



LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

TESIS DOCTORAL

Héctor Zazo Jiménez



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Department of Electronic, Electrical and Automatic Control Engineering

Héctor Zazo Jiménez

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA
DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN
FOTOVOLTAICA

TESIS DOCTORAL

dirigida por el Dr. Ramon Leyva Grasa

Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA i VIRGILI

Tarragona

2016



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

HAGO CONSTAR que el presente trabajo, titulado “La aplicación del control de búsqueda del extremo en la generación fotovoltaica”, que presenta Héctor Zazo Jiménez para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo mi dirección en el Departamento Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica de esta universidad.

Tarragona, 28 de diciembre de 2015

El director de la tesis doctoral

A handwritten signature in blue ink, which appears to read 'Ramon Leyva Grasa'. The signature is fluid and cursive, with a long horizontal stroke at the end.

Ramon Leyva Grasa

Agradecimientos

En primer lugar, dar las gracias a mi director de Tesis, el Dr. Ramon Leyva Grasa por haber confiado en mí desde el primer día en que llegue al grupo de automática y electrónica industrial (GAEI) y haberme ayudado en la realización de la tesis aportandome grandes consejos y conocimiento.

También un reconocimiento especial a todos los profesores del departamento, que siempre han estado disponibles para cualquier consulta o duda.

Agradecer también a todos los miembros actuales y pasados que han formado parte del GAEI, ayudando en el laboratorio con cualquier duda y haciendo que el trabajo diario sea más ameno: J. M. Bosque, X. Alsina, M. Munoz, L. Albiol, F. Flores, S. Mendez, H. Ramirez, T. Martínez, C. Restrepo, O. Avinyo, P. Gaona, A. Teixido, J.I. Talpone, C. Olalla, R. Haroun, M. Bodetto, C. Torres, J.F. Reynaud, R. Bonache, D. Kos, S. Wu-Fu y A. Marcos.

Finalmente, agradecer a mis padres y hermana el soporte incondicional y fe que han tenido en mí desde el primer momento, dándome los ánimos y apoyos necesarios para conseguir cualquier objetivo. Gracias también a mis amigos, dicen que quien tiene un amigo tiene un tesoro... yo tengo muchos tesoros y de los buenos. Y agradecer también a aquella gente que alguna vez me hace sonreír, es vital para seguir adelante. Y gracias a mi "peque" que este último año me ha recuperado la ilusión.

Índice de contenidos

Índice de contenidos	iii
Lista de figuras	v
Lista de tablas	xi
Lista de abreviaciones.....	xiii
Resumen de la tesis.....	xvii
1.- Introducción.....	1
1.1.-Marco de la tesis.....	1
1.2.- Motivación de la tesis.....	3
1.3.- Objetivos de la tesis.....	4
1.4.- Contribuciones de la tesis.....	5
1.5.- Estructura de la tesis.....	6
2.- El generador fotovoltaico.....	9
2.1.- Celdas fotovoltaicas y paneles fotovoltaicos.....	10
2.2.- Batería.....	15
2.3.- Convertidor continua-continua	17
2.4.- Algoritmo MPPT.....	20
3.- Extremum Seeking Control.....	27
3.1.- Analisis del Extremum Seeking Control con perturbación externa. 29	
3.1.1.- Principio de funcionamiento.....	30
3.1.2.- Arquitecturas del Extremum Seeking Control con perturbación externa.. 32	
3.1.2.1.- Estimación del gradiente sin filtro	32
3.1.2.2.- Estimación del gradiente mediante premultiplicación	34
3.1.2.3.- Estimación del gradiente mediante postmultiplicación	36
3.1.2.4.- Estimación del gradiente mediante doble filtro.....	38
3.1.2.5.- Comparativa de las arquitecturas de estimación del gradiente.....	39
3.1.3.- Modelo promediado del algoritmo ESC.....	40
3.1.4.- Estabilidad del algoritmo ESC.....	41
3.1.4.1.- Estabilidad del ESC en gran señal	41
3.1.4.2.- Estabilidad del ESC en pequeña señal.....	44
3.2.- Prestaciones del Extremum Seeking Control.....	46
3.2.1.- Tiempo de convergencia al óptimo.....	46
3.2.2.- Rendimiento en el óptimo.....	47

3.3.- Parámetros que influyen en el Extremum Seeking Control.....	49
3.3.1.- Curvatura.....	49
3.3.2.- Ganancia de demodulación.....	51
3.3.3.- La señal perturbadora.....	54
3.3.3.1.- Amplitud de la señal perturbadora.....	54
3.3.3.2.- Forma de onda de la señal perturbadora.....	57
3.4.- Sintonización de los parámetros.....	67
3.4.1.- Ejemplo de sintonización.....	68
4.- Mejora en el algoritmo Extremum Seeking Control.....	73
4.1.- Newton-Like Extremum Seeking Control.....	73
4.1.1.- Independizar la curvatura de la eficiencia.....	73
4.1.2.- Funcionamiento.....	75
4.1.3.- Resultados del estimador hessiano.....	77
4.2.- Unidad de Procesado de Fase.....	83
4.2.1.- Demodulación con corrector de fase.....	85
4.2.2.- Estudio del desfase entre las señales de entrada y salida del seguidor de máxima potencia.....	87
4.2.2.1.- Desfase provocado por el convertidor conmutado.....	87
4.2.2.2.- Desfase provocado por el filtro.....	103
4.2.3.- Implementación de la PPU en un generador fotovoltaico.....	105
4.2.3.1.- Corrección del desfase a frecuencia de perturbación baja.....	107
4.2.3.2.- Corrección del desfase a frecuencia de perturbación media.....	108
4.2.3.3.- Corrección del desfase a frecuencia de perturbación alta.....	110
4.3.- Utilización de la saturación en el algoritmo ESC.....	112
4.3.1.- Comportamiento del algoritmo ESC sin saturador con variables fuera de rango de generación del panel.....	114
4.3.2.- Comportamiento del algoritmo con saturador.....	118
5.- Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación.....	125
5.1.- Conclusiones de la tesis.....	125
5.2.- Futuras líneas de continuación.....	127
Bibliografía.....	131
Anexo 1.- Simulación e implementación del generador.....	137
Anexo 2.- Simulación e implementación del algoritmo ESC con perturbación externa.....	145
Anexo 3.- Simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase...	149

Lista de figuras

Figura 1.1: Crecimiento anual y capacidad de potencia acumulada en generación fotovoltaica de energía.....	2
Figura 1.2: Estructura de generación de energía en España el 3 de abril de 2015.....	3
Figura 2.1: Esquema básico de un generador fotovoltaico con una batería como carga.	9
Figura 2.2: Esquema del funcionamiento de una celda fotovoltaica (efecto fotoeléctrico)	10
Figura 2.3: Circuito equivalente del modelo detallado de un solo diodo de una celda fotovoltaica.....	11
Figura 2.4: Imagen de un panel solar fotovoltaico y una celda fotovoltaica.....	12
Figura 2.5: Característica voltaje-corriente (izquierda) y voltaje-potencia (derecha) del panel fotovoltaico comercial BP-585F con diferentes temperaturas.....	13
Figura 2.6: Característica voltaje-corriente (izquierda) y voltaje-potencia (derecha) del panel fotovoltaico comercial BP-585F con diferentes luminiscencias.....	13
Figura 2.7: Interconexión de las celdas fotovoltaicas en un panel fotovoltaico.....	14
Figura 2.8: Interconexión de las celdas fotovoltaicas en un panel fotovoltaico. A la izquierda con un diodo bypass cada dos celdas y a la derecha cada tres.....	15
Figura 2.9: Circuito equivalente del modelo Thevenin de una batería plomo-ácido.....	16
Figura 2.10: Circuito convertidor DC/DC utilizado en el generador fotovoltaico.....	17
Figura 2.11: Circuito del convertidor elevador utilizado durante el estado ON.....	18
Figura 2.12: Circuito del convertidor elevador utilizado durante el estado OFF.....	18
Figura 2.13: Característica V-P del panel comercial BP-585F para condiciones atmosféricas diferentes.....	20
Figura 2.14: Fabricación de la señal PWM en el generador fotovoltaico.....	21
Figura 2.15: Esquema de bloques del algoritmo <i>Perturb & Observe</i>	23
Figura 3.1: Principio de funcionamiento del <i>Extremum Seeking Control</i> sinusoidal.....	30
Figura 3.2.: Esquema <i>Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa mediante estimación del gradiente sin filtros.....	33
Figura 3.3.: Esquema <i>Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa mediante premultiplicación.....	35

Figura 3.4.: Esquema <i>Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa mediante postmultiplicación.....	36
Figura 3.5.: Esquema <i>Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa mediante doble filtro.....	38
Figura 3.6: Esquema promediado de un <i>Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa mediante premultiplicación.....	41
Figura 3.7: Lazo de control del <i>Extremum Seeking Control</i> mediante premultiplicación	45
Figura 3.8: LGR del lazo de control mostrado en la figura 3.7.....	45
Figura 3.9: Lazo de control del <i>Extremum Seeking Control</i> mediante premultiplicación	46
Figura 3.10: LGR del lazo de control mostrado en la figura 3.9.....	47
Figura 3.11: Característica del panel solar BP585-F para diferentes temperaturas y luminiscencias.....	50
Figura 3.12: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes ganancias de control.	52
Figura 3.13.: Respuesta del algoritmo respecto diferentes ganancias beta. Arriba-izquierda: beta=10. Arriba-derecha: beta=15. Abajo-izquierda: beta=20. Abajo-derecha: beta=25	53
Figura 3.14: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes amplitudes en la señal perturbadora.....	55
Figura 3.15: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.75.....	56
Figura 3.16: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.625.....	56
Figura 3.17: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.5.....	57
Figura 3.18: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes formas de onda de las señales perturbadoras.....	60
Figura 3.19: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación sinusoidal.....	62
Figura 3.20: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación cuadrada.....	62
Figura 3.21: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación tringular.....	63
Figura 3.22: Potencia del generador fotovoltaico. En azul con una señal perturbadora sinusoidal y en rojo con la señal triangular cúbica.....	65
Figura 3.23: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación triangular cúbica aumentando la ganancia β	66
Figura 3.24: LGR del lazo de control mostrado en la figura 5 cuando tenemos un polo doble.....	68
Figura 3.25: Simulación PSIM de un ejemplo de sintonización de parámetros.....	70
Figura 3.26: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación triangular.....	71

Figura 3.27: Simulación PSIM de un ejemplo de sintonización de parámetros con altas frecuencias.....	72
Figura 4.1: Esquema <i>Newton-Like Extremum Seeking Control</i> con perturbación externa	75
Figura 4.2: Estimación del hessiano en el NL-ESC.....	77
Figura 4.3: Control NL-ESC elaborado por PSIM.....	77
Figura 4.4: Característica V-P, gradiente y hessiano del panel BP585-F a 25°C y 1000W/m ²	79
Figura 4.5: Característica V-P, en rojo el NL-ESC y en azul el ESC a 1000 W/m ²	80
Figura 4.6: Característica V-P, en rojo el NL-ESC y en azul el ESC a 750 W/m ²	81
Figura 4.7: Característica V-P, en rojo el NL-ESC a 750 W/m ² y en azul el NL-ESC a 1000 W/m ²	82
Figura 4.8: Característica V-P, en rojo el NL-ESC con $\beta=200$ y en azul el NL-ESC con $\beta=300$	82
Figura 4.9: Principio de funcionamiento del <i>Extremum Seeking Control</i> sinusoidal.....	84
Figura 4.10: Diagrama de bloques del algoritmo ESC con la introducción de la PPU.....	86
Figura 4.11: Circuito equivalente simplificado del panel fotovoltaico.....	87
Figura 4.12: Característica V-I del panel con la R_A	88
Figura 4.13: Circuito del conjunto convertidor-panel.....	88
Figura 4.14: Circuito del convertidor elevador durante el estado ON.....	89
Figura 4.15: Circuito del convertidor elevador durante el estado OFF.....	89
Figura 4.16: Característica del panel BP585-F con la R_{Ai} en 4 puntos de trabajo diferentes.....	93
Figura 4.17: Diagrama Bode del convertidor en el caso 1 de R_{Ai} muy grande.....	94
Figura 4.18: Comparativa de señales desfasadas en el caso 1 de R_{Ai} muy grande. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor.....	95
Figura 4.19: Diagrama Bode del convertidor en el caso 2 de R_{Ai} grande.....	96
Figura 4.20: Comparativa de señales desfasadas en el caso 2 de R_{Ai} alta. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor	97

Figura 4.21: Diagrama Bode del convertidor en el caso 3 de R_{Ai} pequeña.....	98
Figura 4.22: Comparativa de señales desfasadas en el caso 3 de R_{Ai} pequeña. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor.....	99
Figura 4.23: Diagrama Bode del convertidor en el caso 4 de R_{iA} pequeña.....	100
Figura 4.24: Comparativa de señales desfasadas en el caso 4 de R_{iA} pequeña. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor.....	101
Figura 4.25: Ganancia normalizada de los 4 casos estudiados con R_{iA} diferentes.....	101
Figura 4.26: Desfase de los 4 casos estudiados con R_{iA} diferentes.....	102
Figura 4.27: Desfase del convertidor para diferentes frecuencias y resistencias.....	103
Figura 4.28: Desfase del filtro para diferentes frecuencias de perturbación y de corte del filtro	104
Figura 4.29: Búsqueda del óptimo a frecuencia baja. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU.....	107
Figura 4.30: Desfase corregido a frecuencia baja. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total....	108
Figura 4.31: Búsqueda del óptimo a frecuencia media. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU. Abajo una ampliación de la figura superior.....	109
Figura 4.32: Desfase corregido a frecuencia media. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total....	109
Figura 4.33: Búsqueda del óptimo a frecuencia media para ver el desfase. En rojo la perturbación y en azul la señal de control. A la izquierda sin PPU y a la derecha con el bloque PPU.....	110
Figura 4.34: Búsqueda del óptimo a frecuencia alta. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU.....	111
Figura 4.35: Desfase corregido a frecuencia baja. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total....	111
Figura 4.36: Característica del panel D-P y rangos de valores de operación para su restricción.....	113
Figura 4.37: Esquema Extremum Seeking Control con perturbación externa mediante postmultiplicación.....	114

Figura 4.38: Característica del panel para diferentes luminiscencias y puntos de operación A,B,C.....	115
Figura 4.39: Ciclo de trabajo y potencia en un control ESC con cambios de luminiscencia.....	117
Figura 4.40: Uso de una función zona muerta para la implementación de la saturación.....	118
Figura 4.41: Esquema Extremum Seeking Control con perturbación externa mediante postmultiplicación con saturación en el integrador.....	119
Figura 4.42: Característica del panel V-P dividido en las 3 regiones debido a la saturación.....	119
Figura 4.43: Ciclo de trabajo y potencia en un control ESC con saturación con cambios de luminiscencia.....	122
Figura 4.44: Señal de la salida del integrador con la saturación, $u(t)$, : (a) forma de onda completa (b) detalle de la saturación.....	123
Figura 4.45: Búsqueda del extremo utilizando un algoritmo ESC con y sin bloque de saturación. Ciclo de trabajo.....	124
Figura 4.46: Búsqueda del extremo utilizando un algoritmo ESC con y sin bloque de saturación. Potencia.....	124
Figura A1.1: Circuito equivalente del panel fotovoltaico utilizado en las simulaciones	137
Figura A1.2: Módulo “Solar Module” del PSIM caracterizado como el modelo comercial BP-585F.....	138
Figura A1.3: A la izquierda el modelo comercial BP-585F, a la derecha el emulador E4360A.....	139
Figura A1.4: Modelo de batería plomo-ácido utilizado en las pruebas experimentales	139
Figura A1.5: Circuito del convertidor elevador utilizado en la simulación.....	140
Figura A1.6: Esquemático del convertidor.....	141
Figura A1.7: Prototipo del convertidor.....	141
Figura A1.8: Prototipo del controlador digital mediante un PIC.....	142
Figura A1.9: Spartan-3E Starter Kit.....	143
Figura A2.1: Esquema del <i>Extremum Seeking Control</i> analógico mediante premultiplicación utilizando PSIM.....	146
Figura A2.2: Esquema del <i>Extremum Seeking Control</i> digital mediante premultiplicación utilizando PSIM.....	147
Figura A2.3: Esquema del <i>Extremum Seeking Control</i> digital con filtro pasa-bajo para la FPGA	148

