377 (%)	11,160 (%)
		<i>BIAS</i>	0,033 (Ω)	0,001 (Ω)	-0,014 (Ω)
$R_{MPP-Hip}$	2	<i>RMSE</i>	0,717 (Ω)	0,665 (Ω)	1,840 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,361 (Ω)	0,385 (Ω)	0,616 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	5,523 (%)	6,364 (%)	7,080 (%)
		<i>BIAS</i>	$-2,612 \cdot 10^{-7}$ (Ω)	$6,611 \cdot 10^{-3}$ (Ω)	-0,114 (Ω)
$R_{MPP-Pol2}$	3	<i>RMSE</i>	0,674 (Ω)	0,712 (Ω)	1,470 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,414 (Ω)	0,469 (Ω)	0,635 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	7,346 (%)	8,504 (%)	9,066 (%)
		<i>BIAS</i>	$2,879 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,002 (Ω)	-0,068 (Ω)
$R_{MPP-Pol3}$	4	<i>RMSE</i>	0,503 (Ω)	0,612 (Ω)	1,118 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,274 (Ω)	0,328 (Ω)	0,456 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	4,513 (%)	4,874 (%)	5,566 (%)
		<i>BIAS</i>	$1,659 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,021 (Ω)	0,034 (Ω)
$R_{MPP-Pond-x=0,48}$	5	<i>RMSE</i>	0,536 (Ω)	0,620 (Ω)	1,228 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,332 (Ω)	0,370 (Ω)	0,516 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	6,153 (%)	5,867 (%)	6,467 (%)
		<i>BIAS</i>	0,016 (Ω)	0,004 (Ω)	-0,066 (Ω)
$R_{MPP-Pond-x=0,5}$	5	<i>RMSE</i>	0,537 (Ω)	0,624 (Ω)	1,208 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,338 (Ω)	0,377 (Ω)	0,518 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	6,333 (%)	6,037 (%)	6,602 (%)
		<i>BIAS</i>	0,017 (Ω)	0,004 (Ω)	-0,064 (Ω)
$R_{MPP-OEH}$	4	<i>RMSE</i>	0,533 (Ω)	0,629 (Ω)	1,236 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,324 (Ω)	0,372 (Ω)	0,516 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	5,899 (%)	5,803 (%)	6,387 (%)
		<i>BIAS</i>	$-1,791 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	$7,696 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,065 (Ω)

De la tabla 5.9 se infiere que, según los índices de error, el modelo polinómico de tercer orden es el que presenta un mejor comportamiento, seguido del modelo OEH y del modelo ponderado, si bien éste último necesita del ajuste de un parámetro más.

5.5. Análisis de perturbaciones. Corrección de modelos

5.5.1. Perturbaciones coherentes y no coherentes

En la figura 5.52 se muestran conjuntamente las curvas correspondientes a las trayectorias de la resistencia del punto de máxima potencia real (R_{MPP}) y la obtenida a modo de ejemplo con el uso de un modelo hiperbólico ($R_{MPP-Hip}$) para el día D1. Puede observarse en esta figura la existencia de dos perturbaciones que se han denominado *A* y *B*. Como puede advertirse, la perturbación *A* reflejada sobre la curva R_{MPP} real no tiene equivalente sobre la curva teórica $R_{MPP-Hip}$. Por contra, la perturbación *B* mostrada sobre la curva $R_{MPP-Hip}$ no tiene a su vez equivalente sobre la curva real de R_{MPP} . Este hecho hace que ambas perturbaciones hayan sido denominadas *no coherentes*.

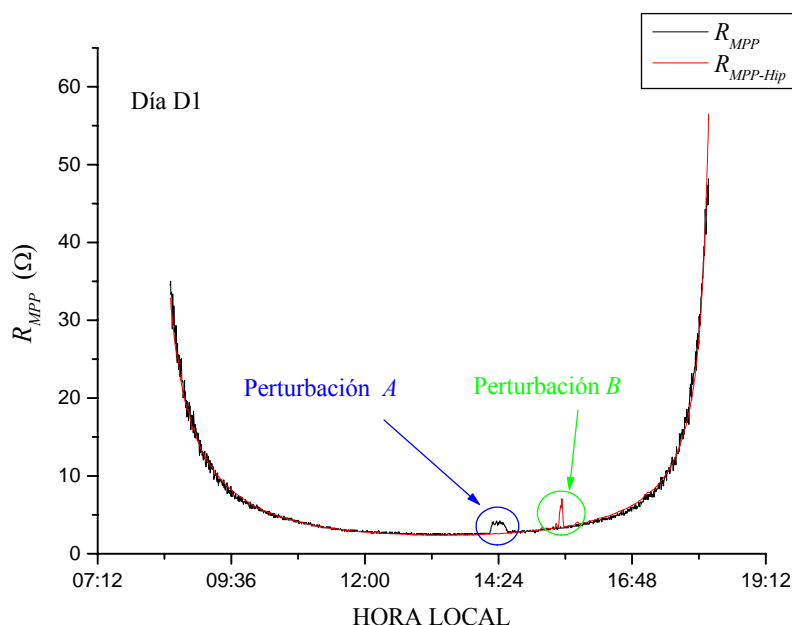


Figura 5.52. Ejemplo de perturbaciones *no coherentes* en las trayectorias de R_{MPP} para el día D1

Con objeto de analizar este efecto no deseable y curioso, en la figura 5.53 se muestran para el mismo día (D1) las curvas de radiación incidente (G_{35°) y potencia del punto de máxima potencia (P_{MPP}) sobre el mismo eje temporal. Pueden observarse de nuevo los efectos de las perturbaciones A y B . Así, aparece una perturbación sobre la curva de potencia (perturbación A) que no tiene equivalente sobre la curva de radiación. Del mismo modo, la curva de radiación muestra una perturbación (B), sin modificación alguna en la potencia del MPP del generador. Este hecho contradice en principio la lógica de funcionamiento de cualquier generador fotovoltaico pues, una variación de la radiación incidente debe traducirse automáticamente en una variación similar en la potencia suministrada por dicho generador.

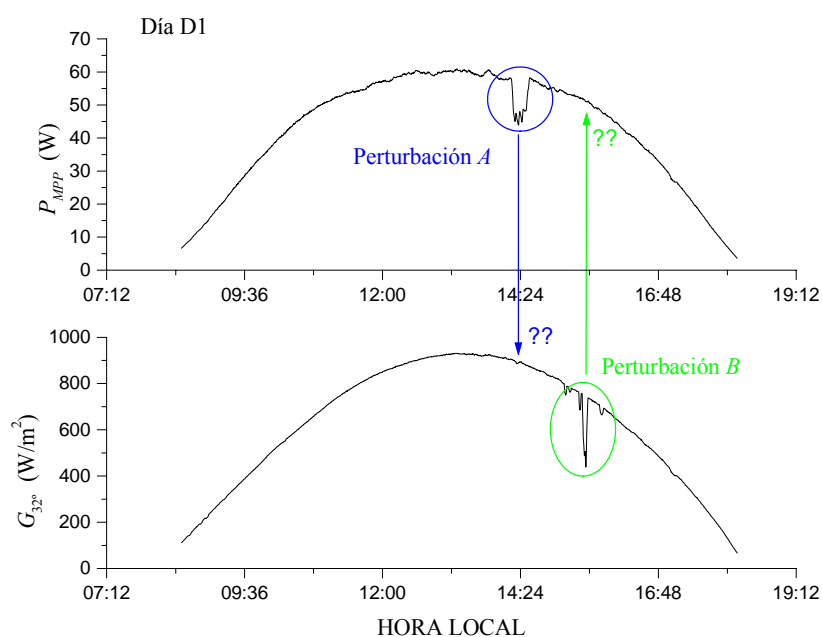


Figura 5.53. Perturbaciones no coherentes en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D1

Continuando con el análisis anterior, en la figura 5.55 se muestran las curvas de radiación y potencia del punto de máxima potencia para el día D2. En este gráfico pueden observarse varias perturbaciones. La primera de ellas, denominada perturbación C , muestra una variación en la curva de radiación y su efecto lógico simultáneo sobre la curva de potencia. Por ello esta perturbación es denominada *coherente*.

También pueden observarse en esta gráfica dos perturbaciones *no coherentes* D y E similares a las perturbaciones A y B mostradas en las figuras 5.52 y 5.53. Es de especial relevancia advertir que tanto las perturbaciones A y D como B y E se dan con idéntico inicio horario (14:15 h y 15:30 h), aunque en días distintos.

Del mismo modo se muestran en la figura 5.55 las perturbaciones *coherentes* F, H, J, K y las *no coherentes* G, I , correspondiente al día D, de nuevo estas últimas con ocurrencia en la misma franja horaria.

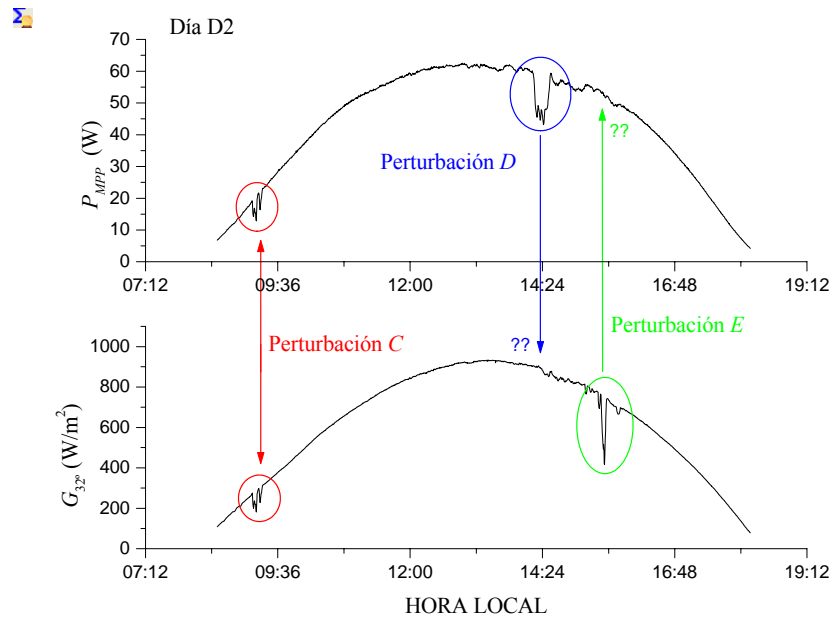


Figura 5.54. Perturbaciones *coherentes* y *no coherentes* en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D2.

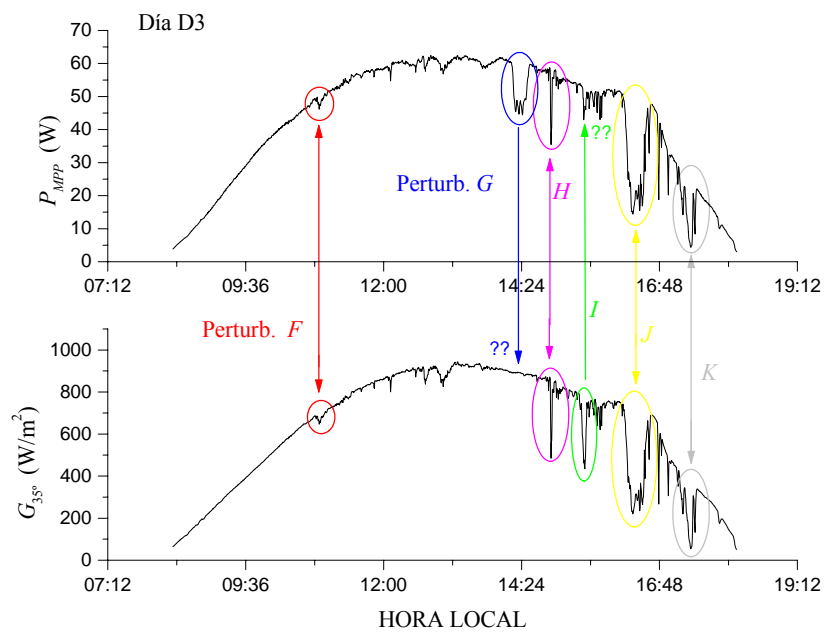


Figura 5.55. Perturbaciones *coherentes* y *no coherentes* en las curvas G_{35° y P_{MPP} para el día D3.

Este efecto puede explicarse en base al hecho de que las perturbaciones *coherentes* afectan simultáneamente y de igual modo al sensor de radiación y al generador fotovoltaico. Un ejemplo de esta perturbación puede ser el paso de una nube. Por contra, las perturbaciones *no coherentes* afectan de modo distinto (generalmente de forma no simultánea) al sensor y al generador fotovoltaico.

El comportamiento observado en las medidas y modelo, respecto de las perturbaciones *coherentes* y *no coherentes*, tiene una explicación lógica *en campo*. En el caso de la instalación experimental bajo estudio, una torre de antena situada sobre la misma cubierta que la instalación fotovoltaica, provoca sobre ésta un sombreado parcial durante un intervalo de aproximadamente 15 minutos que afecta a sus características $I-V$ y $P-V$. Poco después esta sombra se proyecta sobre el sensor de radiación situado más al este. En las figuras 5.56 a) y 5.56 b) pueden observarse dos instantáneas de este sombreado parcial y la situación del sensor respecto del grupo de paneles fotovoltaicos.

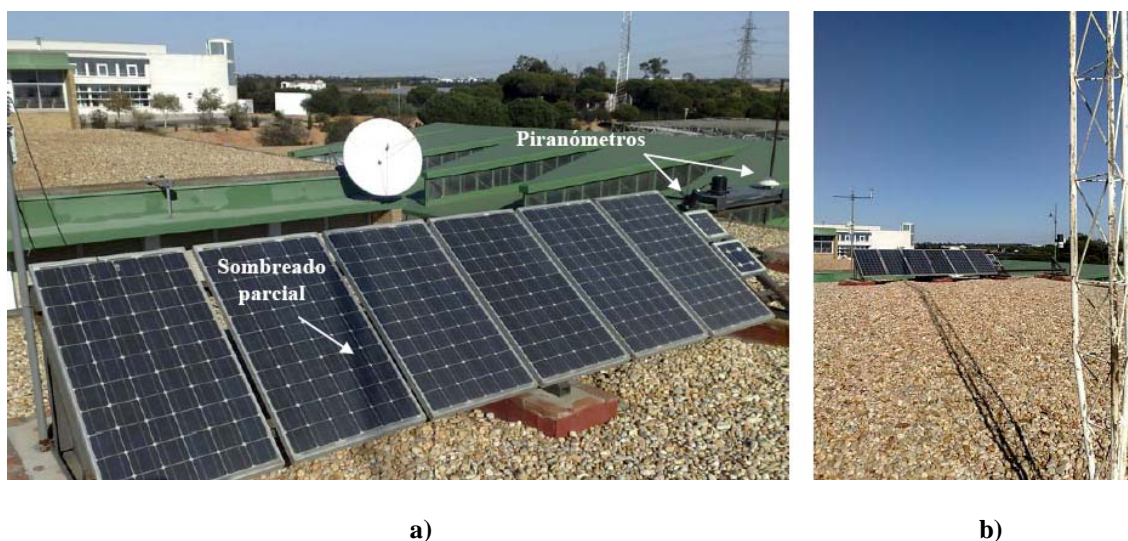


Figura 5.56. Sombreado parcial sobre la instalación fotovoltaica.

5.5.2. Corrección de modelos

Si en el ajuste de los parámetros de los modelos de estimación de R_{MPP} mostrados en la sección 5.4 se eliminan los datos correspondientes a las perturbaciones *no coherentes*, estos modelos, al menos en principio, han de mostrar un comportamiento mejor. Si además no se consideran válidos los datos proporcionados por las curvas cuyos barridos hayan sido sometidos a un incremento significativo en la variación de radiación incidente durante el tiempo de barrido, estos modelos deben presentar un mejor comportamiento aún. En el análisis que sigue

el incremento máximo admisible (ΔG) en la variación de la radiación global incidente sobre el plano de paneles ($\beta = 35^\circ$) durante el barrido ha sido fijado en 50 W/m^2 .

5.5.2.1. Modelo Exponencial

Del ajuste exponencial con datos corregidos para el día D1, se obtienen los valores de los tres parámetros implicados en la expresión (5.9):

$$A_1 = 3,029 \pm 0,028 \text{ } (\Omega), \quad (5.31)$$

$$B_1 = 68,1 \pm 0,4 \text{ } (\Omega), \quad (5.32)$$

$$C_1 = 139,4 \pm 0,7 \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right). \quad (5.33)$$

A modo de ejemplo, en la figura 5.57 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste exponencial ($R_{MPP-ExpDec}$) para el día D2 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo). En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

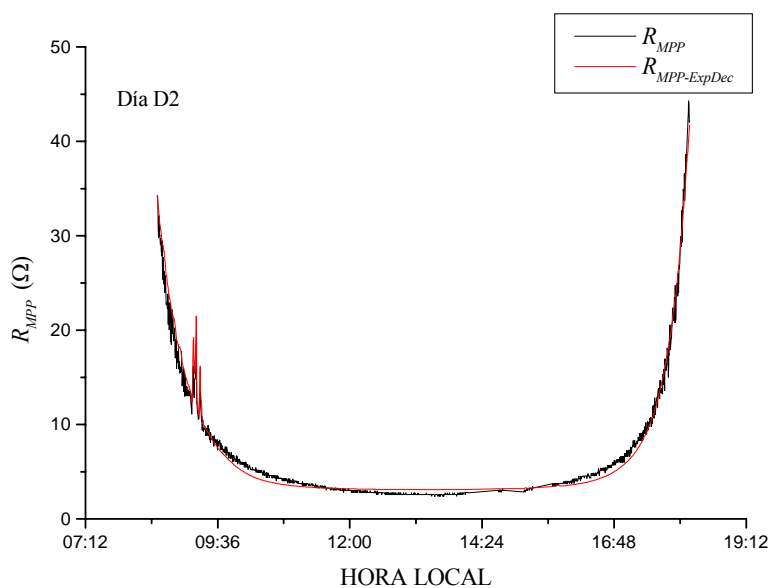


Figura 5.57. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-ExpDec}$ para el día D2.

5.5.2.2. Modelo Hiperbólico

Del ajuste hiperbólico con datos corregidos (para el día D1) se obtienen los valores de los dos parámetros implicados en la expresión (5.13):

$$A_2 = -1,814 \pm 0,027 \ (\Omega), \tag{5.34}$$

$$B_2 = 3891 \pm 9 \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right). \tag{5.35}$$

A modo de ejemplo, en la figura 5.58 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste hiperbólico ($R_{MPP-Hip}$) para el día D2 (datos no utilizados en el cálculo de los parámetros del modelo). En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

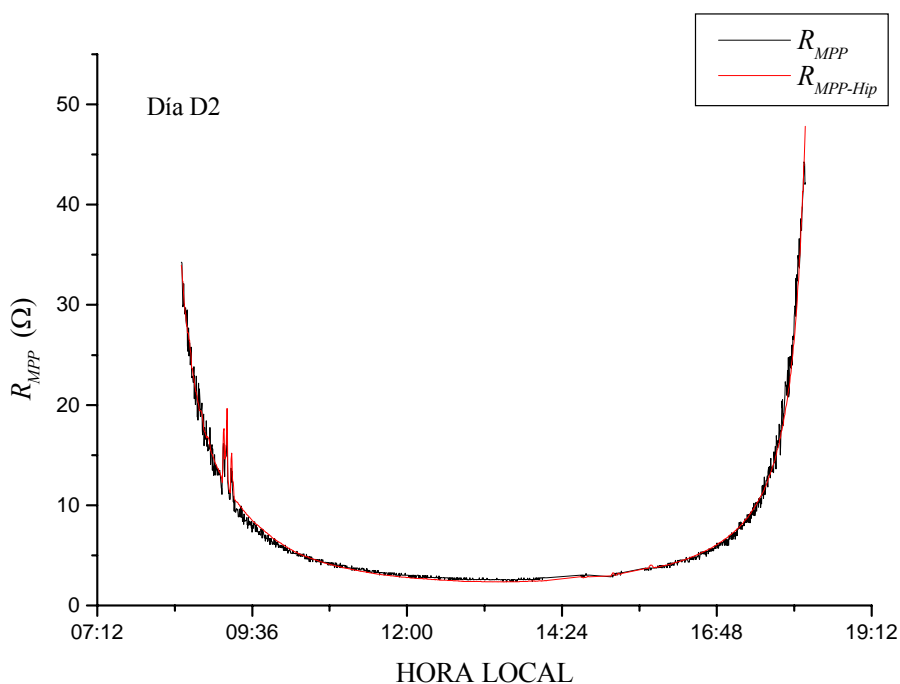


Figura 5.58. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Hip}$ para el día D2.

5.5.2.3. Modelo Polinómico de orden 2

Del ajuste polinómico de orden 2 con datos corregidos para el día D1, se obtienen los valores de los tres parámetros implicados en la expresión (5.16):

$$A_3 = -2,38 \pm 0,04 \text{ } (\Omega), \quad (5.36)$$

$$B_3 = 4297 \pm 24 \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right), \quad (5.37)$$

$$C_3 = \left(-409 \pm 23 \right) \cdot 10^2 \left(\frac{\Omega W^2}{m^4} \right). \quad (5.38)$$

A modo de ejemplo, en la figura 5.59 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste polinómico de orden 2 ($R_{MPP-Pol2}$) para el día D2 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo). En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

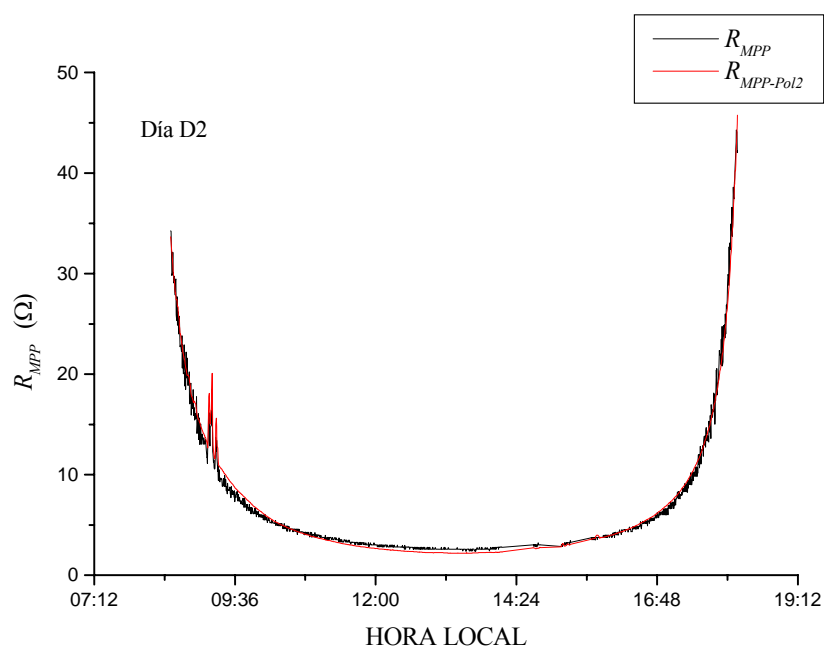


Figura 5.59. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Pol2}$ para el día D2.

5.5.2.4. Modelo Polinómico de orden 3

Del ajuste polinómico de tercer orden con datos corregidos para el día D1, se obtienen los valores de los cuatro parámetros implicados en la expresión (5.20):

$$A_4 = -0,87 \pm 0,05 \ (\Omega), \quad (5.39)$$

$$B_4 = \left(284 \pm 4\right) \cdot 10 \left(\frac{\Omega W}{m^2}\right), \quad (5.40)$$

$$C_4 = \left(272 \pm 9\right) \cdot 10^3 \left(\Omega \frac{W^2}{m^4}\right), \quad (5.41)$$

$$D_4 = \left(-167 \pm 4\right) \cdot 10^5 \left(\Omega \frac{W^3}{m^6}\right). \quad (5.42)$$

A modo de ejemplo, en la figura 5.60 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante ajuste polinómico de orden 3 ($R_{MPP-Pol3}$) para el día D2 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo). En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

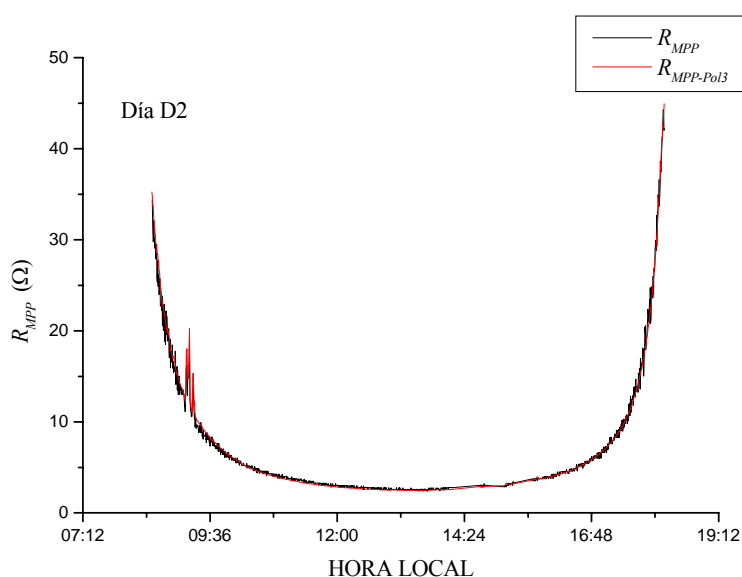


Figura 5.60. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-Pol3}$ para el día D2.

5.5.2.5. Modelo Ponderado

En la figura 5.61 se muestran los valores del $RMSE$ frente al factor de ponderación x (expresión 5.25) para el día D1 con valores corregidos. Puede advertirse que en este caso el $RMSE$ alcanza su valor mínimo 0,4878 para $x = 0,45$.

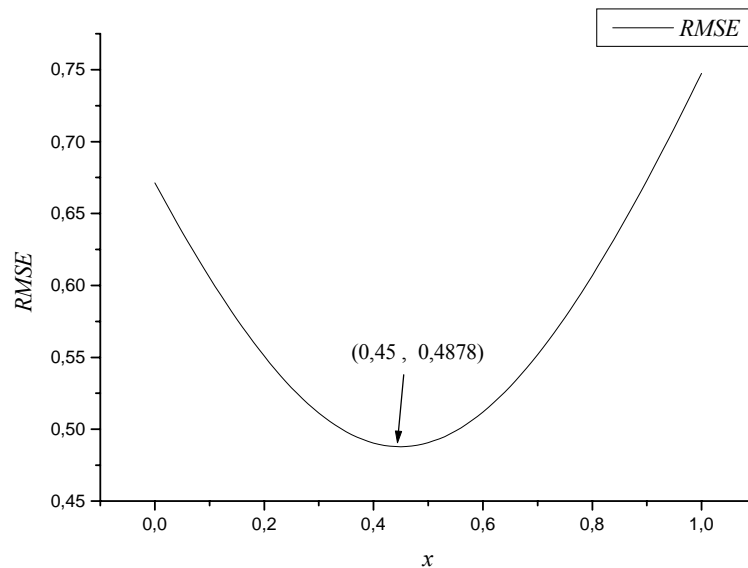


Figura 5.61. Valores de $RMSE$ frente al factor de ponderación x para el día D1 (datos corregidos).

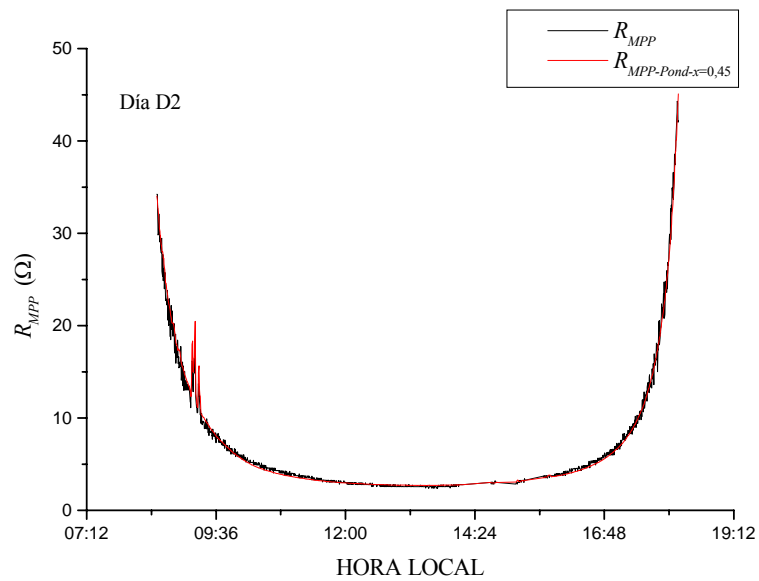


Figura 5.62. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,45$ para el día D2 (datos corregidos).

En las figuras 5.62 y 5.63 se muestran conjuntamente para el día D2 los valores experimentales de la resistencia del MPP (R_{MPP}) y los obtenidos con el modelo ponderado con factores de ponderación 0,45 ($R_{MPP-Pond-x=0,45}$) y 0,5 ($R_{MPP-Pond-x=0,5}$) con datos corregidos. En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

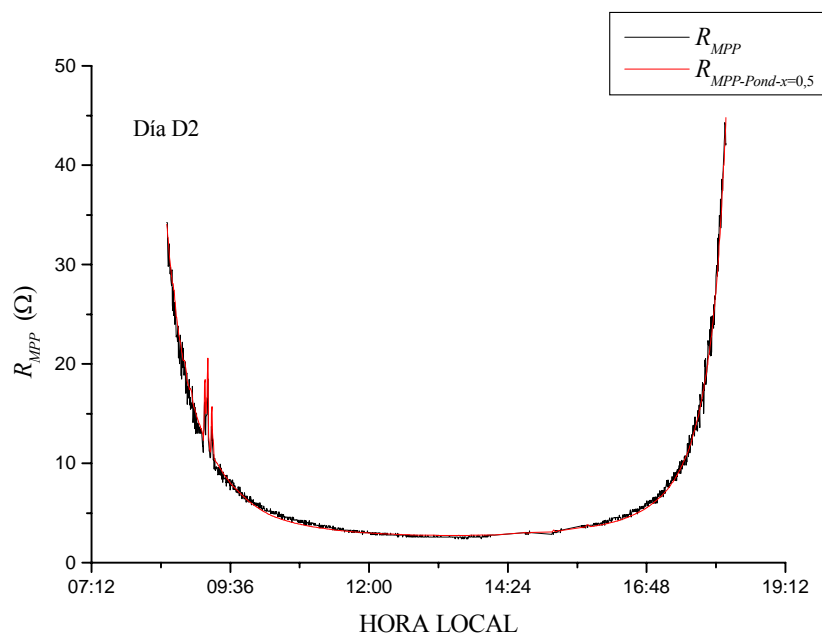


Figura 5.63. Trayectorias de R_{MPP} y $R_{MPP-Pond}$ con $x = 0,5$ para el día D2 (datos corregidos).

5.5.2.6. Modelo OEH

Del ajuste OEH con datos corregidos (para el día D1) se obtienen los valores de los cuatro parámetros implicados en la expresión (5.26):

$$A_5 = 0,29 \pm 0,06 \text{ (}\Omega\text{)}, \quad (5.43)$$

$$B_5 = 30,0 \pm 0,9 \text{ (}\Omega\text{)}, \quad (5.44)$$

$$C_5 = 142,3 \pm 1,1 \left(\frac{W}{m^2} \right), \quad (5.45)$$

$$D_5 = \left(216 \pm 5 \right) \cdot 10 \left(\frac{\Omega W}{m^2} \right). \quad (5.46)$$

A modo de ejemplo, en la figura 5.64 se muestran conjuntamente las trayectorias de la resistencia del MPP experimental (R_{MPP}) y la obtenida mediante el ajuste OEH ($R_{MPP-OEH}$) para el día D2 (datos no utilizados en el cálculo de los parámetros implicados en el modelo). En la tabla 5.10 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para los días D1, D2 y D3.

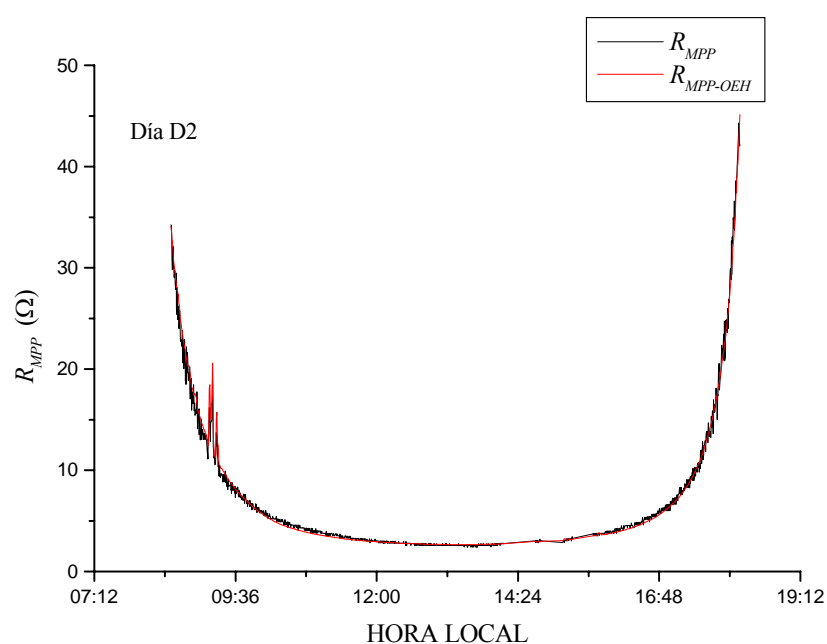


Figura 5.64. Trayectorias de R_{MPP} y del modelo corregido $R_{MPP-OEH}$ para el día D2.