Figura A3.1: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando una <i>look-up-table</i> y cálculo del desfase.....	150
Figura A3.2: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando una <i>look-up-table</i> y sin cálculo del desfase.....	150
Figura A3.3: Esquema del cálculo de la resistencia incremental mediante PSIM.....	151
Figura A3.4: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando algoritmos matemáticos.....	152

Lista de tablas

Tabla 2.1: Clasificación de los algoritmos MPPT más comunes.....	22
Tabla 3.1: Función polinómica de segundo grado de la característica del panel BP-585F para diferentes casos.....	50
Tabla 3.2: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta	52
Tabla 3.3: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta	52
Tabla 3.4: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la amplitud de la señal perturbadora.....	54
Tabla 3.5: Resultado de la simulación PSIM de los rendimientos para diferentes amplitudes de perturbación.....	55
Tabla 3.6: Resultados de la experimentación para diferentes amplitudes de la señal de perturbación.....	57
Tabla 3.7: Desarrollo en la serie de Fourier de las diferentes señales básicas.....	58
Tabla 3.8: Valor de K_A para diferentes combinaciones de señal perturbadora.....	59
Tabla 3.9: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la forma de la señal perturbadora.....	60
Tabla 3.10: Resultado de la simulación PSIM de los rendimientos para diferentes formas de onda de perturbación.....	61
Tabla 3.11: Resultados de la experimentación para diferentes perturbaciones básicas	63
Tabla 3.12: Comparativa del rendimiento entre diferentes señales de perturbación....	66
Tabla 3.13: Resultados de la experimentación para la señal de perturbación.....	67
Tabla 3.14: Cuadro resumen de la simulación.....	70
Tabla 3.15: Resultados de la experimentación para diferentes perturbaciones básicas	71
Tabla 3.16: Parámetros constantes del generador fotovoltaico.....	71
Tabla 3.17: Cuadro resumen de la simulación con la señal triangular cúbica.....	72
Tabla 4.1: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta	78

Tabla 4.2: Característica del panel BP-585F como aproximación de función polinómica de segundo grado.....	81
Tabla 4.3: Tabla de valores para 4 puntos de trabajo diferentes.....	93
Tabla A1.1: Componentes utilizados en el convertidor.....	140

Lista de abreviaturas

A	Amperios
a_i	Coefficiente del polinomio aproximado de la característica del panel.
A_i	Armónico i de la señal perturbadora
C	Colomb
C, C_1, C_2	Capacidades del convertidor
C_{b1}	Capacidad de sobrevoltaje de la batería
C_{bp}	Capacidad de la batería
CC/CC, DC/DC	Convertidor continua-continua
CO_2	Dióxido de carbono
D	Ciclo de trabajo
\tilde{d}	Ciclo de trabajo en pequeña señal
ESC	<i>Extremum Seeking Control</i>
f_s	Frecuencia de muestreo
f_0	Frecuencia perturbadora
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
$G(s)$	Transformada de Laplace del filtro pasa-alto
$g(t)$	Señal estimadora del gradiente
G_{loop}	Ganancia del lazo de control
h	Frecuencia de corte del filtro
$H(s)$	Transformada de Laplace del filtro pasa-bajo
$h(t)$	Señal estimadora del hessiano
I_D	Corriente en el diodo del panel

$i_L(t)$	Corriente del inductor del convertidor
$\tilde{i}_L(t)$	Corriente del inductor del convertidor en pequeña señal
I_L	Corriente del inductor del convertidor en el punto de equilibrio
I_{ph}	Corriente generada por el panel fotovoltaico
INC	<i>Incremental Conductance</i>
I_{sc}	Corriente del panel en circuito abierto
I_{sh}	Corriente que pasa por la resistencia paralelo del panel
J	Joule
K_A	Ganancia de armónicos
k_c	Curvatura del panel
$^{\circ}K$	Grados Kelvin
L	Inductancia del convertidor
LGR	Lugar Geométrico de las Raíces
m	Metro
$m(t)$	Señal demodulada
$M(D)$	Factor de conversión
$M_I(D)$	Factor de conversión inversa
MPP	Punto de Máxima Potencia, <i>Maximum Power Point</i>
MPPT	Seguimiento del Punto de Máxima Potencia, <i>Maximum Power Point Tracking</i>
N_s	Número de celdas fotovoltaicas en serie
NL-ESC	<i>Newton-Like Extremum Seeking Control</i>
P, P_A	Potencia del panel fotovoltaico
\tilde{P}_A	Potencia del panel en pequeña señal
P_A^*, P^*, P_{\max}	Potencia máxima del panel
P&O	<i>Perturb and Observe</i>

PIC, dsPIC	Microcontrolador
PPU	Unidad de Procesamiento de Fase, <i>Phase Processing Unit</i>
$prtb$	Señal perturbadora
$prtb_x$	Señal perturbadora de demodulación
$prtb_+$	Señal perturbadora excitadora
PSIM	Programa de simulación <i>powersimtec</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PV	Panel fotovoltaico
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
R_{Ai}	Resistencia incremental del panel
R_{b1}	Resistencia de sobrevoltaje de la batería
R_{bp}	Resistencia efecto electrólisis de la batería
R_{bs}	Resistencia serie de la batería
R_D	Resistencia equivalente del diodo
R_s	Resistencia serie del panel
R_{sh}	Resistencia paralelo del panel
RCC	<i>Ripple Correlation Control</i>
s	Segundos
S	Luminiscencia
t	Tiempo
T	Temperatura o periodo
T_{OFF}	Tiempo en el que el convertidor está abierto
T_{ON}	Tiempo en el que el convertidor está cerrado
T_s	Tiempo de muestreo
$u(t)$	Señal de control
u_0	Amplitud de la señal perturbadora
V	Voltio

$v_A(t)$	Voltaje del condensador del convertidor
$\tilde{v}_A(t)$	Voltaje del condensador del convertidor en pequeña señal
V_A	Voltaje del condensador del convertidor en el punto de equilibrio
V_b, V_{bat}	Voltaje de la batería
V_{oc}	Voltaje del panel en circuito abierto
W	Vatio
Wh	Vatio-hora
$x(t)$	Entrada de la función característica del panel
$y(t)$	Salida de la función característica del panel
z_1, z_2	Variables de estado del convertidor
β	Ganancia de demodulación
χ	Ganancia del estimador del hessiano
φ_{conv}	Desfase provocado por el convertidor
φ_{filtro}	Desfase provocado por el filtro
φ_T	Desfase total del algoritmo de control
η_{ESC}	Rendimiento del algoritmo ESC
τ	Constante de tiempo del control
ω_0	Frecuencia angular de la señal perturbadora

Resumen de la tesis

Esta tesis estudia el funcionamiento del algoritmo de control *Extremum Seeking Control* en un generador fotovoltaico con el fin de extraer la máxima potencia de estos generadores. Este estudio se ha basado en, primeramente, ver que partes forman un generador fotovoltaico que son: el panel, el convertidor, el algoritmo MPPT y la carga. Centrándonos en el algoritmo de control MPPT se revisa los diferentes algoritmos existentes y se profundiza en el algoritmo *Extremum Seeking Control* con perturbación externa.

La tesis muestra algunas de las configuraciones que puede presentar dicho algoritmo dependiendo de como se estima el gradiente, se estudia la estabilidad en pequeña y gran señal de dicho algoritmo y se analiza la influencia de los diferentes parámetros intrínsecos al algoritmo con el fin de conseguir las mejores prestaciones del algoritmo (tiempo de alcance al óptimo y rendimiento). Un ejemplo de la sintonización de dichos parámetros para conseguir unas prestaciones deseadas es presente en esta tesis.

En esta tesis también se presenta algunas mejoras de dicho algoritmo. La primera, llamada *Newton-Like Extremum Seeking Control*, permite independizar las prestaciones del algoritmo original de la curvatura de la característica del panel, permitiendo así una configuración del algoritmo independientemente del punto de trabajo inicial. La segunda mejora, la adición de un bloque de corrección de fase (PPU), permite realizar una demodulación de las señales de manera ideal con lo que se puede considerar el control de manera estática y así mejorar el tiempo de alcance al óptimo. Finalmente, la tercera mejora expuesta en esta tesis es la adición de un bloque saturador en el integrador del control que permite regular los transitorios del algoritmo debido a los componentes dinámicos como el convertidor CC/CC.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

Capítulo 1

Introducción

1.1.-Marco de la tesis

La generación de energía mediante energías renovables ha aumentado estos últimos años con el fin de reducir las emisiones de CO₂ y así paliar sus efectos sobre el cambio climático. La energía fotovoltaica aunque en menor medida que otras fuentes renovables también contribuye a dicho propósito. La generación eléctrica mediante energías renovables se está creciendo en todos los países [1] en mayor o menor medida, siendo los países nórdicos punteros en este ámbito (Islandia genera actualmente el 72% de su electricidad mediante energías renovables). Pero no solo en Europa, en África se está utilizando esta generación de energía como su fuente principal (Uganda genera el 61% de electricidad con energías renovables) y muchos países africanos están instalando en la actualidad sistemas de generación eléctrica renovable. En España, el 22.7% de la generación eléctrica es mediante fuentes de energía renovables siendo un país puntero dentro del sur de Europa [1].

La energía renovable con mayor crecimiento en estos últimos años ha sido la energía fotovoltaica. Dicha energía tenía instalado 23,18GW en 2009 en todo el mundo, y ha pasado, en el 2014 a tener 177 GW [1, 2] dicho de otra manera, en 5 años ha multiplicado por 7,5 la cantidad de potencia instalada, eso demuestra el gran auge actual de este tipo energía. La figura 1.1 ilustra de una manera gráfica las afirmaciones anteriores.

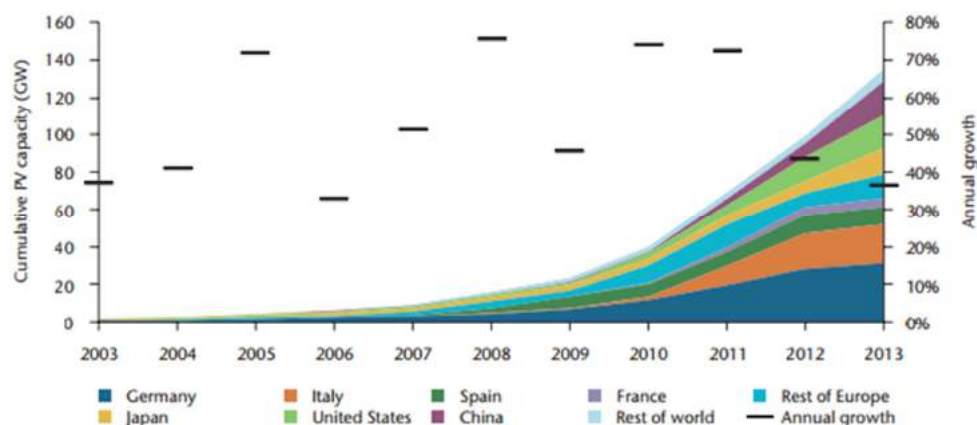


Figura 1.1: Crecimiento anual y capacidad de potencia acumulada en generación fotovoltaica de energía [1]

Estos datos esperan mejorarse año tras año. La *European Photovoltaic Industry Association* (EPIA) [3] estima que para 2018 la energía fotovoltaica instalada en todo el mundo pueda llegar a 430 GW y que para el 2030 esa cifra pueda llegar a los 1845 GW.

En España, la energía solar fotovoltaica tiene una notable importancia y un elevado potencial debido a sus buenas condiciones atmosféricas. En 2014 la potencia instalada de energía fotovoltaica ha sido de 4,6 GW. Además cabe reseñar que posee unas plantas fotovoltaicas punteras en el mundo, destacando el Parque Fotovoltaico Olmedilla de Alarcón, el parque fotovoltaico más grande del mundo con una potencia de 60 MW y que genera anualmente 87500 MWh. Como consecuencia de la elevada potencia instalada se explica que en horas de máxima influencia solar, la producción de electricidad de origen fotovoltaico en España es de aproximadamente el 20% de la energía total generada en el país [4]. La figura 2 ilustra la potencia eléctrica producida por las diferentes fuentes de energía en función de la hora del día despejado.

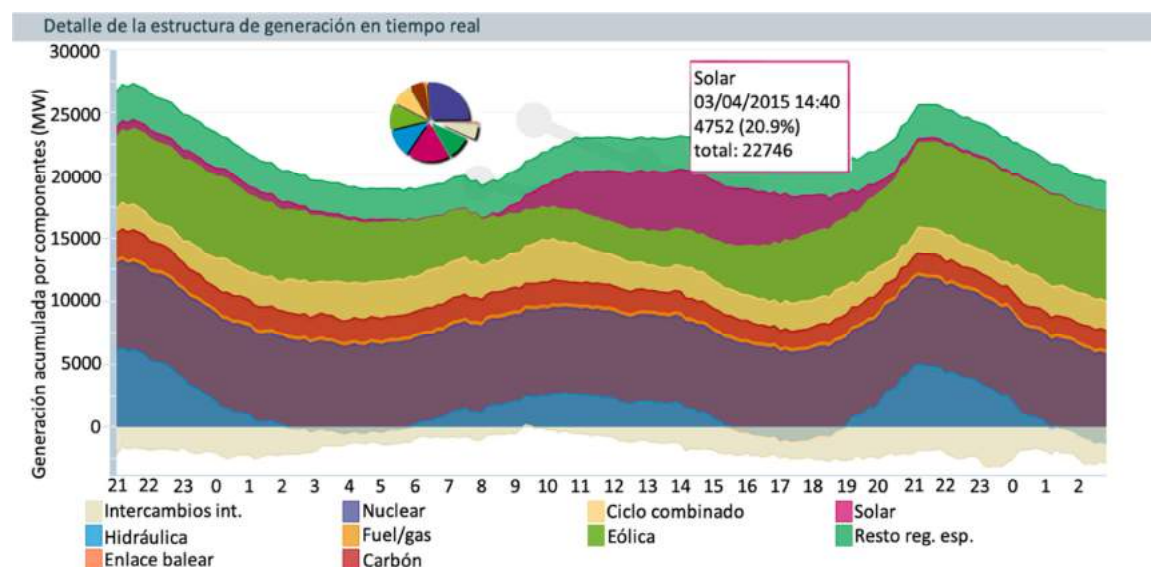


Figura 1.2: Estructura de generación de energía en España el 3 de abril de 2015 [4].

1.2. Motivación de la tesis

La necesidad de extraer la máxima potencia de sistemas de generación de energía renovable de manera eficaz cobra importancia debido al creciente uso de estos. Dichos sistemas modifican su punto de máxima potencia dependiendo de condiciones externas, es por ello que es necesario un algoritmo de seguimiento del punto máximo de potencia denominado también *Maximum Power Point Tracking* o MPPT. Actualmente estos algoritmos se utilizan en los diferentes campos de las energías renovables como la energía eólica [5-7], energía oceánica [8] o la energía fotovoltaica. La energía fotovoltaica está aumentando su grado de implantación cada año y ese puede ser uno de los motivos de ser uno de los campos más utilizados para estudiar los algoritmos MPPT, como se demuestra en la literatura. La generación de energía fotovoltaica no utiliza la energía mecánica para conseguir generar electricidad como en el caso de la eólica o la hidráulica. Esto permite no tener fuerzas de fricción que aumente la temperatura del sistema y se necesite un importante sistema de refrigeración para no estresar la circuitería del control MPPT. Aun así, la energía fotovoltaica es considerada

cara y para reducir estos costes es necesaria una exhaustiva investigación en los algoritmos MPPT.

Una mejora de los sistemas MPPT permitiría reducir los costes de la generación de energía fotovoltaica y ser una energía más competitiva en el mercado. Existen numerosos enfoques MPPT diferentes [9]. La finalidad de todos ellos es, con independencia de las condiciones meteorológicas, extraer la máxima potencia durante el mayor tiempo posible.

La necesidad de conocer dichos métodos de manera exhaustiva servirá para escoger el mejor método dependiendo de las condiciones que se tenga (presupuesto, condiciones atmosféricas de la zona, sistema fotovoltaico, velocidad-rendimiento deseado, etc.). La motivación de este proyecto es explicar y comparar dichos algoritmos con la finalidad de encontrar la mejor solución en cualquier situación.

1.3. Objetivos de la tesis

Con el fin de extraer la máxima potencia de los generadores fotovoltaicos es necesario el conocimiento de los diferentes métodos MPPT. Por ello los principales objetivos del proyecto son:

- Estudiar el funcionamiento de los diferentes algoritmos no heurísticos MPPT. Las semejanzas y diferencias de cada uno de ellos y destacar las ventajas y los inconvenientes en comparación con los demás.
- Estudiar los parámetros que influyen en el modelo *Extremum Seeking Control* y cómo modificar dichos parámetros para conseguir la velocidad y rendimiento deseados.
- Añadir mejoras a los métodos existentes para conseguir mayor eficiencia en la extracción de energía de los paneles fotovoltaicos.

1.4. Contribuciones de la tesis

En esta tesis se ha comparado los diferentes algoritmos MPPT entre ellos para poder ver las ventajas e inconvenientes y se ha centrado especialmente en el método *Extremum Seeking Control*. Mediante este método se ha explicado los diferentes parámetros de control que afectan a la eficiencia del algoritmo. Se ha modificado dicho algoritmo para mejorar esta eficiencia. Se ha estudiado el algoritmo *Newton-Like Extremum Seeking Control* que permite desvincular la eficiencia del algoritmo de la curvatura del panel. Se ha estudiado el algoritmo *Extremum Seeking Control* con saturaciones en el lazo de control con el objetivo de poder añadir una ganancia superior sin tener sobreimpulsos o inestabilidades en el control. Se ha añadido una Unidad de Procesado de Fase (PPU) al control con el objetivo de sincronizar las señales dentro del control para tener mayor control de las señales del algoritmo.

Derivado con este trabajo ha llegado a publicarse:

- Dos artículos de revista:

Leyva, R.; Olalla, C.; Zazo, H.; Cabal, C.; Cid-Pastor, A.; Queinnec, I.; Alonso, C., "MPPT based on sinusoidal extremum-seeking control in PV generation", International Journal of Photoenergy, 2012.

Zazo, H.; Del Castillo, E.; Reynaud, J. F.; Leyva, R., . "MPPT for photovoltaic modules via newton-like extremum seeking control", Energies, 2012, 5(8), 2652-2666.

- Cuatro artículos de congreso internacional y uno de congreso nacional:

Zazo, H.; Leyva, R.; del Castillo, E., "Analysis of Newton-Like Extremum Seeking Control in Photovoltaic Panels ", International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ, Santiago de Compostela, Spain, Marzo 2012.

Zazo, H.; Leyva, R.; del Castillo, E., "MPPT based on Newton-Like Extremum Seeking Control", International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, Hangzhou, China, Mayo 2012.

Leyva, R.; Zazo, H., "Stability analysis of Digital Extremum Seeking Control for photovoltaic applications", International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, Taipei, Taiwan, Mayo 2013.

Leyva, R.; Zazo, H., "Saturation effects in digital extremum seeking control for photovoltaic applications", Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE, Denver, CO, USA, Setiembre 2013.

Zazo, H.; Leyva, R; Garcés, P., "Estudio de la Forma de Señal Perturbadora en Control de Búsqueda del Extremo para Generación Fotovoltaica" XXI Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI, Tanger, Morocco, Junio 2014

- Una patente:

Leyva, R., Garcés, P. & Zazo, H. (2012) Método y Dispositivo para el seguimiento del punto de potencia máxima en sistemas fotovoltaicos, Nº Registro: P201231122. Organismo: Fundació URV- Universitat Rovira i Virgili

1.5. Estructura de la tesis

En el capítulo 2 se introduce los diferentes elementos que componen un generador fotovoltaico y se explican el funcionamiento de estos para luego poder entender mejor el funcionamiento del sistema de control.

Uno de los elementos que componen el generador fotovoltaico es el algoritmo MPPT. En el capítulo 3 se detalla el funcionamiento del algoritmo MPPT *Extremum Seeking Control* (ESC) con perturbación externa, que será el algoritmo de estudio de esta tesis. En dicho capítulo se estudiará el principio de funcionamiento, las diferentes arquitecturas que aparecen en el algoritmo ESC de perturbación externa, la estabilidad, que parámetros influyen en la sintonización del algoritmo y cómo sintonizar dicho algoritmo para tener unas prestaciones deseadas.

En el capítulo 4 se explicarán mejoras realizadas en el algoritmo *Extremum Seeking Control* para mejorar la eficiencia de dicho algoritmo. Se verá la adición del

Hessiano para independizar el algoritmo de la curvatura, se añadirá una unidad de procesado de fase para sincronizar las señales y se verá el funcionamiento del algoritmo con saturaciones en el control.

En el capítulo 5 se concluirá el estudio de esta tesis y se darán ejemplos de posibles trabajos futuros que sigan la línea de investigación de esta tesis.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

Capítulo 2

El generador fotovoltaico

Un generador fotovoltaico está formado por un conjunto de celdas fotovoltaicas, una batería y algún tipo de convertidor que permita adaptar el voltaje de las celdas fotovoltaicas a la de la batería. Si el voltaje de las celdas fotovoltaicas se quiere que se ajuste al voltaje que permita obtener la máxima potencia entonces es necesario un control que pueda seguir el punto de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking, MPPT). Así pues, y como se muestra en la figura 2.1, un generador fotovoltaico está compuesto por un conjunto de celdas fotovoltaicas, una batería, un convertidor y un control MPPT. Estas partes se explicarán detalladamente a continuación.

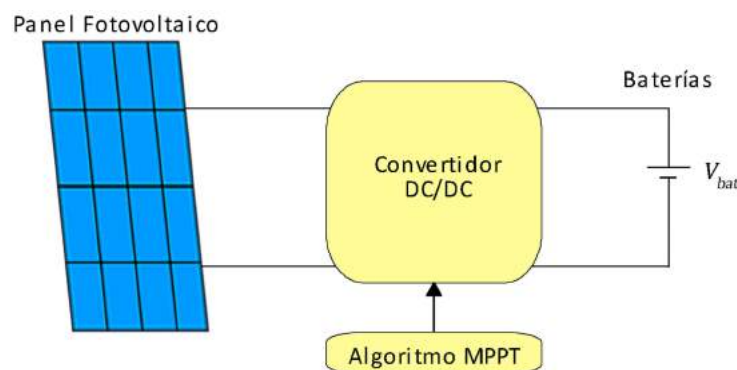


Figura 2.1: Esquema básico de un generador fotovoltaico con una batería como carga.

2.- El generador fotovoltaico

2.1.- Celdas fotovoltaicas y paneles fotovoltaicos

La primera celda fotovoltaica fue fabricada por Charles Fritts en 1884. Las celdas fotovoltaicas funcionan según el efecto fotoeléctrico descubierto por Alexandre-Edmond Becquerel (en 1839), y explicado matemáticamente utilizando el concepto de fotón por Albert Einstein (1905). Cuando un número suficiente de fotones impacta en una placa semiconductor, los electrones que se encuentran en la superficie de ésta absorben la energía de los fotones lo que permite a los electrones liberarse de sus átomos. El espacio que dejan libre el electrón que se ha desprendido de su átomo lo ocupa otro electrón de una parte más profunda del semiconductor. Por esta razón, una parte de la placa tiene una mayor concentración de electrones que la otra, lo que provoca una diferencia de potencial entre ambos lados.

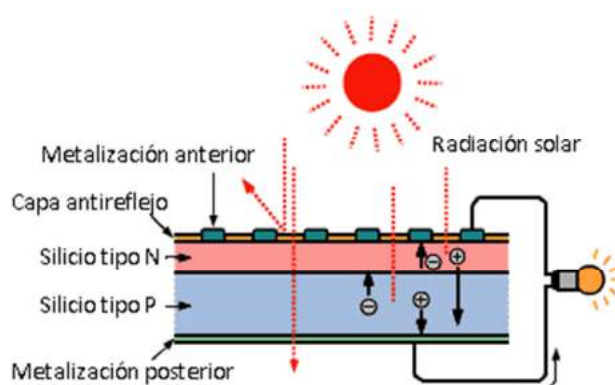


Figura 2.2: Esquema del funcionamiento de una celda fotovoltaica (efecto fotoeléctrico)

Existen diversos modelos matemáticos que describen el funcionamiento de una celda fotovoltaica (modelo simple de un solo diodo, modelo detallado de un solo diodo y modelo con doble diodo) [10]. En la literatura se utiliza comúnmente el modelo detallado de un solo diodo ya que tiene una mayor aproximación que el modelo simple y tiene unas expresiones matemáticas mucho más simples que el del doble diodo [11]. El circuito equivalente del modelo detallado de un solo diodo (también llamado modelo de una exponencial y 5 parámetros) consiste en una fuente constante de corriente en

2.- El generador fotovoltaico

paralelo con un diodo. Este diodo representa la unión p-n de la celda fotovoltaica [12]. Este modelo además tiene una resistencia serie que representa las pérdidas por las interconexiones y los contactos de la celda fotovoltaica; y una resistencia paralelo (resistencia *shunt*) que representa las pérdidas de la corriente cuando pasa por la unión debido a imperfecciones o impurezas del cristal de la celda.

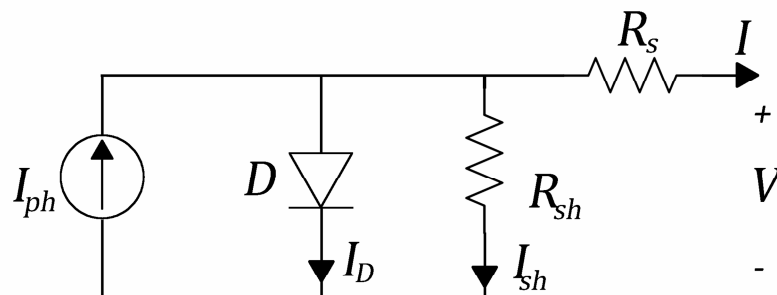


Figura 2.3: Circuito equivalente del modelo detallado de un solo diodo de una celda fotovoltaica

En dicho modelo circuital, la expresión matemática de la corriente corresponde con la siguiente ecuación:

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{kT}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

Donde

- R_s es el valor de la resistencia serie (Ω)
- R_{sh} es el valor de la resistencia paralelo (Ω)
- I_0 es la corriente inversa de saturación (A)
- q es la carga del electron, su valor es de $1.602 \cdot 10^{-19}C$
- k es la constante de Boltzmann, su valor es de $1.380 \cdot 10^{-23}J/K$
- T es la temperatura ($^{\circ}K$)
- I_{ph} es la corriente generada por el efecto fotovoltaico (A)

2.- El generador fotovoltaico

Una celda fotovoltaica genera muy poca potencia (alrededor de 3 W) es por ello que, en la mayoría de los casos, se comercializa en forma de módulo fotovoltaico o conocido popularmente como panel solar fotovoltaico. El panel fotovoltaico consiste en la unión de un número de celdas fotovoltaicas en serie.

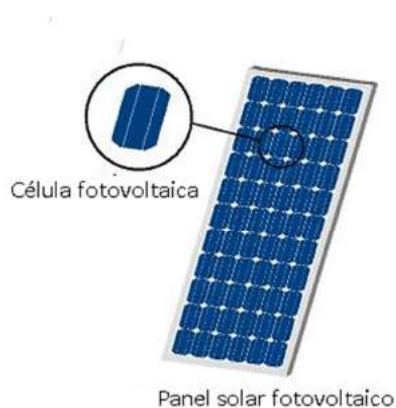


Figura 2.4: Imagen de un panel solar fotovoltaico y una celda fotovoltaica

La ecuación matemática que describe el módulo fotovoltaico es muy parecida a la de la celda fotovoltaica:

$$I = I_{ph} - I_D - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q(V+I \cdot R_s)}{N_s \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.2)$$

Donde

- N_s es el número de celdas fotovoltaicas en serie que componen el panel.

Cómo se aprecia en la ecuación 2.2 la corriente depende de la temperatura del panel fotovoltaico. Esta dependencia genera una característica voltaje-corriente y voltaje-potencia diferente para cada temperatura que se tome en consideración cómo se muestra en la figura 2.5.

2.- El generador fotovoltaico

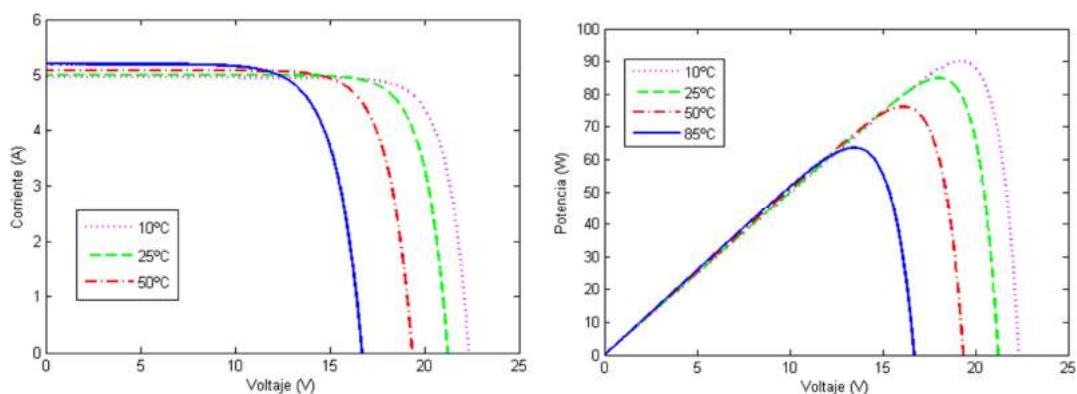


Figura 2.5: Característica voltaje-corriente (izquierda) y voltaje-potencia (derecha) del panel fotovoltaico comercial BP-585F con diferentes temperaturas

Además de la dependencia de la temperatura, la potencia y la corriente también dependen (ecuación 2.2) de la corriente generada por el efecto fotovoltaico (I_{ph}). Esta corriente es mayor cuando más fotones inciden, ya que aumenta la cantidad de electrones liberados de su átomo. Dicho de otra manera, la luminiscencia (S con unidad de W/m^2) es otro de los parámetros que influyen en la característica voltaje-corriente y voltaje-potencia del módulo fotovoltaico.

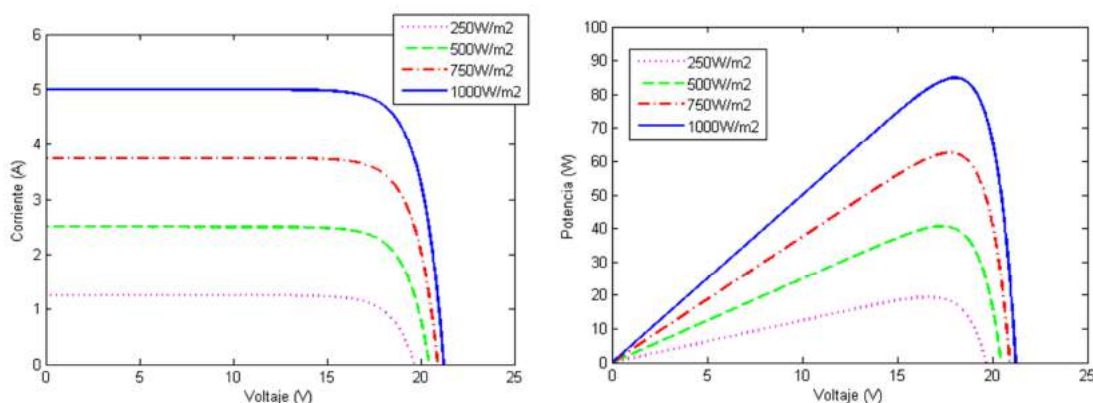


Figura 2.6: Característica voltaje-corriente (izquierda) y voltaje-potencia (derecha) del panel fotovoltaico comercial BP-585F con diferentes luminiscencias

Existen diferentes tipos de paneles solares dependiendo del tipo de celda que lo forman: los paneles solares monocristalinos compuestos por un solo cristal de silicio, este tipo de panel presenta un alto rendimiento pero un alto coste de fabricación (eficiencia entre el 12% y 15%); los paneles solares policristalinos compuestos por varios

2.- El generador fotovoltaico

pequeños cristales de silicio, este tipo de panel disminuye su coste a cambio de una disminución del rendimiento en comparación al monocristalino (eficiencia entre el 10% y 13%), y, finalmente, los compuestos por celdas amorfas que tienen un bajo rendimiento (eficiencia entre el 6% y el 12%) pero un coste muy reducido, estas últimas son las primeras celdas utilizadas pero ya solo se utilizan en aplicaciones de bajo coste como, por ejemplo, calculadoras solares.

Otro dato importante de los paneles fotovoltaicos es como está interconectadas las celdas fotovoltaicas que lo componen. Se ha mencionado con anterioridad al explicar la ecuación 2.2, que un panel fotovoltaico es la unión de diversas celdas fotovoltaicas en serie. Como se muestra en la figura 2.7.