Como conclusión de la sección 5.5.2 hay que resaltar que al eliminar en el ajuste de parámetros que estiman R_{MPP} los datos de las perturbaciones *no coherentes*, los errores de todos los modelos disminuyen en general, aunque bien es cierto que unos lo hacen más que otros. Al final de la sección 5.6.1 se realiza un análisis pormenorizado de los valores obtenidos para los índices de error $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ de los distintos modelos propuestos en esta sección para R_{MPP} , comparándolos a su vez con los errores inherentes a la propia experimentación. De entre ellos, el *modelo polinómico de tercer orden*, el *modelo OEH* (ambos de 4 parámetros) y el *modelo ponderado* son los que presentan mejores resultados.

Tabla 5.10. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para modelos con datos corregidos.

Modelo	Núm. parámetros	Error	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
<i>R_{MPP-ExpDec}</i>	3	<i>RMSE</i>	0,747 (Ω)	0,874 (Ω)	0,987 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,574 (Ω)	0,639 (Ω)	0,662 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	11,444 (%)	11,026 (%)	10,719 (%)
		<i>BIAS</i>	$1,881 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,018 (Ω)	-0,031 (Ω)
<i>R_{MPP-Hip}</i>	2	<i>RMSE</i>	0,671 (Ω)	0,617 (Ω)	1,659 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,327 (Ω)	0,368 (Ω)	0,556 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	4,257 (%)	5,441 (%)	6,086 (%)
		<i>BIAS</i>	$-1,358 \cdot 10^{-7}$ (Ω)	-0,002 (Ω)	-0,065 (Ω)
<i>R_{MPP-Pol2}</i>	3	<i>RMSE</i>	0,607 (Ω)	0,674 (Ω)	1,236 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,394 (Ω)	0,470 (Ω)	0,588 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	6,647 (%)	8,074 (%)	8,648 (%)
		<i>BIAS</i>	$2,091 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,018 (Ω)	-0,014 (Ω)
<i>R_{MPP-Pol3}</i>	4	<i>RMSE</i>	0,426 (Ω)	0,575 (Ω)	0,848 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,239 (Ω)	0,324 (Ω)	0,407 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	3,237 (%)	4,304 (%)	4,927 (%)
		<i>BIAS</i>	$2,526 \cdot 10^{-6}$ (Ω)	-0,032 (Ω)	0,004 (Ω)
<i>R_{MPP-Pond-x=0,45}</i>	5	<i>RMSE</i>	0,488 (Ω)	0,593 (Ω)	1,179 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,293 (Ω)	0,349 (Ω)	0,471 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	4,662 (%)	4,653 (%)	5,215 (%)
		<i>BIAS</i>	$6,925 \cdot 10^{-7}$ (Ω)	-0,009 (Ω)	-0,050 (Ω)
<i>R_{MPP-Pond-x=0,5}</i>	5	<i>RMSE</i>	0,491 (Ω)	0,608 (Ω)	1,138 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,308 (Ω)	0,367 (Ω)	0,479 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	5,159 (%)	5,070 (%)	5,571 (%)
		<i>BIAS</i>	$7,739 \cdot 10^{-7}$ (Ω)	-0,010 (Ω)	-0,048 (Ω)
<i>R_{MPP-OEH}</i>	4	<i>RMSE</i>	0,486 (Ω)	0,607 (Ω)	1,186 (Ω)
		<i>MAE</i>	0,282 (Ω)	0,355 (Ω)	0,473 (Ω)
		<i>NMAE%</i>	4,216 (%)	4,650 (%)	5,141 (%)
		<i>BIAS</i>	0,006 (Ω)	-0,013 (Ω)	-0,052 (Ω)

5.6. Diseño del controlador MPPT. Cálculo del ciclo de trabajo óptimo

Tal y como puede observarse en la tabla 2.3 del capítulo 2, la resistencia de entrada R_i que presenta un convertidor CC/CC, es función de la carga conectada a su salida R_L y del ciclo de trabajo δ , para cada modelo de conducción (CCM o DCM) y topología de convertidor (expresión 5.47):

$$R_i = f(\delta, R_L). \quad (5.47)$$

Así, un convertidor CC/CC que haga trabajar a un generador fotovoltaico en su punto de máxima potencia MPP, presentará una resistencia de entrada (R_i) igual a la resistencia del MPP del generador (R_{MPP}). El ciclo de trabajo que hace que esto sea posible se denomina *ciclo de trabajo óptimo* (δ_{opt}). Por tanto, en el MPP, la expresión (5.47) puede escribirse como (5.48).

$$R_{MPP} = f(\delta_{opt}, R_L). \quad (5.48)$$

En la tabla 2.3 puede advertirse que la función f de la expresión (5.48) es invertible para las tres topologías básicas de convertidores CC/CC. Así, si se dispone de valores experimentales o estimados de R_{MPP} , el ciclo de trabajo óptimo (δ_{opt}) puede obtenerse por aplicación directa de la función inversa (f^{-1}) en (5.48), obteniéndose de este modo la expresión (5.49):

$$\delta_{opt} = f^{-1}(R_{MPP}, R_L) = f^{-1}(h(G), R_L), \quad (5.49)$$

donde $h(G)$ es un modelo estimador de R_{MPP} a partir de los valores de radiación únicamente, con el consiguiente ahorro que ello conlleva. Nótese que una vez que se dispone de los sensores apropiados, la radiación es más fácil de medir que la temperatura de cada panel, ya que en la mayoría de los casos será suficiente con hacerlo a nivel de array.

5.6.1. Caracterización del convertidor CC/CC

El convertidor CC/CC utilizado en la experimentación es un convertidor elevador (Boost) con valor de autoinducción $L = 568 \mu\text{F}$. Este convertidor trabaja a una frecuencia de conmutación de 10 Khz. Según se indica en la tabla 2.3, el convertidor opera en modo CCM siempre que:

$$\frac{2L}{R_L T} \geq K_{crit} = \delta(1-\delta)^2. \quad (5.50)$$

El valor máximo de K_{crit} para un convertidor elevador es $4/27$. Este valor se alcanza con $\delta = 1/3$. Así, puede garantizarse que el convertidor operará siempre en CCM si

$$\frac{2L}{R_L T} \geq \delta(1-\delta)^2 \Big|_{m\acute{a}x} = \frac{4}{27}. \quad (5.51)$$

Por tanto, fijados los valores de L y T (inverso de la frecuencia de conmutación), puede obtenerse el valor máximo de la carga que hace que el convertidor opere en todo momento en CCM (expresión 5.52).

$$R_L \leq \frac{27}{4} \cdot \frac{2L}{T} = \frac{27}{2} \cdot \frac{568 \cdot 10^{-6} \text{F}}{10^{-4} \text{s}} = 76,68 \ \Omega. \quad (5.52)$$

Con objeto de garantizar el modo CCM se ha seleccionado una carga próxima a $55 \ \Omega$.

Según se indica en la tabla 2.3, una representación de los valores de R_{MPP} frente a $(1-\delta_{opt})^2$ debe resultar en una recta de pendiente R_L tal y se como muestra en la figura 5.65.

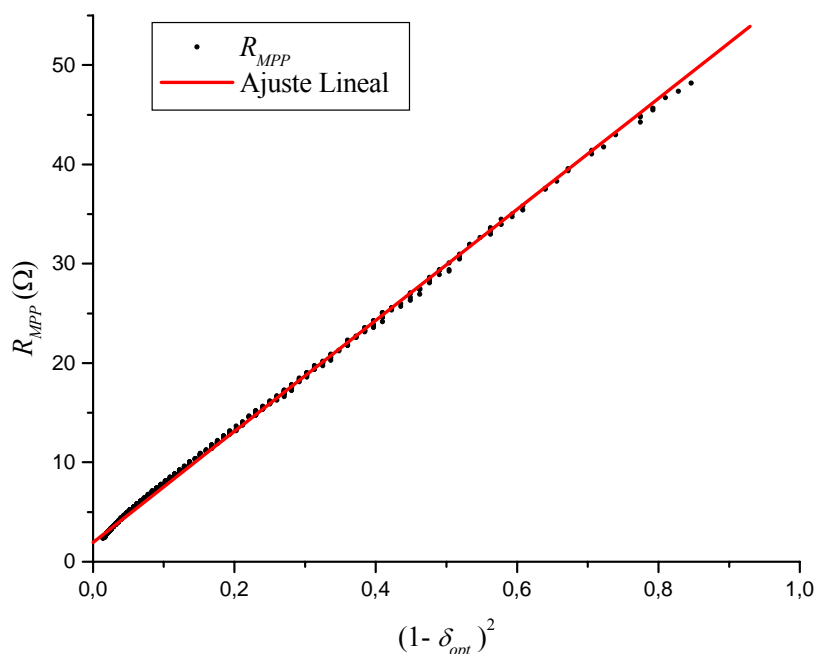


Figura 5.65. Representación de los valores de R_{MPP} frente a $(1-\delta_{opt})^2$.

Un ajuste lineal por mínimos cuadrados proporciona el valor de la pendiente (5.53):

$$R_L = 55,87 \pm 0,05 \ (\Omega). \quad (5.53)$$

El ajuste también aporta un valor no nulo de la ordenada en el origen denominada R_{off} , dada en (5.54):

$$R_{off} = 1,952 \pm 0,008 \ (\Omega). \quad (5.54)$$

Este valor de *offset* no nulo (R_{off}) se debe principalmente a las aportaciones en la entrada del convertidor de la resistencia parásita asociada al inductor (r), y de la resistencia de las líneas de conexión ente el generador fotovoltaico y el convertidor, medidas desde los sensores de tensión y de corriente. Así puede decirse que el convertidor queda caracterizado (expresión (5.47)) por la expresión (5.55), con los valores indicados en (5.53) y (5.54).

$$R_i = R_{off} + R_L (1 - \delta)^2. \quad (5.55)$$

Particularizando para el MPP (expresión (5.48)) se tiene (5.56):

$$R_{MPP} = R_{off} + R_L (1 - \delta_{opt})^2. \quad (5.56)$$

Según (5.56), la resistencia del MPP puede obtenerse a partir de los valores de R_{off} , R_L y δ_{opt} . Por otra parte, si estas variables arrastran cierta imprecisión en su determinación, el error en R_{MPP} se propaga según la expresión (5.57).

$$\Delta R_{MPP} = \left| \frac{\partial R_{MPP}}{\partial R_{off}} \right| \Delta R_{off} + \left| \frac{\partial R_{MPP}}{\partial R_L} \right| \Delta R_L + \left| \frac{\partial R_{MPP}}{\partial \delta_{opt}} \right| \Delta \delta_{opt}. \quad (5.57)$$

Debe recordarse que el punto de máxima potencia es determinado experimentalmente mediante un recorrido completo de las curvas $I-V$ y $P-V$. Para ello se realiza un barrido del ciclo de trabajo en el rango $[0,1]$ a incrementos constantes de valor $0,01$ ($\Delta\delta = 0,01$). Por tanto, se tiene una imprecisión equivalente en el ciclo de trabajo óptimo ($\Delta\delta_{opt} = 0,01$). Si se supone, como es lógico, que durante el barrido no han cambiado los valores de R_L ni de R_{off} , entonces la imprecisión en la determinación de R_{MPP} viene dada sólo por la de δ_{opt} según la expresión (5.58):

$$\Delta R_{MPP} \Big|_{\substack{\Delta R_{off}=0 \\ \Delta R_L=0}} = \left| \frac{\partial R_{MPP}}{\partial \delta_{opt}} \right| \Delta \delta_{opt} = 2R_L (1 - \delta_{opt}) \Delta \delta_{opt} = 1,1174 (1 - \delta_{opt}) \ (\Omega). \quad (5.58)$$

La expresión (5.58) permite la determinación de los valores de los errores $RMSE$, MAE y $NMAE\%$ inherentes a la propia imprecisión experimental. Así, las expresiones (5.59), (5.60) y (5.61) muestran estos valores para el día D1 (datos de modelado). Para este día se tiene que el ciclo de trabajo óptimo medio es $\overline{\delta_{opt}} = 0,74622$.

$$RMSE = \sqrt{(\Delta R_{MPP})^2} = 1,1174 \sqrt{(1 - \delta_{opt})^2} = 0,336 \quad (\Omega), \quad (5.59)$$

$$MAE = \overline{\Delta R_{MPP}} = 1,1174(1 - \overline{\delta_{opt}})(\Omega) = 1,1174(1 - 0,74622)(\Omega) = 0,284 \quad (\Omega), \quad (5.60)$$

$$NMAE\% = 100 \left[\frac{\overline{\Delta R_{MPP}}}{R_{MPP}} \right] = 100 \left[\frac{1,1174(1 - \overline{\delta_{opt}})}{R_{MPP}} \right] = 4,872\%. \quad (5.61)$$

El mejor de los modelos posibles puede ajustar muy bien los valores estimados a los experimentales, pero siempre arrastrará de forma irremediable la incertidumbre propia de las medidas. Así, no tiene demasiado sentido la búsqueda de modelos muy complejos que proporcionen en teoría valores de índices de error por debajo de los indicados en (5.59), (5.60) y (5.61), puesto que en la práctica el conjunto de datos de partida conlleva de por sí una imprecisión superior.

Como puede observarse en la tabla 5.10, los modelos *polinómico de tercer orden* y el *OEH* (ambos de 4 parámetros) proporcionan valores de $RMSE$ próximos al dado en (5.59). Además tienen valores de MAE y $NMAE\%$ por debajo de los indicados en (5.60) y (5.61), con lo cual puede decirse que estos modelos tienen una imprecisión equivalente a la experimental, no necesitándose pues de modelos más complejos que busquen un error de modelado menor. Seguidamente se situaría el *modelo ponderado*, el cual presenta valores parecidos al modelo *OEH*.

5.6.2. Estimación del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt}

Aplicando la función inversa (5.49) a (5.56) se obtiene una expresión para el ciclo de trabajo óptimo (con CC/CC elevador), tal y como se indica en (5.62):

$$\delta_{opt} = 1 - \sqrt{\frac{R_{MPP} - R_{off}}{R_L}} = 1 - \sqrt{\frac{R_{MPP} - R_{off}}{\frac{V_0}{I_0}}}, \quad (5.62)$$

donde R_{MPP} puede a su vez ser estimada por cualquier modelo de los presentados en la sección anterior. V_0 e I_0 son los valores de las tensiones y corrientes a la salida del convertidor.

5.6.2.1. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} exponencial $\delta_{R-ExpDec}$

Si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con modelo exponencial ($R_{MPP-ExpDec}$) de la expresión (5.9) con valores de los parámetros dados en (5.31), (5.32) y (5.33), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado $\delta_{R-ExpDec}$. Así, a modo de ejemplo en la figura 5.66 se muestran los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados $\delta_{R-ExpDec}$ para el día D2 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo).

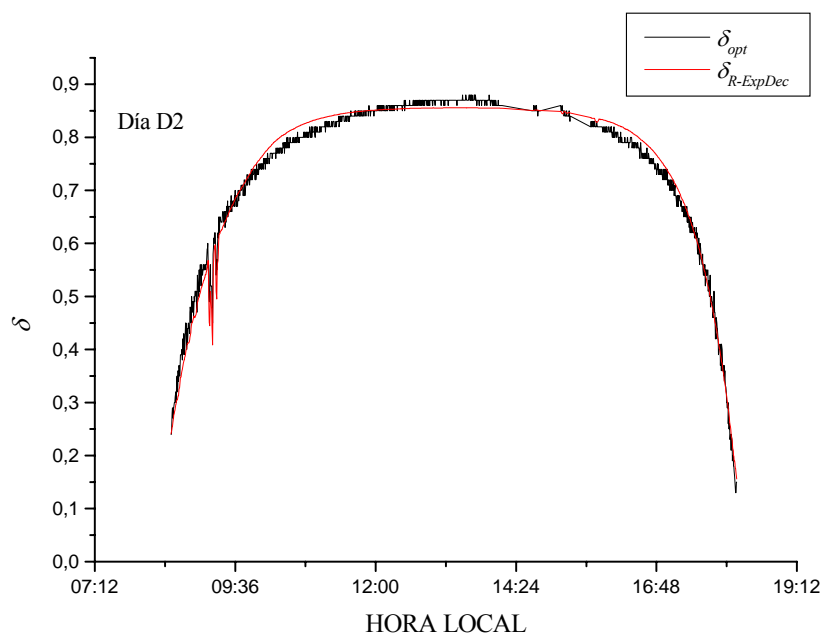


Figura 5.66. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-ExpDec}$ para el día D2.

En la tabla 5.11 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.11. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-ExpDec}$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0163	0,0186	0,0190
MAE	0,0138	0,0154	0,0153
$NMAE\%$	2,205 (%)	2,433 (%)	2,705 (%)
$BIAS$	$5,881 \cdot 10^{-4}$	-0,002	-0,0026

5.6.2.2. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} hiperbólica δ_{R-Hip}

De forma análoga, si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con el modelo hiperbólico ($R_{MPP-Hip}$) de la expresión (5.13) con valores de los parámetros dados en (5.34) y (5.35), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado δ_{R-Hip} . Así, a modo de ejemplo en la figura 5.67 se muestran los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados δ_{R-Hip} para el día D2.

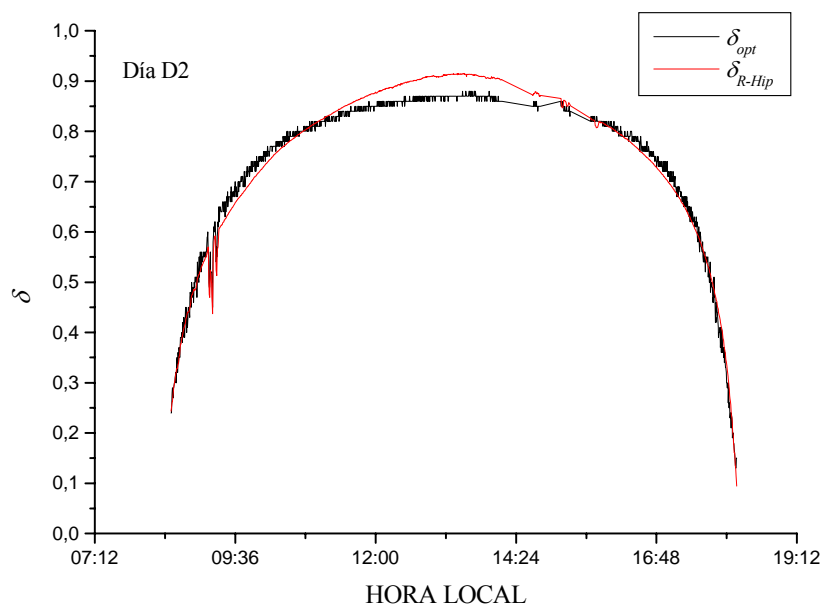


Figura 5.67. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Hip} para el día D2.

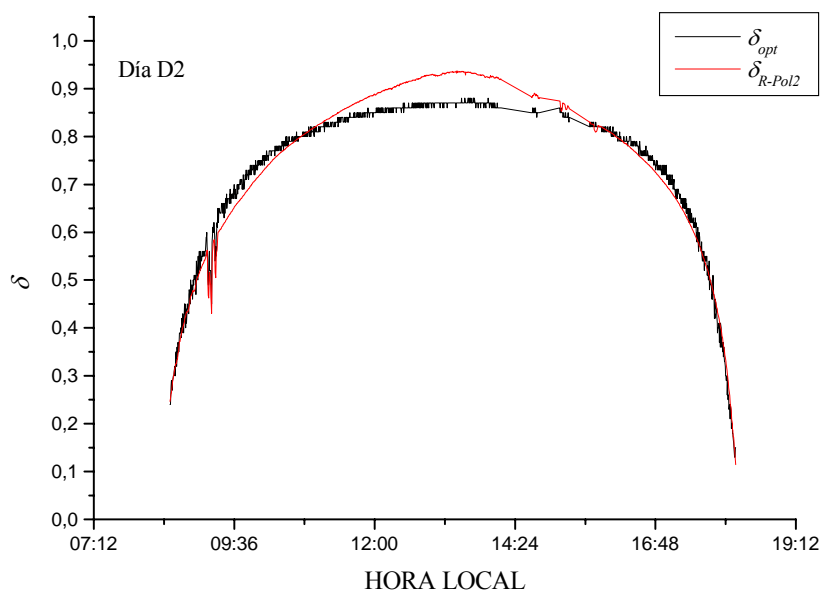
En la tabla 5.12 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.12. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo δ_{R-Hip} .

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0224	0,0254	0,0286
MAE	0,0189	0,0212	0,0225
$NMAE\%$	2,854 (%)	3,002 (%)	4,098 (%)
$BIAS$	-0,0045	-0,0065	-0,0094

5.6.2.3. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} polinómica de orden 2 (δ_{R-Pol2})

Si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con el modelo polinómico de segundo orden ($R_{MPP-Pol2}$) de la expresión (5.16) con valores de los parámetros indicados en (5.36), (5.37) y (5.38), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado δ_{R-Pol2} . Así, a modo de ejemplo en la figura 5.68 se muestran los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados δ_{R-Pol2} para el día D2.

Figura 5.68. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Pol2} para el día D2.

En la tabla 5.13 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.13. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo polinómico δ_{R-Pol2} .

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0308	0,0344	0,0351
MAE	0,0254	0,0280	0,0289
$NMAE\%$	3,539 (%)	3,828 (%)	4,489 (%)
$BIAS$	-0,0089	-0,0105	-0,0145

5.6.2.4. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} polinómica de orden 3 (δ_{R-Pol3})

Igualmente, si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con el modelo polinómico de tercer orden ($R_{MPP-Pol3}$) de la expresión (5.20) con valores de los parámetros indicados en (5.39), (5.40), (5.41) y (5.42), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado δ_{R-Pol3} . Así, a modo de ejemplo en la figura 5.69 se muestran los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados δ_{R-Pol3} para el día D2 (datos no utilizados en el entrenamiento del modelo).

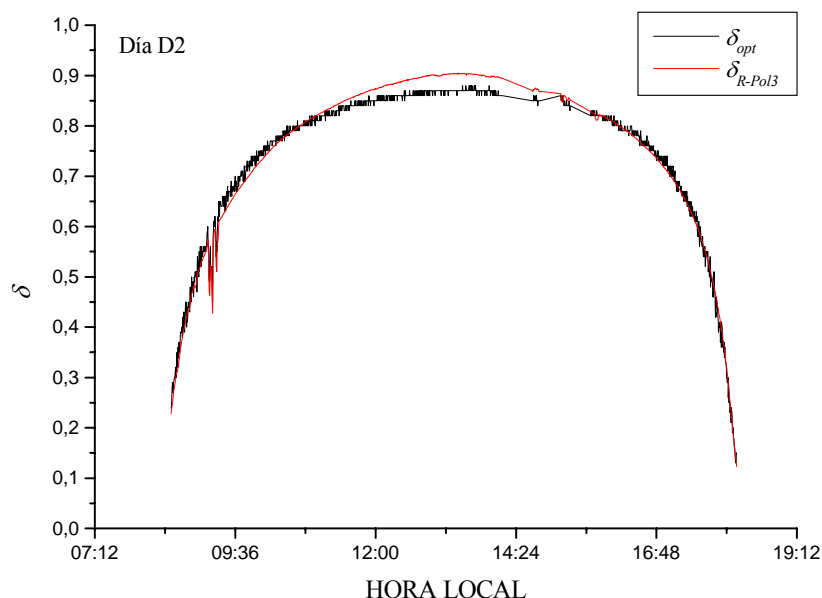


Figura 5.69. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-Pol3} para el día D2.

En la tabla 5.14 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.14. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo polinómico δ_{R-Pol3} .

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0168	0,0208	0,0216
MAE	0,0141	0,0173	0,0182
$NMAE\%$	2,034 (%)	2,490 (%)	2,850(%)
$BIAS$	-0,0039	-0,0056	-0,0091

5.6.2.5. Estimación de δ_{opt} con R_{MPP} ponderada (δ_{R-Pond})

De forma análoga, si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con el modelo ponderado ($R_{MPP-Pond}$) de la expresión (5.25), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado δ_{R-Pond} .

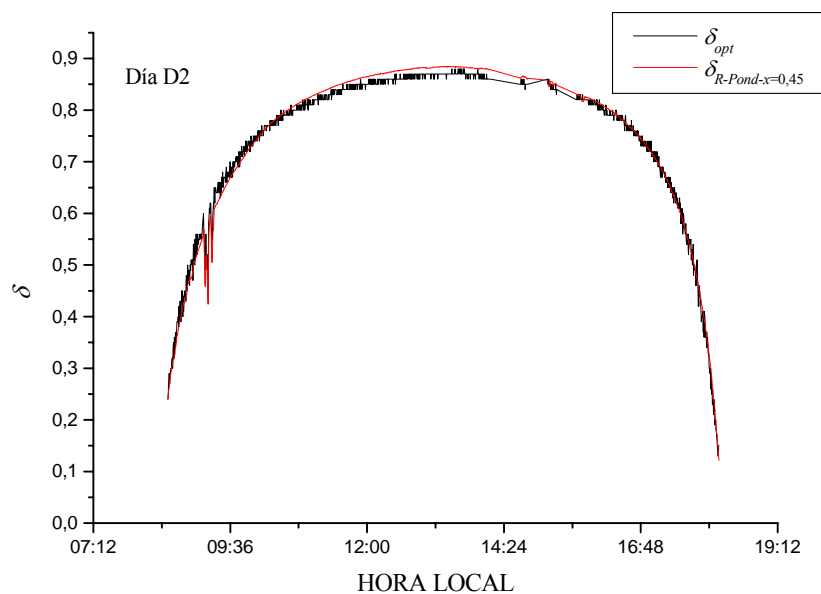


Figura 5.70. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-Pond-x=0,45}$ para el día D2.

A modo de ejemplo se muestran en las figuras 5.70 y 5.71 los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados $\delta_{R-Pond-x=0,45}$ y $\delta_{R-Pond-x=0,5}$ para el día D2. En las tablas 5.15 y 5.16 se muestran los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.15. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-Pond-x=0,45}$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0104	0,0148	0,0179
MAE	0,0081	0,0122	0,0136
$NMAE\%$	1,380 (%)	1,896 (%)	2,601 (%)
$BIAS$	-0,0013	-0,0037	-0,0055

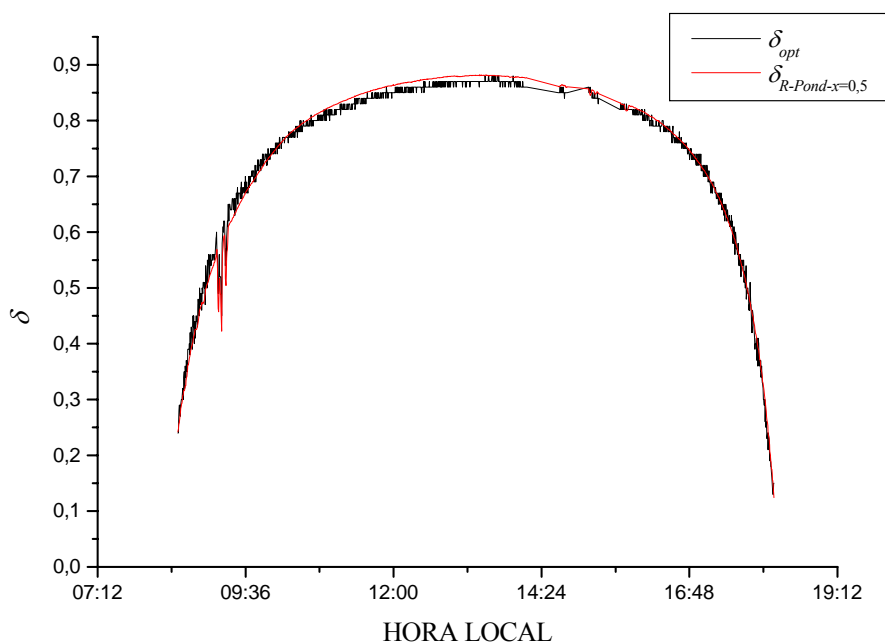


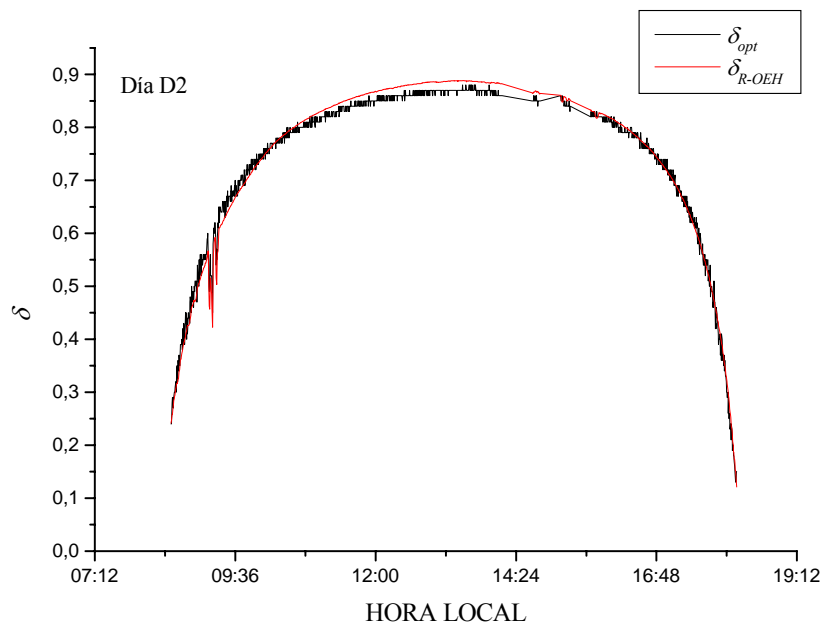
Figura 5.71. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{R-Pond-x=0,5}$ para el día D2.

Tabla 5.16. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{R-Pond-x=0,5}$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0098	0,0143	0,0173
MAE	0,0074	0,0116	0,0130
$NMAE\%$	1.291(%)	1,837 (%)	2,490 (%)
$BIAS$	-0,0011	-0,0034	-0,0052

5.6.2.6. Estimación de δ_{opt} a partir de $R_{MPP-OEH}$ (δ_{R-OEH})

Si en la expresión (5.62) se utilizan los valores de R_{MPP} estimados con el modelo OEH ($R_{MPP-OEH}$) de la expresión (5.26) con valores de los parámetros indicados en (5.43), (5.44), (5.45) y (5.46), se obtiene un modelo estimador del ciclo de trabajo óptimo denominado δ_{R-OEH} . Así, a modo de ejemplo en la figura 5.72 se muestran los valores del ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} (experimental) y los estimados δ_{R-OEH} para el día D2.

**Figura 5.72. Trayectorias de δ_{opt} y δ_{R-OEH} para el día D2.**

En la tabla 5.17 se muestran los valores de los índices de error, $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.17. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo δ_{R-OEH} .

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0116	0,0163	0,0192
MAE	0,0095	0,0137	0,0152
$NMAE\%$	1,543 (%)	2,081 (%)	2,788 (%)
$BIAS$	-0,0025	-0,0045	-0,0066

5.6.2.7. Estimación de δ_{opt} por ponderación de $\delta_{R-ExpDec}$ y δ_{R-Hip} (δ_{y-Pond})

Si se hace una ampliación sobre las figuras 5.66 y 5.67 puede advertirse que los modelos $\delta_{R-ExpDec}$ y δ_{R-Hip} presentan desviaciones opuestas respecto de los valores medidos de δ_{opt} . Análogamente a como se hizo en la sección 5.4.5, parece apropiado pues proponer una combinación de ambos modelos con el fin de que se produzcan cancelaciones en las desviaciones respecto de los valores medidos de δ_{opt} . Surge así el *modelo y-ponderado* (δ_{y-Pond}), dado en la expresión (5.63), donde y es el *factor de ponderación*, que toma valores entre 0 y 1. Si este factor de ponderación toma el valor $y = 0,5$ el modelo ponderado es simplemente un promedio de los valores aportados por los modelos $\delta_{R-ExpDec}$ y δ_{R-Hip} .

$$\delta_{y-Pond} = y\delta_{R-ExpDec} + (1-y)\delta_{R-Hip} \quad (5.63)$$

En la figura 5.73 se muestran los valores de $RMSE$ frente al factor de ponderación y , para el día D1. Puede advertirse que el $RMSE$ alcanza su valor mínimo 0,0097 para $y = 0,61$.