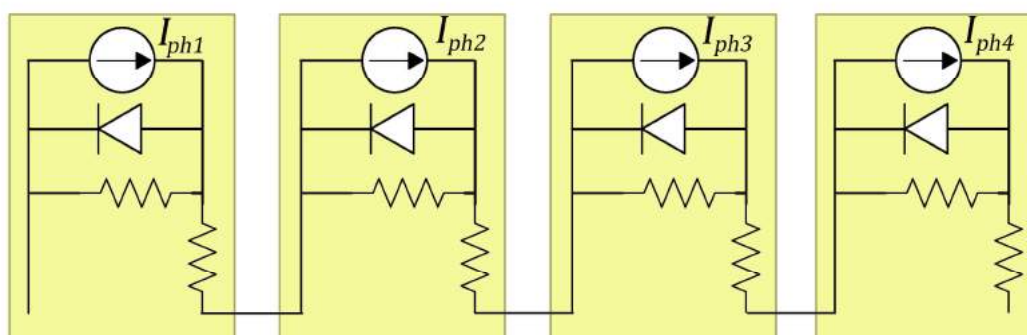


Figura 2.7: Interconexión de las celdas fotovoltaicas en un panel fotovoltaico

Si en una de las celdas tiene un oscurecimiento, dicha celda pasa a no generar corriente y comportarse como una carga resistiva R_{sh} lo que, no solo no genera corriente, sino que hace disminuir el voltaje del panel y, por consiguiente, su potencia. El uso de diodo *bypass* cada cierto número de celdas permite que la disminución de voltaje al tener zonas sombreadas sea menor ya que la corriente del resto del panel pasa por el diodo *bypass* [13, 14]. Pero la mayor importancia de los diodos *bypass* reside en que dicha potencia disipada por la resistencia en paralelo R_{sh} puede dañar el panel fotovoltaico creando quemaduras en el panel llamadas *hot-spot*, lo que puede provocar

el disfuncionamiento de un gran número de celdas fotovoltaicas. En la figura 2.8 puede apreciarse como se ubica el diodo *bypass*.

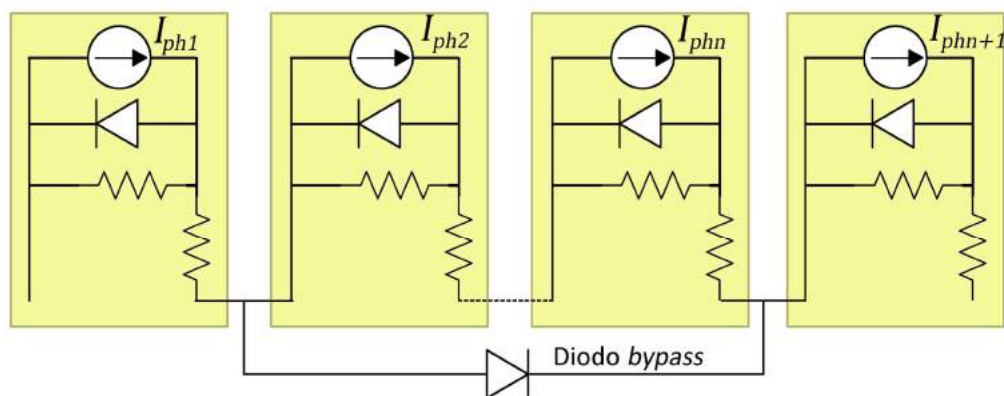


Figura 2.8: Interconexión de las celdas fotovoltaicas en un panel fotovoltaico. A la izquierda con un diodo *bypass* cada dos celdas y a la derecha cada tres

2.2.- Batería

En un sistema de generación fotovoltaica es común el uso de baterías para el almacenamiento de la energía. Este almacenamiento es necesario debido a que la generación de energía fotovoltaica no es homogénea sino que depende de las condiciones atmosféricas y de la hora del día. Las baterías permiten transformar la energía eléctrica del panel fotovoltaico en energía química de manera que se independiza del tiempo y condiciones atmosféricas.

Existen numerosos tipos de baterías según su composición química [15]. El tipo más utilizado para la generación fotovoltaica son las baterías de plomo-ácido debido a su bajo coste, fácil fabricación y, sobretodo, por su lenta autodescarga. Sin embargo también posee algún inconveniente importante como que son altamente contaminantes, su peso y que no admite una sobrecarga o una descarga profunda ya que disminuye su vida útil.

2.- El generador fotovoltaico

Se puede considerar el modelo de batería como una fuente de tensión ideal, sin embargo, un modelo que permitiera la gestión del estado de carga y la adecuada conexión de agrupaciones de baterías, exigiría un modelo más detallado de este componente del generador fotovoltaico. Por ejemplo, el modelo utilizado para una batería de plomo-ácido comúnmente es el modelo Thevenin de la figura 2.9 [16]. Este modelo describe correctamente el funcionamiento de la batería sin tener en cuenta los lentos incrementos o decrementos de la tensión de operación en el proceso de carga o descarga.

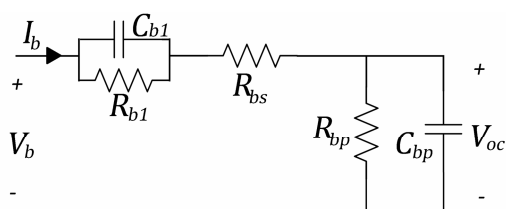


Figura 2.9: Circuito equivalente del modelo Thevenin de una batería plomo-ácido

La ecuación matemática que describe la batería plomo-ácido es [16]:

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{b1} \cdot C_{b1}}} \right) I_b + R_{bs} I_b \quad (2.3)$$

Donde,

- V_b es el voltaje en los terminales de la batería.
- V_{oc} es el voltaje de circuito abierto de la batería.
- R_{b1} es la resistencia de sobrevoltaje.
- C_{b1} es la capacidad de sobrevoltaje.
- R_{bs} es la resistencia serie de la batería.
- R_{bp} es la resistencia de media descarga causada por el efecto electrólisis.
- C_{bp} es la capacidad de la batería.

2.3.- Convertidor continua-continua

Como se ha descrito en el apartado 2.1., el panel fotovoltaico posee un voltaje óptimo dependiendo de las condiciones atmosféricas y la batería posee un valor de tensión constante o de variación mucho más lenta. Es por ello que es necesario un módulo intermedio que permita adaptar el voltaje en bornes del panel fotovoltaico con él de la batería. Esta labor la puede realizar un convertidor de continua-continua. Dentro del campo de convertidores hay numerosas topologías susceptibles de implementar dicha adaptación. El margen de voltaje del punto de operación de un panel fotovoltaico va desde 0 hasta el voltaje de circuito abierto. Es común, en el generador fotovoltaico, utilizar una batería de voltaje mayor que el voltaje en circuito abierto del panel puesto que esto implica un menor número de celdas en serie, lo que a su vez implica un número de diodos de bypass inferior cómo se citó en el apartado 2.1. de esta tesis. Como el panel tiene un voltaje inferior en bornes al voltaje de la batería, es necesario un convertidor elevador (*boost*) para adaptar dichos voltajes.

El convertidor elevador que se utilizará en esta tesis corresponde al circuito siguiente:

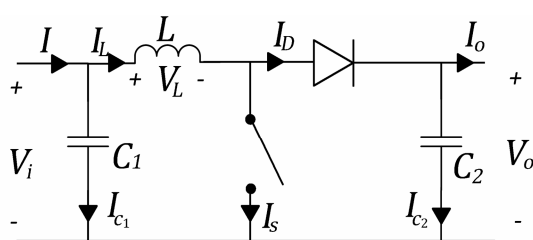


Figura 2.10: Circuito convertidor DC/DC utilizado en el generador fotovoltaico

El interruptor del convertidor se conmuta por un modulador de anchura de pulsos (PWM) de frecuencia constante f_s . Durante un periodo de conmutación $T_s = \frac{1}{f_s}$ el interruptor se encuentra cerrado, en estado ON, durante un intervalo T_{ON} , y abierto, en estado OFF, durante un intervalo T_{OFF} . El valor que determina la proporción de

2.- El generador fotovoltaico

tiempo respecto del periodo T_s que se encuentra en cada posición viene dado por el ciclo de trabajo D que corresponde con un valor comprendido entre 0 (nunca está cerrado el interruptor) y 1 (siempre está cerrado el interruptor), luego $T_{ON} = D \cdot T_s$ y $T_{OFF} = (1 - D)T_s = D' T_s$. Así pues, durante T_{ON} el circuito del convertidor correspondiente con el de la figura 2.14. es:

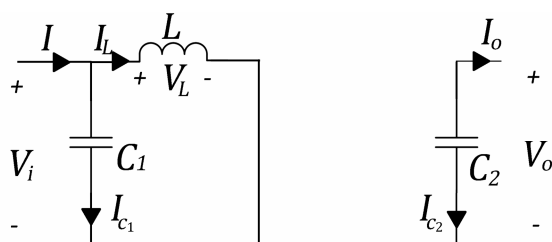


Figura 2.11: Circuito del convertidor elevador utilizado durante el estado ON

Aplicando las ecuaciones de Kirchhoff en el circuito correspondiente a T_{ON} se obtiene las siguientes expresiones:

$$i_{c1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (2.4)$$

$$i_{c2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t) \quad (2.5)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) \quad (2.6)$$

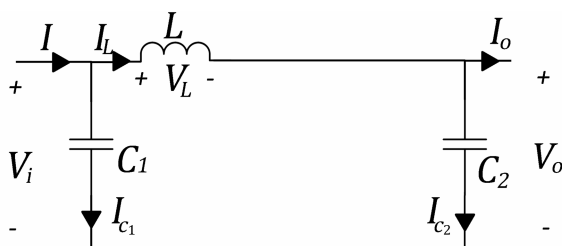


Figura 2.12: Circuito del convertidor elevador utilizado durante el estado OFF

La figura 2.12 muestra el circuito equivalente del convertidor elevador durante el intervalo T_{OFF} y sus expresiones dinámicas se presentan a continuación:

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \quad (2.7)$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_0(t) \quad (2.8)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t) \quad (2.9)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden reescribir utilizando el balance de carga de un condensador y el balance de flujo de un inductor [17], dicho de otra manera, el valor medio en un periodo de la corriente de un condensador y el voltaje de un inductor es 0. Así, los valores medios de las corrientes de los condensadores y la tensión en el inductor corresponden a:

$$\langle i_{C1}(t) \rangle = D(I - I_L) + D'(I - I_L) = 0 \quad (2.10)$$

$$\langle i_{C2}(t) \rangle = D(-I_0) + D'(I_L - I_0) = 0 \quad (2.11)$$

$$\langle v_L(t) \rangle = DV_i + D'(V_i - V_o) = 0 \quad (2.12)$$

De la expresión 2.12 es posible sacar el factor de conversión $M(D)$ del convertidor elevador,

$$DV_i + D'(V_i - V_o) = 0 \rightarrow DV_i + (1 - D)(V_i - V_o) = 0 \rightarrow V_i = (1 - D)V_o \quad (2.13)$$

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.14)$$

En el caso de los generadores fotovoltaicos no es importante el factor de conversión $M(D)$ sino su inversa, llamado factor de conversión inversa

$M_I(D) = \frac{1}{M(D)} = \frac{V_i}{V_o}$. En un generador fotovoltaico, el valor constante es la salida, la

tensión de la batería, y la tensión que depende del ciclo de trabajo es la entrada, la tensión en bornes del panel fotovoltaico. La expresión mostrada en la ecuación 2.13 muestra como depende el voltaje del panel fotovoltaico del ciclo de trabajo y de la tensión de los terminales de la batería.

2.- El generador fotovoltaico

2.4.- Algoritmo MPPT

En el apartado anterior se ha mencionado que es necesario un convertidor continua-contínua para adaptar el voltaje del panel al voltaje de la batería. Si se adapta el voltaje del panel de tal manera que éste entregue la máxima potencia (*Maximum Power Point*, MPP) se conseguirá optimizar el rendimiento del generador fotovoltaico. El voltaje del panel donde se consigue la potencia máxima (llamado a partir de ahora voltaje óptimo) es variable dependiendo de las condiciones atmosféricas como se ilustra en la figura 2.13 que muestra la característica del panel con un dos niveles de luminiscencia y temperatura diferentes. Se puede apreciar que al aumentar la luminiscencia y aumentar la temperatura del panel, se desplaza el punto MPP.

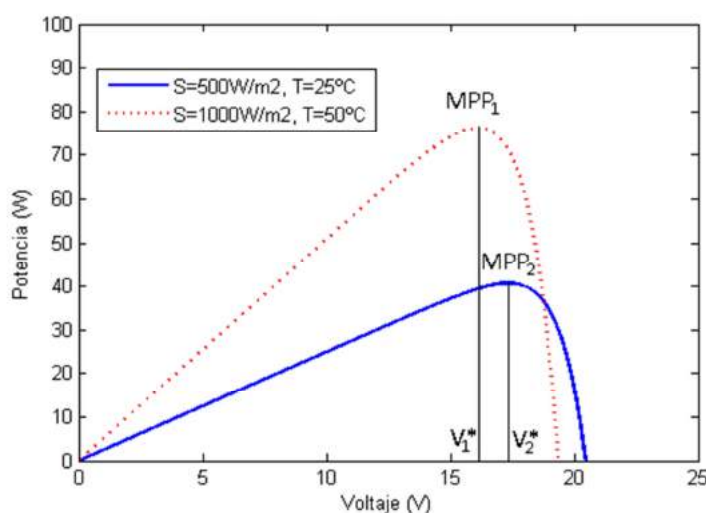


Figura 2.13: Característica V-P del panel comercial BP-585F para condiciones atmosféricas diferentes

El algoritmo MPPT es el encargado de generar el ciclo de trabajo del convertidor que adecue el generador fotovoltaico a su voltaje óptimo. Por lo tanto, es un algoritmo de control que busca el punto de máxima potencia que interactúa con el convertidor. Como se observa en la figura 2.14, el algoritmo MPPT proporciona una señal de control que mediante un módulo PWM genera una señal que permite activar y desactivar el interruptor del convertidor para conseguir el voltaje óptimo en el panel fotovoltaico. En la mayoría de los algoritmos MPPT necesitan conocer el punto de trabajo que se

encuentra el panel fotovoltaico es por ello que existe una interacción de datos entre el panel fotovoltaico y el algoritmo MPPT.

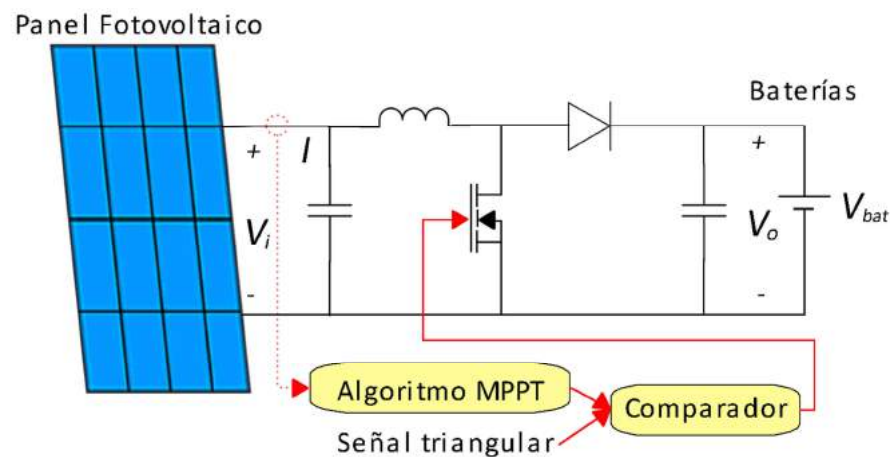


Figura 2.14: Fabricación de la señal PWM en el generador fotovoltaico

Existen diferentes métodos MPPT para extraer la máxima potencia de un generador fotovoltaico. El conjunto de técnicas MPPT existentes se pueden organizar en 4 categorías dependiendo su estrategia de control. Las técnicas indirectas de control son aquellas técnicas que no interactúan con el panel fotovoltaico sino que se basa en estadísticas y base de datos para su funcionamiento. Las técnicas directas son las técnicas basadas en un modelo matemático y que necesitan una interacción con el panel para saber valores de voltaje, corriente, potencia... Al existir esta interacción son técnicas que su utilización recae en la búsqueda del extremo de una función, por ello se las conocen como *Extremum Seeking Control* (ESC). Dentro de estas técnicas existen las de muestreo que no se ayudan de una perturbación para encontrar el óptimo, y las de modulación que si necesitan de dicha perturbación. Finalmente están las técnicas computacionales de control que no se basan en un modelo matemático como las anteriores sino que se consigue el óptimo mediante la prueba y error. En la tabla 2.1. se muestra diferentes técnicas comunes según su categoría. Estas técnicas se explican brevemente a continuación.