En las figuras 5.74, 5.75, 5.76, 5.77, 5.78 y 5.79, se muestran conjuntamente para los días D1, D2 y D3 los valores experimentales del ciclo de trabajo óptimo (δ_{opt}) y los obtenidos con el modelo ponderado con factores de ponderación $y = 0,61$ ($\delta_{y-Pond-y=0,61}$) e $y = 0,5$ ($\delta_{y-Pond-y=0,5}$) respectivamente.

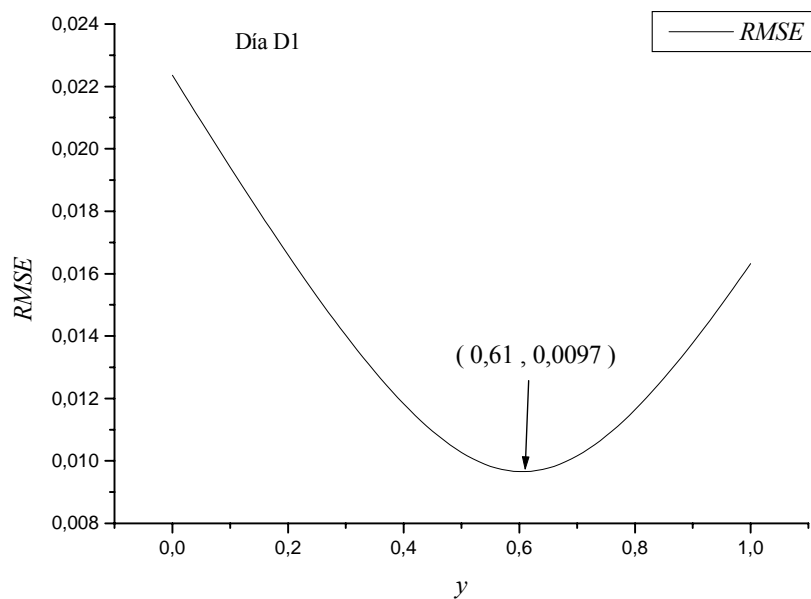


Figura 5.73. Valores de $RMSE$ frente al factor de ponderación y para el día D1

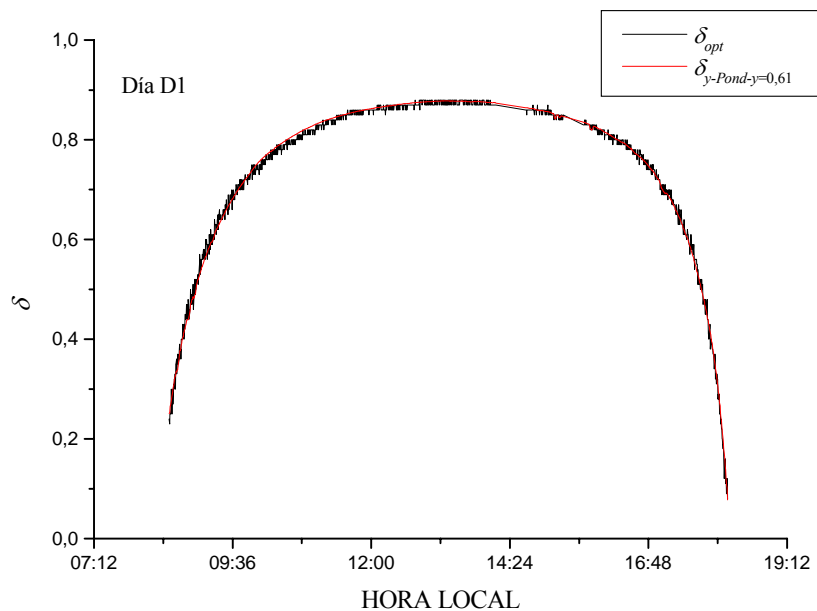


Figura 5.74. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D1.

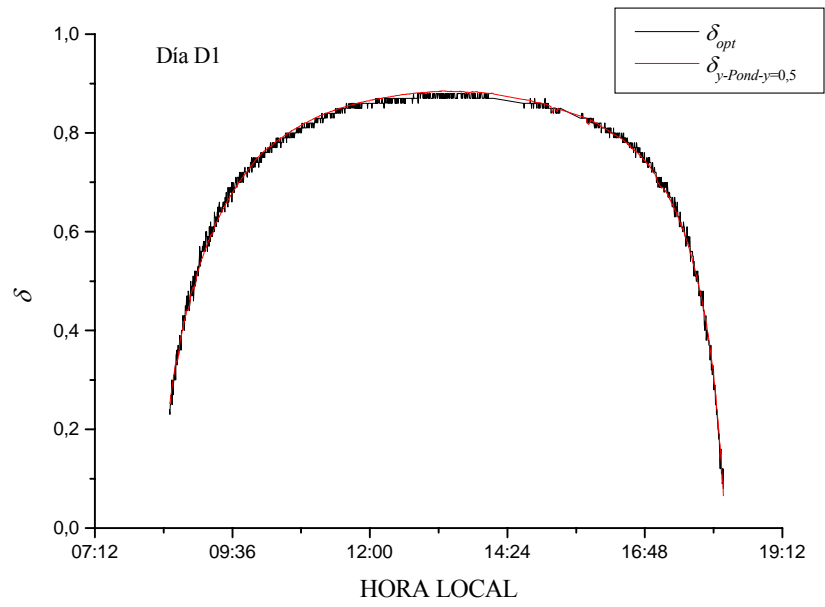


Figura 5.75. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,5}$ para el día D1.

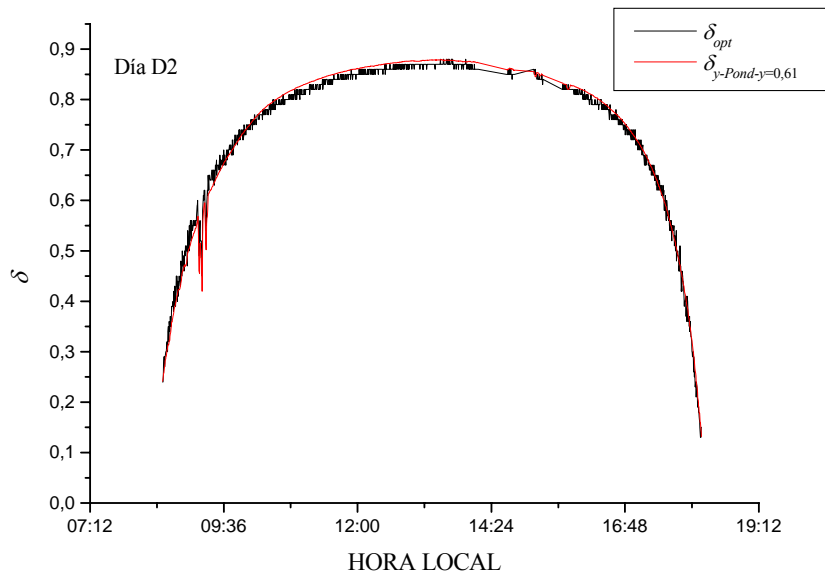


Figura 5.76. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D2.

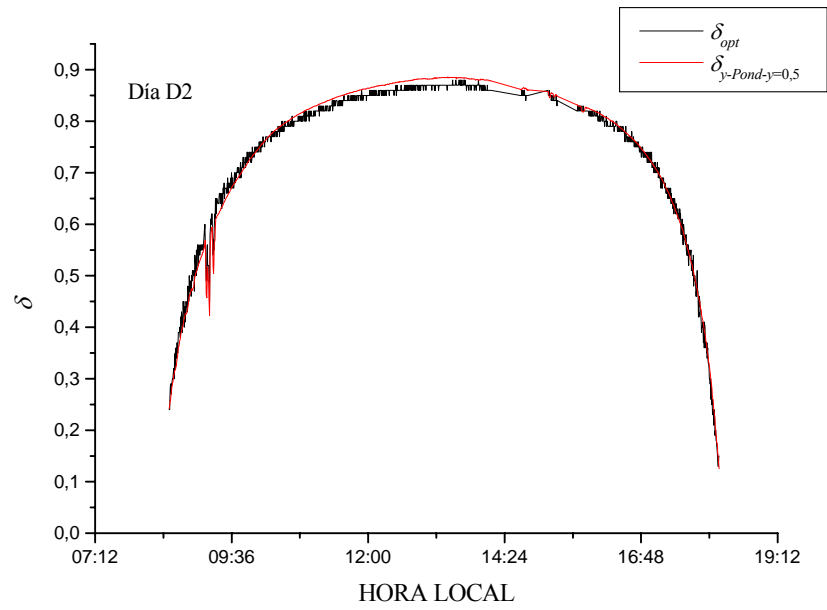


Figura 5.77. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,5}$ para el día D2.

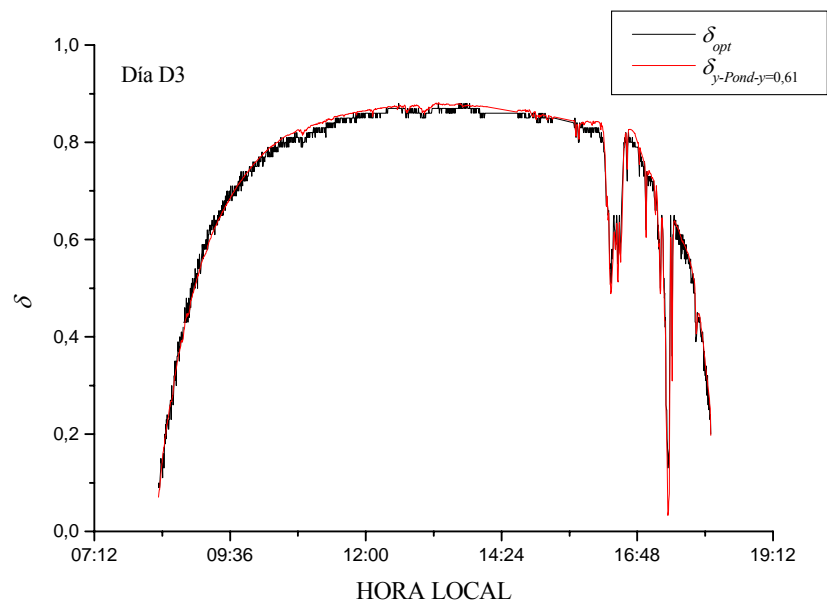


Figura 5.78. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-y=0,61}$ para el día D3.

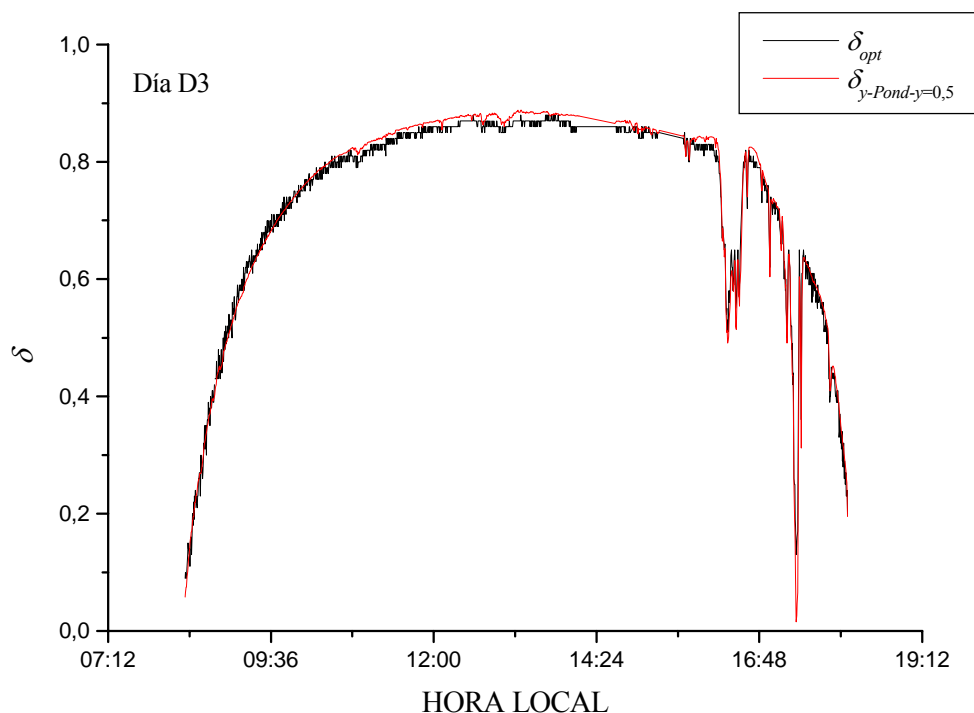


Figura 5.79. Trayectorias de δ_{opt} y $\delta_{y-Pond-\gamma=0,5}$ para el día D3.

En las tablas 5.18 y 5.19 se muestran los valores de los índices de error, *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS*, para los días D1, D2 y D3.

Tabla 5.18. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para el modelo $\delta_{y-Pond-\gamma=0,61}$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
<i>RMSE</i>	0,0097	0,0142	0,0166
<i>MAE</i>	0,0072	0,0114	0,0126
<i>NMAE%</i>	1,258 (%)	1,837 (%)	2,346 (%)
<i>BIAS</i>	-0,0014	-0,0038	-0,0053

Tabla 5.19. Valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ para el modelo $\delta_{y-Pond-y=0,5}$.

	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$RMSE$	0,0103	0,0149	0,0173
MAE	0,0080	0,0123	0,0136
$NMAE\%$	1,356 (%)	1,920 (%)	2,484 (%)
$BIAS$	-0,0020	-0,0043	-0,0061

En la tabla 5.20 se muestran conjuntamente los valores de $RMSE$, MAE , $NMAE\%$ y $BIAS$ de los modelos propuestos para la estimación del ciclo de trabajo óptimo (δ_{opt}). Tal y como se hizo en la sección 5.6.1, estos valores (salvo $BIAS$) deben ser comparados con los obtenidos al considerar los errores debidos a las medidas. Como se ha indicado anteriormente, la imprecisión en la medida del ciclo de trabajo óptimo del sistema experimental utilizado es de $\Delta\delta_{opt} = 0,01$; así, en las expresiones (5.64), (5.65) y (5.66) se deducen los valores de $RMSE$, MAE y $NMAE\%$ debidos a la imprecisión en la medida para la determinación experimental de δ_{opt} .

$$RMSE = \sqrt{(\Delta\delta_{opt})^2} = \sqrt{(0,01)^2} = 0,01, \quad (5.64)$$

$$MAE = \overline{\Delta\delta_{opt}} = 0,01, \quad (5.65)$$

$$NMAE\% = 100 \left[\frac{\overline{\Delta\delta_{opt}}}{\delta_{opt}} \right] = 100 \left[\frac{0,01}{\delta_{opt}} \right] = 1,490\%. \quad (5.66)$$

Analizando la tabla 5.20 puede advertirse que los modelos ponderados tanto en el ciclo de trabajo (δ_{y-Pond}) como en la resistencia (δ_{R-Pond}), ambos de 5 parámetros de ajuste, presentan errores inferiores (en teoría) a los experimentales dados en las expresiones (5.64), (5.65) y (5.66). Puede afirmarse que estos modelos son suficientemente precisos, no necesitándose de modelos más complejos, ya que la propia imprecisión en los datos experimentales de partida limita la exactitud final real de cualquier modelo por complejo que éste sea. Con una precisión ligeramente inferior a la de los modelos ponderados se sitúa el modelo δ_{R-OEH} (4 parámetros). Este modelo presenta errores muy próximos a los experimentales (el valor del índice MAE es incluso inferior a 0,01).

Tabla 5.20. Valores de *RMSE*, *MAE*, *NMAE%* y *BIAS* para modelos estimadores de δ_{opt} .

Modelo	Núm. parámetros	Error	Día D1 (06/11/2008)	Día D2 (08/11/2008)	Día D3 (09/11/2008)
$\delta_{R-ExpDec}$	3	<i>RMSE</i>	0,0163	0,0186	0,0190
		<i>MAE</i>	0,0138	0,0154	0,0153
		<i>NMAE%</i>	2,205 (%)	2,433 (%)	2,705 (%)
		<i>BIAS</i>	$5,881 \cdot 10^{-4}$	-0,002	-0,0026
δ_{R-Hip}	2	<i>RMSE</i>	0,0224	0,0254	0,0286
		<i>MAE</i>	0,0189	0,0212	0,0225
		<i>NMAE%</i>	2,854 (%)	3,002 (%)	4,098 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0045	-0,0065	-0,0094
δ_{R-Pol2}	3	<i>RMSE</i>	0,0308	0,0344	0,0351
		<i>MAE</i>	0,0254	0,0280	0,0289
		<i>NMAE%</i>	3,539 (%)	3,828 (%)	4,489 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0089	-0,0105	-0,0145
δ_{R-Pol3}	4	<i>RMSE</i>	0,0168	0,0208	0,0216
		<i>MAE</i>	0,0141	0,0173	0,0182
		<i>NMAE%</i>	2,034 (%)	2,490 (%)	2,850(%)
		<i>BIAS</i>	-0,0039	-0,0056	-0,0091
$\delta_{R-Pond-x=0,45}$	5	<i>RMSE</i>	0,0104	0,0148	0,0179
		<i>MAE</i>	0,0081	0,0122	0,0136
		<i>NMAE%</i>	1,380 (%)	1,896 (%)	2,601 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0013	-0,0037	-0,0055
$\delta_{R-Pond-x=0,5}$	5	<i>RMSE</i>	0,0098	0,0143	0,0173
		<i>MAE</i>	0,0074	0,0116	0,0130
		<i>NMAE%</i>	1,291(%)	1,837 (%)	2,490 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0011	-0,0034	-0,0052
δ_{R-OEH}	4	<i>RMSE</i>	0,0116	0,0163	0,0192
		<i>MAE</i>	0,0095	0,0137	0,0152
		<i>NMAE%</i>	1,543 (%)	2,081 (%)	2,788 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0025	-0,0045	-0,0066
$\delta_{y-Pond-y=0,61}$	5	<i>RMSE</i>	0,0097	0,0142	0,0166
		<i>MAE</i>	0,0072	0,0114	0,0126
		<i>NMAE%</i>	1,258 (%)	1,837 (%)	2,346 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0014	-0,0038	-0,0053
$\delta_{y-Pond-y=0,5}$	5	<i>RMSE</i>	0,0103	0,0149	0,0173
		<i>MAE</i>	0,0080	0,0123	0,0136
		<i>NMAE%</i>	1,356 (%)	1,920 (%)	2,484 (%)
		<i>BIAS</i>	-0,0020	-0,0043	-0,0061

5.7. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito una nueva metodología para el modelado de instalaciones fotovoltaicas convencionales, donde no es posible aislar las dependencias de las variables representativas del estado de la instalación con la radiación y la temperatura, al estar éstas de por sí estrechamente correlacionadas. Esta metodología propone el modelado de la instalación en el punto de máxima potencia, en base al cociente entre la tensión y corriente en dicho punto.

Esta variable denominada *resistencia del MPP* (R_{MPP}) no presenta a tenor del análisis realizado en este capítulo, dependencias significativas con la temperatura, lo cual permite el modelado sólo en función de la radiación incidente sobre el generador fotovoltaico. Así, a partir de un conjunto de datos experimentales se proponen distintos modelos que estiman R_{MPP} . Estos datos son generados por un sistema experimental compuesto básicamente por un generador fotovoltaico, un convertidor CC/CC y una aplicación software específica (instrumento virtual) que controla, monitoriza y procesa los datos del sistema.

Se presentan también en este capítulo distintos modelos que estiman el ciclo de trabajo óptimo δ_{opt} del convertidor CC/CC que posiciona a la instalación en el punto de máxima potencia, permitiendo el seguimiento del MPP de manera directa. Algunos de los modelos diseñados muestran un comportamiento muy válido y preciso, con un error análogo a la propia incertidumbre en la medida, esto es, al propio error intrínseco en los datos utilizados para la elaboración de los modelos.

6. Un nuevo modelo estático de convertidores CC/CC reales.

6.1. Introducción

En el capítulo 2 se abordó el estudio de convertidores CC/CC considerados ideales, esto es, sin pérdidas. Para la mayoría de las aplicaciones este estudio simplificado es más que suficiente. Sin embargo, para aplicaciones de precisión y/o de optimización es necesario disponer de modelos más precisos, donde se recojan las no idealidades y las consiguientes pérdidas de rendimiento. En este sentido, se aborda ahora en este capítulo el estudio de la influencia de las resistencias parásitas de los elementos que componen el convertidor, con el objetivo de proponer un modelo realista genérico que refleje de forma fehaciente el funcionamiento de un convertidor CC/CC práctico en sus tres configuraciones básicas: reductora, elevadora y reductora-elevadora.

6.2. Resistencias parásitas

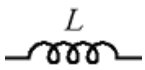
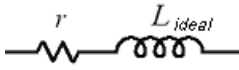
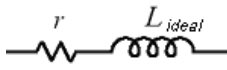
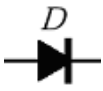
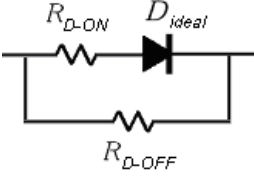
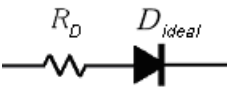

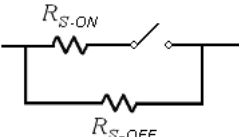
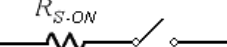
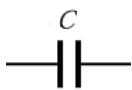
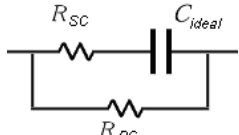
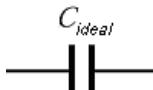
Cualquier dispositivo que funcione como acondicionador de potencia con el objetivo de obtener un rendimiento aceptable evita el empleo de resistencias. El motivo es simple: a diferencia de lo que ocurre con otros elementos (considerados ideales) como interruptores, condensadores o autoinducciones (en los cuales la potencia promedio es nula), las resistencias siempre disipan potencia por efecto *Joule*. Por ello los convertidores CC/CC se componen básicamente de interruptores electrónicos, autoinducciones y condensadores.

No obstante lo anterior, los convertidores CC/CC reales, están formados por conductores o semiconductores con cierta resistencia no nula. Por tanto, el análisis del comportamiento real de estos elementos requiere tener en cuenta esta resistencia, la cual suele denominarse *parásita*. Así se tiene:

- **Resistencia asociada a la autoinducción (r).** Una autoinducción es esencialmente un conductor espirado. Las pérdidas óhmicas de dicho conductor pueden ser recogidas en una resistencia de valor r conectada en serie con el inductor, supuesto ahora ideal.
- **Resistencia de conducción del elemento de conmutación (R_S).** El interruptor electrónico en conducción presenta cierta resistencia al paso de la corriente eléctrica. Este efecto puede modelarse como una resistencia R_{S-ON} en serie con un interruptor ideal. Cuando el interruptor está cortado (abierto) existe también una pequeña corriente de fuga. Este efecto puede modelarse con una resistencia (R_{S-OFF}) de valor muy alto en paralelo con el interruptor. En el análisis se despreciará la influencia de R_{S-OFF} por dos motivos: a) su valor suele ser muy alto, con lo cual las corrientes de fugas son despreciables frente al resto de corrientes, y b) para cualquier convertidor siempre existe una rama en paralelo con R_{S-OFF} , por tanto al ser ésta muy alta, su influencia es despreciable en la asociación paralela. En adelante se denominará R_S a R_{S-ON} .
- **Resistencia del diodo en conducción (R_D).** Se supone que el diodo en corte presenta una resistencia muy alta (R_{D-OFF}) y por tanto no influye en el convertidor. Las pérdidas del diodo en conducción pueden modelarse mediante una resistencia R_{D-ON} en serie con un diodo ideal. En adelante se denominará R_D a R_{D-ON} .
- **Resistencias serie y paralelo del condensador (R_{SC} y R_{PC}).** Tanto los contactos como el dieléctrico interno de un condensador no son perfectos, así, estos efectos pueden modelarse con dos resistencias parásitas, una resistencia serie R_{SC} y una paralelo R_{PC} . R_{SC} tiene por lo general un valor ínfimo, esto es, despreciable; mientras que R_{PC} suele ser de un valor muy alto. R_{PC} aparece en paralelo con el condensador y por tanto con la carga del sistema, con lo cual puede despreciarse frente a ésta. Por las razones aportadas en este estudio no se considerarán los efectos de tales resistencias, con lo cual el comportamiento del condensador será considerado ideal.

La tabla 6.1 muestra los modelos de los dispositivos según los criterios anteriores. Así serán considerados en el estudio que sigue.

Tabla 6.1. Modelo y modelo simplificado de los distintos elementos de un CC/CC.

Elemento	Modelo	Modelo simplificado
		
		
		
		

6.3. Modos de funcionamiento de un convertidor CC/CC. Definición de parámetros

De forma general, tal y como se explica en el capítulo 2, un convertidor CC/CC presenta dos modos de funcionamiento distintos, dependiendo de la corriente que circula por la inductancia. Así se tiene:

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

En la figura 6.1 se muestran las curvas de la corriente a través de la autoinducción para CCM y DCM. De forma general se define:

- Periodo de conmutación: T . (A)

- Frecuencia de conmutación: $f = \frac{1}{T}$. (B)

- Ciclo de servicio: $\delta = \frac{T_{ON}}{T} = T_{ON}f$. (C)

- Tiempo de subida (de i_L): $T_{ON} = \delta T = \frac{\delta}{f}$. (D)

- Tiempo de bajada: $T_X - T_{ON} = \delta_f T = \frac{\delta_f}{f}$. (E)

- Incremento de corriente: $\Delta I = I_2 - I_1$. (F)

- Incremento de tensión: $\Delta V = V_g - V_0$. (G)

También se define el incremento de tensión $\Delta V = V_g - V_0$ como la diferencia de los valores de la tensión del generador y de la salida del convertidor.

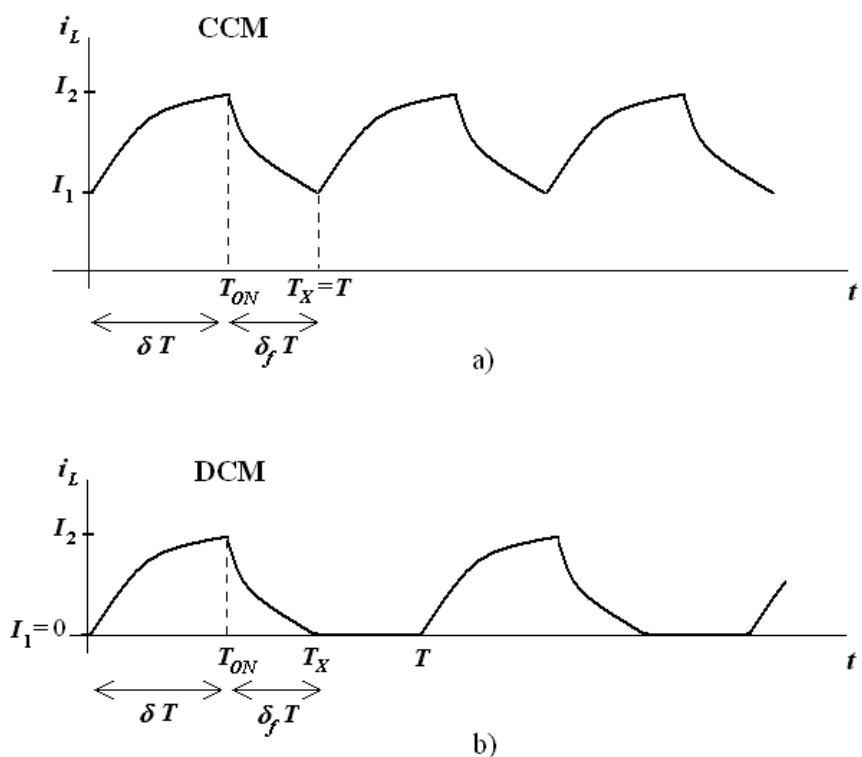


Figura 6.1. Gráficos de i_L para CCM y DCM.

Según se muestra en la figura 6.1 puede establecerse que:

- a) En CCM $T_X = T$, por tanto :

$$\delta_f|_{CCM} = \frac{T_X - T_{ON}}{T} = \frac{T - \delta \cdot T}{T} = 1 - \delta. \quad (6.1)$$

b) En DCM $T_X \leq T$, por tanto :

$$\delta_f|_{DCM} = \frac{T_X - T_{ON}}{T} = \frac{T_X - \delta \cdot T}{T} = \frac{T_X}{T} - \delta \leq 1 - \delta. \quad (6.2)$$

Nótese en la figura 6.1 que la corriente por la bobina del convertidor es periódica de periodo T . Esta corriente depende a su vez de la suministrada por el generador conectado al convertidor. Consecuentemente en el estudio que sigue, con objeto de independizar las corrientes y tensiones del tiempo, serán caracterizadas en función de su valor medio (indicado por letra mayúscula), el cual se obtiene integrando los valores instantáneos durante un periodo T y dividiendo el resultado por ése mismo T . Así, para el caso de la corriente media I_g suministrada por el generador al convertidor se tendrá que:

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^T i_g dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_g dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T i_g dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_g dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_X} i_g dt + \frac{1}{T} \int_{T_X}^T i_g dt. \quad (6.3)$$

Para el caso concreto de la figura 6.1, el tercer sumando de la expresión anterior será nulo tanto en CCM como en DCM.

6.4. Modelo estático general de un convertidor CC/CC genérico

En esta sección se va a proponer un modelo genérico, válido para las tres topologías básicas de convertidores (elevador, reductor y reductor-elevador) que sea práctico y realista, en el sentido de ser útil, fácil de manejar y que refleje, de forma fehaciente, el comportamiento práctico de este acondicionador de potencia. Con este propósito en mente se plantea el modelo de la figura 6.2, el cual consta de un convertidor ideal formado por dos fuentes dependientes de la ganancia ideal de tensión A_{Vi} , una de corriente a la entrada del convertidor y otra de tensión a la salida. A la entrada del convertidor ideal se conecta un circuito equivalente compuesto por el generador V_g y una resistencia R_X , la cual concentra las resistencias parásitas principales del convertidor real. Por supuesto, dependiendo de cada aplicación particular, a R_X se le puede sumar la resistencia interna del generador, la cual por no afectar a este estudio no ha sido tomada en cuenta. A la salida del modelo se conecta la carga del sistema, generalmente una resistencia

de valor R_L . Por último, las corrientes y tensiones representadas en el modelo de la figura 6.2 están dadas por sus valores medios.

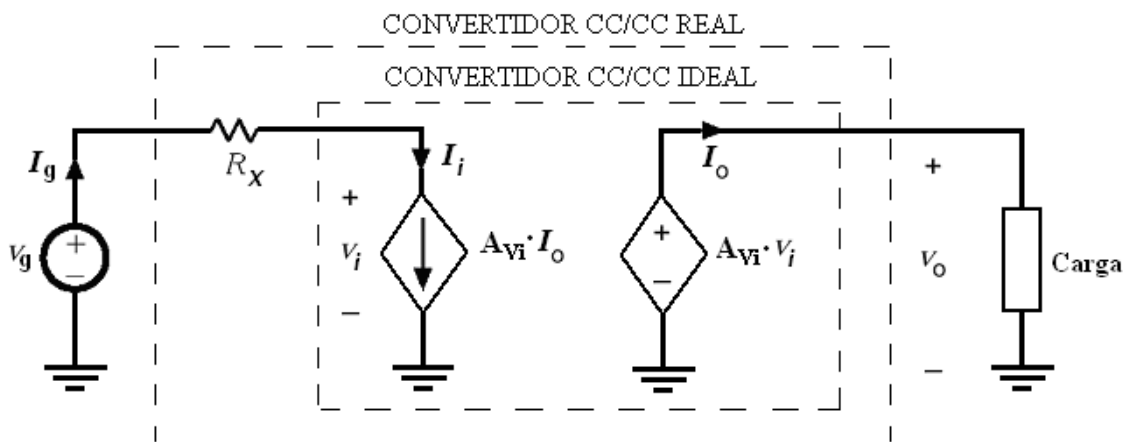


Figura 6.2. Modelo estático general de un convertidor CC/CC genérico.

A partir del modelo general de la figura 6.2 se trata ahora de calcular los valores de R_X y A_{vi} para cada una de las topologías básicas, a saber, elevadora, reductora y reductora-elevadora. Se comenzará por la topología elevadora o *Boost*.

6.5. Análisis del convertidor CC/CC elevador (Boost) con resistencias parásitas

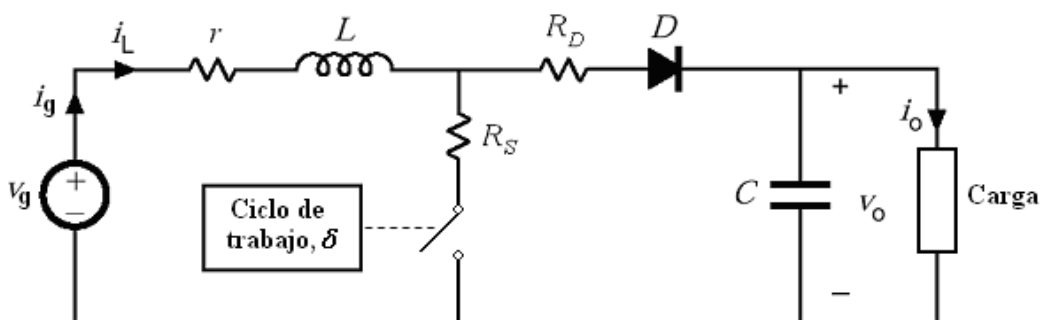


Figura 6.3. Convertidor elevador con resistencias parásitas.

En la figura 6.3 se muestra un convertidor elevador donde se han incluido las resistencias parásitas principales asociadas a los elementos reales.

En lo que sigue, para el análisis de los convertidores, se supondrán las hipótesis siguientes:

- a. Funcionamiento en régimen permanente, es decir, alimentación continua constante y ciclo de trabajo fijo para unas condiciones de carga determinadas.
- b. Salvo que se indique lo contrario se supondrá que el valor del condensador es lo suficientemente grande como para que la tensión de salida quede fijada prácticamente constante a un valor V_0 .

6.5.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador

Para el convertidor mostrado en la figura (6.3) la corriente suministrada por el generador i_g , es igual a la que atraviesa la autoinducción i_L . Así, a partir de la figura 6.1 y de la ecuación (6.3) se tiene que, en cualquiera de los dos modos de funcionamiento, la corriente media suministrada por el generador en un periodo es

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_x} i_L dt. \quad (6.4)$$

A continuación se analizará el comportamiento del convertidor para los intervalos de tiempo de la expresión (6.4).

1) $0 \leq t \leq T_{ON}$

En la figura 6.4 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece. En este intervalo, el diodo se encuentra polarizado inversamente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor esté cerrado.

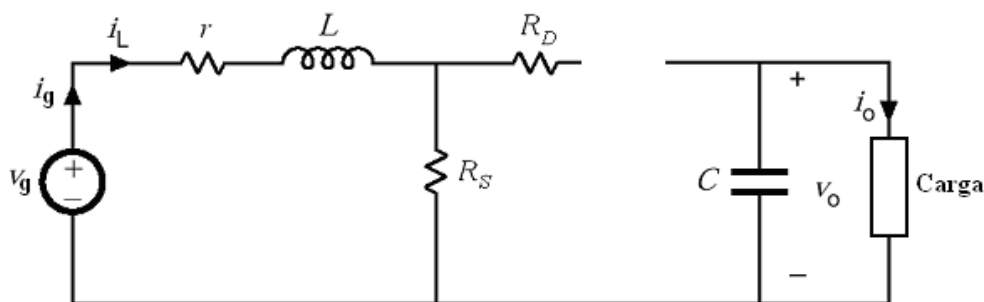


Figura 6.4. Modelo de convertidor elevador para $0 \leq t \leq T_{ON}$.

A partir de la figura 6.4 se deduce la expresión siguiente:

$$V_g = (r + R_s)i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (6.5)$$

con lo cual,

$$i_L = \frac{1}{r + R_s} \left(V_g - L \frac{di_L}{dt} \right). \quad (6.6)$$

Integrando (6.6) en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} \frac{V_g}{r + R_s} dt - \frac{L}{r + R_s} \int_{I_1}^{I_2} di_L \right] = \frac{V_g}{r + R_s} \delta - \frac{fL}{r + R_s} \Delta I, \quad (6.7)$$

siendo $\Delta I = I_2 - I_1$. Por otra parte, de (6.5) se tiene que

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g - (r + R_s)i_L, \quad (6.8)$$

con lo cual,

$$\int_{I_1}^{I_2} \frac{di_L}{V_g - (r + R_s)i_L} = \int_0^{\delta T} \frac{dt}{L}. \quad (6.9)$$

Resolviendo (6.9) mediante un sencillo cambio de variable en la integral de la izquierda,

$$\ln \left[\frac{V_g - (r + R_s)I_2}{V_g - (r + R_s)I_1} \right] = -\frac{r + R_s}{fL} \delta = -\gamma_1, \quad (6.10)$$

donde

$$\gamma_1 = \frac{r + R_s}{fL} \delta = \frac{\delta}{k_1}, \quad (6.11)$$

siendo

$$k_1 = \frac{fL}{r + R_s}. \quad (6.12)$$

Resolviendo (6.10) para I_1 se tiene finalmente que:

$$I_1 = \frac{V_g}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma}) + I_2 e^{-\gamma}. \quad (6.13)$$

2) $T_{ON} \leq t \leq T_X$

En la figura 6.5 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la no-conducción del interruptor, el diodo conduce la corriente que circula por la inductancia.

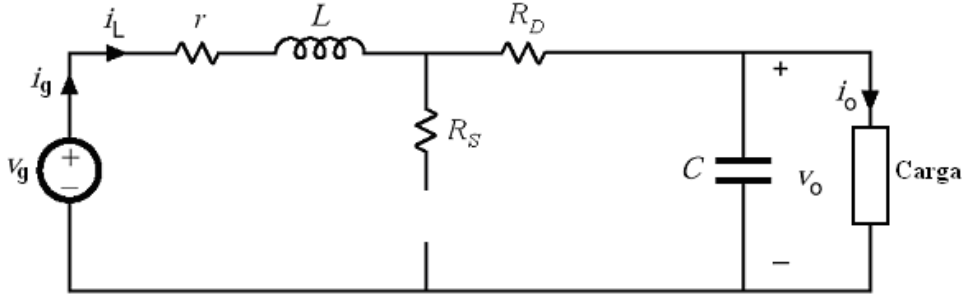


Figura 6.5. Modelo de convertidor elevador para $T_{ON} \leq t \leq T_X$.

En la figura 6.1 (a) se observa que en este intervalo la corriente por el inductor decrece exponencialmente hasta $t = T_X$. En este punto, si la corriente ha llegado a 0 (DCM) se mantiene en este valor hasta una nueva conducción del interruptor (ver figura 6.1 b). A partir de la figura 6.5 se deduce la ecuación siguiente:

$$V_g - V_o = \Delta V = (r + R_D) i_L + L \frac{di_L}{dt}. \quad (6.14)$$

Resolviendo para i_L ,

$$i_L = \frac{\Delta V}{r + R_D} - \frac{L}{r + R_D} \cdot \frac{di_L}{dt}. \quad (6.15)$$

Integrando la expresión anterior en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_X} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{\Delta V}{r + R_D} dt - \frac{L}{r + R_D} \int_{I_2}^{I_1} di_L \right] = \frac{\Delta V}{r + R_D} \delta_f + \frac{fL}{r + R_D} \Delta I. \quad (6.16)$$

Por otra parte, de forma análoga al paso de (6.5) a (6.9) pasando por (6.8), se llega de (6.14) a la expresión siguiente,

$$\int_{I_2}^{I_1} \frac{di_L}{\Delta V - (r + R_D)i_L} = \int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{dt}{L}. \quad (6.17)$$

Resolviendo (6.17) como (6.9) se tiene que:

$$\ln \left[\frac{\Delta V - (r + R_D)I_1}{\Delta V - (r + R_D)I_2} \right] = -\frac{r + R_D}{fL} \delta_f = -\gamma_2, \quad (6.18)$$

donde

$$\gamma_2 = \frac{r + R_D}{fL} \delta_f = \frac{\delta_f}{k_2}. \quad (6.19)$$

siendo

$$k_2 = \frac{fL}{r + R_D}. \quad (6.20)$$

Resolviendo (6.18) para I_2 se tiene finalmente que

$$I_2 = \frac{\Delta V}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) + I_1 e^{\gamma_2}. \quad (6.21)$$

Llegados a este punto, se está en condiciones de encontrar la solución de (6.4) mediante la suma de las expresiones (6.7) y (6.16); sin embargo, ambas vienen dadas en función de ΔI , con lo cual es preciso calcular previamente este valor. Para ello, se plantea el sistema de ecuaciones formado por (F), (6.13) y (6.21); esto es,

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_g}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} & (1), \\ I_2 = \frac{\Delta V}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) + I_1 e^{\gamma_2} & (2), \\ \Delta I = I_2 - I_1 & (3). \end{cases} \quad (6.22)$$

Sustituyendo I_1 por $I_2 - \Delta I$ en la ecuación (1) del sistema (6.22), y resolviendo para I_2 se tiene que

$$I_2 = \frac{V_g}{r + R_S} + \frac{\Delta I}{1 - e^{\gamma_1}}. \quad (6.23)$$

Procediendo de forma análoga en (2) para obtener I_1 ,

$$I_1 = \frac{\Delta V}{r + R_D} - \frac{\Delta I}{1 - e^{\gamma_2}}. \quad (6.24)$$

Restando ahora (6.24) de (6.23),

$$\Delta I \left(-1 + \frac{1}{1 - e^{\gamma_1}} + \frac{1}{1 - e^{\gamma_2}} \right) = \frac{\Delta V}{r + R_D} - \frac{V_g}{r + R_S}, \quad (6.25)$$

y operando,

$$\Delta I \frac{1 - e^{\gamma_1 + \gamma_2}}{(1 - e^{\gamma_1})(1 - e^{\gamma_2})} = \frac{\Delta V}{r + R_D} - \frac{V_g}{r + R_S}. \quad (6.26)$$

Multiplicando numerador y denominador del lado izquierdo de (6.26) por $-e^{-\gamma_2}$ se tiene que

$$\Delta I \frac{e^{\gamma_1} - e^{-\gamma_2}}{(1 - e^{\gamma_1})(1 - e^{-\gamma_2})} = \frac{\Delta V}{r + R_D} - \frac{V_g}{r + R_S}. \quad (6.27)$$

Resolviendo para ΔI ,

$$\Delta I = \beta \frac{\Delta V}{r + R_D} - \beta \frac{V_g}{r + R_S}, \quad (6.28)$$

siendo

$$\beta = \frac{(1 - e^{\gamma_1})(1 - e^{-\gamma_2})}{e^{\gamma_1} - e^{-\gamma_2}}. \quad (6.29)$$

Ahora ya sí puede ser resuelta (6.4). En efecto, empleando (6.7) y (6.16),

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_X} i_L dt = \frac{V_g}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \Delta I + \frac{\Delta V}{r + R_D} \delta_f + \frac{fL}{r + R_D} \Delta I. \quad (6.30)$$

Sustituyendo en la expresión anterior los coeficientes k_1 y k_2 dados por (6.12) y (6.20) respectivamente se tiene que

$$I_g = \frac{V_g}{r + R_S} \delta + \frac{\Delta V}{r + R_D} \delta_f + k \Delta I, \quad (6.31)$$

siendo

$$k = k_2 - k_1. \quad (6.32)$$

Sustituyendo ahora (6.28) en (6.30) se tiene que

$$I_g = \frac{V_g}{r + R_S} (\delta - k\beta) + \frac{\Delta V}{r + R_D} (\delta_f + k\beta). \quad (6.33)$$

Finalmente, sustituyendo en la ecuación anterior ΔV por su valor dado en (G), se obtiene la expresión compacta final siguiente,

$$I_g = \left[\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} \right] V_g - \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} V_0. \quad (6.34)$$

6.5.2. Cálculo de R_X y A_{Vi}

A la entrada del convertidor ideal (figura 6.2) se tiene que

$$P_i = V_i I_i = V_i A_{Vi} I_0, \quad (6.35)$$

y a la salida,

$$P_0 = V_0 I_0 = V_i A_{Vi} I_0. \quad (6.36)$$

Por supuesto, (6.35) y (6.36) reflejan que en el convertidor ideal $P_i = P_0$, y el rendimiento $\eta = \frac{P_0}{P_i}$ es la unidad. En la entrada del convertidor real (figura 6.2) se tiene que

$$V_g = I_g R_X + V_i = I_g R_X + \frac{V_0}{A_{Vi}} = A_{Vi} I_0 R_X + \frac{V_0}{A_{Vi}}. \quad (6.37)$$

Si existe una resistencia de carga R_L conectada a la salida del convertidor ($I_0 = \frac{V_0}{R_L}$), entonces:

$$V_g A_{Vi} = A_{Vi}^2 V_0 \frac{R_X}{R_L} + V_0 = V_0 \left(A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L} + 1 \right). \quad (6.38)$$

A partir de aquí la tensión de salida V_0 está dada por

$$V_0 = \frac{V_g A_{Vi}}{\left(1 + A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L} \right)} = V_g A_{Vr}, \quad (6.39)$$

donde A_{Vr} es la ganancia real en tensión del convertidor. Esto es,

$$A_{Vr} = \frac{V_0}{V_g} = \frac{A_{Vi}}{\left(1 + A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L} \right)}. \quad (6.40)$$

Llegados a este punto interesa poder identificar los valores de R_X y A_{Vi} en función de los parámetros del convertidor dados en el esquema de la figura 6.2. Para ello, a partir del modelo (figura 6.2) se puede escribir que

$$I_g = I_i = \frac{V_g - V_i}{R_X} = \frac{V_g}{R_X} - \frac{V_i}{R_X} = \frac{V_g}{R_X} - \frac{V_0}{A_{Vi} R_X}. \quad (6.41)$$

Esta ecuación admite una comparativa directa con (6.34) de modo que:

$$I_g = \frac{V_g}{R_X} - \frac{V_0}{A_{Vi} R_X} = \left[\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} \right] V_g - \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} V_0. \quad (6.42)$$

Con lo cual,

$$R_X = \left[\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} \right]^{-1}, \quad (6.43)$$

y

$$A_{Vi} = 1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta - k\beta}{\delta_f + k\beta}. \quad (6.44)$$

Escribiendo ahora la ecuación (6.43) como

$$\frac{1}{R_X} = \frac{1}{R_{X1}} + \frac{1}{R_{X2}} = \frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D}, \quad (6.45)$$

es fácil visualizar que la resistencia de pérdidas totales R_X , puede ser obtenida como el equivalente de dos en paralelo tal como se muestra en la figura siguiente

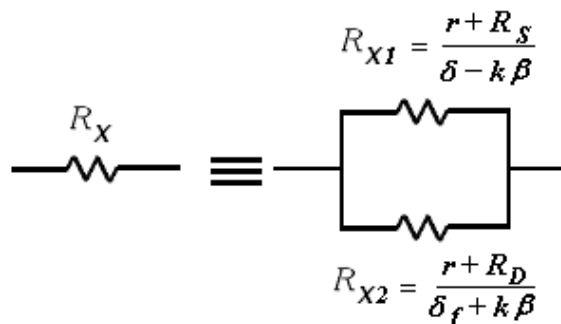


Figura 6.6. Resistencia de pérdidas totales R_X para el CC/CC elevador.

En las figuras 6.7 y 6.8 pueden observarse respectivamente la evolución de R_X y A_{Vi} en función el ciclo de servicio δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$ y $L = 1 \text{ mH}$, según las expresiones (6.43) y (6.44).

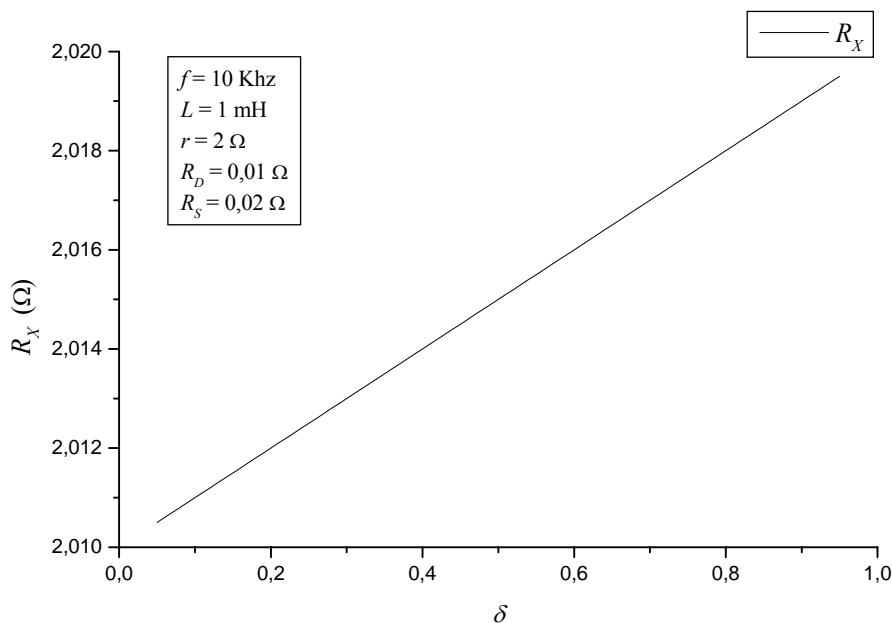


Figura 6.7. Resistencia de pérdidas totales R_X frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador.

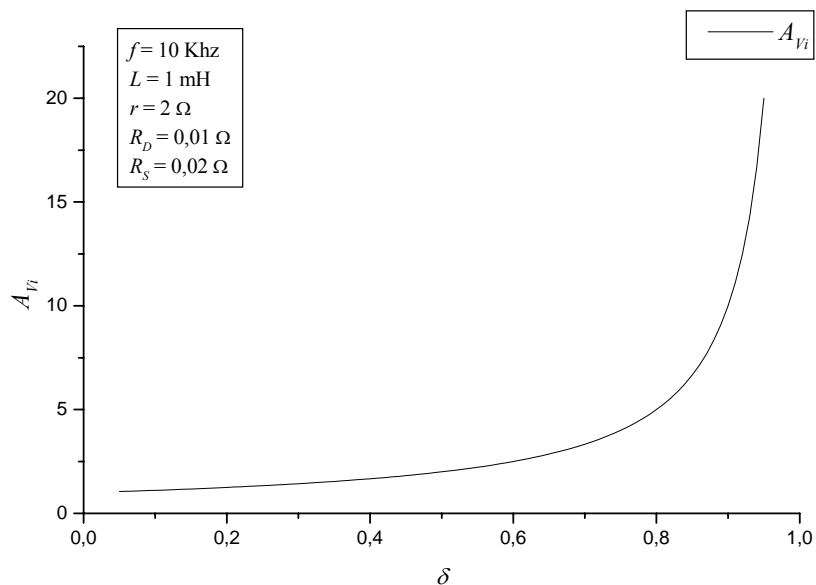


Figura 6.8. Ganancia ideal A_{vi} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador.

• **Idealizaciones**

Una forma de demostrar la coherencia del desarrollo realizado en este capítulo para obtener el modelo de la figura 6.2, explicitado en las ecuaciones 6.43 y 6.44 es buscar si a partir de él es posible llegar a las expresiones de R_X y A_{vi} dadas por la literatura científica [Erickson et al., 1982; Erickson y Maksimović, 2001; Middlebrook y Cuk, 1977; Mohan et al., 1995; Rashid M.H., 2004; Singer y Erickson, 1992, Tamerski y Vorperian, 1986; Vorperian, 1990], las cuales para CCM son

$$R_X|_{CCM} = r, \tag{6.46}$$

y

$$A_{vi}|_{CCM} = \frac{1}{1-\delta}. \tag{6.47}$$

En efecto, supóngase que la impedancia inductiva de la bobina es, a la frecuencia de trabajo, mucho mayor que cualquier asociación de resistencias en el circuito del convertidor (figura 6.3). Esto es, $fL \gg r + R_D$ y $fL \gg r + R_S$. En ese caso, ver (6.11) y (6.19),

$\gamma_1, \gamma_2 \ll 1$. Bajo esta premisa $e^{\gamma_1} \approx 1 + \gamma_1$ y $e^{-\gamma_2} \approx 1 - \gamma_2$. Sustituyendo estos valores en (6.29) se tiene que

$$\beta|_{\gamma_1, \gamma_2 \ll 1} \approx -\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}. \quad (6.48)$$

Nótese que al tender $\gamma_1, \gamma_2 \rightarrow 0, \beta \rightarrow 0$. Por otro lado, según (6.12), (6.20) y (6.32),

$$k = k_2 - k_1 = fL \cdot \left[\frac{1}{r + R_D} - \frac{1}{r + R_S} \right], \quad (6.49)$$

con lo cual, en el caso más usual en que $r \gg R_D$ y $r \gg R_S$, o $R_D \approx R_S$, $k \rightarrow 0$. Por tanto, bajo estas condiciones (condiciones más usuales de funcionamiento), el producto $k\beta \rightarrow 0$. Estas aproximaciones afectan de forma determinante a R_X y A_{Vi} , ya que (6.43) y (6.44) pueden ser simplificadas a

$$R_X \approx \frac{1}{\frac{\delta}{r + R_S} + \frac{\delta_f}{r + R_D}}, \quad (6.50)$$

y

$$A_{Vi} \approx 1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta}{\delta_f}. \quad (6.51)$$

Pero usualmente $r \gg R_D$ y $r \gg R_S$, con lo cual,

$$R_X \approx \frac{r}{\delta + \delta_f}, \quad (6.52)$$

$$A_{Vi} \approx 1 + \frac{\delta}{\delta_f}. \quad (6.53)$$

Si el sistema funciona en CCM ($\delta_f = 1 - \delta$), se llega a las expresiones usuales (6.46) y (6.47), que son las publicadas por la literatura especializada.

6.5.3. Comprobación experimental mediante simulación

Después del análisis teórico realizado hasta ahora en el capítulo, es el momento de comprobar la veracidad y utilidad del modelo desarrollado. Para poder realizar esta comprobación es necesario disponer de un conjunto de datos válidos con los que contrastar el modelo propuesto. En este trabajo estos datos son obtenidos mediante simulación con la herramienta de referencia PSpice. Este simulador resuelve por métodos numéricos, con elevada precisión, el sistema insertado por el usuario. En la figura 6.9 se muestra el esquemático de simulación en PSpice del convertidor CC/CC elevador donde se han incluido las resistencias parásitas a la entrada de cada elemento.

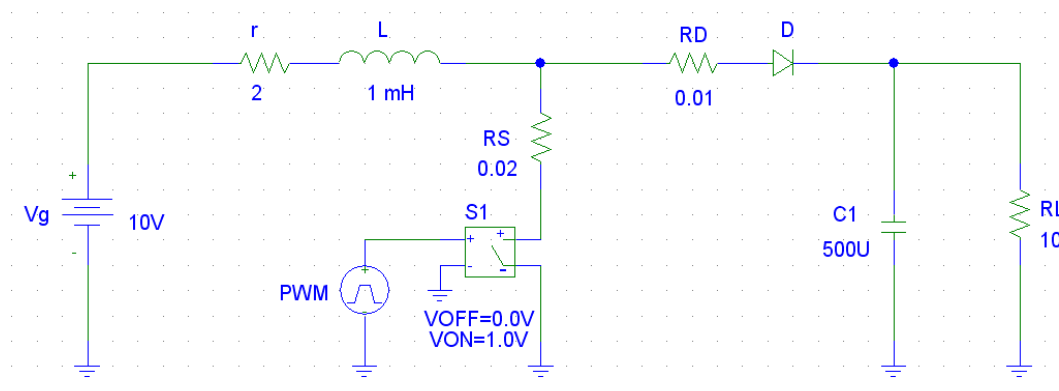


Figura 6.9. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor elevador con las resistencias parásitas asociadas.

En la figura 6.10 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.40) y experimentales (mediante simulación con PSpice) de la ganancia en tensión real (A_{Vr}) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

Nótese la práctica coincidencia de los valores predichos y los simulados, lo cual demuestra la bonanza del modelo desarrollado. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 2,3%.

La figura 6.10 pone de manifiesto la gran influencia de las resistencias parásitas de los elementos del convertidor sobre su funcionamiento. Idealmente, un convertidor elevador no presenta ningún límite superior en el valor de la ganancia, pudiendo tomar ésta cualquier valor por encima de la unidad (véase A_{Vi} en la figura 6.8). Sin embargo, cuando se tienen en cuenta las resistencias parásitas de sus componentes, la curva de ganancia se modifica drásticamente, como se muestra en la figura 6.10. A modo de ejemplo puede observarse que en este caso, con

los valores utilizados en la simulación, la ganancia máxima de tensión obtenida ronda el valor 1,1.

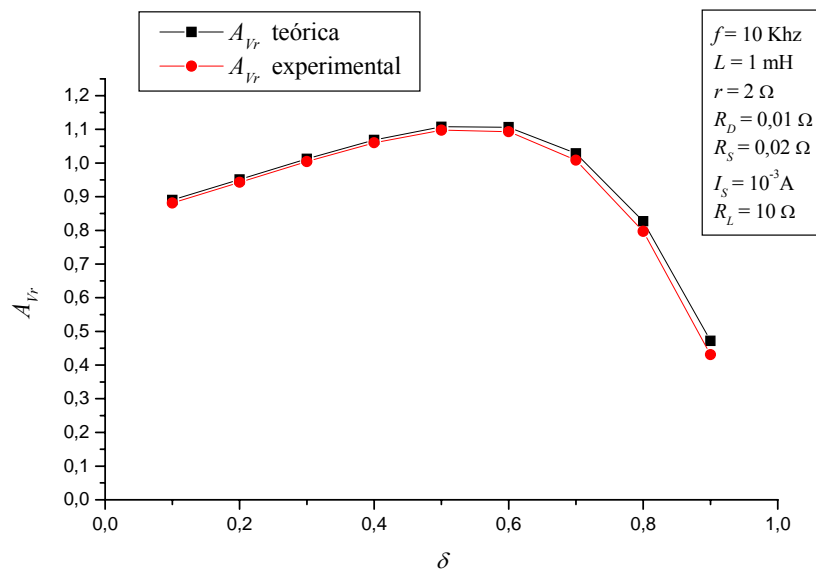


Figura 6.10. A_{vr} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC elevador.

• Resistencia de entrada

Como es bien sabido, un convertidor puede adaptar, idealmente y según qué convertidor tal y como se detalla en el capítulo 3, la resistencia que ofrece al generador conectado a su entrada [Enrique et al., 2007]. Con objeto de analizar la influencia que tiene en esta propiedad de los convertidores la consideración de sus resistencias parásitas, se comenzará por determinar la resistencia de entrada de un CC/CC real. Así, de la ecuación (6.37) y la figura (6.2) se tiene que

$$\frac{V_g}{I_g} = R_X + \frac{V_0}{A_{vi} I_g} = R_X + \frac{1}{A_{vi}^2} \frac{V_0}{I_0}. \quad (6.54)$$

Si se conecta una resistencia de carga R_L a la salida del convertidor ($\frac{V_0}{I_0} = R_L$) entonces,

$$R_i = R_X + \frac{1}{A_{vi}^2} R_L. \quad (6.55)$$

Introduciendo en la expresión anterior las aproximaciones usuales propuestas en (6.46) y (6.47), la resistencia de entrada aproximada del convertidor elevador puede ser escrita como

$$R_i|_{CCM} \approx r + (1 - \delta)^2 R_L. \quad (6.56)$$

La expresión real de R_i se obtiene sustituyendo en (6.55) los valores de R_X y A_{Vi} dados por (6.43) y (6.44) respectivamente,

$$R_i = \frac{1}{\left[\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D} \right]^2} + \frac{1}{\left[1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta - k\beta}{\delta_f + k\beta} \right]^2} \cdot R_L. \quad (6.57)$$

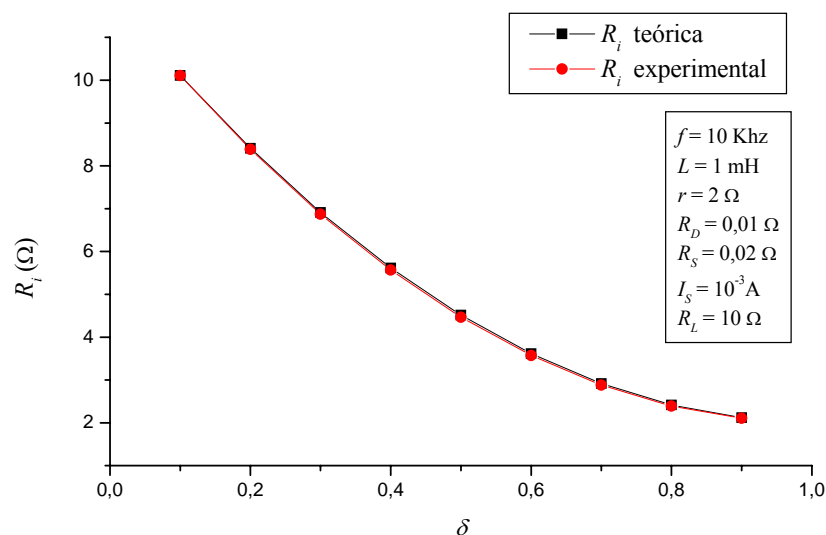


Figura 6.11. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC elevador real frente al ciclo de trabajo δ .

En la figura 6.11 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.57) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.9) de la resistencia de entrada (R_i) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

Nótese en la figura 6.11 la coincidencia de ambas curvas. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) menor que 0,8%.

Si la corriente inversa de saturación del diodo (I_S) disminuye sensiblemente se observa una pequeña separación de las curvas teóricas y experimentales para valores bajos del ciclo de

trabajo. Para pequeños valores de δ , el tiempo de conducción del diodo aumenta, y por tanto, las diferencias con el modelo usado se ponen de manifiesto en mayor medida.

El modelo de diodo utilizado se compone de una resistencia R_D y de un diodo ideal, que no sufre caída de tensión alguna independientemente de la corriente que lo atraviese. Evidentemente esto no deja de ser una aproximación más o menos acertada según las condiciones de funcionamiento.

Para ver la influencia de I_S sobre la caída de tensión en un diodo real, se hará uso de la ecuación de *Shockley* para un diodo de unión PN, dada en (6.58),

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{mV_T}} - 1 \right), \quad (6.58)$$

donde I_D es la corriente que circula a través del diodo, I_S es la corriente de saturación inversa, V_D es la caída de tensión en el diodo, $V_T = \frac{KT}{q}$ es el potencial térmico donde K es la constante de Boltzman ($K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), T es la temperatura expresada en Kelvin, q es la carga del electrón ($q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ C) y m es el factor de idealidad del diodo (típicamente $m \approx 1$ para diodos de Ge y $m \approx 2$ para diodos de Si).

Despejando V_D en (6.58) se tiene

$$V_D = mV_T \cdot \ln \left(\frac{I_D}{I_S} + 1 \right). \quad (6.59)$$

En la expresión (6.59) puede observarse que V_D e I_S mantienen una relación no lineal inversa, esto es, V_D aumenta cuando I_S disminuye y viceversa. Así el efecto antes mencionado de separación de las curvas teóricas y experimentales debe observarse para valores pequeños de I_S .

Así, en la figura 6.12 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.57) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.9) de la resistencia de entrada (R_i) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10$ Khz, $L = 1$ mH, $R_L = 10 \Omega$ e $I_S = 1 \cdot 10^{-14}$ A (diodo de pequeña señal). En este caso se ha obtenido un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 2,6%.

Debe tenerse presente que entre los gráficos de las figuras 6.11 y 6.12 se ha dado un salto de 11 órdenes de magnitud en I_S , y que aún así el efecto no es muy significativo, lo que puede dar una idea de su escasa relevancia en la mayoría de los casos. Evidentemente ocurre un efecto similar con la ganancia A_{V_r} para valores pequeños de I_S .

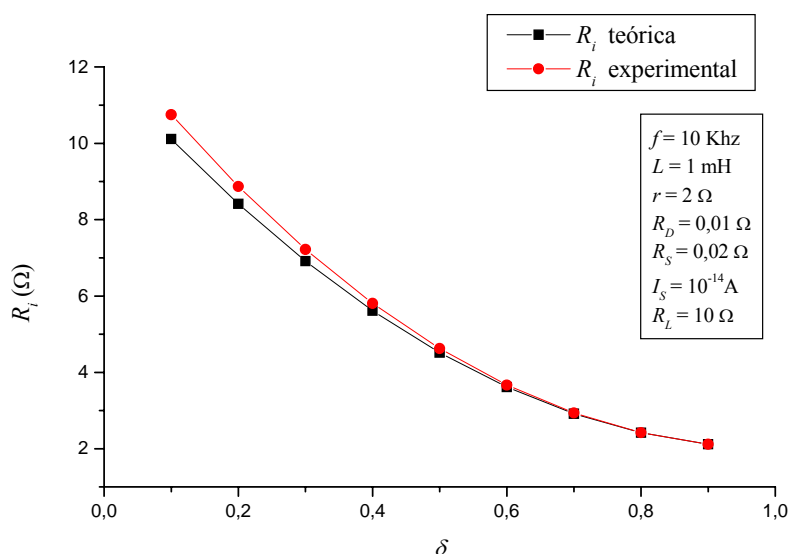


Figura 6.12. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC elevador real con diodo con $I_S = 1 \cdot 10^{-14}$ (A) frente al ciclo de trabajo δ . Nótese el efecto de separación de curvas para valores bajos del ciclo de trabajo.