2.- El generador fotovoltaico

Técnicas MPPT	Técnicas Indirectas de Control	<i>Optimal Voltage Factor Tracking</i>
	Técnicas Directas de muestreo	P&O, <i>Incremental Conductance</i>
	Técnicas Directas de modulación	RCC, ESC con perturbación externa
	Técnicas Computacionales de Control	Lógica Borrosa, Redes neurales, PSO

Tabla 2.1: Clasificación de los algoritmos MPPT más comunes

Hay algoritmos basados en métodos indirectos como por ejemplo: *Optimal Voltage Factor Tracking* [18] basado en, mediante una base de datos (*look-up table*) y sabiendo la corriente de cortocircuito del panel (que la determina la luminiscencia que incide en el panel) aproxima el punto de operación donde la potencia es máxima. Estos métodos indirectos necesitan una gran base de datos para un correcto funcionamiento, sin embargo, la memoria para almacenar estos datos y la velocidad del controlador para tener que acceder rápidamente a esos datos obligan a tener un coste muy alto si se desea una alta eficiencia.

La necesidad de tener una gran base de datos con valores muy precisos en los algoritmos indirectos es un gran inconveniente. Es por ello que su utilización es mínima en el campo de la generación fotovoltaica. Los algoritmos más comunes son los que interactúan con el panel con la finalidad de encontrar el punto de máxima potencia. Estos métodos son popularmente llamados como *Extremum Seeking Control* (ESC) ya que su mayor utilización ejerce en la búsqueda del extremo de una función. De estos, el algoritmo MPPT más conocido es el *Perturb & Observe* (P&O) [19] que consiste en perturbar el punto de trabajo y observar si la potencia aumenta o disminuye. Las ventajas de este método es la poca demanda computacional y no requiere información del panel fotovoltaico. Sin embargo, tiene dos inconvenientes principales descritos en la literatura: las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia que disminuye el rendimiento del método MPPT, y el difícil seguimiento del punto de máxima potencia con cambios rápidos de irradiación [19, 20]. Numerosos autores han demostrado su alta

velocidad de búsqueda del óptimo y han intentado mejorar el rendimiento alrededor de este mediante cambios en el tamaño de la perturbación [19, 20].

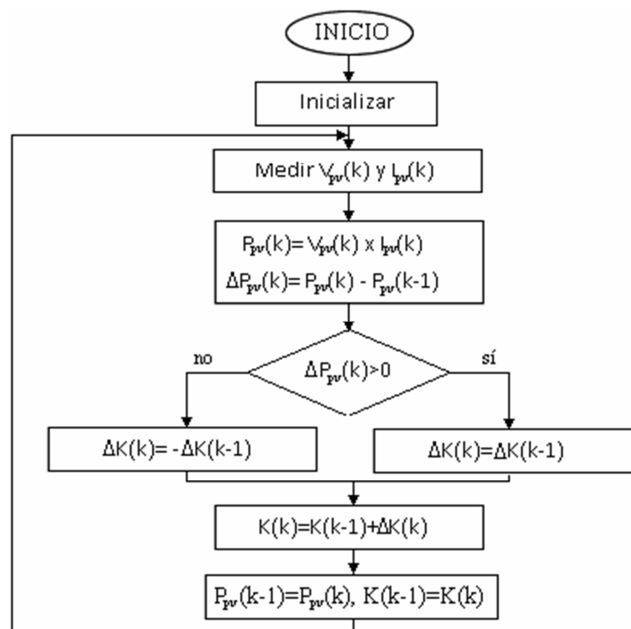


Figura 2.15: Esquema de bloques del algoritmo *Perturb & Observe*

Otro método muy utilizado es el *Incremental Conductance* (INC) [21] que utiliza la idea del *Perturb & Observe* pero al modificar el punto de trabajo se mira si la corriente se ha incrementado o no. Este método, a diferencia del P&O, encuentra la distancia hasta el punto de máxima potencia y es capaz de parar la perturbación cuando lo alcanza [21]. No obstante a la práctica no es así [21] y oscila alrededor del punto de máxima potencia. Aunque este método generalmente aparece en la literatura como un método con mayor rendimiento alrededor del óptimo que el P&O [20, 22-24], no soluciona el inconveniente de los cambios rápidos de irradiación.

Ripple Correlation Control (RCC) es un método que utiliza la ondulación de la propia onda para perturbar el punto de trabajo del sistema [25, 26]. Esta ondulación ayuda a converger el control hacia el punto de máxima potencia.

El método *Extremum Seeking Control* (ESC) con perturbación externa [27-33] es un método muy utilizado por diferentes autores por su versatilidad ya que con sus

2.- El generador fotovoltaico

numerosos parámetros de control permite hacer un control con un alto rendimiento o un control con una alta velocidad de búsqueda. Consiste en alcanzar el óptimo mediante una señal perturbadora que se añade al punto de trabajo del panel. Este método, además, es la base de otros métodos más evolucionados como por ejemplo el *Newton-Like Extremum Seeking Control*, propuesto por Moase [34] y aplicado al campo fotovoltaico en esta tesis.

La lógica borrosa también se ha utilizado como método MPPT en los generadores fotovoltaicos [35]. Consiste en mirar varios parámetros, en este caso el incremento de la potencia del panel y el incremento del punto del trabajo, y actuar dependiendo sus valores. Se basa en reglas heurísticas de la forma “SI (antecedente) ENTONCES (consecuente)”. Por ejemplo, si el incremento del punto de trabajo es positivo y el incremento de potencia es positivo y muy alto, significa que estamos lejos del punto óptimo y por lo tanto podemos aumentar considerablemente el punto de trabajo. Este método, como los que siguen a continuación son técnicas computacionales de control y su utilización está más allá de la búsqueda extremal.

Las redes neuronales es un método que consiste en, mediante un algoritmo y una red de neuronas, extraer una salida en función de unas entradas [36]. Este sistema tiene una etapa de aprendizaje que utilizando unas entradas predeterminadas el algoritmo debe de dar una salida esperada. Una vez realizada esa etapa de aprendizaje la red neuronal da la salida esperada dependiendo los valores de la entrada. Este sistema MPPT ha sido implementado por diversos autores en el campo de los generadores fotovoltaicos.

El método *Particle Swarm Optimization* (PSO) se basa en tener varias soluciones candidatas (llamadas partículas) [37]. Estas soluciones se desplazan por la búsqueda siguiendo reglas matemáticas con el objetivo de encontrar el óptimo. El desplazamiento de las partículas y su posición inicial depende de la mejor posición obtenida en anteriores iteraciones de búsqueda del óptimo. En el caso de generadores fotovoltaicos

2.- El generador fotovoltaico

las partículas podrían ser diferentes voltajes de operación iniciales y las reglas matemáticas diferentes incrementos de dicho voltaje dependiendo de la potencia alcanzada [38].

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

Capítulo 3

Extremum Seeking Control

El método *Extremum Seeking Control* (ESC) permite encontrar el extremo de una función no lineal mediante la estimación del gradiente de la misma. La utilización del método se remonta hasta, al menos, el principio de los años 20 [39] cuando en 1922 Leblanc [40] describe la necesidad de un mecanismo de búsqueda extremal para maximizar la transferencia de potencia desde una línea eléctrica hasta el tranvía en una transmisión de potencia sin hilos, es decir, mediante un circuito resonante inductivo. El artículo esboza el funcionamiento del mecanismo de seguimiento del máximo, aunque no aporta un análisis matemático de dicho seguimiento.

Durante la segunda guerra mundial, investigadores de la URSS trabajaron en la búsqueda extremal, cabe destacar los trabajos de Kazakevich [41]. Sin embargo, no fue hasta la década de los cincuenta y sesenta cuando se popularizó el *Extremum Seeking Control* con la publicación de muchos trabajos que dichos investigadores realizaron a raíz de la segunda guerra mundial [42-46]. En esas décadas se publicaron numerosos trabajos sobre el algoritmo ESC utilizando nombres como "Optimalizing Control", "Extremum Control" o "Extremum Regulation" [47] destacando en 1951 el artículo de Draper y Li [48], que probablemente sea el primer artículo donde se explica el funcionamiento del ESC en inglés. En estos años 50 y 60, muchos resultados se concentraron en estudiar el algoritmo [49] y encontrar el valor extremo de un sistema

3.- Extremum Seeking Control

que consistía en una función estática de entrada a salida o en dicha función estática más un bloque dinámico lineal.

Las tres siguientes décadas, del 1970 al 2000, la investigación en los métodos de búsqueda del extremo continuó pero claramente la corriente principal de la investigación de control se había desplazado a estudiar otras formas de control adaptativo, cómo por ejemplo PID autoajustables [50, 51], dónde la estabilidad del sistema y las prestaciones de dicho control eran el objeto de estudio [52]. El gran auge del control ESC se produce a partir del año 2000 cuando se publican numerosos trabajos sobre la estabilidad del método destacando el trabajo de Wang y Krstić [53]. Durante el periodo de 2000 al 2010 ha aumentado el número de publicaciones diez veces más que la década anterior. Actualmente, el método ESC se emplea en una gran cantidad de campos. A continuación, se citan trabajos en diversos ámbitos donde ha sido empleado el ESC: control de sistemas de freno [54-56], vehículos y robots móviles autónomos [57-61], optimización del rendimiento de biorreactores [62-66], motores de combustión interna [67-69], control de presión de los compresores y motores de compresión [70-73], control de flujo [74-76], control de plasma [77-79], o búsqueda del MPP en energías renovables (fotovoltaica, eólica u oceánica)[8, 28, 80-82], la búsqueda MPP de pilas de combustible [83, 84], etc. Cabe notar que en los dos últimos ámbitos citados se emplea la búsqueda del punto de máxima potencia para la producción de energía renovable, ámbito en el que también se sitúa la presente tesis.

Las referencias anteriormente citadas analizan diferentes algoritmos ESC. En este capítulo se estudiará el algoritmo *Extremum Seeking Control* con perturbación externa dentro el campo de la energía fotovoltaica. Concretamente, se utilizará para extraer la máxima potencia de los paneles fotovoltaicos. Este capítulo se divide en cinco apartados donde se explicará el análisis del *Extremum Seeking Control* con perturbación externa, como se realiza la simulación e implementación del algoritmo, las prestaciones del algoritmo tanto por su tiempo de establecimiento como por su rendimiento, qué

parámetros influyen en dichas prestaciones y cómo se ajusta estos parámetros del ESC. Así pues, en el siguiente apartado se explicará el análisis de este algoritmo.

3.1.- Análisis del *Extremum Seeking Control* con perturbación externa

Este apartado explicará el principio de funcionamiento del algoritmo que utiliza el gradiente de la función a maximizar para encontrar su máximo. La estimación del gradiente se realizará mediante un elemento multiplicador y etapas de filtrado dando lugar a diferentes arquitecturas de implementación del principio de funcionamiento. En este apartado, se describirán matemáticamente las diferentes señales que intervienen en cada arquitectura, y como los diferentes bloques estiman el gradiente a emplear para aproximarse al máximo.

Una vez descritas las expresiones matemáticas que aparecen en el algoritmo de búsqueda se prestará especial atención a la estabilidad de dichas señales. Dicha estabilidad se describirá a partir del modelo promediado de las señales reales que intervienen, es decir, sin considerar las oscilaciones alrededor del valor medio proporcionadas por la perturbación periódica. Dicho análisis de estabilidad de las señales proporcionadas se mostrará tanto en gran señal como en pequeña señal (es decir, entorno al óptimo). Cabe reseñar que las herramientas descritas en este apartado referentes a las señales promediadas en pequeña señal se utilizarán en apartados posteriores para el análisis de las prestaciones de las diferentes arquitecturas propuestas del algoritmo de control para el seguimiento del punto de máxima potencia en generadores fotovoltaicos.

3.- Extremum Seeking Control

3.1.1.- Principio de funcionamiento

Al abordar el problema de la extracción de la máxima energía desde un generador fotovoltaico aparece una función no lineal o mapa biyectivo correspondiente a la función característica del panel fotovoltaico donde la entrada sería el voltaje en bornes del panel y la salida sería la potencia que entrega el panel, cómo se detalló en el capítulo 2. Dicha función no lineal $y = f(x)$ tiene un solo máximo y cóncava, es decir, su hessiano es negativo $\frac{d^2 f}{dx^2} < 0$ [85]. El principio de funcionamiento de la técnica *Extremum Seeking Control* con perturbación externa, ESC, se muestra en la figura 3.1 y se basa en sobreponer a una señal de entrada u_i , una señal perturbadora de pequeña amplitud, por ejemplo una señal sinusoidal, $u_0 \sin(\omega_0 t)$, llamada señal de perturbación (en inglés *dithering*), señal excitadora o señal de ruido. Así, la entrada de la función no lineal se puede expresar como $x_i = u_i + u_0 \sin(\omega_0 t)$. De esta manera se obtiene en la salida $y_i = f(u_i + u_0 \sin(\omega_0 t))$ que oscila alrededor de su valor medio con la misma frecuencia que la señal de *dithering*. En la gráfica 3.1 se muestra la señal de perturbación añadida a tres diferentes señales de entrada.

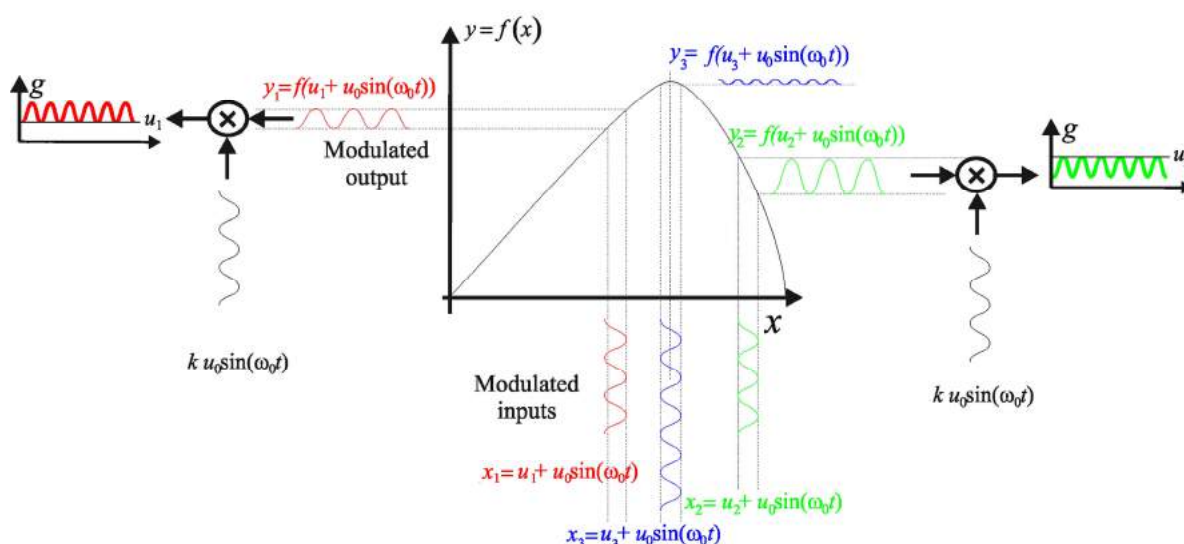


Figura 3.1: Principio de funcionamiento del *Extremum Seeking Control* sinusoidal

Dependiendo donde se encuentra el punto de operación u_i es posible encontrarse con tres casos diferentes. Un primer caso corresponde cuando la tensión en bornes del panel se encuentra a la izquierda del punto de máxima potencia (también llamado extremo u óptimo). Dicha tensión se representa en la figura 3.1. como $x_1 = u_1 + u_0 \sin(\omega_0 t)$ y se dibuja en rojo. La oscilación en la salida está en fase con la señal de *dithering* y, por lo tanto, el punto de operación debe dirigirse a la derecha ya que el punto de máxima potencia se encuentra en esa dirección. El segundo caso corresponde cuando la tensión en bornes del panel se encuentra a la derecha del óptimo. Dicha tensión se representa en la figura 3.1. como $x_2 = u_2 + u_0 \sin(\omega_0 t)$ y se dibuja en verde. La oscilación en la salida está en contrafase con la señal de *dithering*, por lo que el punto de operación de la tensión en bornes para llegar al MPP debe dirigirse a la izquierda. El último caso es cuando el punto de operación se encuentra muy cerca del máximo del mapa no lineal. En este caso la frecuencia de la salida del mapa no lineal no tendrá la misma frecuencia que la señal de *dithering* sino que duplicará su frecuencia, es el caso, en la figura 3.1. (señal azul), de la entrada $x_3 = u_3 + u_0 \sin(\omega_0 t)$. En este último caso el panel está entregando la potencia máxima con lo que ha alcanzado el algoritmo el punto de máxima potencia.