• Rendimiento

Qué duda cabe que las resistencias parásitas influyen de forma notable en el rendimiento del convertidor, ya que consumen una potencia que se detrae de la útil disponible a la salida. Por esta razón interesa conocer el rendimiento real de un convertidor, para lo cual hay que considerar todos los elementos internos que generan pérdidas. Sea pues el rendimiento η dado como la relación entre las potencias a la salida y la suministrada por el generador (ver figura 6.2), esto es

$$\eta = \frac{P_0}{P_g} = \frac{V_0 I_0}{V_g I_g} = \frac{V_0 I_0}{V_g A_{Vi} I_0} = \frac{1}{A_{Vi}} \frac{V_0}{V_g} = \frac{A_{Vr}}{A_{Vi}}. \quad (6.60)$$

Particularizando (6.60) con el valor de la ganancia ideal dado en (6.44) se tiene

$$\eta = \frac{P_0}{P_g} = \frac{1}{A_{Vi}} \frac{V_0}{V_g} = \left[1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \frac{\delta - k\beta}{\delta_f + k\beta} \right]^{-1} \frac{V_0}{V_g}. \quad (6.61)$$

De igual modo

$$\eta = \frac{P_0}{P_g} = \frac{V_0 I_0}{V_g I_g} = \frac{I_0 R_L I_0}{V_g A_{Vi} I_0} = \frac{1}{A_{Vi}^2} \frac{I_g R_L}{V_g} = \frac{1}{A_{Vi}^2} \frac{R_L}{R_i}, \quad (6.62)$$

sustituyendo en esta expresión el valor de R_i dado por (6.55),

$$\eta = \frac{1}{A_{vi}^2} \frac{R_L}{R_X + \frac{1}{A_{vi}^2} R_L} = \frac{1}{1 + A_{vi}^2 \frac{R_X}{R_L}}. \quad (6.63)$$

Particularizando la expresión (6.63) para el convertidor CC/CC elevador, se tiene, a partir de (6.43) y (6.44) que

$$\eta = \frac{1}{1 + \left[\frac{1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta - k\beta}{\delta_f + k\beta}}{\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D}} \right]^2 \frac{1}{R_L}}. \quad (6.64)$$

Aplicando directamente a (6.60) y (6.63) las aproximaciones propuestas en (6.46) y (6.47) se tienen las expresiones aproximadas del rendimiento del convertidor:

$$\eta|_{CCM} \approx (1 - \delta) \frac{V_o}{V_g}, \quad (6.65)$$

$$\eta|_{CCM} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{(1 - \delta)^2} \cdot \frac{r}{R_L}} = \frac{(1 - \delta)^2 R_L}{(1 - \delta)^2 R_L + r}. \quad (6.66)$$

En la figura 6.13 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.64) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.9) del rendimiento η frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R_L = 10 \Omega$ e $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

Puede observarse la gran similitud de ambas curvas, si bien la curva teórica muestra rendimientos levemente superiores al no considerar efectos tales como la caída de tensión en el diodo (dependiente de I_S). Así, se ha obtenido un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 5,4%. Este valor se ve incrementado respecto de los anteriores debido principalmente a que para ciclos de trabajo cercanos a la unidad, el rendimiento se aproxima a cero, aumentando por tanto de manera significativa el error normalizado en estos valores. Por otra parte un análisis del error absoluto medio (MAE, expresión 5.5) reporta un valor de 0,01 lo que da una idea de la precisión del modelo propuesto.

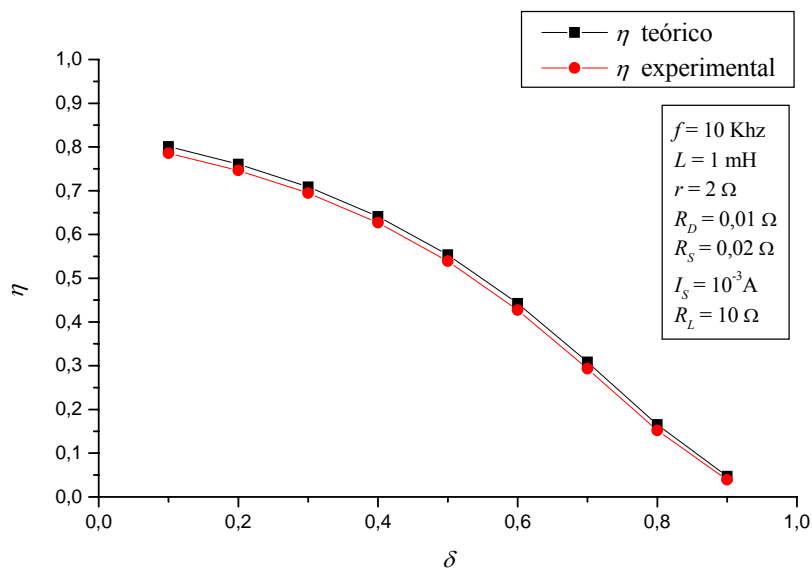


Figura 6.13. Rendimiento de un convertidor CC/CC elevador real frente al ciclo de trabajo δ .

• Condición DCM

El modo de conducción discontinuo (DCM) se da si la corriente I_1 se anula durante algún intervalo del periodo de conmutación (ver figura 6.1 (b)). En ese caso las ecuaciones (1), (2) y (3) del sistema (6.22) se escriben ahora como

$$\begin{cases} 0 = \frac{V_g}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} & (4), \\ I_2 = \frac{\Delta V}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) & (5), \\ \Delta I = I_2 & (6). \end{cases} \quad (6.67)$$

Despejando I_2 de (4) e igualando el resultado a (5) se tiene que

$$\frac{V_g}{r + R_S} \cdot (1 - e^{-\gamma_1}) = \frac{\Delta V}{r + R_D} \cdot (1 - e^{\gamma_2}). \quad (6.68)$$

Resolviendo esta ecuación para γ_2 ,

$$\gamma_2|_{DCM} = \ln \left[1 - \frac{V_g}{\Delta V} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.69)$$

Teniendo en cuenta el valor de γ_2 dado por (6.19) es posible calcular el valor del ciclo de trabajo (δ_{f-crit}) que indica la frontera entre DCM y CCM. Esto es,

$$\delta_{f-crit} = \frac{fL}{r + R_D} \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{\Delta V} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right] = k_2 \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{\Delta V} \cdot \frac{k_1}{k_2} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.70)$$

En virtud de la ecuación anterior y de las ecuaciones (6.1) y (6.2) se concluye pues que

- a) Si $\delta_{f-crit} \leq 1 - \delta \Rightarrow \delta \leq 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en DCM. Además $\delta_f = \delta_{f-crit}$.
- b) Si $\delta_{f-crit} > 1 - \delta \Rightarrow \delta > 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en CCM. Además $\delta_f = 1 - \delta$.

6.6. Análisis del convertidor CC/CC reductor (Buck) con resistencias parásitas

En la figura 6.14 se muestra un convertidor elevador donde se han incluido las resistencias parásitas asociadas a los elementos reales.

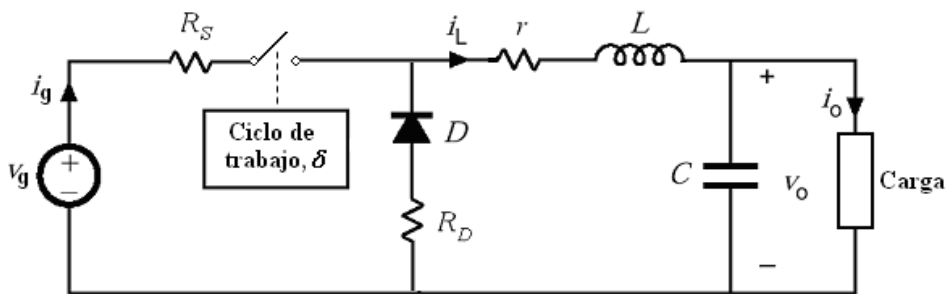


Figura 6.14. Convertidor reductor con resistencias parásitas.

El convertidor funciona de la siguiente forma:

1. En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía tanto a la carga como a los elementos del filtro paso bajo. Durante este tiempo el diodo

está en corte y por tanto toda la corriente suministrada por el generador atraviesa la inductancia L .

2. Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la corriente del inductor L circula a través del diodo, transfiriendo parte de su energía hacia la carga.

6.6.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador

Para el convertidor mostrado en la figura (6.14) la corriente suministrada por el generador i_g , es igual a la que atraviesa la autoinducción i_L sólo durante el tiempo de conducción del interruptor, siendo nula en el resto del periodo. Así, a partir de la ecuación (6.3) se tiene que, en cualquiera de los dos modos de funcionamiento, la corriente media suministrada por el generador en un periodo es

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_g dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt . \quad (6.71)$$

A continuación se realizará un análisis similar al detallado en la sección 6.5.1, esto es, se analizará el comportamiento del convertidor para los dos intervalos de funcionamiento en los que la corriente por el inductor i_L es distinta de cero.

1) $0 \leq t \leq T_{ON}$

En la figura 6.15 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece. En este intervalo, el diodo se encuentra polarizado inversamente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor esté cerrado.

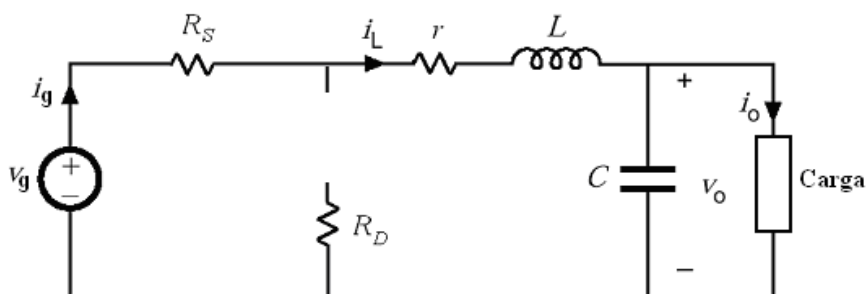


Figura 6.15. Modelo de convertidor reductor para $0 \leq t \leq T_{ON}$.

A partir de la figura 6.15 se deduce la expresión siguiente:

$$V_g - V_0 = \Delta V = (r + R_S)i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (6.72)$$

con lo cual,

$$i_L = \frac{1}{r + R_S} \left(\Delta V - L \frac{di_L}{dt} \right). \quad (6.73)$$

Integrando (6.73) en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} \frac{\Delta V}{r + R_S} dt - \frac{L}{r + R_S} \int_{I_1}^{I_2} di_L \right] = \frac{\Delta V}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \Delta I, \quad (6.74)$$

siendo $\Delta I = I_2 - I_1$. Por otra parte, de (6.72) se tiene que

$$L \frac{di_L}{dt} = \Delta V - (r + R_S)i_L, \quad (6.75)$$

con lo cual,

$$\int_{I_1}^{I_2} \frac{di_L}{\Delta V - (r + R_S)i_L} = \int_0^{\delta T} \frac{dt}{L}. \quad (6.76)$$

Resolviendo (6.76) mediante un sencillo cambio de variable en la integral de la izquierda,

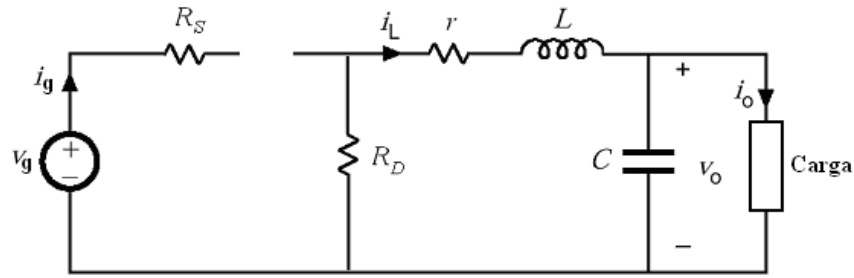
$$\ln \left[\frac{\Delta V - (r + R_S)I_2}{\Delta V - (r + R_S)I_1} \right] = -\frac{r + R_S}{fL} \delta = -\gamma_1. \quad (6.77)$$

Despejando I_1 en (6.77) se tiene finalmente que:

$$I_1 = \frac{\Delta V}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1}. \quad (6.78)$$

2) $T_{ON} \leq t \leq T_X$

En la figura 6.16 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la no-conducción del interruptor, el diodo conduce la corriente que circula por la inductancia.


Figura 6.16. Modelo de convertidor reductor para $T_{ON} \leq t \leq T_X$.

En la figura 6.1 (a) se observa que en este intervalo la corriente por el inductor decrece exponencialmente hasta $t = T_X$. En este punto, si la corriente ha llegado a 0 (DCM) se mantiene en este valor hasta una nueva conducción del interruptor (ver figura 6.1 b). A partir de la figura 6.16 se deduce la ecuación siguiente:

$$V_0 = -(r + R_D)i_L - L \frac{di_L}{dt}. \quad (6.79)$$

Resolviendo para i_L ,

$$i_L = -\frac{V_0}{r + R_D} - \frac{L}{r + R_D} \cdot \frac{di_L}{dt}. \quad (6.80)$$

Integrando la expresión anterior en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_X} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{-V_0}{r + R_D} dt - \frac{L}{r + R_D} \int_{I_2}^{I_1} di_L \right] = \frac{-V_0}{r + R_D} \delta_f + \frac{fL}{r + R_D} \Delta I. \quad (6.81)$$

Por otra parte, de forma análoga al paso de (6.72) a (6.76) pasando por (6.75), se llega de (6.79) a la expresión siguiente,

$$\int_{I_2}^{I_1} \frac{di_L}{V_0 + (r + R_D)i_L} = - \int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{dt}{L}. \quad (6.82)$$

Resolviendo (6.82) como (6.76) se tiene que:

$$\ln \left[\frac{V_0 + (r + R_D)I_1}{V_0 + (r + R_D)I_2} \right] = -\frac{r + R_D}{L} (T_X - T_{ON}) = -\frac{r + R_D}{fL} \delta_f = -\gamma_2. \quad (6.83)$$

Despejando I_2 en (6.83) se tiene finalmente que

$$I_2 = I_1 e^{\gamma_2} - \frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}). \quad (6.84)$$

Llegados a este punto, se está en condiciones de encontrar la solución de (6.71) directamente de (6.74); sin embargo, ésta viene dada en función de ΔI , con lo cual es preciso calcular previamente este valor. Para ello, se plantea el sistema de ecuaciones formado por (F), (6.78) y (6.84); esto es,

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\Delta V}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} & (7), \\ I_2 = I_1 e^{\gamma_2} - \frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) & (8), \\ \Delta I = I_2 - I_1 & (9). \end{cases} \quad (6.85)$$

Resolviendo el sistema (6.85) de forma análoga al (6.22) se tiene que

$$\Delta I = -\beta \frac{\Delta V}{r + R_S} - \beta \frac{V_0}{r + R_D}, \quad (6.86)$$

con β dada en (6.29). Ahora ya sí puede ser resuelta (6.71). En efecto, empleando (6.74) y (6.86),

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{\Delta V}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \Delta I = \frac{\Delta V}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \left(-\beta \frac{\Delta V}{r + R_S} - \beta \frac{V_0}{r + R_D} \right). \quad (6.87)$$

Sustituyendo en la expresión anterior los coeficientes k_1 y k_2 dados por (6.12), y (6.20) respectivamente e ΔV por su valor dado en (G) se tiene que

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{\Delta V}{r + R_S} (\delta + k_1 \beta) + \frac{k_1 \beta V_0}{r + R_D} \\ &= \frac{V_g}{r + R_S} (\delta + k_1 \beta) - V_0 \left[\frac{\delta}{r + R_S} + k_1 \beta \left(\frac{1}{r + R_S} - \frac{1}{r + R_D} \right) \right] \\ &= \frac{V_g}{r + R_S} (\delta + k_1 \beta) - V_0 \left[\frac{\delta}{r + R_S} + \frac{\beta}{r + R_S} \cdot (k_1 - k_2) \right]. \end{aligned} \quad (6.88)$$

Finalmente, sustituyendo en la ecuación anterior $k = k_2 - k_1$ (6.32) se obtiene la expresión compacta final siguiente,

$$I_g = \frac{V_g}{r + R_s} (\delta + k_1 \beta) - \frac{V_0}{r + R_s} (\delta - k \beta). \quad (6.89)$$

6.6.2. Cálculo de R_X y A_{Vi}

Análogamente a como se actuó en la sección 6.5.2, interesa poder identificar los valores de R_X y A_{Vi} en función de los parámetros del convertidor dados en el esquema de la figura 6.2. Para ello igualando las expresiones (6.41) y (6.89) se tiene que:

$$I_g = \frac{V_g}{R_X} - \frac{V_0}{A_{Vi} R_X} = \frac{V_g}{r + R_s} (\delta + k_1 \beta) - \frac{V_0}{r + R_s} (\delta - k \beta), \quad (6.90)$$

con lo cual,

$$R_X = \frac{r + R_s}{\delta + k_1 \beta}, \quad (6.91)$$

y

$$A_{Vi} = \frac{\delta + k_1 \beta}{\delta - k \beta}. \quad (6.92)$$

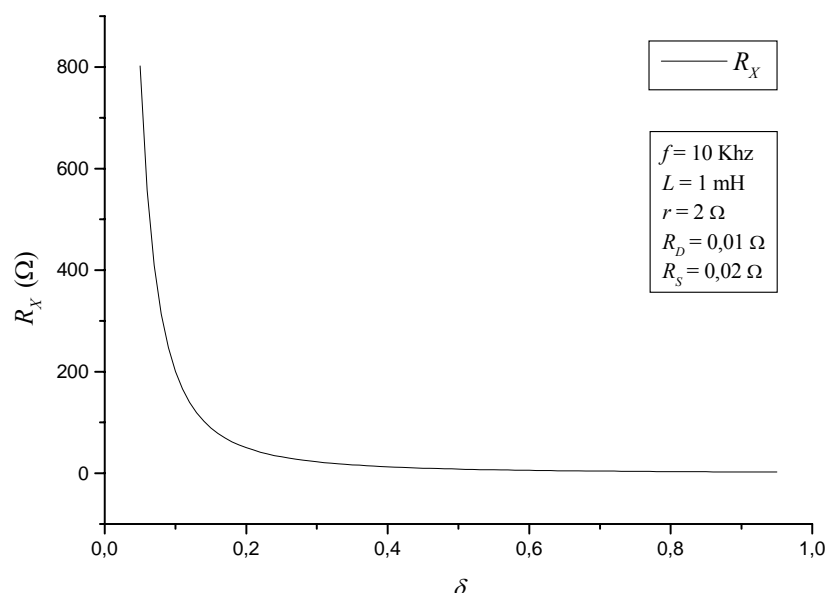


Figura 6.17. Resistencia de pérdidas totales R_X frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor.

En las figuras 6.17 y 6.18 pueden observarse respectivamente la evolución de R_X y A_{Vi} en función el ciclo de servicio δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$ y $L = 1 \text{ mH}$, según las expresiones (6.91) y (6.92).

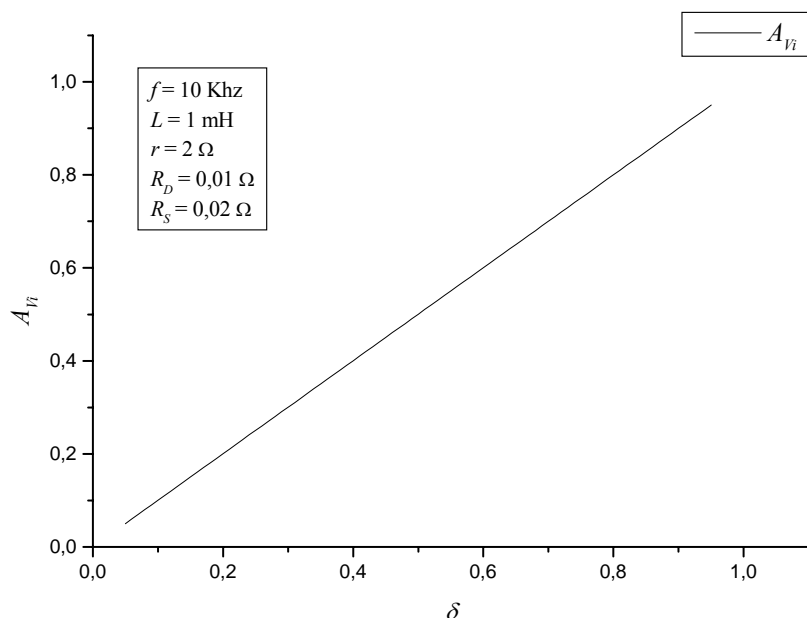


Figura 6.18. Ganancia ideal A_{Vi} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor.

• **Idealizaciones**

Si se supone que la impedancia inductiva de la bobina es, a la frecuencia de trabajo, mucho mayor que cualquier asociación de resistencias en el circuito del convertidor (figura 6.14), esto es, $fL \gg r + R_D$ y $fL \gg r + R_S$, entonces, ver (6.11) y (6.19), $\gamma_1, \gamma_2 \ll 1$. Bajo esta premisa β puede ser aproximado según la expresión (6.48). Así, el producto $k_1\beta$ puede ser expresado como:

$$k_1\beta|_{\gamma_1, \gamma_2 \ll 1} \approx -k_1 \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} = -k_1 \frac{\frac{\delta_f}{k_2} \cdot \frac{\delta}{k_1}}{\frac{\delta_f}{k_2} + \frac{\delta}{k_1}} = -\frac{\delta_f\delta}{\frac{\delta_f}{k_2} + \frac{\delta}{k_1}} \quad (6.93)$$

En el caso más usual en que $r \gg R_D$ y $r \gg R_S$ o $R_D \approx R_S$, los coeficientes k_1 y k_2 son prácticamente idénticos, esto es, $k_1 \cong k_2$ y $k \rightarrow 0$. Por tanto, bajo estas condiciones (condiciones más usuales de funcionamiento), el producto $k_1\beta$ puede ser aproximado por

$$k_1\beta \approx -\frac{\delta_f \delta}{\delta_f + \delta}. \quad (6.94)$$

Estas aproximaciones afectan de forma determinante a R_X y A_{Vi} , ya que (6.91) y (6.92) pueden ser simplificadas a

$$R_X \approx \frac{\delta + \delta_f}{\delta^2} (r + R_S) \approx \frac{\delta + \delta_f}{\delta^2} r, \quad (6.95)$$

y

$$A_{Vi} \approx 1 - \frac{\delta_f}{\delta + \delta_f}. \quad (6.96)$$

Si el sistema funciona en CCM ($\delta_f = 1 - \delta$), se llega a las expresiones usuales (6.97) y (6.98), que son las publicadas por la literatura especializada [Erickson et al., 1982; Erickson y Maksimović, 2001; Middlebrook y Cuk, 1977; Mohan et al., 1995; Rashid M.H., 2004; Singer y Erickson, 1992, Tamerski y Vorperian, 1986; Vorperian, 1990],

$$R_X \approx \frac{1}{\delta^2} (r + R_S) \approx \frac{r}{\delta^2}, \quad (6.97)$$

y

$$A_{Vi} \approx \delta. \quad (6.98)$$

6.6.3. Comprobación experimental mediante simulación

En la figura 6.19 se muestra el esquemático de simulación en PSpice del convertidor CC/CC reductor donde se han incluido las resistencias parásitas a la entrada de cada elemento.

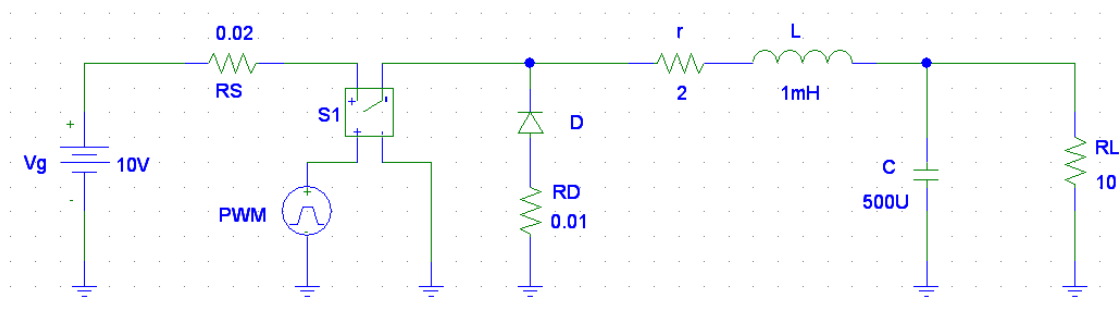


Figura 6.19. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor reductor con las resistencias parásitas asociadas.

En la figura 6.20 se muestran conjuntamente los valores teóricos de la ganancia en tensión real (A_{Vr}), obtenidos a partir de las expresiones (6.40) y (6.92), y los experimentales (mediante simulación con PSpice) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor reductor con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

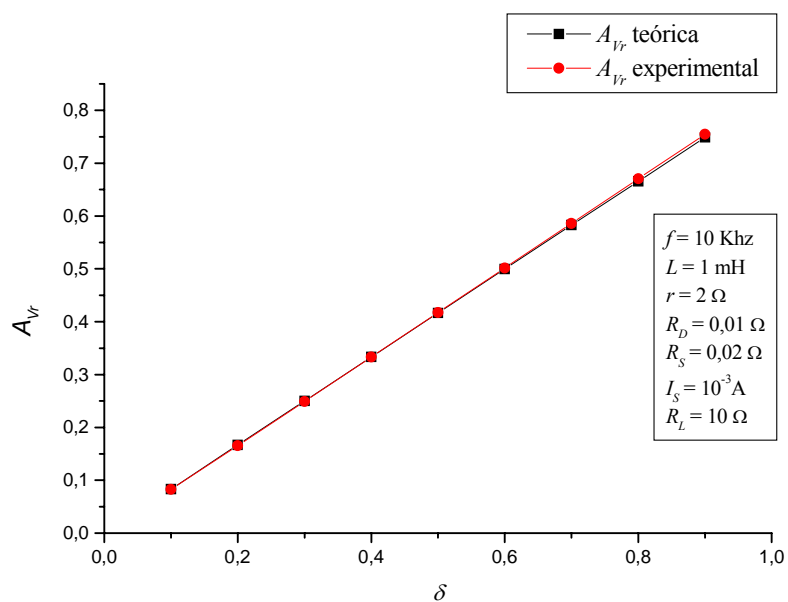


Figura 6.20. A_{Vr} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor.

Nótese la coincidencia de los valores predichos y los simulados, lo cual demuestra la bonanza del modelo desarrollado. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 0,5%.

• Resistencia de entrada

Introduciendo en la expresión (6.55) del modelo genérico de convertidor CC/CC las aproximaciones usuales propuestas en (6.97) y (6.98), la resistencia de entrada aproximada del convertidor CC/CC reductor puede ser escrita como

$$R_i|_{CCM} \simeq \frac{r + R_S + R_L}{\delta^2} \simeq \frac{r + R_L}{\delta^2}. \quad (6.99)$$

La expresión real de R_i se obtiene sustituyendo en (6.55) los valores de R_X y A_{Vi} dados por (6.91) y (6.92) respectivamente,

$$R_i = \frac{r + R_S}{\delta + k_1\beta} + \left(\frac{\delta - k\beta}{\delta + k_1\beta} \right)^2 R_L. \quad (6.100)$$

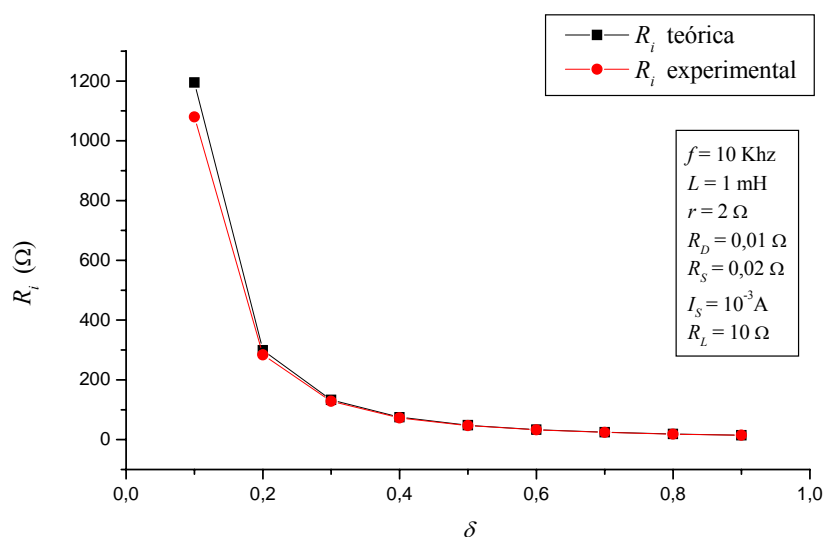


Figura 6.21. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC reductor real frente al ciclo de trabajo δ .

En la figura 6.21 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.100) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.19) de la resistencia de entrada (R_i) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

En la figura 6.21 puede advertirse la práctica coincidencia de ambas curvas. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 3,8%.

• **Rendimiento**

Particularizando (6.60) con el valor de la ganancia ideal dado en (6.92) se tiene

$$\eta = \frac{P_0}{P_g} = \frac{1}{A_{Vi}} \frac{V_0}{V_g} = \frac{\delta - k\beta}{\delta + k_1\beta} \cdot \frac{V_0}{V_g}. \quad (6.101)$$

De igual modo sustituyendo en (6.63) el valor de R_X dado por (6.91),

$$\eta = \frac{1}{1 + A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L}} = \frac{1}{1 + \frac{\delta + k_1\beta}{(\delta - k\beta)^2} \cdot \frac{r + R_S}{R_L}}. \quad (6.102)$$

Aplicando directamente a (6.60) y (6.63) las aproximaciones propuestas en (6.94), (6.95) y (6.96) se tienen las expresiones aproximadas del rendimiento del convertidor:

$$\eta \approx \frac{\delta + \delta_f}{\delta} \frac{V_0}{V_g}, \quad (6.103)$$

$$\eta \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{\delta + \delta_f} \cdot \frac{r}{R_L}}. \quad (6.104)$$

Si el sistema funciona en CCM ($\delta_f = 1 - \delta$) las expresiones anteriores pueden escribirse como:

$$\eta|_{CCM} \approx \frac{1}{\delta} \frac{V_0}{V_g}, \quad (6.105)$$

$$\eta|_{CCM} \approx \frac{1}{1 + \frac{r}{R_L}}. \quad (6.106)$$

En la figura 6.22 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.102) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.19) del rendimiento η frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R_L = 10 \Omega$ e $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

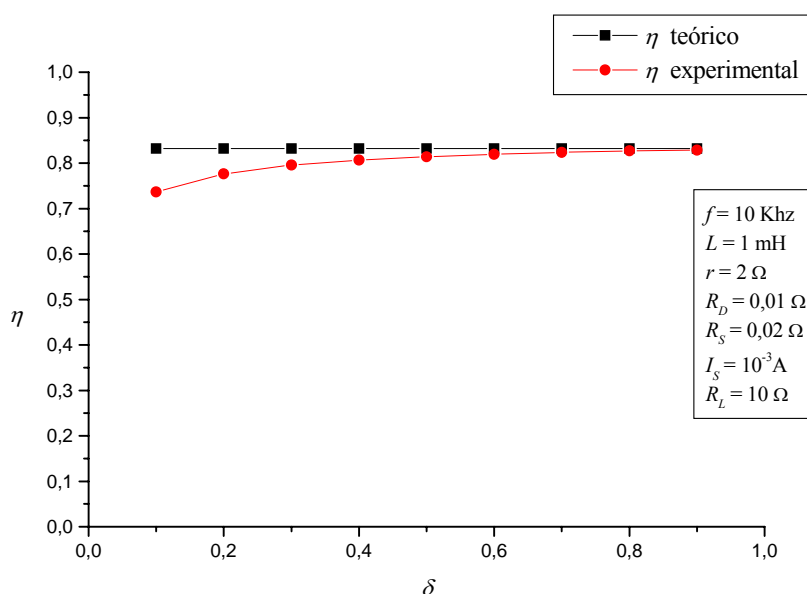


Figura 6.22. Rendimiento de un convertidor CC/CC reductor real frente al ciclo de trabajo δ .

En la figura 6.22 puede observarse una separación de ambas curvas para valores bajos del ciclo de trabajo. Es en esta zona de funcionamiento donde se ponen de manifiesto en mayor medida las desviaciones debidas al modelo de diodo utilizado. No obstante, para valores altos del ciclo de trabajo ambas curvas coinciden. Así, se ha obtenido un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 3,7%.