La detección de si la señal de *dithering* $u_0 \sin(\omega_0 t)$ y la oscilación de salida y están en fase o en contrafase se realiza multiplicando las señales sinusoidales moduladas de la entrada $k \cdot u_0 \sin(\omega_0 t)$ y de la salida $f(u_i + u_0 \sin(\omega_0 t))$, dado que la multiplicación g de dos senoides en fase resulta de una señal positiva, mientras que dos senoides en contrafase resulta en una señal negativa, como se ilustra respectivamente en las gráficas izquierda y derecha de la figura 3.1. Esta señal g es una estimación del gradiente de la función no lineal.

En la literatura es común el uso de la señal sinusoidal como señal perturbadora, sin embargo, es posible utilizar cualquier señal, cómo se verá posteriormente en el subcapítulo 3.5.3, que sea una señal periódica, de valor medio nulo y de simetría impar

3.- Extremum Seeking Control

como señal de perturbación. Así es posible generalizar la señal perturbadora excitadora como $u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)$.

Así, el ESC está formado por un estimador del gradiente que permite saber si el punto de trabajo se encuentra a la derecha o a la izquierda del óptimo. Un integrador que modificará el punto de trabajo con el fin de alcanzar el MPP, y la adición de la señal de *dithering* $u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)$ al punto de trabajo. La estimación puede realizarse de maneras diferentes, es por ello que se puede encontrar diferentes tipologías del ESC con perturbación externa y que se explicarán en el siguiente apartado.

3.1.2.- Arquitecturas del Extremum Seeking Control con perturbación externa

En la literatura es común el uso de cuatro tipologías diferentes del ESC de perturbación externa dependiendo de la manera de extraer el gradiente de la característica del panel. Se explicarán a continuación dichas cuatro arquitecturas empezando por la más sencilla de ellas.

3.1.2.1.- Estimación del gradiente sin filtro

La arquitectura de la estimación del gradiente sin filtro se muestra en la figura 3.2 y la estimación del gradiente se realiza mediante exclusivamente la multiplicación de la señal perturbadora con la salida del panel.

Se tiene la entrada del panel fotovoltaico que es $x(t)$. La salida del panel fotovoltaico es $y(t)$. Esta salida se multiplica por $\beta \text{prtb}_x(\omega_0 t)$ (perturbación de demodulación) y se obtiene la salida demodulada $m(t)$. Al integrar esta señal se consigue una señal filtrada ya que el integrador actúa como filtro activo pasa-bajos. En la

salida de dicho integrador se obtiene la señal de control $u(t)$ que será junto a la perturbación excitadora $prtb_+(\omega_0 t)$ la entrada, de nuevo, del panel fotovoltaico.

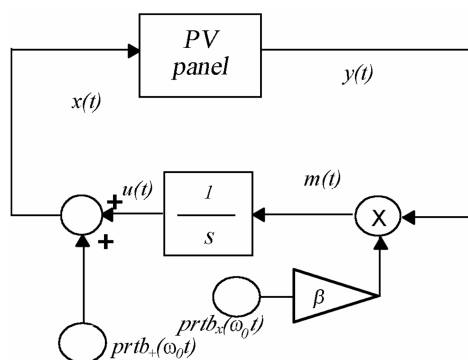


Figura 3.2.: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante estimación del gradiente sin filtros.

Las perturbaciones aptas para el ESC, como se dijo anteriormente, debe cumplir tres requerimientos: debe de ser periódica, debe de tener valor medio nulo y debe de tener simetría impar. Las perturbaciones que cumplen dichas características se pueden descomponer mediante su serie de Fourier de la siguiente manera:

$$prtb(\omega_0 t) = A_1 \sin(\omega_0 t) + A_3 \sin(3\omega_0 t) + A_5 \sin(5\omega_0 t) + \dots \quad (3.1)$$

Para cualquier perturbación la entrada al mapa no lineal es:

$$x(t) = u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (3.2)$$

La salida corresponde a:

$$y(t) = f(u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t)) \quad (3.3)$$

Asumiendo $u_0 \ll u(t)$, entonces se puede aproximar en el primer término de la serie de Taylor,

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (3.4)$$

Se multiplica por la señal perturbadora $\beta prtb_x(\omega_0 t)$,

$$m(t) = f(u(t)) \beta u_0 prtb_x(\omega_0 t) + \frac{df}{dx} u_0 \beta prtb_+(\omega_0 t) u_0 prtb_x(\omega_0 t) \quad (3.5)$$

3.- Extremum Seeking Control

Descomponiendo las señales perturbadoras por sus series de Fourier $prtb_+(\omega_0 t) = A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)$ y Fourier $prtb_x(\omega_0 t) = A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)$, se obtiene,

$$m(t) = f(u(t)) \beta \cdot u_0 \left(A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t) \right) + \frac{df}{dx} u_0^2 \beta \left(A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t) \right) \left(A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t) \right) \quad (3.6)$$

Operando y obteniendo solo la parte continua, ya que se filtra cualquier otro armónico con el integrador, se expresa la salida del integrador como:

$$u(t) = \int_0^t \left(\frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \right) d\tau \quad (3.7)$$

Siendo $K_A = \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right)$.

3.1.2.2.-Estimación del gradiente mediante premultiplicación

Otra manera para obtener la estimación del gradiente es como se muestra en la figura 3.3. llamado estimación del gradiente mediante premultiplicación. Se tiene la entrada del panel fotovoltaico que es $x(t)$. La salida del panel fotovoltaico es $y(t)$. Esta salida se multiplica por $\beta prtb_x(\omega_0 t)$ (perturbación de demodulación) y se obtiene la salida demodulada $m(t)$. Esta señal pasará por un filtro pasa-bajo llamado $H(s)$ que da la estimación del gradiente $g(t)$. Al integrar esta señal se obtiene la señal de control $u(t)$ que será junto a la perturbación excitadora $prtb_+(\omega_0 t)$ la entrada, de nuevo, del panel fotovoltaico.

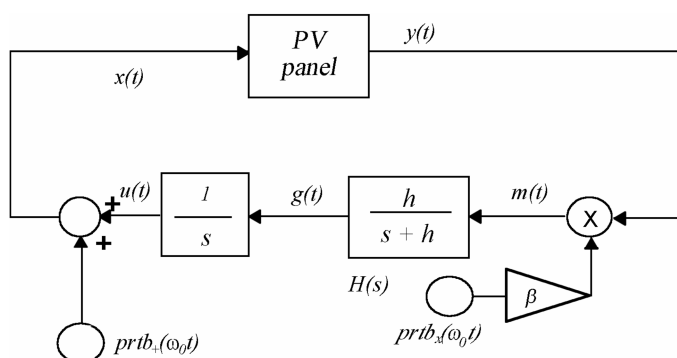


Figura 3.3.: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante premultiplicación

Para cualquier perturbación la entrada al mapa no lineal es:

$$x(t) = u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (3.8)$$

La salida corresponde a:

$$y(t) = f(u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t)) \quad (3.9)$$

Asumiendo $u_0 \ll u(t)$, entonces se puede aproximar en el primer término de la serie de Taylor,

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (3.10)$$

Se multiplica por la señal perturbadora $\beta prtb_x(\omega_0 t)$,

$$m(t) = f(u(t)) \beta u_0 prtb_x(\omega_0 t) + \frac{df}{dx} u_0 \beta prtb_+(\omega_0 t) u_0 prtb_x(\omega_0 t) \quad (3.11)$$

Descomponiendo las señales perturbadoras por sus series de Fourier $prtb_+(\omega_0 t) = A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)$ y Fourier $prtb_x(\omega_0 t) = A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)$, se obtiene,

$$m(t) = f(u(t)) \beta \cdot u_0 (A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)) + \frac{df}{dx} u_0^2 \beta (A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)) (A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)) \quad (3.12)$$

3.- Extremum Seeking Control

Operando y obteniendo solo la parte continua, ya que se filtra cualquier otro armónico con el filtro pasabajos $H(s)$, se obtiene

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0^2 \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right) \quad (3.13)$$

La salida del integrador se puede expresar como:

$$u(t) = \int_0^t \left(\frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \right) d\tau \quad (3.14)$$

Siendo $K_A = \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right)$.

3.1.2.3.-Estimación del gradiente mediante postmultiplicación

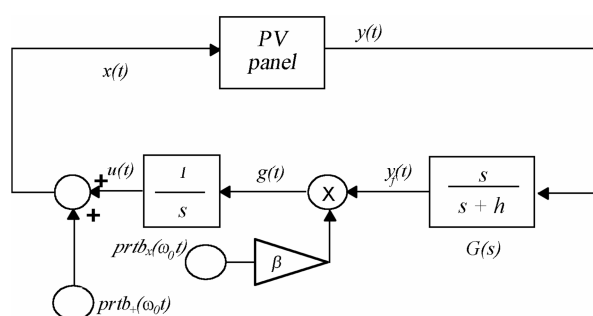


Figura 3.4.: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante postmultiplicación.

En la figura 3.4 se muestra la otra configuración, la estimación del gradiente mediante postmultiplicación. Se tiene la entrada del panel fotovoltaico que es $x(t)$. La salida del panel fotovoltaico es $y(t)$. Esta señal pasará por un filtro pasa-alto llamado $G(s)$ que entrega la señal filtrada $y_f(t)$. Esta señal se multiplica por $\beta prt_{b_x}(\omega_0 t)$ (perturbación de demodulación) y se obtiene la estimación del gradiente $g(t)$. Al integrar esta señal se obtiene la señal de control $u(t)$ que será junto a la perturbación excitadora $prt_{b_x}(\omega_0 t)$ la entrada, de nuevo, del panel fotovoltaico.

Para cualquier perturbación la entrada al mapa no lineal es:

$$x(t) = u(t) + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.15)$$

La salida corresponde a:

$$y(t) = f(u(t) + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)) \quad (3.16)$$

Asumiendo $u_0 \ll u(t)$, entonces se puede aproximar en el primer término de la serie de Taylor,

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.17)$$

Se filtra esta señal mediante el filtro pasa-alto $G(s)$ obteniendo,

$$y_f(t) = \frac{df}{dx} u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.18)$$

Se multiplica por la señal perturbadora $\beta \text{prtb}_x(\omega_0 t)$,

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \text{prtb}_x(\omega_0 t) \quad (3.19)$$

Descomponiendo las señales perturbadoras por sus series de Fourier $\text{prtb}_+(\omega_0 t) = A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)$ y Fourier $\text{prtb}_x(\omega_0 t) = A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)$, se obtiene,

$$g(t) = \frac{df}{dx} u_0^2 \beta (A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)) (A_{1x} \sin(\omega_0 t) + A_{3x} \sin(3\omega_0 t) + A_{5x} \sin(5\omega_0 t)) \quad (3.20)$$

Operando se obtiene

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0^2 \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right) \quad (3.21)$$

La salida del integrador se puede expresar como:

$$u(t) = \int_0^t \left(\frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \right) d\tau \quad (3.22)$$

3.- Extremum Seeking Control

Siendo $K_A = \left(\frac{A_{1+}A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+}A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+}A_{5x}}{2} \right)$.

3.1.2.4.-Estimación del gradiente mediante doble filtro

La última arquitectura a estudiar es la de doble filtro, una arquitectura utilizada por autores como Krstić [53]. Se basa en la unión de la idea de la estimación del gradiente mediante premultiplicación y la estimación del gradiente mediante postmultiplicación. Es un sistema robusto contra perturbaciones no deseadas pero aumenta considerablemente la complejidad del control. En la figura 3.5. se muestra el diagrama de esta arquitectura. Se tiene la entrada del panel fotovoltaico que es $x(t)$. La salida del panel fotovoltaico es $y(t)$. Esta señal pasará por un filtro pasa-alto llamado $G(s)$ que entrega la señal filtrada $y_f(t)$. Esta señal se multiplica por $\beta prtb_x(\omega_0 t)$ (perturbación de demodulación) y se obtiene la obtiene la señal demodulada $m(t)$. Esta señal pasará por un filtro pasa-bajo llamado $H(s)$ que da la estimación del gradiente $g(t)$. Al integrar esta señal se obtiene la señal de control $u(t)$ que será junto a la perturbación excitadora $prtb_+(\omega_0 t)$ la entrada, de nuevo, del panel fotovoltaico.

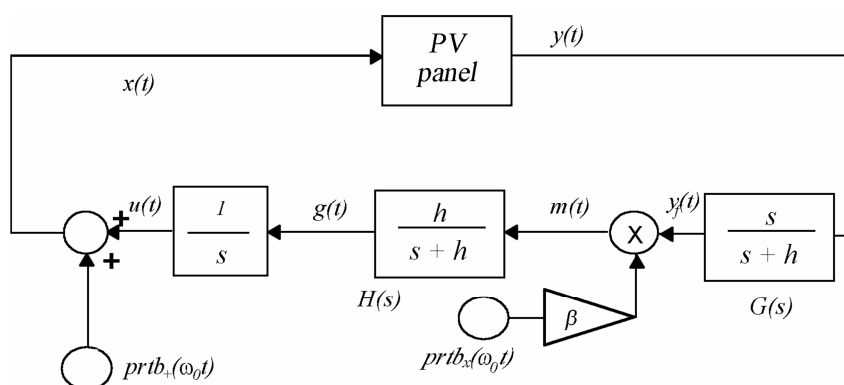


Figura 3.5.: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante doble filtro.

Para cualquier perturbación la entrada al mapa no lineal es:

$$x(t) = u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t) \tag{3.23}$$

La salida corresponde a:

$$y(t) = f(u(t) + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)) \quad (3.24)$$

Asumiendo $u_0 \ll u(t)$, entonces se puede aproximar en el primer término de la serie de Taylor,

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.25)$$

Se filtra esta señal mediante el filtro pasa-alto $G(s)$ obteniendo,

$$y_f(t) = \frac{df}{dx} u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.26)$$

Se multiplica por la señal perturbadora $\beta \text{prtb}_x(\omega_0 t)$,

$$m(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \text{prtb}_x(\omega_0 t) \quad (3.27)$$

Operando y obteniendo solo la parte continua, ya que se filtra cualquier otro armónico con el filtro pasabajos $H(s)$, se obtiene

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0^2 \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right) \quad (3.28)$$

La salida del integrador se puede expresar como:

$$u(t) = \int_0^t \left(\frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \right) d\tau \quad (3.29)$$

$$\text{Siendo } K_A = \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right).$$

3.1.2.5.-Comparativa de las arquitecturas de estimación de gradiente

La arquitectura de estimación de gradiente sin filtro es una arquitectura muy sencilla y con muy pocos bloques, sin embargo, tiene una desventaja muy importante. Es un sistema muy sensible a perturbaciones, incluso las no deseadas ya que en el lazo de

3.- Extremum Seeking Control

control no tiene ningún filtro para impedirlo. Por esta razón es el menos utilizado para los algoritmos ESC.

El lado opuesto es la estimación del gradiente mediante doble filtro. Corrige la desventaja de la estimación de gradiente sin filtro pero sin embargo el lazo de control aumenta en número de bloques. La gran desventaja de añadir dos filtros es que, mirándolo de manera digital, aumenta el tiempo de ejecución del lazo de control lo que limita las prestaciones del algoritmo; mirándolo de manera analógica, se desfasan las señales de perturbación y control con lo que la multiplicación de estas no da el resultado esperado.

Por ello se ha considerado en esta tesis trabajar con una arquitectura que dé una solución intermedia. Las arquitecturas que cumplen esto son las que contienen un solo filtro: la estimación del gradiente mediante premultiplicación y la estimación del gradiente mediante postmultiplicación. En esta tesis, y a partir de ahora se trabajará exclusivamente con esta arquitectura, se ha considerado una mejor opción la estimación del gradiente mediante premultiplicación ya que su facilidad en cálculos es mayor y es más utilizada en la literatura encontrada.

3.1.3.- Modelo promediado del algoritmo ESC

En este apartado se estudiará el modelo promediado del algoritmo ESC de perturbación externa con la arquitectura escogida: premultiplicación.

El modelo promediado fu estudiado por Leyva en diferentes artículos [30, 86] y se muestra en la figura 3.6 su modelo promediado y las ecuaciones a continuación.

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T (u(t) + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)) dt = \bar{u} \quad (3.30)$$

$$\bar{y} = f(\bar{x}) = f(x) \quad (3.31)$$

$$m = \frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \quad (3.32)$$

$$\bar{g} = \bar{m} * L^{-1} \{H(s)\} \quad (3.33)$$

$$\bar{u} = \bar{g} * L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \right\} \quad (3.34)$$

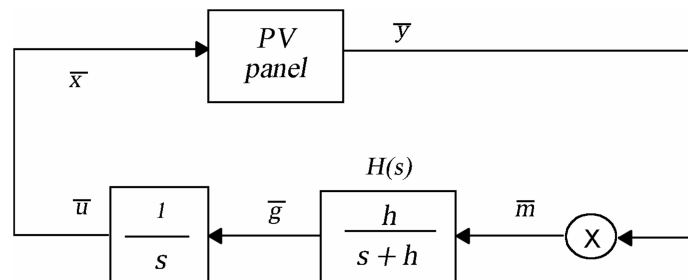


Figura 3.6: Esquema promediado de un *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante premultiplicación

Como se mencionó anteriormente, este modelo servirá para estudiar la estabilidad del ESC que se realiza en el siguiente apartado.

3.1.4.- Estabilidad del algoritmo ESC

Antes de seguir estudiando con más detenimiento el algoritmo es necesario ver la estabilidad de este. Con la estabilidad se podrá saber qué condiciones iniciales se necesitan para asegurarse que cualquier oscilación, en las diferentes señales que intervienen en el algoritmo de control, acaba convergiendo a sus puntos de equilibrio. Esto permitirá asegurar que al haber una modificación del óptimo, el algoritmo volverá a buscarlo de nuevo. En este subapartado, esta estabilidad se estudiará de dos maneras diferentes: la estabilidad en gran señal mediante el método directo de Lyapunov y la estabilidad en pequeña señal mediante el criterio de Routh.

3.1.4.1.-Estabilidad del ESC en gran señal

A continuación se va a estudiar la estabilidad del algoritmo ESC en gran señal, o dicho de otra manera, se va a realizar un análisis de la estabilidad dinámica del algoritmo utilizando el modelo promediado descrito en el apartado anterior y mostrado en la figura 3.6. De esta manera se conseguirá ver el comportamiento dinámico medio del

3.- Extremum Seeking Control

lazo lo que otorgará la estabilidad del sistema. Los dos bloques que compone el lazo de control son el integrador y el filtro. Así, el comportamiento dinámico promediado del integrador se muestra en la siguiente ecuación diferencial:

$$\dot{\bar{x}} = \bar{g} \quad (3.35)$$

El comportamiento del filtro pasa-bajo se muestra en la ecuación diferencial (3.36):

$$\dot{\bar{g}} = -h\bar{g} + h\beta u_0^2 K_A \frac{df}{dx} \quad (3.36)$$

Siendo h la frecuencia de corte del filtro.

Se puede observar que la derivada temporal del gradiente corresponde a,

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{df}{dx} \right) = \frac{d^2 f}{dx^2} \dot{\bar{x}} = \frac{d^2 f}{dx^2} \bar{g} \quad (3.37)$$

Ahora, se nombran las variables de estado como $z_1 = \frac{df}{dx}$ y $z_2 = \bar{g}$, de esta manera se puede expresar el modelo promediado dinámico como,

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= h(z_1)z_2 \\ \dot{z}_2 &= -hz_2 + h\beta u_0^2 K_A z_1 \end{aligned} \quad (3.38)$$

Siendo $h(z_1) = d^2 f / dx^2 < 0$.

Una vez declaradas las variables de estado es posible verificar la estabilidad del sistema mediante el método directo de Lyapunov. La función de Lyapunov positiva candidata es:

$$V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_2^2 + \int_0^{z_1} \left(-h\beta u_0^2 K_A \frac{1}{h(\alpha_1)} \alpha_1 \right) d\alpha_1 \quad (3.39)$$

Si $n = -h\beta u_0^2 K_A \frac{1}{h(\alpha_1)}$, al ser $h, \beta, K_A > 0$ ya que son constantes positivas y $h(\alpha_1) < 0$ ya que la característica de la función es un mapa no lineal cóncavo. Entonces $n > 0$. De esta manera dependiendo el valor de z_1 la ecuación (3.39) es:

Si $z_1 > 0$, significa que $\alpha_1 \in (0, z_1) \Rightarrow \int_0^{z_1} (n \cdot \alpha_1) d\alpha_1 > 0$ con lo que $V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_2^2 + \int_0^{z_1} (n \cdot \alpha_1) d\alpha_1 > 0$. Si $z_1 < 0$, $\alpha_1 \in (z_1, 0) \Rightarrow \int_0^{z_1} (n \cdot \alpha_1) d\alpha_1 > 0 \Rightarrow -\int_{z_1}^0 (n \cdot \alpha_1) d\alpha_1 > 0$ con lo que $V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_2^2 + \int_0^{z_1} (n \cdot \alpha_1) d\alpha_1 > 0$. Si $z_1 = 0$ entonces $V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_2^2$. En los tres casos $V(z_1, z_2)$ es definida positiva.

La primera derivada temporal de la función candidata de Lyapunov es,

$$\dot{V}(z_1, z_2) = z_2 \dot{z}_2 + \left(-h\beta u_0^2 K_A \frac{1}{h(\alpha_1)} z_1 \right) \dot{z}_1 \quad (3.40)$$

Sustituyendo los valores de la derivada de las variables de estado encontradas en la expresión (3.38) en la derivada temporal de la función de Lyapunov candidata (3.40), se obtiene,

$$\dot{V}(z_1, z_2) = -hz_2^2 \quad (3.41)$$

Como la función candidata de Lyapunov $V(z_1, z_2)$ fue definida positiva y su derivada temporal $\dot{V}(z_1, z_2)$ es definida seminegativa entonces es posible afirmar que el algoritmo es estable. El método directo de Lyapunov permite saber si el sistema es estable en gran señal pero no da información de, por ejemplo, tiempos de convergencia. Es por ello que a continuación se analizará la estabilidad mediante el lugar geométrico de las raíces y el criterio de Routh.

3.- Extremum Seeking Control

3.1.4.2.-Estabilidad del ESC en pequeña señal

Para ver la estabilidad del algoritmo en pequeña señal se va a utilizar el modelo promediado descrito en el apartado 3.1.3. y se va a suponer que se dispone de una planta dónde cerca del máximo se puede aproximar como una función polinómica de segundo orden como la siguiente:

$$f(x) = -a_1x^2 + a_2x - a_3 \quad (3.42)$$

Donde su derivada es,

$$\frac{df(x)}{dx} = -2a_1x + a_2 \quad (3.43)$$

El punto óptimo de esta función x^* es alcanzado cuando la derivada es cero. Por lo tanto el máximo es:

$$x^* = \frac{a_2}{2a_1} \quad (3.44)$$

Se define $\tilde{x} = x - x^*$, con lo que,

$$x = \tilde{x} + \frac{a_2}{2a_1} \quad (3.45)$$

Se sustituye el valor obtenido en la ecuación (3.43):

$$\frac{df(x)}{dx} = -2a_1 \left(\tilde{x} + \frac{a_2}{2a_1} \right) + a_2 = -2a_1\tilde{x} \quad (3.46)$$

Se define la curvatura como $k_c = -2a_1$. Además, como se ve en la ecuación (3.46)

se define $\frac{df(x)}{dx} = -2a_1\tilde{x} = k_c\tilde{x}$.

El lazo de control en el modelo ESC, utilizando la premultiplicación para la estimación del gradiente, quedaría como se muestra en la figura 3.7:

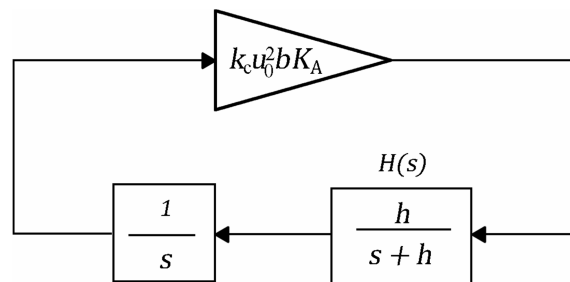


Figura 3.7: Lazo de control del *Extremum Seeking Control* mediante premultiplicación

Como se muestra en la figura 3.7 se dispone de dos polos (uno otorgado por el filtro pasa-bajos y otro otorgado por el integrador) y ningún cero. Esto implica un lugar geométrico de las raíces (LGR) como el de la figura 3.8. Al tener solo dos polos es posible aumentar la ganancia de lazo G_{loop} hasta el infinito sin que los polos se desplacen al semiplano derecho del LGR lo que con ello se puede afirmar que el algoritmo es estable.

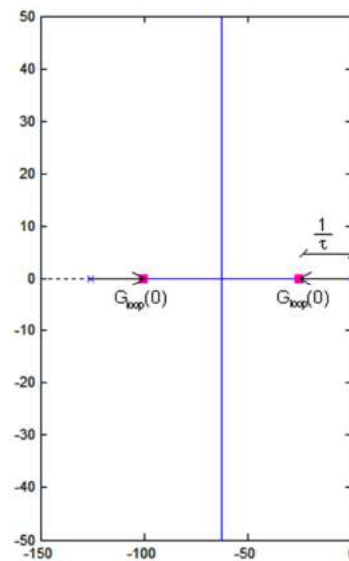


Figura 3.8: LGR del lazo de control mostrado en la figura 3.7.

En el siguiente apartado se utilizará dicho LGR para comprobar las prestaciones del algoritmo.

3.- Extremum Seeking Control

3.2.- Prestaciones del *Extremum Seeking Control*

Las prestaciones de un algoritmo MPPT se caracteriza por dos parámetros fundamentales: el tiempo de convergencia al óptimo y el rendimiento del algoritmo una vez alcanzado este punto. A continuación se mostrará cómo se ha definido por tiempo de convergencia al óptimo y por el rendimiento en el óptimo.

3.2.1.- Tiempo de convergencia al óptimo

El tiempo de convergencia al óptimo es el tiempo que se tarda en llegar desde un punto inicial, x_i , hasta el punto donde se obtiene la máxima potencia, x^* . Disponiendo de su lazo de control promediado extraído en el apartado 3.1.3.2 y es mostrado en la figura 3.9, se puede determinar el tiempo de establecimiento del óptimo dependiendo del lugar geométrico de las raíces del control y de la ganancia global del lazo $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$ extraído a partir de dicho lazo de control promediado. La ubicación de los polos del lugar geométrico de las raíces dará una constante de tiempo de establecimiento $\tau = \frac{1}{G_{loop}(0)}$. Con ella se puede establecer el tiempo de establecimiento de la señal ($t \approx 4\tau$). El diagrama de polos se muestra en la figura 3.10.

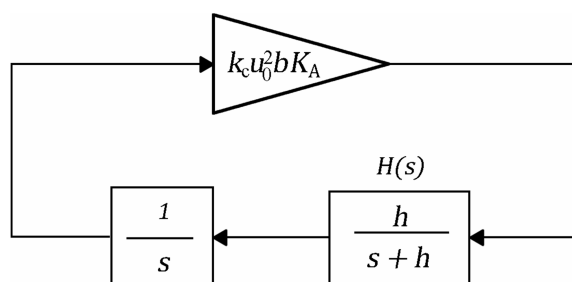


Figura 3.9: Lazo de control del *Extremum Seeking Control* mediante premultiplicación

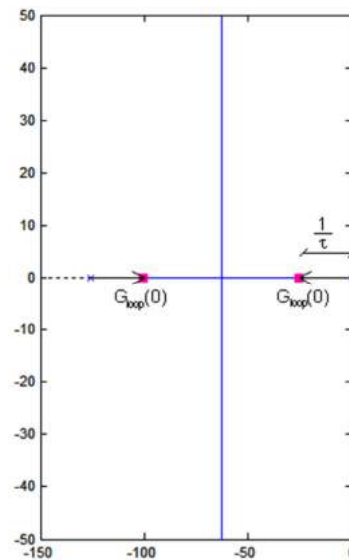


Figura 3.10: LGR del lazo de control mostrado en la figura 3.12.

De esta manera se puede concluir que los únicos parámetros de control que depende la velocidad de convergencia son u_0 que es la amplitud de la señal perturbadora, β que es la ganancia del lazo de control y K_A que es la ganancia de perturbación que depende de la forma de onda de las señales perturbadoras. Estos parámetros serán explicados en el apartado 3.3 de esta tesis.

3.2.2.- Rendimiento en el óptimo

El rendimiento en el máximo del *Extremum Seeking Control* η_{ESC} se define como el valor medio de la potencia respecto a su máximo una vez alcanzado el óptimo:

$$\eta_{ESC} = 100 \frac{\overline{P(x)}}{P_{max}} \quad (3.47)$$

Si el mapa a optimizar alrededor del óptimo se expresa como la siguiente ecuación polinómica de segundo grado:

$$f(x) = -a_1 x^2 + a_2 x - a_3 \quad (3.48)$$

3.- Extremum Seeking Control

Y le añadimos una señal perturbadora alrededor del máximo

$$x = x^* + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \quad (3.49)$$

Se obtiene:

$$f(t) = -a_1 (x^* + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t))^2 + a_2 (x^* + u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t)) - a_3 \quad (3.50)$$

Escogiendo cualquier señal perturbadora que tiene la forma:

$$\text{prtb}_+(\omega_0 t) = A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t),$$

$$f(t) = -a_1 \left(x^* + u_0 (A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)) \right)^2 + a_2 \left(x^* + u_0 (A_{1+} \sin(\omega_0 t) + A_{3+} \sin(3\omega_0 t) + A_{5+} \sin(5\omega_0 t)) \right) - a_3 \quad (3.51)$$

El valor medio de esta función es

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (3.52)$$

Realizando dicha integral se obtiene:

$$\overline{f(t)} = -a_1 (x^*)^2 + a_2 x^* - a_3 - \frac{1}{2} a_1 u_0^2 (A_{1+}^2 + A_{3+}^2 + A_{5+}^2) \quad (3.53)$$

Sabiendo que el óptimo es $x^* = \frac{a_2}{2a_1}$ (visto en la ecuación (3.44)) y siendo

$$K_{A+} = \left(\frac{A_{1+} A_{1+}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3+}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5+}}{2} \right), \text{ el valor medio queda como,}$$

$$\overline{f(t)} = \frac{a_2^2}{4a_1} - a_3 - a_1 u_0^2 K_{A+} \quad (3.54)$$

Una vez obtenido el valor medio, se necesita también el valor máximo de la función que es,

$$f_{\max} = -a_1 (x^*)^2 + a_2 x^* - a_3 = \frac{a_2^2}{4a_1} - a_3 \quad (3.55)$$

Recordando que $f(x)$ corresponde a la potencia de nuestro panel $P(x)$, se puede calcular el rendimiento como:

$$\eta_{ESC}(\%) = 100 \frac{\overline{P(x)}}{P_{max}} = 100 \frac{\frac{a_2^2}{4a_1} - a_3 - a_1 u_0^2 K_{A+}}{\frac{a_2^2}{4a_1} - a_3} = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{\frac{a_2^2}{4a_1} - a_3} = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{P_{max}} \quad (3.56)$$

Como se muestra en la expresión (3.56), la forma de onda de la perturbación excitadora K_{A+} y de la amplitud de esta u_0 son los únicos parámetros de control que afectan al rendimiento, así como la curvatura del panel $k_c = -2a_1$.

3.3.- Parámetros que influyen en el *Extremum Seeking*

Control

En este subcapítulo se verá la influencia de los parámetros curvatura, ganancia β y señal perturbadora tanto en términos de tiempo de convergencia al óptimo como de rendimiento en este punto que son los parámetros que influyen en las prestaciones de nuestro algoritmo.

3.3.1.- Curvatura

Tanto para la definición del tiempo de convergencia al óptimo como para la definición de rendimiento se ha utilizado una función de segundo grado cóncava según el criterio de Larson [85], es decir $f''(x) < 0$. Cerca del óptimo, en un intervalo de $\pm 0.5V$ del óptimo de la característica del panel, si es una buena aproximación con un coeficiente de determinación por encima del 99% en el caso del panel comercial BP-585F. La característica en función de la luminiscencia y temperatura de este panel comercial se representa en la figura 3.11 y la función polinómica de segundo grado aproximada en cada caso se muestra en la tabla 3.1.