• Condición DCM

El modo de conducción discontinuo (DCM) se da si la corriente I_1 se anula durante algún intervalo del periodo de conmutación (ver figura 6.1 (b)). En ese caso las ecuaciones (7) (8) y (9) del sistema (6.85) se escriben ahora como

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{\Delta V}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} \quad (10), \\ I_2 = -\frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) \quad (11), \\ \Delta I = I_2 \quad (12). \end{array} \right. \quad (6.107)$$

Despejando I_2 de (10) e igualando el resultado a (11) se tiene que

$$\frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) = -\frac{\Delta V}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}). \quad (6.108)$$

Resolviendo esta ecuación para γ_2 ,

$$\gamma_2|_{DCM} = \ln \left[1 + \frac{\Delta V}{V_0} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.109)$$

Teniendo en cuenta el valor de γ_2 dado por (6.19) es posible calcular el valor del ciclo de trabajo (δ_{f-crit}) que indica la frontera entre DCM y CCM. Esto es,

$$\delta_{f-crit} = \frac{fL}{r + R_D} \cdot \ln \left[1 + \frac{\Delta V}{V_0} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right] = k_2 \cdot \ln \left[1 + \frac{\Delta V}{V_0} \cdot \frac{k_1}{k_2} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.110)$$

En virtud de la ecuación anterior y de las ecuaciones (6.1) y (6.2) se concluye pues que

- a) Si $\delta_{f-crit} \leq 1 - \delta \Rightarrow \delta \leq 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en DCM. Además $\delta_f = \delta_{f-crit}$.
- b) Si $\delta_{f-crit} > 1 - \delta \Rightarrow \delta > 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en CCM. Además $\delta_f = 1 - \delta$.

6.7. Análisis del convertidor CC/CC reductor-elevador (Buck-Boost) con resistencias parásitas

En la figura 6.23 se muestra un convertidor reductor-elevador donde se han incluido las resistencias parásitas asociadas a los elementos reales.

El convertidor funciona de la siguiente forma:

1. En el periodo de conducción del interruptor, la fuente V_g suministra energía al inductor quedando el diodo polarizado inversamente aislando la etapa de entrada de la salida. La energía suministrada por la alimentación es almacenada en el inductor.
2. Durante el intervalo de no conducción del interruptor, la corriente del inductor L circula a través del diodo, transfiriendo parte de su energía hacia la etapa de salida.

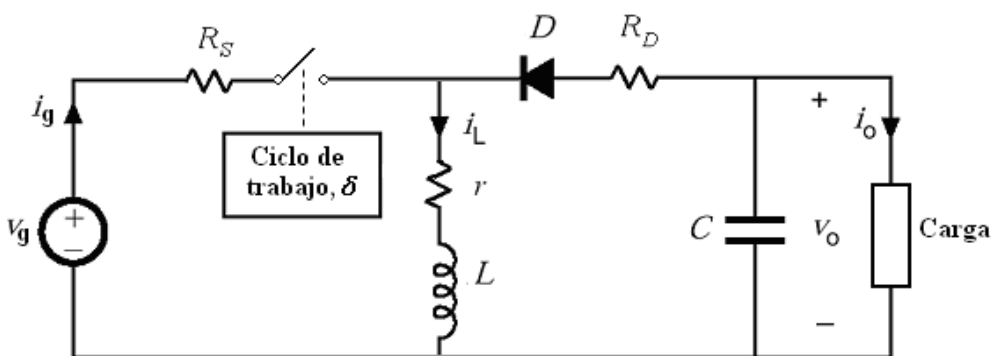


Figura 6.23. Convertidor reductor-elevador con resistencias parásitas.

6.7.1. Cálculo de la corriente suministrada por el generador

Para el convertidor mostrado en la figura (6.23) la corriente suministrada por el generador i_g , es igual a la que atraviesa la autoinducción i_L sólo durante el tiempo de conducción del interruptor, siendo nula en el resto del periodo. Así, a partir de la ecuación (6.3) se tiene que, en cualquiera de los dos modos de funcionamiento, la corriente media suministrada por el generador en un periodo es

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_g dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{1}{T} \int_0^{\delta T} i_L dt. \quad (6.111)$$

A continuación se realizará un análisis similar al detallado en la sección 6.5.1, esto es, se analizará el comportamiento del convertidor para los dos intervalos de funcionamiento en los que la corriente por el inductor i_L es distinta de cero.

1) $0 \leq t \leq T_{ON}$

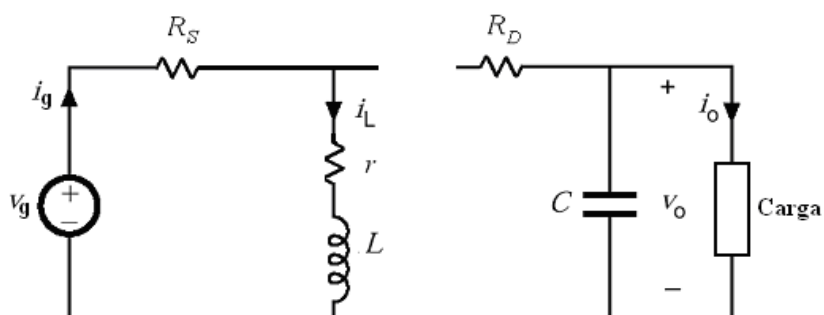


Figura 6.24. Modelo de convertidor reductor-elevador para $0 \leq t \leq T_{ON}$.

En la figura 6.24 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la conducción del interruptor, la corriente por la inductancia crece. En este intervalo, el diodo se encuentra polarizado inversamente. Esta situación se mantiene mientras el interruptor esté cerrado.

A partir de la figura 6.24 se deduce la expresión siguiente:

$$V_g = (r + R_S)i_L + L \frac{di_L}{dt}, \quad (6.112)$$

con lo cual,

$$i_L = \frac{1}{r + R_S} \left(V_g - L \frac{di_L}{dt} \right). \quad (6.113)$$

Integrando (6.113) en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_{ON}} \frac{V_g}{r + R_S} dt - \frac{L}{r + R_S} \int_{I_1}^{I_2} di_L \right] = \frac{V_g}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \Delta I, \quad (6.114)$$

siendo $\Delta I = I_2 - I_1$. Por otra parte, de (6.112) se tiene que

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g - (r + R_S)i_L, \quad (6.115)$$

con lo cual,

$$\int_{I_1}^{I_2} \frac{di_L}{V_g - (r + R_S)i_L} = \int_0^{\delta T} \frac{dt}{L}. \quad (6.116)$$

Resolviendo (6.116) mediante un sencillo cambio de variable en la integral de la izquierda,

$$\ln \left[\frac{V_g - (r + R_S)I_2}{V_g - (r + R_S)I_1} \right] = -\frac{r + R_S}{fL} \delta = -\gamma_1. \quad (6.117)$$

Despejando I_1 en (6.117) se tiene finalmente que:

$$I_1 = \frac{V_g}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1}. \quad (6.118)$$

2) $T_{ON} \leq t \leq T_X$

En la figura 6.25 se muestra el circuito equivalente en este intervalo. Durante la no-conducción del interruptor, el diodo conduce la corriente que circula por la inductancia.

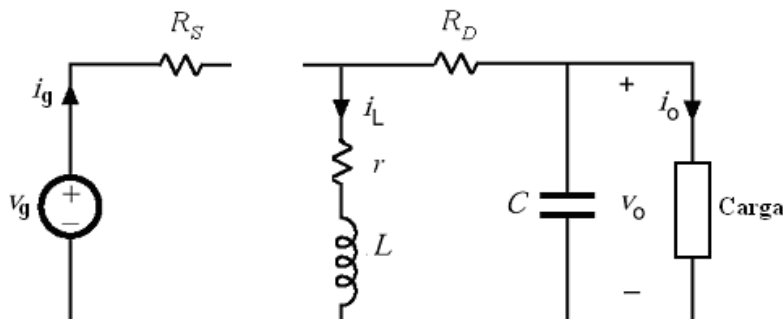


Figura 6.25. Modelo de convertidor reductor-elevador para $T_{ON} \leq t \leq T_X$.

En la figura 6.1 (a) se observa que en este intervalo la corriente por el inductor decrece exponencialmente hasta $t = T_X$. En este punto, si la corriente ha llegado a 0 (DCM) se mantiene en este valor hasta una nueva conducción del interruptor (ver figura 6.1 b).

A partir de la figura 6.25 se deduce la ecuación siguiente:

$$V_0 = (r + R_D)i_L + L \frac{di_L}{dt}. \quad (6.119)$$

Resolviendo para i_L ,

$$i_L = \frac{V_0}{r + R_D} - \frac{L}{r + R_D} \cdot \frac{di_L}{dt}. \quad (6.120)$$

Integrando la expresión anterior en el intervalo considerado,

$$\frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^{T_X} i_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{V_0}{r + R_D} dt - \frac{L}{r + R_D} \int_{I_2}^{I_1} di_L \right] = \frac{V_0}{r + R_D} \delta_f + \frac{fL}{r + R_D} \Delta I. \quad (6.121)$$

Por otra parte, de forma análoga al paso de (6.112) a (6.116) pasando por (6.115), se llega de (6.119) a la expresión siguiente,

$$\int_{I_2}^{I_1} \frac{di_L}{V_0 - (r + R_D)i_L} = \int_{T_{ON}}^{T_X} \frac{dt}{L}. \quad (6.122)$$

Resolviendo (6.122) como (6.116) se tiene que:

$$\ln \left[\frac{V_0 - (r + R_D) I_1}{V_0 - (r + R_D) I_2} \right] = - \frac{r + R_D}{L} (T_X - T_{ON}) = - \frac{r + R_D}{fL} \delta_f = -\gamma_2. \quad (6.123)$$

Despejando I_2 en (6.113) se tiene finalmente que

$$I_2 = I_1 e^{\gamma_2} + \frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}). \quad (6.124)$$

Llegados a este punto, se está en condiciones de encontrar la solución de (6.111) directamente de (6.114); sin embargo, ésta viene dada en función de ΔI , con lo cual es preciso calcular previamente este valor. Para ello, se plantea el sistema de ecuaciones formado por (F), (6.118) y (6.124); esto es,

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_g}{r + R_S} (1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} & (13), \\ I_2 = I_1 e^{\gamma_2} + \frac{V_0}{r + R_D} (1 - e^{\gamma_2}) & (14), \\ \Delta I = I_2 - I_1 & (15). \end{cases} \quad (6.125)$$

Resolviendo el sistema (6.125) de forma análoga al (6.22) se tiene que

$$\Delta I = \beta \frac{V_0}{r + R_D} - \beta \frac{V_g}{r + R_S}, \quad (6.126)$$

con β dada en (6.29). Ahora ya sí puede ser resuelta (6.111). En efecto, empleando (6.114) y (6.126),

$$I_g = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} i_L dt = \frac{V_g}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \Delta I = \frac{V_g}{r + R_S} \delta - \frac{fL}{r + R_S} \left(\beta \frac{V_0}{r + R_D} - \beta \frac{V_g}{r + R_S} \right). \quad (6.127)$$

Sustituyendo en la expresión anterior los coeficientes k_1 y k_2 dados por (6.12), y (6.20) respectivamente se tiene que

$$I_g = \frac{V_g}{r + R_S} (\delta + k_1 \beta) - \frac{k_1 \beta V_0}{r + R_D} = \frac{V_g}{r + R_S} (\delta + k_1 \beta) - \frac{k_2 \beta V_0}{r + R_S} \quad (6.128)$$

6.7.2. Cálculo de R_X y A_{Vi}

Llegados a este punto interesa poder identificar los valores de R_X y A_{Vi} en función de los parámetros del convertidor dados en el esquema de la figura 6.2. Para ello igualando las expresiones (6.41) y (6.128), análogamente a como se actuó en las secciones 6.5.2 y 6.6.2, se tiene que:

$$I_g = \frac{V_g}{R_X} - \frac{V_0}{A_{Vi}R_X} = \frac{V_g}{r+R_S}(\delta+k_1\beta) - \frac{k_1\beta V_0}{r+R_D} = \frac{V_g}{r+R_S}(\delta+k_1\beta) - \frac{k_2\beta V_0}{r+R_S} \quad (6.129)$$

Con lo cual,

$$R_X = \frac{r+R_S}{\delta+k_1\beta}, \quad (6.130)$$

y

$$A_{Vi} = \frac{r+R_D}{r+R_S} \cdot \frac{\delta+k_1\beta}{k_1\beta} = \frac{\delta+k_1\beta}{k_2\beta}. \quad (6.131)$$

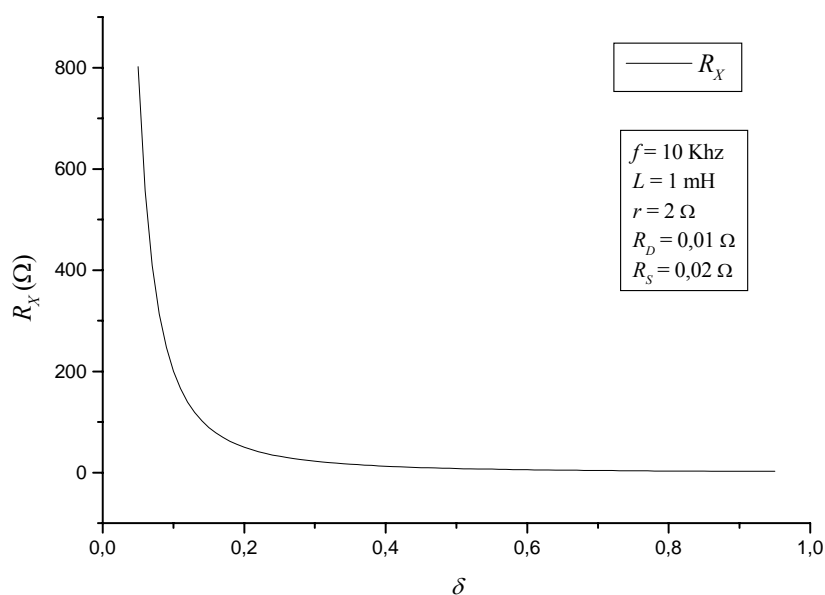


Figura 6.26. Resistencia de pérdidas totales R_X frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.

En las figuras 6.26 y 6.27 pueden observarse respectivamente la evolución de R_X y A_{Vi} en función del ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \text{ } \Omega$, $R_D = 0,01 \text{ } \Omega$, $R_S = 0,02 \text{ } \Omega$, $f = 10 \text{ Khz}$ y $L = 1 \text{ mH}$, según las expresiones (6.130) y (6.131). En A_{Vi} puede

observarse el efecto característico de esta topología (Buck-Boost) en cuanto a la inversión de polaridad de la salida respecto de la entrada (valores negativos de A_{Vi}).

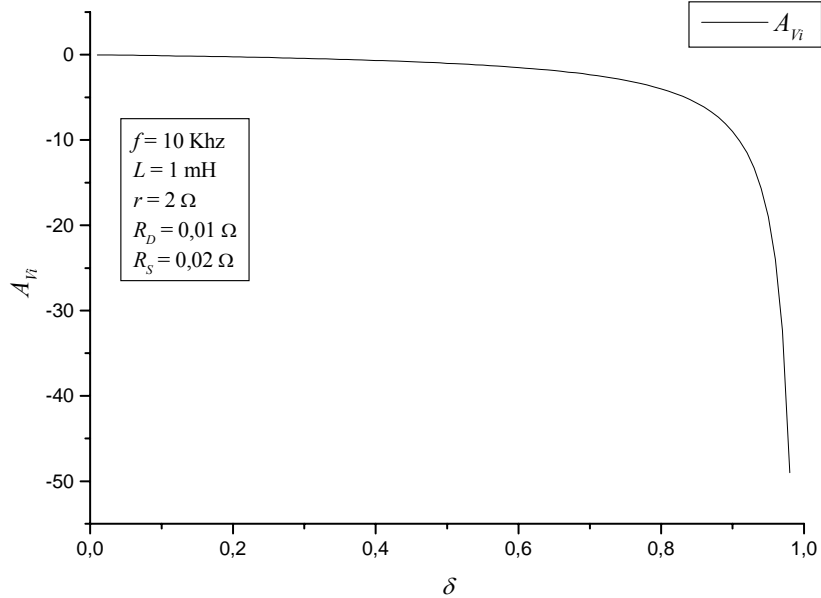


Figura 6.27. Ganancia ideal A_{Vi} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.

• **Idealizaciones**

Si se supone que la impedancia inductiva de la bobina es, a la frecuencia de trabajo, mucho mayor que cualquier asociación de resistencias en el circuito del convertidor (figura 6.23), esto es, $fL \gg r + R_D$ y $fL \gg r + R_S$, entonces el producto $k_1\beta$ puede ser expresado como (6.93). En el caso más usual en que $r \gg R_D$ y $r \gg R_S$ o $R_D \simeq R_S$ el producto $k_1\beta$ puede ser aproximado además por (6.94).

Estas aproximaciones afectan de forma determinante a R_X y A_{Vi} , ya que (6.130) y (6.131) pueden ser simplificadas a

$$R_X \simeq \frac{\delta + \delta_f}{\delta^2} (r + R_S) \simeq \frac{\delta + \delta_f}{\delta^2} r, \tag{6.132}$$

y

$$A_{Vi} \simeq -\frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta}{\delta_f} \simeq -\frac{\delta}{\delta_f}. \tag{6.133}$$

Si el sistema funciona en CCM ($\delta_f = 1 - \delta$), se llega a las expresiones usuales (6.134) y (6.135), que son las publicadas por la literatura especializada [Erickson et al., 1982; Erickson y Maksimović, 2001; Middlebrook y Cuk, 1977; Mohan et al., 1995; Rashid M.H., 2004; Singer y Erickson, 1992, Tamerski y Vorperian, 1986; Vorperian, 1990],

$$R_x \approx \frac{1}{\delta^2} (r + R_s) \approx \frac{r}{\delta^2}, \quad (6.134)$$

y

$$A_{vi} \approx -\frac{r + R_D}{r + R_s} \cdot \frac{\delta}{(1 - \delta)} \approx -\frac{\delta}{(1 - \delta)}. \quad (6.135)$$

6.7.3. Comprobación experimental mediante simulación

En la figura 6.28 se muestra el esquemático de simulación en PSpice del convertidor CC/CC reductor-elevador donde se han incluido las resistencias parásitas a la entrada de cada elemento.

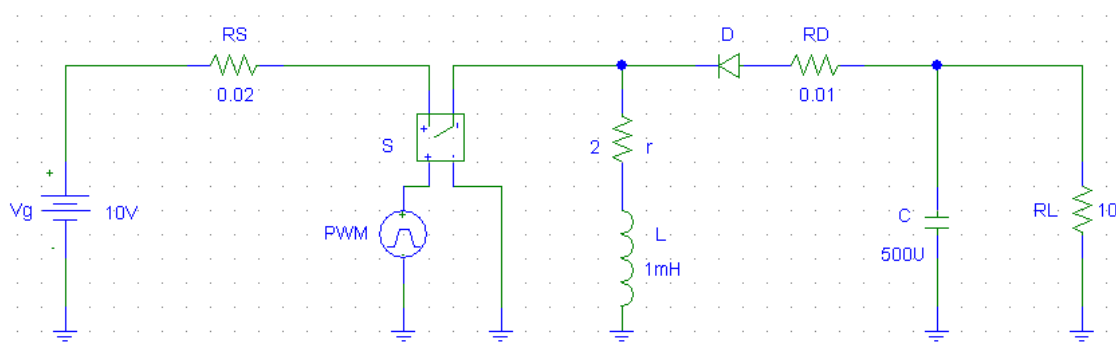


Figura 6.28. Esquemático de simulación en PSpice del convertidor reductor-elevador con las resistencias parásitas asociadas.

En la figura 6.29 se muestran conjuntamente los valores teóricos del valor absoluto de la ganancia en tensión real (A_{vr}), obtenidos a partir de las expresiones (6.40) y (6.131), y los experimentales (mediante simulación con PSpice) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor reductor- elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_s = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

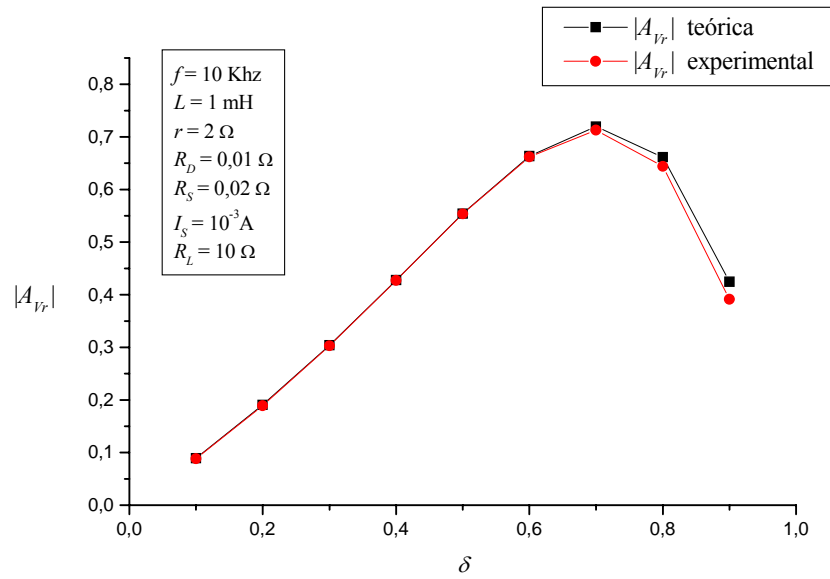


Figura 6.29. A_{Vr} frente al ciclo de trabajo δ para CC/CC reductor-elevador.

Nótese la práctica coincidencia de los valores predichos y los simulados, lo cual demuestra la bonanza del modelo desarrollado. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 1,6%.

• Resistencia de entrada

Introduciendo en la expresión (6.55) del modelo genérico de convertidor CC/CC las aproximaciones usuales propuestas en (6.134) y (6.135), la resistencia de entrada aproximada del convertidor CC/CC reductor puede ser escrita como

$$R_i|_{CCM} \approx \frac{r + (1 - \delta)^2 R_L}{\delta^2}. \quad (6.136)$$

La expresión real de R_i se obtiene sustituyendo en (6.55) los valores de R_X y A_{Vi} dados por (6.130) y (6.131) respectivamente,

$$R_i = \frac{r + R_S}{\delta + k_1 \beta} + \left(\frac{r + R_S}{r + R_D} \right)^2 \left(\frac{k_1 \beta}{\delta + k_1 \beta} \right)^2 R_L = \frac{r + R_S}{\delta + k_1 \beta} + \left(\frac{k_2 \beta}{\delta + k_1 \beta} \right)^2 R_L. \quad (6.137)$$

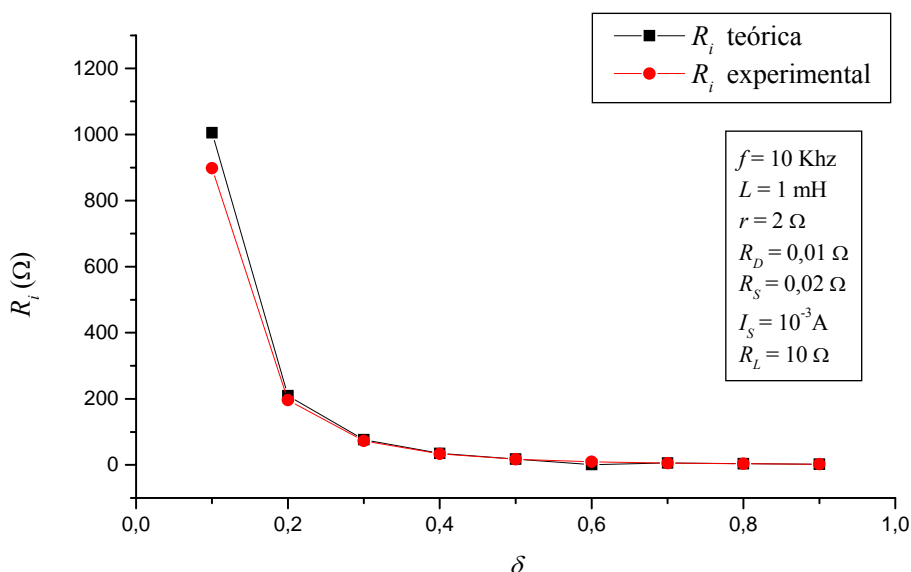


Figura 6.30. Resistencia de entrada R_i de un convertidor CC/CC reductor-elevador real frente al ciclo de trabajo δ .

En la figura 6.30 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.137) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.28) de la resistencia de entrada (R_i) frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$ y una resistencia de carga $R_L = 10 \Omega$. En la simulación se ha utilizado un diodo de potencia con corriente inversa de saturación $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

En la figura 6.30 puede advertirse la práctica coincidencia de ambas curvas. Así, para este conjunto de valores se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 5,1%.

• Rendimiento

Particularizando (6.60) con el valor de la ganancia ideal del convertidor reductor-elevador dado en (6.131) se tiene

$$\eta = \frac{P_0}{P_g} = \frac{1}{|A_{Vi}|} \left| \frac{V_0}{V_g} \right| = \frac{r + R_S}{r + R_D} \cdot \left| \frac{k_1 \beta}{\delta + k_1 \beta} \right| \cdot \left| \frac{V_0}{V_g} \right| = \left| \frac{k_2 \beta}{\delta + k_1 \beta} \right| \cdot \left| \frac{V_0}{V_g} \right|. \quad (6.138)$$

De igual modo sustituyendo en (6.63) el valor de R_X dado por (6.130),

$$\eta = \frac{1}{1 + A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L}} = \frac{1}{1 + \frac{\delta + k_1 \beta}{(k_1 \beta)^2} \cdot \frac{(r + R_D)^2}{r + R_S} \cdot \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{1 + \frac{\delta + k_1 \beta}{(k_2 \beta)^2} \cdot \frac{r + R_S}{R_L}}. \quad (6.139)$$

Aplicando directamente a (6.60) y (6.63) las aproximaciones propuestas en (6.94), (6.132) y (6.133) se tienen las expresiones aproximadas del rendimiento del convertidor:

$$\eta \approx \frac{r + R_S}{r + R_D} \cdot \frac{\delta_f}{\delta} \cdot \left| \frac{V_0}{V_g} \right| \approx \frac{\delta_f}{\delta} \cdot \left| \frac{V_0}{V_g} \right|, \quad (6.140)$$

$$\eta \approx \frac{1}{1 + \frac{\delta + \delta_f}{\delta_f^2} \cdot \frac{(r + R_D)^2}{r + R_S} \cdot \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{1 + \frac{\delta + \delta_f}{\delta_f^2} \cdot \frac{r}{R_L}}. \quad (6.141)$$

Si el sistema funciona en CCM ($\delta_f = 1 - \delta$) las expresiones anteriores pueden escribirse como:

$$\eta|_{CCM} \approx \frac{1 - \delta}{\delta} \cdot \left| \frac{V_0}{V_g} \right|, \quad (6.142)$$

$$\eta|_{CCM} \approx \frac{(1 - \delta)^2}{(1 - \delta)^2 + \frac{r}{R_L}}. \quad (6.143)$$

En la figura 6.31 se muestran conjuntamente los valores teóricos (expresión 6.139) y experimentales (mediante simulación con PSpice, ver figura 6.28) del rendimiento η frente al ciclo de trabajo δ , para un convertidor reductor-elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R_L = 10 \Omega$ e $I_S = 1 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

Puede observarse una separación de ambas curvas para valores bajos del ciclo de trabajo. Es en esta zona de funcionamiento donde se ponen de manifiesto en mayor medida las desviaciones respecto del modelo de diodo utilizado. No obstante, para valores altos del ciclo de trabajo ambas curvas coinciden prácticamente. Así, para el conjunto de datos mostrados en la figura 6.31 (espectro amplio de δ) se obtiene un error absoluto medio normalizado porcentual (NMAE%, expresión 5.7) del 8,6%, si bien este valor decrece significativamente al considerar solamente valores altos del ciclo de trabajo. Por otra parte un análisis del error absoluto medio (MAE, expresión 5.5) proporciona un valor de 0,03 lo que da una idea de la precisión del modelo propuesto.

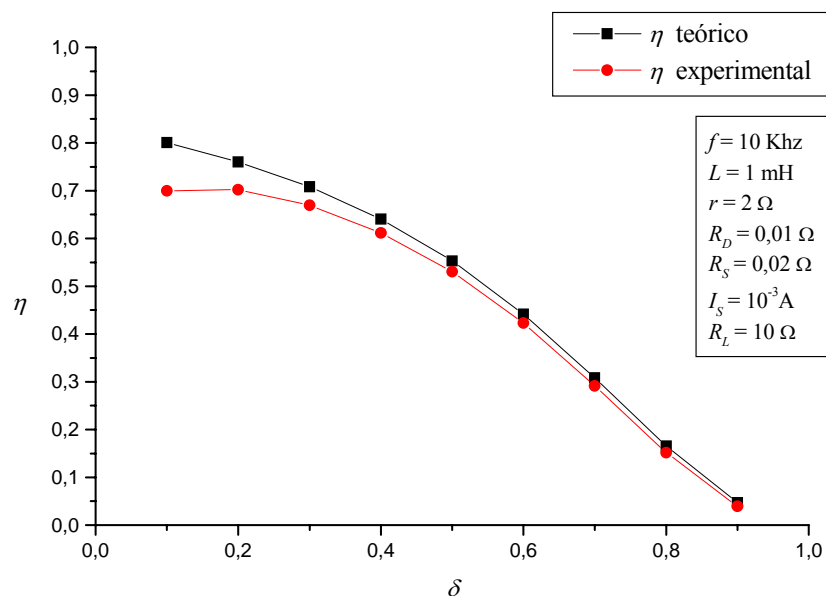


Figura 6.31. Rendimiento de un convertidor CC/CC reductor-elevador real frente al ciclo de trabajo δ .

• Condición DCM

El modo de conducción discontinuo (DCM) se da si la corriente I_1 se anula durante algún intervalo del periodo de conmutación (ver figura 6.1 (b)). En ese caso las ecuaciones (13) (14) y (15) del sistema (6.125) se escriben ahora como

$$\begin{cases} 0 = \frac{V_g}{r + R_S}(1 - e^{\gamma_1}) + I_2 e^{\gamma_1} & (16), \\ I_2 = \frac{V_0}{r + R_D}(1 - e^{\gamma_2}) & (17), \\ \Delta I = I_2 & (18). \end{cases} \quad (6.144)$$

Despejando I_2 de (16) e igualando el resultado a (17) se tiene que

$$\frac{V_0}{r + R_D}(1 - e^{\gamma_2}) = \frac{V_g}{r + R_S}(1 - e^{-\gamma_1}). \quad (6.145)$$

Resolviendo esta ecuación para γ_2 ,

$$\gamma_2|_{DCM} = \ln \left[1 - \frac{V_g}{V_0} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.146)$$

Teniendo en cuenta el valor de γ_2 dado por (6.19) es posible calcular el valor del ciclo de trabajo (δ_{f-crit}) que indica la frontera entre DCM y CCM. Esto es,

$$\delta_{f-crit} = \frac{fL}{r + R_D} \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{V_0} \cdot \frac{r + R_D}{r + R_S} (1 - e^{-\gamma_1}) \right] = k_2 \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{V_0} \cdot \frac{k_1}{k_2} (1 - e^{-\gamma_1}) \right]. \quad (6.147)$$

En virtud de la ecuación anterior y de las ecuaciones (6.1) y (6.2) se concluye pues que

- a) Si $\delta_{f-crit} \leq 1 - \delta \Rightarrow \delta \leq 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en DCM. Además $\delta_f = \delta_{f-crit}$.
- b) Si $\delta_{f-crit} > 1 - \delta \Rightarrow \delta > 1 - \delta_{f-crit}$; en este caso el sistema funciona en CCM. Además $\delta_f = 1 - \delta$.

6.8. Implicaciones en los sistemas MPPT fotovoltaicos

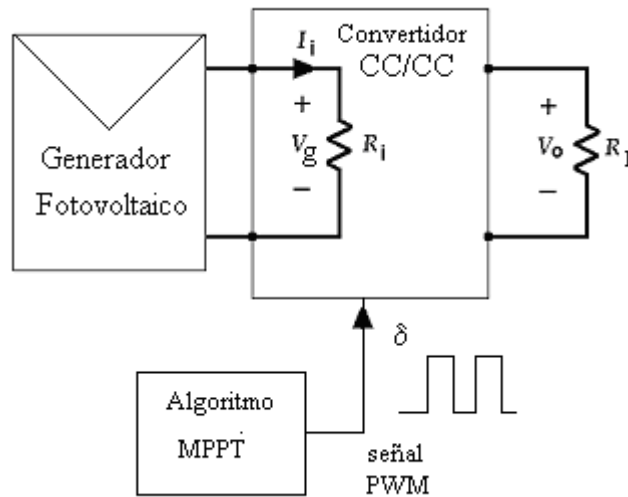


Figura 6.32. Esquema básico de un sistema MPPT.

Considérese el sistema MPPT de la figura 6.32. En esta situación, el punto de operación del generador fotovoltaico viene determinado, según se ha demostrado en el capítulo 3, por la resistencia de entrada R_i que presente el convertidor CC/CC en cada instante (ver figuras 3.1, 3.2 y 3.4) [Enrique et al., 2007]. Según el análisis teórico desarrollado en este capítulo, esta resistencia de entrada R_i mantiene dependencias con el ciclo de trabajo δ en función del tipo de

convertidor utilizado según las expresiones (6.57), (6.100) y (6.137) en cada caso. Por tanto la potencia suministrada por el generador fotovoltaico en cada instante es lógicamente función del ciclo de trabajo δ del convertidor CC/CC.

Evidentemente, para unas condiciones determinadas de funcionamiento la potencia suministrada a la carga (P_0) en cada instante, es el producto de la potencia inyectada por el generador fotovoltaico a la entrada del convertidor (P_g) multiplicada por el rendimiento de dicho convertidor (η) para esas condiciones de funcionamiento, según se indica en (6.148). Así la potencia en la carga es la potencia del generador modulada por la curva de rendimiento del convertidor en cuestión según las expresiones (6.64), (6.102) y (6.139).

$$P_0(\delta) = P_g(\delta) \cdot \eta(\delta). \quad (6.148)$$

En las figuras 6.33 y 6.34 se muestran conjuntamente los valores de P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g y al ciclo de trabajo δ respectivamente. Ambas graficas se han obtenido mediante simulación en Matlab de un sistema compuesto por un generador fotovoltaico, un convertidor CC/CC elevador con $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $I_S = 10^{-3} \text{ A}$ y una resistencia de carga $R_L = 20 \Omega$. El módulo fotovoltaico seleccionado es el modelo SX60 (BP) cuyas características se muestran en la tabla 3.1. Se ha tomado una radiación de 1000 W/m^2 y una temperatura en el generador de $45 \text{ }^\circ\text{C}$.

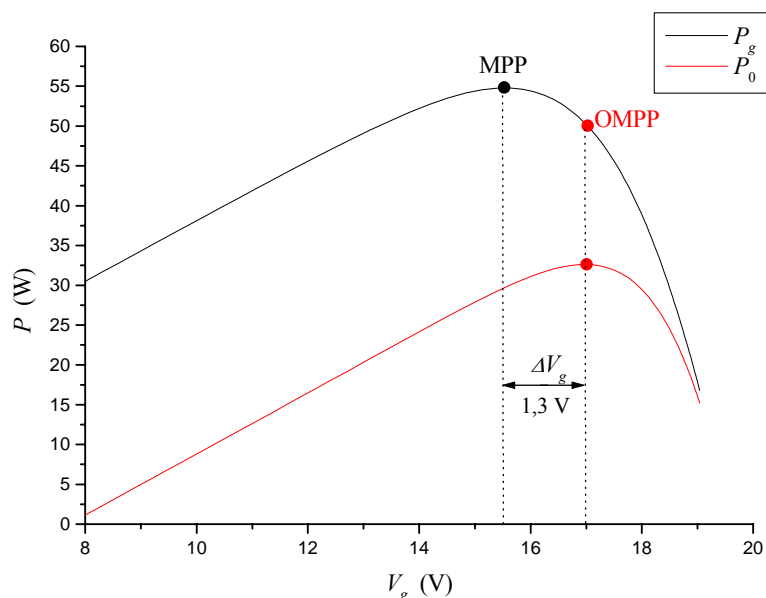


Figura 6.33. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC elevador.

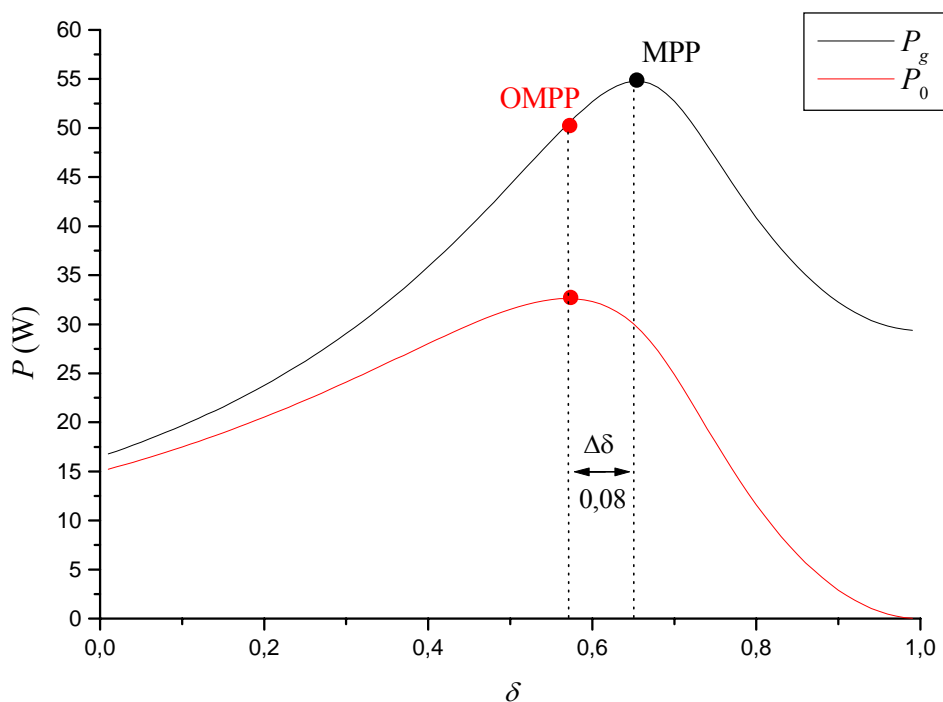


Figura 6.34. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC elevador.

El hecho de que el rendimiento sea función del ciclo de trabajo provoca un desplazamiento del máximo en la curva de potencia de salida P_0 respecto de P_g tal y como se observa en las figuras 6.33 y 6.34. Este nuevo punto denominado OMPP (*Optimal Maximum Power Point*) maximiza la potencia de salida del sistema, convirtiéndose así en el punto óptimo de trabajo en contrapartida del tradicional MPP.

Puede observarse que para un sólo módulo fotovoltaico y bajo las condiciones de simulación anteriormente indicadas, este punto (OMPP) sufre un desplazamiento respecto del MPP en torno a 1,3 V y una desviación del ciclo de trabajo de aproximadamente 0,1 ($\Delta\delta = 0,08$).

De forma análoga se presentan en las figuras 6.35 y 6.36 los resultados de una simulación similar a la anterior para un sistema con CC/CC reductor-elevador, $r = 2 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$, $f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $I_S = 10^{-3} \text{ A}$ y una resistencia de carga $R_L = 50 \Omega$. Puede observarse que el efecto del desplazamiento de máximos sigue siendo muy significativo aún cuando la relación r/R_L es pequeña (4% en este caso).

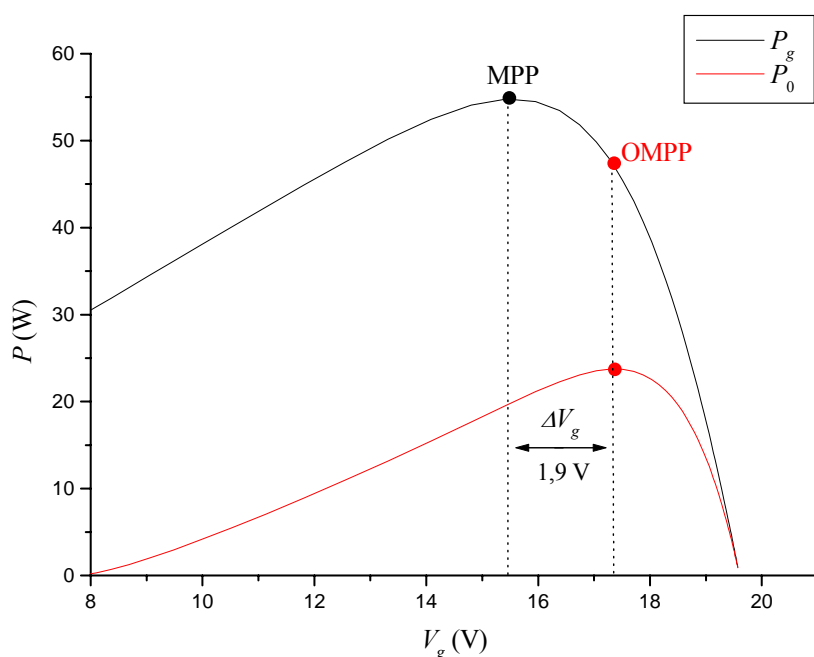


Figura 6.35. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC reductor-elevador.

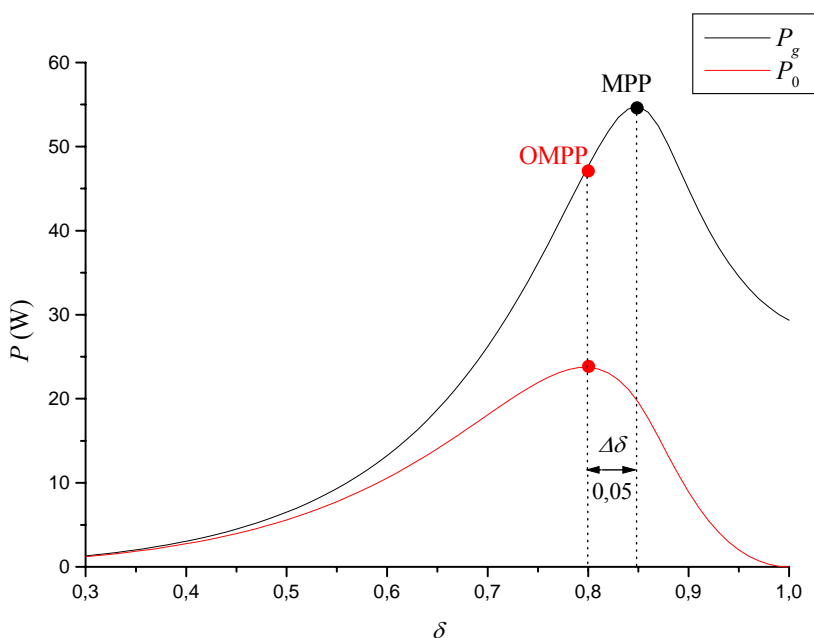


Figura 6.36. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC reductor- elevador.

En las figuras 6.37 y 6.38 se muestran los resultados de simulación (análoga a las anteriores) para un sistema con CC/CC reductor, $r = 0,5 \Omega$, $R_D = 0,01 \Omega$, $R_S = 0,02 \Omega$,

$f = 10 \text{ KHz}$, $L = 1 \text{ mH}$, $I_S = 10^{-3} \text{ A}$ y una resistencia de carga $R_L = 2 \Omega$. En este caso apenas existen diferencias entre MPP y OMPP debido a que la curva de rendimiento de estos convertidores en la mayoría de los casos suele ser prácticamente plana (ver figura 6.22), no habiendo por tanto desplazamiento de máximos apreciables.

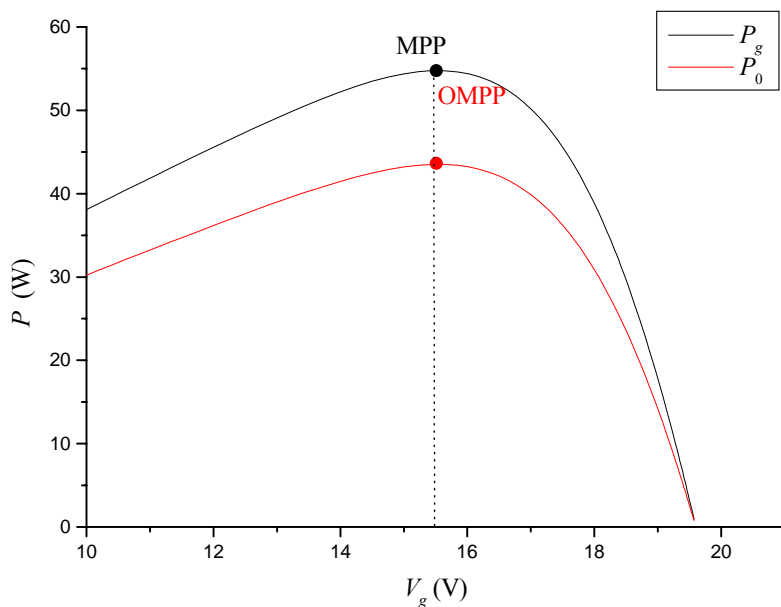


Figura 6.37. Curvas P_g y P_0 frente a la tensión del generador fotovoltaico V_g con CC/CC reductor.

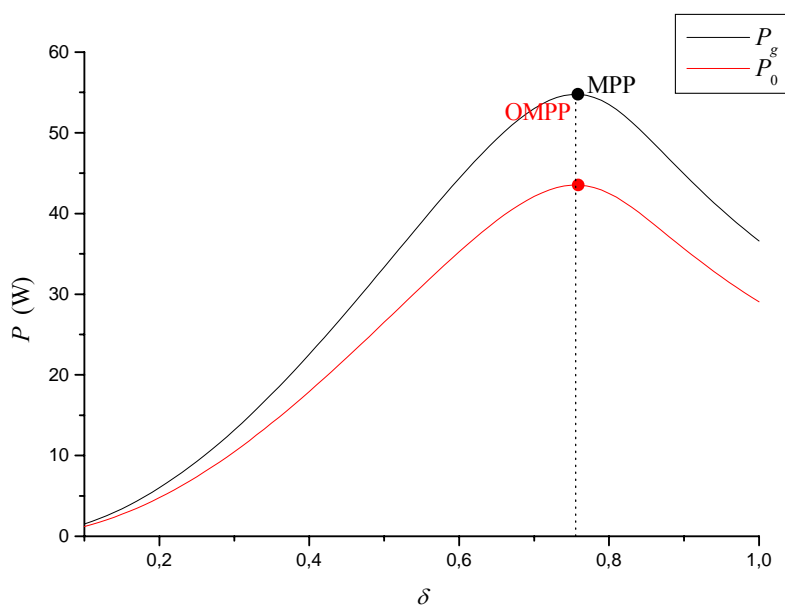


Figura 6.38. Curvas P_g y P_0 frente al ciclo de trabajo δ con CC/CC reductor.

Este efecto de separación de máximos en las curvas de potencia ha sido comprobado en el laboratorio usando el montaje experimental detallado en el capítulo 5. Para ello se ha utilizado un módulo fotovoltaico Isofotón modelo I-94/12 (ver tabla 5.1) y un convertidor elevador conectado a una carga de 20Ω .

En la figura 6.39 se muestra una pantalla de la aplicación *MPPLab* (instrumento virtual), descrita en la sección 5.2, donde se muestran las curvas de corriente y potencia, tanto a la entrada como a la salida del convertidor CC/CC, frente a la tensión del módulo fotovoltaico V_g y al ciclo de trabajo δ . También se muestran los valores que toman estas variables en el MPP y en el OMPP.

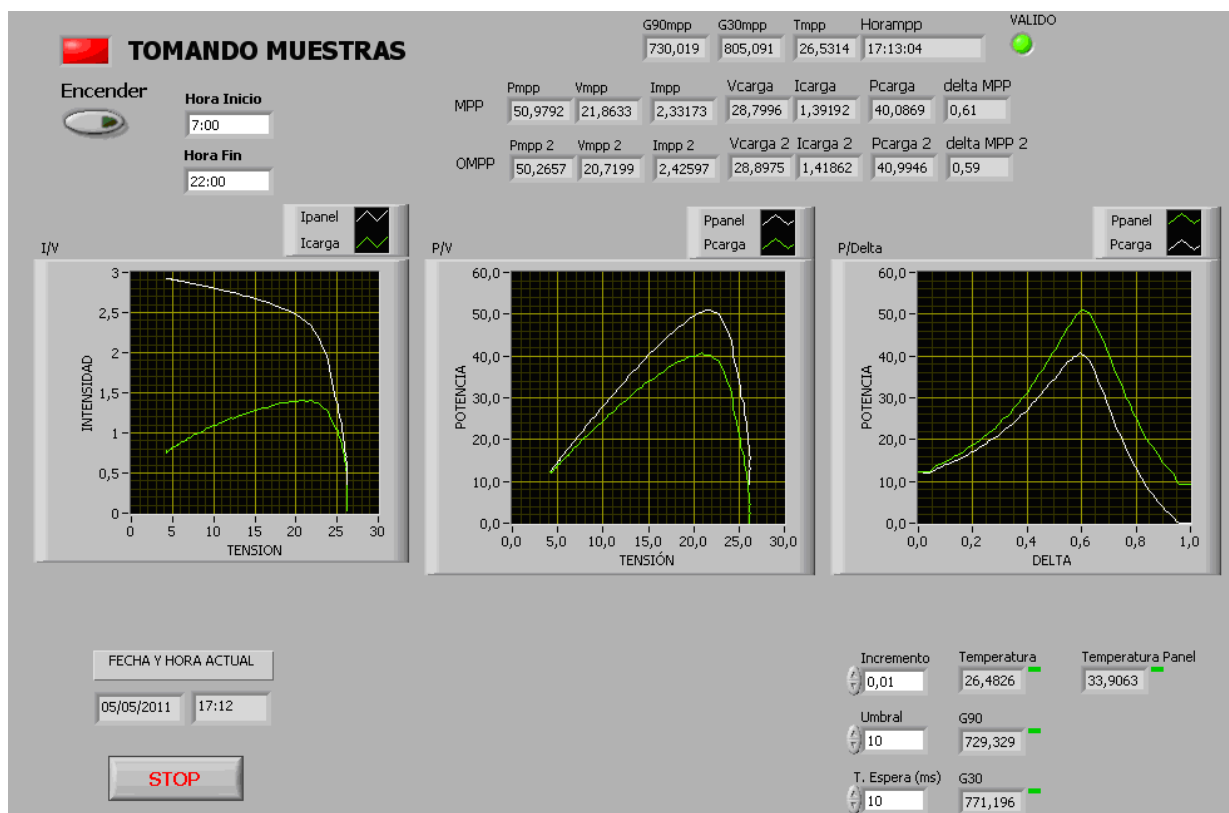


Figura 6.39. Pantalla de la aplicación *MPPLab* para la localización del MPP y OMPP

Una ampliación de la figura 6.39 sobre las curvas $P-V$ muestra con más claridad el efecto de separación de máximos descrito anteriormente (figura 6.40). Así puede observarse un desplazamiento de 1,14 V entre el MPP y el OMPP. Del mismo modo puede apreciarse en la figura 6.41 el mismo efecto sobre las curvas $P-\delta$ donde se obtiene una variación del ciclo de trabajo de 0,02 ($\Delta\delta = 0,02$) entre ambos máximos.

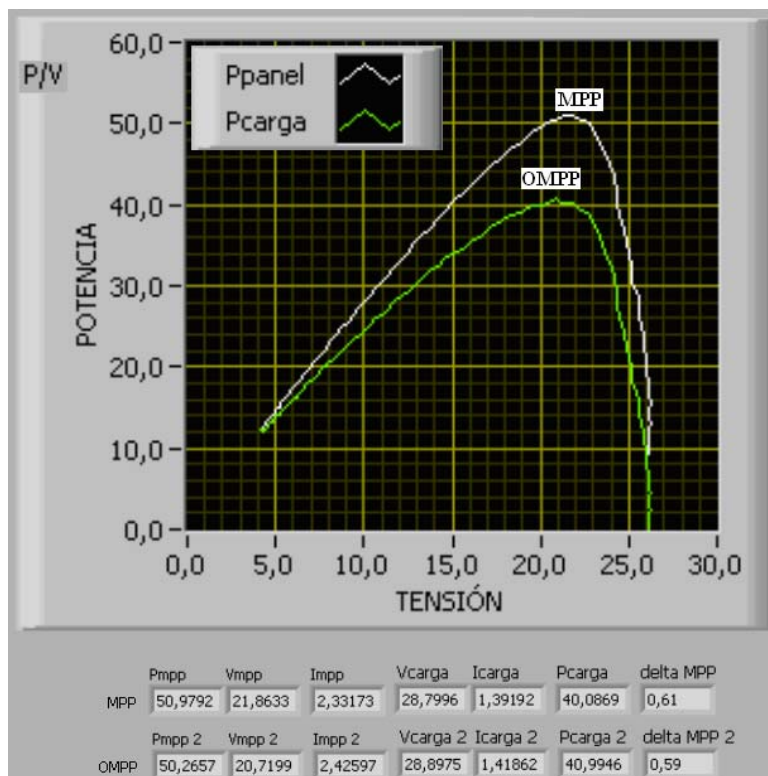


Figura 6.40. Localización experimental del MPP y OMPP sobre las curvas $P-V$.

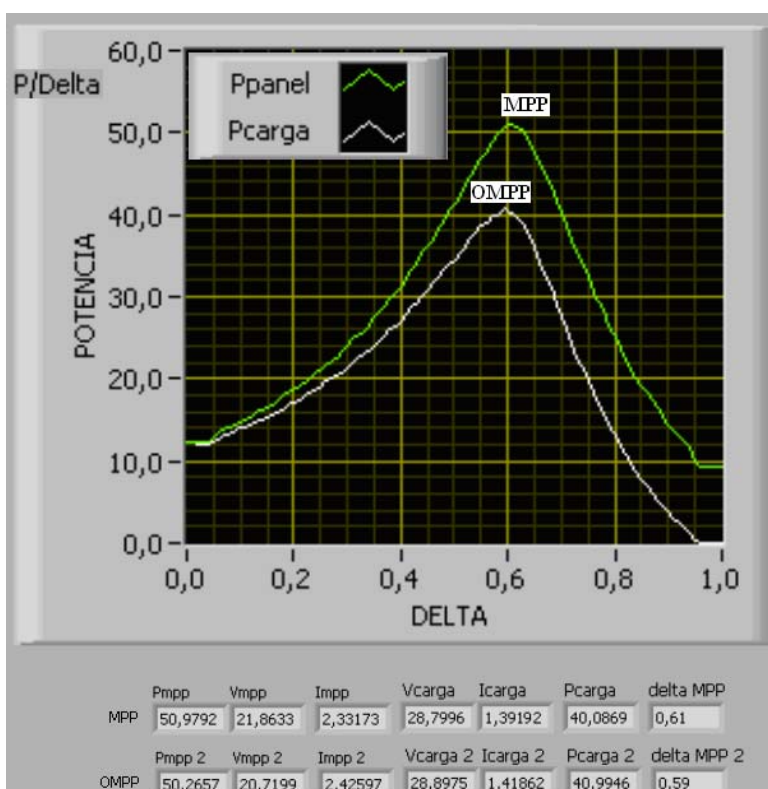


Figura 6.41. Localización experimental del MPP y OMPP sobre las curvas $P-\delta$.

Independientemente del tipo de convertidor utilizado y en ausencia de sombreados parciales y/o de células dañadas, las curvas P_0-V_g y $P_0-\delta$ son parecidas en forma a las curvas P_g-V_g y P_g-V_g tal y como puede observarse en las figuras anteriores. Todas estas curvas presentan un único máximo. Por tanto aquellas técnicas (no basadas en el uso de modelos) de búsqueda del MPP que utilicen medidas de V_g y P_g pueden operar en el OMPP sin más que situar el sensor de potencia a la salida del convertidor.

Evidentemente la pérdida de potencia útil a la salida del sistema (carga), al funcionar éste en el MPP en vez de hacerlo en el OMPP, depende de factores tales como el tipo de generador fotovoltaico, el convertidor utilizado, las condiciones de irradiancia y temperatura, etc. En las pruebas realizadas tanto reales como de simulación para el desarrollo de este capítulo, estas pérdidas de potencia en la carga se han situado usualmente entre el 2% y el 18%, referidas a la potencia de salida del sistema considerando su funcionamiento en el OMPP (punto de potencia máxima suministrada a la carga).

6.9. Conclusiones

En este capítulo se presenta un modelo general estático de convertidores CC/CC, donde se incluyen los efectos de las resistencias parásitas principales asociadas a los elementos que conforman dicho convertidor. Del análisis realizado puede concluirse que cualquier topología de convertidor CC/CC, bien sea elevadora (Boost), reductora (Buck) o reductora-elevadora (Buck-Boost) puede modelarse según el circuito propuesto en la figura 6.2.

Tabla 6.2. Expresiones de los parámetros característicos R_X , A_{Vi} y δ_{f-crit} para cada convertidor CC/CC.

	Reductor (Buck)	Elevador (Boost)	Red.-Elev. (Buck-Boost)
R_X	$\frac{r + R_S}{\delta + k_1\beta}$	$\frac{1}{\frac{\delta - k\beta}{r + R_S} + \frac{\delta_f + k\beta}{r + R_D}}$	$\frac{r + R_S}{\delta + k_1\beta}$
A_{Vi}	$\frac{\delta + k_1\beta}{\delta - k\beta}$	$1 + \frac{r + R_D}{r + R_S} \cdot \frac{\delta - k\beta}{\delta_f + k\beta}$	$\frac{\delta + k_1\beta}{k_2\beta}$
δ_{f-crit}	$k_2 \cdot \ln \left[1 + \frac{\Delta V}{V_0} \cdot \theta \right]$	$k_2 \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{\Delta V} \cdot \theta \right]$	$k_2 \cdot \ln \left[1 - \frac{V_g}{V_0} \cdot \theta \right]$

Las expresiones para la resistencia de pérdidas totales R_X , para la ganancia ideal de tensión A_{Vi} así como para el factor δ_{f-crit} necesario para la determinación del modo de conducción del convertidor (DCM o CCM) se muestran en la tabla 6.2, siendo:

$$(a) \quad k_1 = \frac{f \cdot L}{r + R_S};$$

$$(b) \quad k_2 = \frac{f \cdot L}{r + R_D};$$

$$(c) \quad k = k_2 - k_1;$$

$$(d) \quad \gamma_1 = \frac{\delta}{k_1};$$

$$(e) \quad \gamma_2 = \frac{\delta_f}{k_2};$$

$$(f) \quad \beta = \frac{(1 - e^{-\gamma_1}) \cdot (1 - e^{-\gamma_2})}{e^{\gamma_1} - e^{-\gamma_2}};$$

$$(g) \quad \theta = \frac{k_1}{k_2} (1 - e^{-\gamma_1}).$$

A modo de resumen se ha deducido también que:

- **Modo de conducción**

- DCM ocurre si: $\delta \leq 1 - \delta_{f-crit}$. En este caso: $\delta_f = \delta_{f-crit}$.

- CCM ocurre si: $\delta > 1 - \delta_{f-crit}$. En este caso: $\delta_f = 1 - \delta$.

- **Ganancia en tensión real A_{Vr}**

$$A_{Vr} = \frac{A_{Vi}}{\left(1 + A_{Vi}^2 \frac{R_X}{R_L}\right)}.$$

Donde R_L es la resistencia de carga conectada a la salida del convertidor CC/CC.

- **Resistencia de entrada del convertidor R_i**

$$R_i = R_x + \frac{R_L}{A_{Vi}^2}.$$

- **Rendimiento**

$$\eta = \left| \frac{V_0}{V_g} \cdot \frac{1}{A_{Vi}} \right| = \left| \frac{A_{Vr}}{A_{Vi}} \right| = \frac{1}{1 + A_{Vi}^2 \frac{R_x}{R_L}}.$$

Del estudio realizado en este capítulo se deriva una conclusión fundamental: el efecto de las resistencias parásitas del convertidor CC/CC hace que el punto de máxima potencia (MPP) tradicional, el cual es el referenciado siempre en la literatura, no sea el punto más conveniente de operación del sistema. Se demuestra por tanto la existencia de un nuevo punto en la curva $P-V$ del generador fotovoltaico denominado OMPP (punto de máxima potencia óptimo, *optimal maximum power point*) como el más indicado para trabajar en condiciones de mayor eficiencia.

El análisis realizado en este capítulo se considera fundamental y muy práctico a la hora de diseñar y dimensionar un sistema MPPT en cualquiera de las partes que lo componen. Tanto el generador fotovoltaico como el convertidor CC/CC deben configurarse para que la mayor parte del tiempo el ciclo de trabajo óptimo opere sobre rendimientos elevados. Asimismo las estrategias de control que necesiten medidas de la potencia deben situar un sensor a la salida del convertidor, para realizar un seguimiento efectivo del OMPP.

7. Conclusiones y trabajos futuros.

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

Esta Tesis tiene como objetivo principal el análisis, desarrollo y el aporte de propuestas innovadoras a los sistemas de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *maximum power point tracker*), que permitan optimizar la generación solar fotovoltaica.

Para ello se han realizado diferentes análisis teóricos, tanto para la determinación de límites en la eficiencia de seguimiento del punto de máxima potencia, como para la propuesta de un modelo general de convertidor corriente continua/corriente continua (CC/CC) y el cálculo de las expresiones de los parámetros que lo caracterizan en función del tipo de topología de convertidor seleccionada.

En cuantas ocasiones ha sido necesario, los análisis teóricos han sido confirmados mediante simulación. Para ello se han desarrollado modelos de generadores fotovoltaicos en PSpice y Matlab. Estos modelos han sido utilizados casi en la práctica totalidad de la Tesis. También se ha desarrollado un modelo genérico de convertidor CC/CC. El uso de estos modelos ha permitido evaluar el comportamiento del sistema fotovoltaico bajo distintas condiciones atmosféricas y de configuración del propio sistema MPPT.

Como aplicación práctica de esta Tesis se ha realizado el diseño, desarrollo y construcción de un sistema experimental para la monitorización y control de una instalación fotovoltaica. Dicho sistema se compone básicamente de un generador fotovoltaico (conjunto de paneles), un convertidor CC/CC y un instrumento virtual con la sensorística apropiada, diseñados específicamente para esta aplicación. Este sistema experimental ha permitido la generación y recogida de datos con los que se han desarrollado modelos que caracterizan a la

instalación fotovoltaica en su punto de máxima potencia. Además estos datos también han permitido a su vez la generación de otros modelos que estiman directamente el ciclo de trabajo óptimo que posiciona al sistema fotovoltaico en su MPP de forma directa.

Respecto de las conclusiones que se verán a continuación, tienen por objetivo mostrar los resultados teóricos, de simulación y experimentales, que contienen los capítulos de esta Tesis.

7.1. Conclusiones

El Capítulo 2 de esta Tesis sintetiza el estado actual del arte en cuanto a los sistemas MPPT de instalaciones fotovoltaicas. Así, se comienza asentando los principios físicos que rigen los procesos de captación de energía solar fotovoltaica junto a los conceptos fundamentales de célula y módulo fotovoltaico. Todo ello haciendo especial hincapié en la influencia (y por ende en su medición) de las variables *temperatura* de módulo y *radiación solar* en la instalación. El conocimiento exacto de estas dos variables es esencial, ya que el rendimiento de los generadores fotovoltaicos y en consecuencia el rendimiento económico de la instalación, dependen directamente de estos dos parámetros.

Factores tales como la posibilidad de estimar rendimientos o ensayar unas determinadas estrategias de control sobre una instalación (con unas condiciones climatológicas determinadas), antes incluso de que ésta sea una realidad física, son de vital importancia principalmente en lo que respecta a decisiones de diseño y a la propia viabilidad económica. Para ello es indispensable, y por eso también se incluye en este capítulo, una revisión actualizada de los modelos existentes de generadores fotovoltaicos. Se muestran también algunas simplificaciones a estos modelos y se describen algunos métodos para el cálculo de los parámetros implicados.

Continúa el capítulo 2 con una revisión y análisis de las topologías usuales de convertidores corriente continua/corriente continua (CC/CC) con un solo interruptor. Estos dispositivos ubicados entre la carga del sistema y el generador fotovoltaico tienen la capacidad de funcionar a modo de adaptadores de impedancias, permitiendo el seguimiento del punto de máxima potencia (MPP) si se realiza sobre ellos un control adecuado.

El capítulo 2 se completa con un estudio de los diferentes métodos (algoritmos) encargados del control del convertidor CC/CC que permiten posicionar al sistema fotovoltaico en su MPP. Estas estrategias de control junto con el CC/CC conforman lo que se denomina *sistema de seguimiento del punto de máxima potencia* (MPPT).

Para medir o estimar la bondad de una determinada estrategia de seguimiento se define la *eficiencia de seguimiento* como la relación entre la potencia total suministrada por el sistema y la máxima posible para las condiciones particulares de funcionamiento. Sin embargo, no existe

en la actualidad un consenso claro sobre qué técnica es la mejor o más apropiada, debido principalmente a que cada método conlleva el ajuste de un conjunto propio de parámetros, haciendo esto que la comparación entre distintos algoritmos en igualdad de condiciones sea casi imposible, al menos de forma generalizada.

Aunque tal y como se estudia en el capítulo 2, en la literatura especializada han sido propuestos un gran número de algoritmos para el seguimiento del punto de máxima potencia de instalaciones fotovoltaicas, la elección de una topología apropiada de convertidor CC/CC no ha sido tan ampliamente estudiada. Esto no deja de ser llamativo, ya que el CC/CC constituye la interfaz entre el generador fotovoltaico y la carga, con lo cual es un elemento esencial en la instalación, tanto como paso previo si a continuación hay una etapa inversora (carga en CA) como si no (carga en CC). Por lo anterior, en el capítulo 3 se ha realizado un estudio de las tres topologías básicas de convertidores CC/CC ideales con carga resistiva acopladas a generadores fotovoltaicos, concluyéndose de forma general que la elección de una u otra topología de convertidor tiene una gran influencia sobre la eficiencia de seguimiento y por tanto sobre el rendimiento total del sistema fotovoltaico.

Abundando en lo anterior, en el capítulo 3 se realiza un análisis teórico con el fin de determinar el rango de valores de resistencia que cada topología de convertidor puede reflejar en su entrada. Este rango de valores está estrechamente relacionado con la capacidad del convertidor para situar al sistema en el MPP. Así, se demuestra teóricamente y se confirma mediante simulación la existencia de una limitación en la eficiencia de seguimiento, y por tanto en el rendimiento del sistema, según el tipo de convertidor utilizado. Este resultado es independiente del sistema de seguimiento del MPP, esto es, por muy eficaz que éste sea, la configuración del convertidor CC/CC le impone restricciones insalvables.

Del análisis efectuado en el capítulo 3 se deriva además una conclusión fundamental: la topología de convertidor CC/CC reductora-elevadora es la única que permite el seguimiento del punto de máxima potencia del generador fotovoltaico independientemente de la temperatura, irradiancia y carga conectada.

Una vez asentada en este punto de la Tesis la gran importancia de una correcta elección de la topología de convertidor apropiada, se está en condiciones de abordar el análisis con el fin de proponer mejoras sobre algunas de las estrategias de control de dicho convertidor. Así, en el capítulo 4 se han presentado varias modificaciones al conocido algoritmo de seguimiento *Perturbación y Observación*, P&O. Estas propuestas mezclan las características principales del tradicional P&O, en cuanto a la necesidad de perturbar ligeramente el sistema para observar su respuesta, con ciertas particularidades del método *Conductancia Incremental* referidas a la

capacidad de discernir si el sistema opera a la derecha o izquierda del MPP en su curva P - V . Estos estudios han derivado en dos nuevas propuestas de algoritmos denominados $P\&O$ *Orientado* y $P\&O$ *Modificado*. Ambas propuestas conservan respecto del algoritmo $P\&O$, su simplicidad y bajo coste de implementación, si bien el algoritmo $P\&O$ *Modificado* necesita de medidas, aunque no precisas, de las variaciones en la irradiancia.

Del análisis efectuado en el capítulo 4 se concluye que estos dos nuevos algoritmos presentan un mejor comportamiento, y por tanto una mayor eficiencia, cuanto menor es el tiempo de iteración, esto es, cuanto más rápido se les haga funcionar, convergiendo así ambos a los mismos valores de eficiencia.

A partir del algoritmo $P\&O$ *Orientado* se ha desarrollado también en el capítulo 4 una versión completamente analógica. De los resultados extraídos mediante simulación puede afirmarse que dicho sistema presenta una precisión y rapidez excelentes en el seguimiento del MPP, incluso para variaciones bruscas en los niveles de radiación incidente, aumentando por tanto el rendimiento energético total de la instalación. Esto, junto con su enorme simplicidad (no necesita medidas de temperatura y radiación) y bajo coste, lo convierten en un sistema muy apropiado para su uso en cualquier tipo de instalación fotovoltaica.

El capítulo 5 está dedicado al desarrollo y justificación de una nueva propuesta de sistema de seguimiento del MPP que aborda el problema desde una óptica diferente a lo propuesto hasta ahora en la literatura. Para ello el capítulo puede ser dividido en dos partes claramente diferenciadas: una con marcado carácter experimental para la obtención de los datos reales necesarios, y otra más analítica donde se proponen distintos modelos que caracterizan al sistema a partir de los datos obtenidos. En la primera parte se describe el sistema experimental desarrollado, esto es, el generador fotovoltaico, el convertidor utilizado, los sensores instalados y la aplicación virtual diseñada específicamente para el control y monitorización de la instalación.

Posteriormente, se realiza en el capítulo 5 la etapa de análisis de los datos obtenidos. Así, se ha desarrollado una nueva metodología para el modelado de instalaciones fotovoltaicas convencionales, donde no es posible aislar las dependencias de las variables representativas del estado de la instalación con la radiación y la temperatura, al estar éstas de por sí estrechamente correlacionadas. Esta metodología propone el modelado de la instalación en base a la *Resistencia del Punto de Máxima Potencia* (R_{MPP}). El análisis de los datos experimentales obtenidos concluye que esta variable no presenta dependencias significativas con la temperatura, al menos en el rango usual de trabajo, lo cual permite el modelado sólo en función de la radiación incidente sobre el generador fotovoltaico. Esto puede significar un ahorro

enorme en la sensorística de la instalación. A partir del conjunto de datos experimentales se proponen distintos modelos que estiman R_{MPP} con resultados bastante satisfactorios.

Los resultados del capítulo 5 se presentan en forma de distintos modelos que estiman el ciclo de trabajo óptimo del convertidor CC/CC que posiciona a la instalación en el punto de máxima potencia, permitiendo el seguimiento del MPP de manera directa. Algunos de los modelos desarrollados presentan un comportamiento excelente, con errores similares a los de la propia incertidumbre en la medida, esto es, al error obtenido al considerar la indeterminación en los datos experimentales utilizados en la generación de los modelos.

En la elaboración de estos modelos, estimadores del ciclo de servicio óptimo a partir de los modelos propuestos para R_{MPP} , surge de forma natural la necesidad de caracterizar de forma rigurosa el convertidor CC/CC utilizado en la experimentación. Hay que tener en cuenta que la eficiencia del convertidor es una cantidad a multiplicar por la del generador fotovoltaico, con lo cual, para conocer fehacientemente el rendimiento de la instalación fotovoltaica medida en la carga, es fundamental disponer de una caracterización precisa del convertidor. Se hace por tanto necesario disponer de un modelo realista del convertidor CC/CC donde se recojan de forma fehaciente efectos no ideales tales como los claramente observados en la experimentación en cuanto a pérdidas en la ganancia y el rendimiento. Para cubrir la necesidad expuesta, en el capítulo 6 de esta Tesis se desarrolla un modelo general estático de convertidores CC/CC, donde se incluyen los efectos de las resistencias parásitas asociadas a los elementos que conforman dicho convertidor. Se presentan expresiones para la ganancia, el rendimiento y la resistencia de entrada de los convertidores. El análisis de las dependencias de estas variables es de vital importancia para el diseño y dimensionado de sistemas MPPT en cualquiera de las partes que lo componen. Tanto el generador fotovoltaico como el convertidor CC/CC deben configurarse para que la mayor parte posible del tiempo, el ciclo de trabajo óptimo opere sobre rendimientos elevados.

Además, del estudio realizado en el capítulo 6 se deriva una conclusión fundamental: el efecto de las resistencias parásitas del convertidor CC/CC hace que el punto de máxima potencia (MPP) tradicional (reflejado en la literatura) no sea el más conveniente de operación del sistema. Aparece en la curva $P-V$ del generador fotovoltaico un nuevo punto que se ha denominado OMPP (punto de máxima potencia óptimo) el cual maximiza la potencia en la carga, resultando el más indicado para trabajar en condiciones de mayor eficiencia.

Por último, un análisis de las curvas de potencia en la carga frente a la tensión del generador, concluye que aquellas estrategias de control no basadas en modelos que necesiten medidas de la potencia deben situar un sensor a la salida del convertidor para realizar un seguimiento efectivo del OMPP.

Como conclusión final puede establecerse que a juicio del doctorando y su director, los objetivos principales de esta Tesis en cuanto al análisis y al aporte de soluciones innovadoras en los sistemas MPPT fotovoltaicos, se han cumplido de forma satisfactoria, a la vez que se han abierto nuevas y desafiantes líneas de investigación.

7.2. Desarrollos futuros

Lejos de considerar esta Tesis como un trabajo cerrado, los capítulos que la conforman han terminado siendo puertas abiertas hacia trabajos de investigación futuros.

Así por ejemplo, a partir de lo ya realizado en el capítulo 2, *Sistemas MPPT Fotovoltaicos*, puede profundizarse en el estudio de los sistemas de inyección a red con seguimiento del MPP, esto es, sistemas en los que el convertidor CC/CC es seguido por una etapa inversora CC/AC y donde la carga del sistema es la propia red eléctrica.

El estudio realizado en el capítulo 3, *Evaluación Teórica de la Eficiencia de Seguimiento del MPP con diferentes topologías de convertidores CC/CC*, puede ser extendido y generalizado a otras topologías de CC/CC y a etapas de más de un interruptor. Además puede realizarse un estudio similar al ya hecho, teniendo en cuenta el modelo generalizado propuesto en el capítulo 6. Resulta interesante la posibilidad de analizar cómo se modifican las zonas de *captura* y *no captura*, definidas en el capítulo 3, cuando entran en juego las resistencias parásitas asociadas a los elementos del convertidor. Así también puede resultar de especial interés analizar cómo se modifica la eficiencia de seguimiento en función del convertidor real utilizado.

El capítulo 4, *Nuevas propuestas al algoritmo Perturbación & Observación*, admite varios análisis derivados de manera casi inmediata. Por un lado queda pendiente la implementación de un sistema analógico *P&O Modificado*, análogo al *P&O Orientado* implementado, más aún cuando recientemente se ha desarrollado en el seno del grupo de investigación un sensor de radiación de muy bajo coste y de elevada precisión [Martínez et al., 2009a]. Por otro lado puede resultar interesante la idea de mejorar los dos algoritmos propuestos haciéndolos adaptativos. En los métodos desarrollados en el capítulo 4, la adaptación del ciclo de trabajo del convertidor se realiza modificándolo a incrementos constantes. Evaluando el signo de estos incrementos, el sistema puede discernir si se encuentra lejos del MPP o en sus proximidades. Si el sistema detecta estar lejos propondrá un incremento elevado, lo que aumentará su velocidad de captura. Por el contrario si detecta estar cerca, utilizará un incremento pequeño, lo que redundará en una mayor precisión y estabilidad.

El capítulo 5, *MPPT por estimación directa de la Resistencia del Punto de Máxima Potencia*, deja abierto el análisis de las dependencias de los parámetros de los modelos

propuestos con variables tales como, latitud, ángulo de inclinación, orientación de la instalación, coeficiente de albedo, periodo estacional, ..., y por supuesto con la tecnología fotovoltaica y la configuración del generador utilizada. Este análisis permitiría la generación de modelos más precisos además de la posibilidad de seleccionar el sistema MPPT más adecuado a una instalación concreta, en función de las variables antes mencionadas, lo que redundaría en un aumento de la eficiencia total del sistema. También queda pendiente el estudio y diseño de nuevos algoritmos y modelos encaminados a la búsqueda directa del OMPP.

Por último, el capítulo 6, *Un nuevo modelo estático de convertidores CC/CC reales*, invita a la realización de un estudio similar, teórico y experimental, abordando tanto el resto de topologías comunes CC/CC de más de un solo interruptor, como la conversión continua/alterna (CC/AC), no tratada en esta Tesis.

Finalmente, cerrando este trabajo cabría pensar en el diseño e implementación de un sistema inteligente capaz de decidir en todo momento el mejor algoritmo (método) de seguimiento del MPP según las condiciones instantáneas en las que opere la instalación fotovoltaica.

Referencias Bibliográficas

Referencias Bibliográficas

- Abd El-Shafy A.N., Faten H.F., Abou El-Zahab E.M. (2003). Evaluation of a proper controller performance for maximum-power point tracking of a stand-alone PV system. *Solar Energy Mater. Solar Cells* 75 (3-4), pp. 723-728, 2003.
- Abou El Ela M, Roger J. (1984). Optimization of the function of a photovoltaic array using a feedback control system. *Solar Cells: Their Science, Technology, Applications and Economics*; 13(2), pp. 185-195, 1984.
- Al-Atrash H., Batarseh I., Rustom K. (2005). Statistical modeling of DSP-based hill-climbing MPPT algorithms in noisy environments. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005, Twentieth Annual IEEE*, vol. 3, 6–10, pp. 1773-1777, March 2005.
- Alghuwainem S.M. (1994). Matching of a DC motor to a photovoltaic generator using a step-up converter with a current-locked loop. *IEEE Trans. Energy Conversion* 9, pp. 192-198, 1994.
- Alonso G. M. C. (2005). *El Generador Fotovoltaico*. CIEMAT, Serie de Ponencias, cap. 9. Editorial CIEMAT, Madrid, 2005.
- Anand R.S. (2000). *Photovoltaic: Technology of Next Millennium*, Indian Institute of Technology Kanpur, 2000.
- Andersen M, Alvsten B. (1995). 200W low cost module integrated utility interface for modular photovoltaic energy systems. *IECON: Proceedings of the 1995 IEEE 21st International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*; 1(1), pp. 572-577, 1995.
- Andujar J. M., Enrique J. E., Durán E., Bohórquez M. A. M. (2004). Sistema para la generación automática de curvas I-V, P-V y monitorización de módulos fotovoltaicos. *Proc. De las XXV Jornadas de Automáticas*. ISBN: 84-688-7460-4. Ciudad Real (España), 2004.

- Andújar J.M., Enrique J.M., Martínez M.A., Durán E. (2005). Sistema de Control de Bajo Costo para el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia en Sistemas Fotovoltaicos. *Actas de las XXVI Jornadas de Automática*. Septiembre de 2005, Alicante-Elche. Jornadas de Automática. Num. 26. Alicante, España. 2005. Pág. 405-410. ISBN: 84-689-0730-8
- Andújar J.M., Enrique J.M., Martínez M.A. (2006). Un Nuevo Sistema para el Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPP) en Sistemas Fotovoltaicos. *Actas de las XXVII Jornadas de Automática*. Jornadas de Automática (27). Num. 27. Almería. Editorial Universidad de Almería. 2006. Págs. 633-640. ISBN: 84-689-9417-0
- Araujo G. L., Sánchez E. and Martí M. (1982). Determination of the two-exponential solar cell parameters from empirical data. *Solar Cells*, 5, pp. 199-204, 1982.
- Bahgat B. G , Helwa N. H., Ahamd G. E., El Shenawy E. T. (2004). Estimation of the maximum power and normal operating power of a photovoltaic module by neural networks. *Renewable Energy*, vol. 29, no. 3, pp. 443-457, March 2004.
- Brambilla A, et al. (1998). New approach to photovoltaic arrays maximum power point tracking. *Proceedings of the 30th IEEE Power Electronics Conference*, pp. 632-637, 1998.
- Castañer L., Silvestre S. (2002). *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice®*. Ed. John Wiley & Sons, LTD, 2002.
- Chan D. S., Phillips J. R. and Phang J. C. H. (1986). A comparative study of extraction methods for solar cell model parameters. *Solid State Electronics* Vol. 29, No. 3, pp. 329-337, 1986.
- Charles J. P., Abdelkrim M., Muoy Y.H. and Mialhe P. (1981). A practical method of analysis of the current voltage characteristics of solar cells. *Solar Cells*, 4, pp. 169-178, 1981.
- Charles J. P., Bordure G., Khoury A. and Mialhe P. (1985). Consistency of the double exponential model with the physical mechanisms of conduction for a solar cell under illumination. *J. Phys. D:Appl. Phys.* 18, pp. 2261-2268, 1985.
- Chetty P.(1986). *Maximum power transfer system for a solar cell array*. US4, 604567, 1986.
- CIEMAT (2005). *Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energía solar fotovoltaica*. Cap. 11, Editorial CIEMAT, Madrid 2005.
- Cocconi A., Rippel W. (1990). Lectures from GM sunracer case history, lecture 3-1: The Sunracer power systems. Number M-101, *Society of Automotive Engineers, Inc.*, Warrendale, PA, 1990.
- Conibeer G. (2007). Third-generation photovoltaics. *Materials Today*, vol. 10, pp. 42-50, 2007.

- Denizinger W. (1995). Electrical power subsystem of globlastar. *Proceedings of the European Space Conference*, pp. 171-174, 1995.
- Durán, E; Andújar, J. M., Galán, J.; Sidrach-de-Cardona, M. (2009). Methodology and Experimental System for Measuring and Displaying I-V Characteristic Curves of PV Facilities. *Progress in Photovoltaics*, 2009. <http://dx.doi.org/10.1002/pip.909>
- Durán E., M. Sidrach-de-Cardona, J. Galán, J. M. Andújar (2008). Comparative Analysis of Buuck-Boost Converter Used to obtain I-V charactic Curves. *Photovoltaic IEEE Power electronic Specialists Conference*. Power Electronic Specialists Confecece, pp 2036-2042, 2008.
- Enebish N, Agchbayar D., Dorjhand S. and Baauu D. (1993). Numerical analysis of solar cell current-voltage characteristics. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 29, pp.201-208, 1993.
- Enrique J.M., Andújar J.M., Martínez M.A. (2010). A Reliable, Fast and Low Cost Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Applications. *Solar Energy*. Vol. 84. Núm. 1.. Pag. 79-89, 2010)
- Enrique J. M., Durán E., Sidrach M., Andújar J. M. (2005). A new approach to obtain I-V and P-V curves of PV panels by using DC-DC converters. *31st IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Orlando, Estados Unidos. Omnipress. 2005. Pag. 1769-1772. ISBN: 0-7803-8708-2
- Enrique J. M., Durán E., Sidrach M., Andújar J. M. (2007). Theoretical Assessment of the Maximum Power Point Tracking Efficiency of Photovoltaic Facilities With Different Converter Topologies. *Solar Energy*, Vol. 81. Núm. 1. 2007. Págs. 31-38. ISSN: 0038-092X.
- Enrique J.M., Martínez M.A., Andújar J.M., Blanco. I. (2007). A New and Simple Mppt System for Photovoltaic Applications. *Proceedings of International Youth Conference on Energetics 2007 (Iyce ' 07)*. International Youth Conference on Energetics. Budapest. Budapest University of Technology and Economics. 2007. Págs. 127-132. ISBN: 978-963-420-9
- Enrique J.M., Sidrach-de-Cardona M., Durán E., Bohórquez M.A, Carretero, J.E., Andújar J.M. (2005). An Optimun Configuration of DC/DC Converters to Use in Photovoltaics Facilites. *20th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, EUPVSEC 2005*. Junio 2005. Barcelona.

- Enslin J. H. R., Wolf M. S., Snyman D. B., Swiegers W. (1997). Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44. No. 6, December 1997.
- Erickson R. W, Cuk S., and Middlebrook R. D. (1982). Large-signal modelling and analysis of switching regulators. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 240-250, 1982.
- Erickson R. W., Maksimović D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition; Massachusetts; Kluwer Academic Publishers (2001). Capítulos 2, 5 y 6, 2001.
- European Solar Test Installation, Ispra. Specification N. 503, Qualification test procedures for crystalline silicon photovoltaic modules. Autor. 1991.
- Femia N., Petrone G., Spagnuolo G., Vitelli M. (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Trans. Power Electron.* 20 (4), pp. 963-973, 2005.
- Finsterle W. and Fröhlich C. (2001). Low-Order p Modes from VIRGO Irradiance Data, *Solar Physics*. Vol 200, pp. 393-406, 2001.
- Fröhlich C. and Anklin M. (2000). Uncertainty of Total Solar Irradiance: An Assessment of the Last 20 Years of Space Radiometry, *Metrologia*, 37, pp. 387-391, 2000.
- Fröhlich C. and Finsterle W. (2001). VIRGO Radiometry and Total Solar Irradiance 1996-2000 Revised, in P.Brekke, B.Fleck and J.B. Gurman (eds.), Recent Insights into the Physica of the Sun and Heliosphere—Highlights from SoHO and other Space Missions *ASP Conference Series*, Vol. 200, 2001.
- Fröhlich C. and Wehrli C. (2002). Variability of Spectral Solar Irradiance from VIRGO/SPM Observations, *PMOD/WRC internal report*, 2002.
- Fröhlich C. (2002). Total solar irradiance variations since 1978, *Adv. Space Res.*, Vol. 29, No. 10, pp. 1409-1416, 2002.
- García F, Alonso M. C. (2000). On the modelling of a maximum power point tracking system *16th European Photovoltaic Solar Conference*, Glasgow, U.K, May 2000.
- Gow J. A. and Manning C. D. (1999). Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol. 146, no.2, pp. 193-200, March 1999.
- Green M. A. (1998), *Solar Cells. Operating Principles, Technology and System Applications*. University of New South Wales, Kensington, 1998.

- Green M.A. (2005). *Third Generation Photovoltaics*. Springer, New York, 2005.
- Hamdy M.A. (1994). A new model for the current-voltage output characteristics of photovoltaic modules, *J. Power Sources* 50 (1-2), pp. 11-20, 1994.
- Hiyama T., et al. (1995). Evaluation of neural network based real time maximum power tracking controller for PV system. *IEEE Trans. Energy Conversion* 10 (3), pp. 543-548, 1995.
- Hiyama T., et al. (1995). Identification of optimal operation point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control. *IEEE Trans. Energy Conversion* 10, pp 360-367, 1995.
- Hiyama T., et al. (2002). Neural network based estimation of maximum power generation. *IEEE Trans. Energy Conversion* 12, pp. 241-247, 1997.
- Hohm D. P., Ropp M. E. (2002). Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms. *Progress in Photovoltaics: Research and applications*, November 2002.
- Hua C, Shen C. (1998). Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage systems. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, Proceedings of the 1998 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2, pp. 685-697, 1998.
- Hua C., Lin J., Tzou H. (2003). MPP Control of a Photovoltaic Energy System, *ETEP* Vol. 13, No. 4, July/August 2003.
- Hua C., Shen C. (1998). Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system. *29th Annual IEEE PESC*, IEEE Computer Soc. Press, pp. 86-93, New York, 1998.
- Hua Ch., Lin J., Shen Ch. (1998). Implementation of a DSP-controlled PV system with peak power Tracking. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 45 (1), pp. 99-107, 1998.
- Hussein K. H, Muta I, Hoshino T, Osaka M. (1995). Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions, *IEE Proc. Generation Transmission. Distribution.*, vol. 142, no.1, pp. 59-64, 1995.
- International Standard IEC 1215. Crystalline silicon terrestrial photovoltaic (PV) modules. Design qualification and type approval. Autor. 1993.

- Jingquan C., Erickson R., Maksimovic D. (2001). Averaged switch modeling of boundary conduction mode DC-to-DC converters. *Industrial Electronics Society, IECON '01*. The 27th Annual Conference of the IEEE, vol. 2, pp. 844 -849, 29, 2001.
- Katan RE, Agelidis VG, Nayar CV. (1996). Performance analysis of a solar water pumping system. *Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives, and Energy Systems for Industrial Growth (PEDES)*, pp. 81-87, 1996.
- Kawamura T, et al. (1997). Analysis of MPPT characteristics in photovoltaic power systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells, Proceedings of the 1996 9th International Photovoltaic Science and Engineering Conference, PVSEC-9*; 47(14), pp. 155-165, 1997.
- Kennerud K. L. (1969). Analysis of performance degradation in CdS Solar Cells, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-5, No. 6, pp, 912-917, 1969.
- Kim Y., Jo H., Kim D. (1996). A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power Systems. *IEEE Proc. Energy Conversion Eng. Conf. IECEC 96*. 3 (1) pp.1673-1678, 1996.
- Kitano T., Matsui M., Xu D. (2003). An MPPT Control Scheme for a PV System Utilizing Limit Cycle Operation and Its System Design. *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 143. No. 2, 2003.
- Kourtoulis E, Kalaitzakis K, Voulgaris NC. (2001). Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(1), pp. 46-54, 2001
- Lafferty D. (1898). *Coupling network for improving conversion efficiency of photovoltaic power source*. US4, 873480, 1989.
- Lafferty D., *Regulating control circuit for photovoltaic source employing switches, energy storage, and pulse width modulation controller*. Patent US5, 270636, 1993.
- Landsberg P.T., Baruch P. (1989). The thermodynamics of the conversion of radiation energy for photovoltaics. *Journal of Physics A-Mathematical and General*, vol. 22, pp. 1911, 1989.
- Liu X., Lopes L.A.C. (2004). An improved perturbation and observation maximum power point tracking algorithm for PV arrays. *Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04*. 2004, IEEE 35th Annual vol. 32, pp. 2005-2010, 2004,
- Luque A., Hegedus S. (2003). *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. John Wiley & Sons, New York, 2003.

- M. Veerachary, T. Senjyu, K. Uezato (2003). Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 50 (4), pp. 749-758, 2003.
- Martínez M.A., Andújar J.M., Enrique J.M. (2009). A New and Inexpensive Pyranometer for the Visible Spectral Range. *Sensors-Basel*. Vol. 9. Núm. 6. Págs. 4615-4634, 2009
- Martínez M.A., Andújar J.M., Enrique J.M. (2009). A New and Inexpensive Temperature-Measuring System: Application to Photovoltaic Solar Facilities. *Solar Energy* . Pag. 1-8, 2009
- Martínez M.A., Sidrach M., Durán E., Enrique J.M., Carretero J. E., Andújar J.M., A New Low Cost Temperature Sensor for Use in Photovoltaic Monitoring Systems. Proceedings of 20th European Photovoltaic Solar Energy Conference . European Photovoltaic Solar Energy Conference. Num. 20. Barcelona, España. Eupvsec. 2005. Pag. 248-250. ISBN: 3-936338-19-1
- Masoum M. A. S., Dehbonei H., Fuchs E. F. (2002). Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems with Voltage- and Current-Based Maximum Power-Point Tracking. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 17. No. 4, December 2002.
- Masoum M.A.S., et al. (1999). Design, construction and testing of a voltage-based maximum power point tracker (VMPPT) for small satellite power supply. *13th Annual AIAA/USU Conference, Small Satellite*, 1999.
- Masoum M.A.S., et al. (1998). Optimal power point tracking of photovoltaic system under all operating conditions. *17th Congress of the World Energy Council*, Houston, TX, 1998.
- McIntosh K. R., Alternatt P. P. and Heiser G. (2000). Depletion-region recombination in silicon solar cells. *Proc. Of the 16th European PV Solar Energy Conference*, Glasgow, pp. 250-253, 2000.
- Middlebrook R. D., Cuk S. (1977). Modeling and analysis methods for dc-to-dc switching converters. *IEEE International Semiconductor Power Converter Conference*, pp. 90-111, 1977.
- Mohan Ned, Undeland Tore M. y Robbins William P. (1995). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2ª Edición, New York; John Wiley & Sons, Capítulo 7, 1995.
- Neto L., Cardoso B. J., Rocha S. (2000). Control Integrated maximum power point tracking methods. *16th European Photovoltaic Solar Conference*, Glasgow, U.K., May 2000.

- Nishioka K., et al. (2003). Analysis of the temperature characteristics in polycrystalline Si solar cells using modified equivalent circuit model, *Jpn. J. Appl. Phys.* 42 (12), pp. 7175–7179, (2003).
- Noguchi T., et al. (2002). Short-current pulse-based adaptive maximum power point tracking for a photovoltaic power generation system. *Elect. Eng. Japan* 139 (1) (2002) 65-72.
- Patcharaprakiti N., Premrudeepreechacharn S., Sriuthaisiriwong Y. (2005). Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system. *Renew. Energy* 30 (11), pp. 1771-1788, 2005.
- Phang J. C. H., Chan D .S. H. and Phillips J. R. (1984). Accurate analytical method for the extraction of solar cell model parameter, *Electronic Letters* Vol. 20, No. 10, pp. 406-408, 1984.
- Rashid Muhammad Harunur (2004). *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos, y aplicaciones*. 3ª Edición; Pearson Educación, Capítulo 5, 2004.
- Sah C. T., Linhom F. A. (1977). Carrier generation, recombination trapping and transport in semiconductors with position dependent composition. *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol-ED 24, No. 4, pp. 358-362, 1977.
- Salameh Z, Dagher F, Lynch W.(1991). Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems. *Solar Energy*, 46(5), pp. 279-282, 1991
- Salameh Z., Taylor D. (1990). Step-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays, *Solar Energy* 44 (1), pp. 57-61, 1990.
- Schaefer J.F., Hise L. (1984). An inexpensive photovoltaic array maximum-power-point-tracking DC-to-DC converter. Number NMSEI/TN-84-1 New Mexico Solar Energy Institute, Las Cruces, New Mexico 88003, Mayo, 1984.
- Schilla T., Hill R., Pearsall N., Forbes I., Bucher G. (2000). Development, simulation and evaluation of digital maximum power point tracker models using PVNETSIM. *16th European Photovoltaic Solar Conference*, Glasgow, U.K., May 2000.
- Schoeman J.J., van Wyk J.D. (1982). A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays. *IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC '82 Record*. New York, pp. 361-367, 1982.
- Sharma S. K., Pavithra D., Srinivasamurthy N. and Agrawal B.L. (1993). Determination of solar cell parameters: an analytical approach. *J. Phys. D: Appl. Phys.* 26, pp. 1130-1133, 1993.

- Shockley W. (1949). The theory of p-n junctions in semiconductors and p-n junction transistors. *Bell System Technical Journal* Vol. 28, 1949.
- Shockley W., Queisser H.J. (1961). Detailed balance limit of efficiency of p-n junction solar cells. *Journal of Applied Physics*, vol. 32, 1961.
- Singer S. (1991). The application of loss-free resistors in power processing circuits. *Power Elect., IEEE Trans.*, vol. 6, no. 4, pp. 595-600, 1991.
- Singer S., Erickson R. (1992). Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept. *IEEE Transactions on Power Electron.*, vol. 7, pp. 37-43, 1992.
- Stamenic L., Greig M., Smiley E. W., Newton J., Dunford W. (2000). Novel microprocessor controlled real time mppt for photovoltaic charging applications. *16th European Photovoltaic Solar Conference*, Glasgow, U.K., May 2000.
- Stauffer, D.R. and N.L. Seaman (1990). Use of four-dimensional data assimilation in a limited-area mesoscale model. Part I: Experiments with synoptic-scale data. *Monthly Weather Review*, 118, pp. 1250-1277, 1990.
- Taha MS, Suresh K. (1996). Maximum power point tracking inverter for photovoltaic source pumping applications. *Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives, and Energy Systems for Industrial Growth (PEDES)*, pp. 883-886, 1996.
- Takashima T., Tanaka T., Amano M., Ando Y. (2000). Maximum output control of photovoltaic (PV) array. *Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit (IECEC)*, 35th, Las Vegas, NV, 24-28, pp. 380-383, July 2000.
- Takehara N., Kurokami S. (1997). *Power control apparatus and method and power generating system using them*. Patent US5, 654883. 1997.
- Tamerski R., Vorperian V. (1986). Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the Use of Converter Cells. *IEEE International Telecommunications Energy Conference*, pp. 181-195, 1986.
- Teulings W.J.A, Marpinard J.C., Capel A. (1993). A maximum power point tracker for a regulated power bus. *Proceedings of the European Space Conference*, 1993.
- Thekaekara M. P. (1976). Solar radiation measurement: Techniques and instrumentation. *Solar Energy*, Volume 18, Issue 4, pp. 309-325, 1976.

- Thekaekara M. P. (1965). The solar constant and spectral distribution of solar radiant flux. *Solar Energy*, Volume 9, Issue 1, pp. 7-20, 1965.
- Tse K. K., Ho M.T., Chung H.S.-H., Hui S.Y.R. (2002). A comparative study of maximum-power-point tracker for photovoltaic panels using switching frequency modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, November 2002.
- Tse K. K., Ho M.T., Chung H.S.-H., Hui S.Y.R. (2004). A novel maximum power point tracker for PV panels using switching-frequency modulation scheme. *IEEE Trans. on Industrial Elec.*, vol. 51, No.2, 2004.
- Tse K.K., Chung H.S.H., Hui S.Y.R., Ho M.T. (2001). A novel maximum power point tracking technique for PV panels. *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001* IEEE, vol. 4, pp. 1970–1975, 2001.
- United States Department of Defense, Publication of MIL-STD-810F., Department of Defense, Test Method Standard for Environmental Engineering Considerations and Laboratory Tests. Autor. Available: http://www.goprofitsource.com/ProfitSource/Tablet_PC/STD810F.pdf, january 2000.
- Van der Merwe L, Van der Merwe G. (1998). Maximum power point tracking-implementation strategies. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics* 1(1): pp. 214-217, 1998.
- Veerachary M., Senjyu T., Uezato K.(2002). Feedforward Maximum Power Point Tracking of PV Systems Using Fuzzy Controller. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 38. No. 3, July 2002.
- Veerachary M., Senjyu T., Uezato K. (2003). Maximum power point tracking of coupled inductor interleaved boost converter supplied PV system. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 150. No. 1, January 2003.
- Vorperian V. (1990). Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch (Parts 1 and 2). *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 271-280, 1990.
- Wilamowski B.M, et al. (2001). Microprocessor implementation of fuzzy system and neural networks. *International Joint Conference on Neural Networks*, vol. 1, pp. 234 239. Washington, DC, 2001.
- Wolf M., Noel G.T. and Stirn R.J. (1997). Investigation of the double exponential in the current-voltage characteristics of silicon solar cells. *IEEE Transaction on Electron Devices* Vol. ED-24, No. 4, 1997.

- Wolf M., Rauschenbach H. (1963). Series resistance effects on solar cell measurements. *Advanced Energy Conversión*. Vol. 3, pp. 455-479, 1963.
- Won C-Y, Kim D-H, Kim S-C, Kim W-S, Kim H-S. (1994). A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller. *Proceedings of the 24th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 396-403, 1994.
- Yu G. J., Jung Y. S., Choi J. Y., Kim G.S. (2004). A novel two-mode MPPT control Algorithm based on comparative study of existing algorithms. *Solar Energy* 76, pp. 455-463, 2004.