3.- Extremum Seeking Control

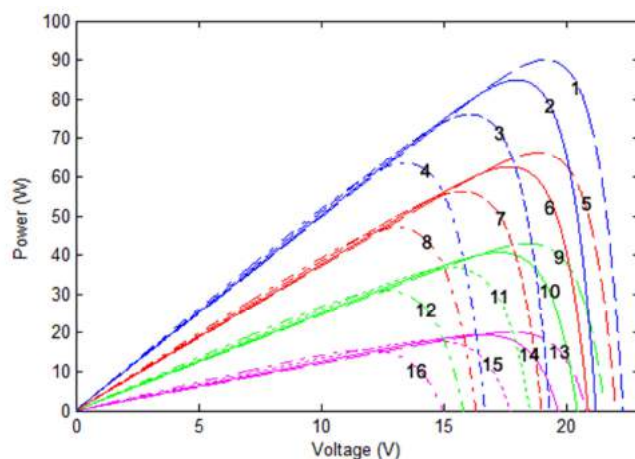


Figura 3.11: Característica del panel solar BP585-F para diferentes temperaturas y luminiscencias

Caso	Luminiscencia	Temperatura	Función polinómica	Coefficiente de determinación
1	1000 W/m ²	10 °C	$-2.5112x^2 + 92.215x - 831.53$	0.9935
2	1000 W/m ²	25 °C	$-2.3866x^2 + 85.884x - 687.72$	0.9913
3	1000 W/m ²	50 °C	$-2.2818x^2 + 73.385x - 513.87$	0.995
4	1000 W/m ²	85 °C	$-2.1524x^2 + 57.812x - 324.61$	0.9954
5	750 W/m ²	10 °C	$-1.8912x^2 + 71.376x - 607.19$	0.9933
6	750 W/m ²	25 °C	$-1.83x^2 + 64.792x - 510.91$	0.9939
7	750 W/m ²	50 °C	$-1.7119x^2 + 47.724x - 319.36$	0.9947
8	750 W/m ²	85 °C	$-1.6458x^2 + 43.112x - 235.33$	0.9958
9	500 W/m ²	10 °C	$-1.2723x^2 + 46.987x - 390.91$	0.9946
10	500 W/m ²	25 °C	$-1.2173x^2 + 42.073x - 322.88$	0.9939
11	500 W/m ²	50 °C	$-1.1606x^2 + 35.575x - 235.85$	0.9945
12	500 W/m ²	85 °C	$-1.1145x^2 + 28.165x - 147.07$	0.9952
13	250 W/m ²	10 °C	$-0.6569x^2 + 23.31x - 168.82$	0.9901
14	250 W/m ²	25 °C	$-0.6082x^2 + 20.143x - 147.36$	0.9938
15	250 W/m ²	50 °C	$-0.6073x^2 + 17.752x - 111.53$	0.9947
16	250 W/m ²	85 °C	$-0.5996x^2 + 14.245x - 69.129$	0.9946

Tabla 3.1: Función polinómica de segundo grado de la característica del panel BP-585F para diferentes casos

La curvatura depende del coeficiente del término cuadrático $k_c = -2a_1$ y tanto el tiempo de convergencia al óptimo dado por la ganancia de lazo $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$

como el rendimiento $\eta_{ESC}(\%) = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{P_{max}}$ es importante dicho valor. Sin

embargo, es un parámetro que depende del panel fotovoltaico y de las condiciones externas por lo que no es posible una modificación de este, pero hay que tenerlo en cuenta para determinar los demás parámetros. Si se quiere ajustar los parámetros para toda característica de cierto panel fotovoltaico hay que hacerlo para el caso donde $k_c = -2a_1$ es mayor ya que es el peor de los casos porque tiene un rendimiento más bajo y, aunque es cuando tiene tiempo de convergencia menor un sobreexceso de ganancia de lazo $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$, comportaría sobreoscilaciones al sistema como se mostrará en el apartado 3.4.

El ajuste de los parámetros es difícil a causa de la curvatura que es un parámetro de la planta y, por lo tanto, no tener control sobre él, además de ser un valor cambiante según las condiciones atmosféricas y según lo cerca que se encuentre el punto de trabajo del óptimo. Es por ello que en el capítulo 4.1 se mostrará el método *Newton-Like Extremum Seeking Control*, este método permite desvincular la eficiencia del algoritmo ESC de esta curvatura $k_c = -2a_1$.

3.3.2.- Ganancia de demodulación

En el algoritmo de control *Extremum Seeking* con perturbación externa se dispone de una ganancia ajustable llamada ganancia de demodulación β . Esta ganancia se puede ajustar de tal manera que se puede disminuir el tiempo de convergencia al óptimo (a mayor ganancia, menor tiempo) siempre que no provoque sobreimpulsos u oscilaciones ($G_{loop}(0)$ no sea tan grande que provoque tener polos complejos conjugados) como se verá en el apartado 3.4 que se explicará mediante un ejemplo como sintonizar los parámetros explicados en este apartado 3.3.

Además, como se puede ver en la figura 3.12 y se vio en el subcapítulo anterior, el rendimiento del algoritmo no se ve afectado por esta ganancia β con lo que permite aumentar su velocidad de búsqueda del óptimo sin disminuir el rendimiento alrededor de la máxima potencia. A continuación, en la figura 3.12, se muestra la simulación PSIM

3.- Extremum Seeking Control

del generador fotovoltaico explicada en el anexo I para diferentes ganancias β y con los demás parámetros constantes mostrados en la tabla 3.2 y 3.3.

Frecuencia de la señal perturbadora $f_0 = 2\pi\omega_0$	200 Hz
Ciclo de trabajo inicial D_i	0.125
Modelo de PV simulado	BP-585-F
Frecuencia de muestreo	10 kHz
Frecuencia de corte del filtro f_H	20 Hz
Frecuencia del módulo PWM f_{PWM}	200 kHz
L	32 μ H
C_1	2 μ F
C_2	2 μ F
V_{bat}	25 V

Tabla 3.2: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta

Forma de la perturbación demoduladora $prtb_x(t)$	$u_0 \sin(\omega_0 t)$
Forma de la perturbación excitadora $prtb_+(t)$	$u_0 \sin(\omega_0 t)$
Amplitud de la señal perturbadora u_0	0.625
Luminiscencia S	1000 W/m ²
Temperatura T	25°C

Tabla 3.3: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta

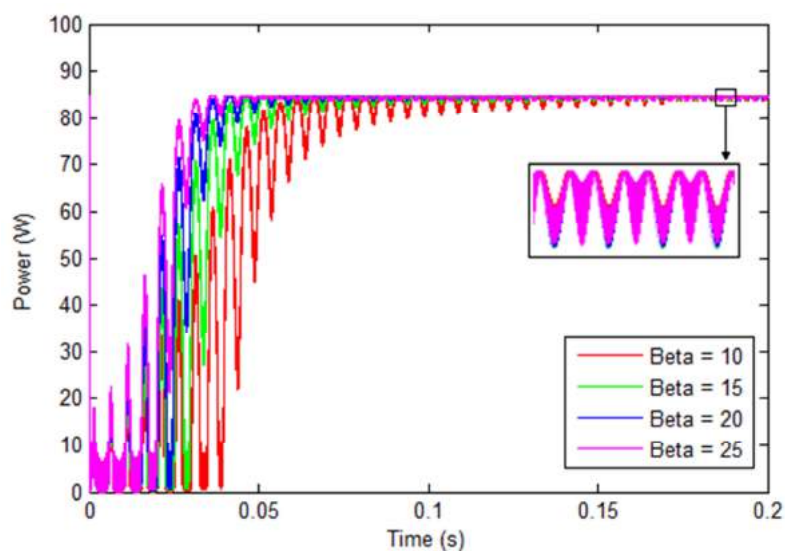


Figura 3.12: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes ganancias de control.

Como es posible ver en la figura 3.12, el tiempo de $\beta = 10$ y $\beta = 20$ es el doble uno del otro (cómo su ganancia β) lo que indica, como se demostró en el capítulo 3.2., que el tiempo de establecimiento depende proporcionalmente de la ganancia β .

Con los mismos parámetros que en la simulación PSIM (tabla 3.2 y tabla 3.3), se va a realizar una prueba experimental mediante un prototipo experimental utilizando la FPGA explicada en el anexo II.

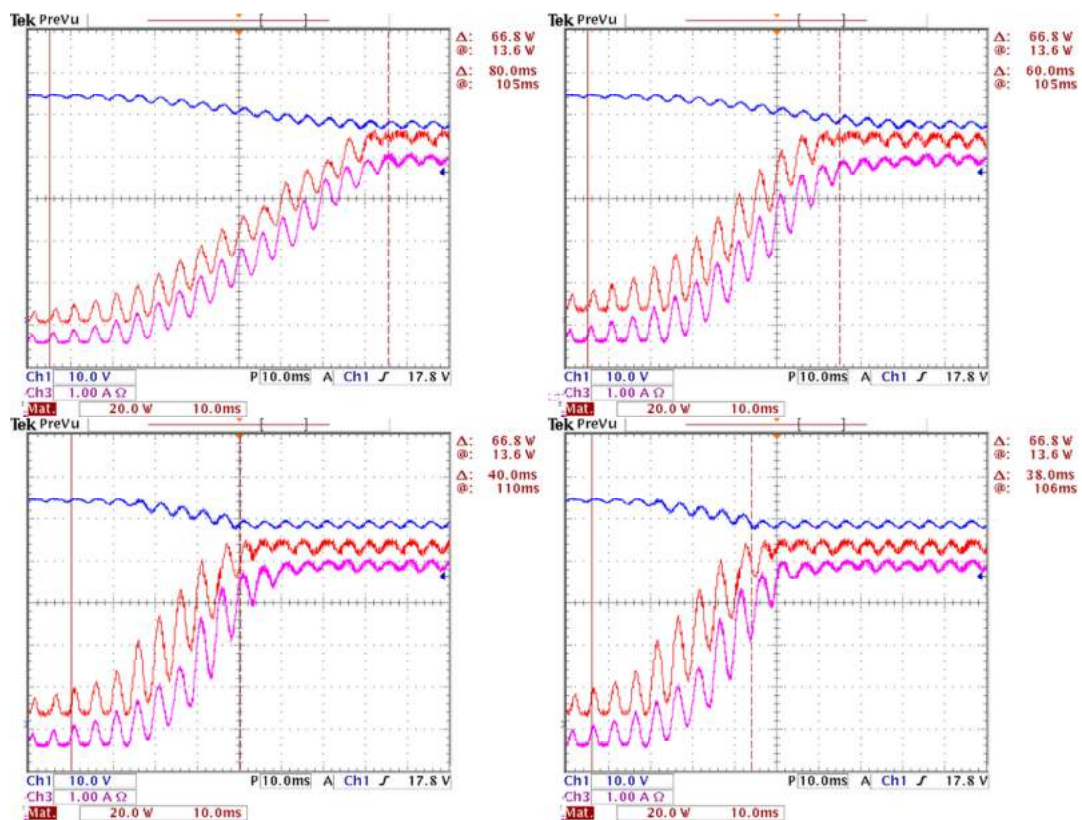


Figura 3.13.: Respuesta del algoritmo respecto diferentes ganancias beta. Arriba-izquierda: beta=10. Arriba-derecha: beta=15. Abajo-izquierda: beta=20. Abajo-derecha: beta=25

Como se muestra en la figura 3.13. y se mostró anteriormente matemáticamente y en simulación, a mayor valor de β , la ganancia de lazo $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$ es mayor, los polos en el LGA están más alejados y por consiguiente se tiene una constante de tiempo más baja.

3.- Extremum Seeking Control

3.3.3.- La señal perturbadora

La señal perturbadora externa que se añade intencionadamente al método ESC es la base del funcionamiento de dicho método. La amplitud de la señal perturbadora y la forma de onda de esta son los parámetros que influyen en el tiempo de convergencia a óptimo y al rendimiento. A continuación se analizará estos dos parámetros que proceden de la señal perturbadora.

3.3.3.1.-Amplitud de la señal perturbadora

El tiempo de convergencia al óptimo depende del valor de la amplitud de la señal perturbadora u_0 . Para comprobar dicha dependencia se utilizarán los parámetros de la tabla 3.2 y los que aparecen en la tabla 3.4.

Forma de la perturbación demoduladora $prtb_x(t)$	$u_0 \sin(\omega_0 t)$
Forma de la perturbación excitadora $prtb_+(t)$	$u_0 \sin(\omega_0 t)$
Ganancia β	15
Luminiscencia S	1000 W/m ²
Temperatura T	25°C

Tabla 3.4: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la amplitud de la señal perturbadora

A continuación, se variará la amplitud u_0 de la señal perturbadora $prtb_x(t) = prtb_+(t) = u_0 \sin(\omega_0 t)$. Para ver como a diferentes amplitudes el tiempo de alcance al máximo es diferente.

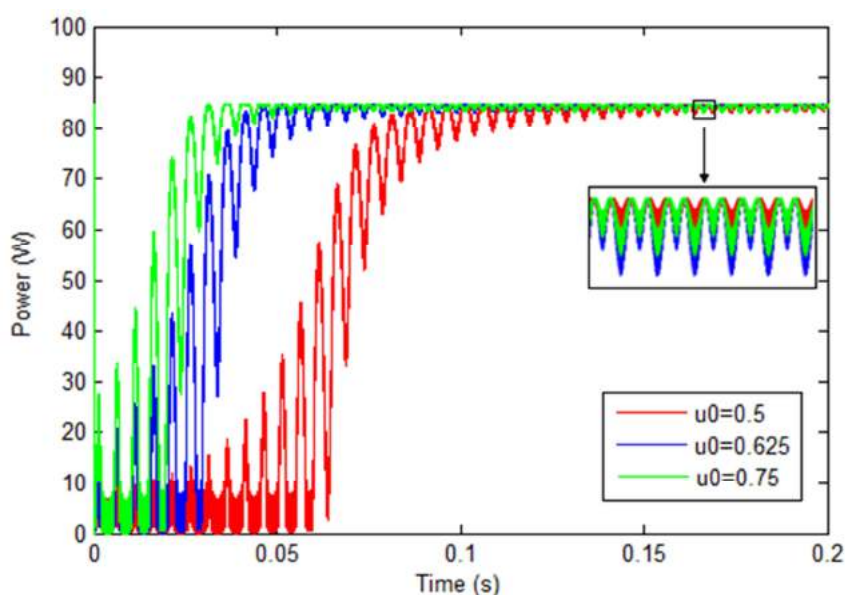


Figura 3.14: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes amplitudes en la señal perturbadora.

Se puede observar en la figura 3.14 que, a mayor amplitud de la señal perturbadora, menor será el tiempo de convergencia al óptimo. Esto es debido a que al aumentar la amplitud también aumentamos $G_{loop}(0)$ y por lo tanto disminuimos la constante de tiempo τ . Sin embargo, se puede observar en la ampliación de la imagen en el óptimo, que una amplitud mayor también provoca una oscilación mayor alrededor del óptimo (y menor rendimiento). Esto significa que si se requiere disminuir el tiempo de convergencia al óptimo, hacerlo aumentando la amplitud de la señal perturbadora implicará un perjuicio en el rendimiento. Estos valores numéricos del rendimiento en los distintos valores de la amplitud anteriormente utilizados se muestran en la tabla 3.5.

u_0	$\overline{f(t)}$	$\eta_{ESC}(\%)$
0.5	84.665	$100 \frac{84.665}{84.92} = 99.7$
0.625	84.45	$100 \frac{84.45}{84.92} = 99.447$
0.75	84.345	$100 \frac{84.345}{84.92} = 99.323$

Tabla 3.5: Resultado de la simulación PSIM de los rendimientos para diferentes amplitudes de perturbación .

En la tabla 3.5 se puede observar que a mayor amplitud el rendimiento empeora es por esta razón que considerar una pequeña señal de perturbación provocará menos

3.- Extremum Seeking Control

oscilaciones alrededor del óptimo y por consiguiente mayor rendimiento. Este empeoramiento del rendimiento es más notable cuando la curvatura de la característica del panel fotovoltaico es más grande.

En las siguientes figuras (3.15, 3.16 y 3.17) se va a mostrar la influencia de la amplitud de la señal perturbadora u_0 (con los diferentes valores de amplitud escogidos en la simulación PSIM) con el tiempo de convergencia al óptimo y rendimiento en ese punto (en el rendimiento se ha realizado el promediado de la señal, mitad derecha de la figura del rendimiento, para eliminar el rizado de la señal debido a las conmutaciones y el ruido). Para ello se utiliza los parámetros mostrados en la tabla 3.2, una ganancia $\beta = 15$ y una perturbación sinusoidal.

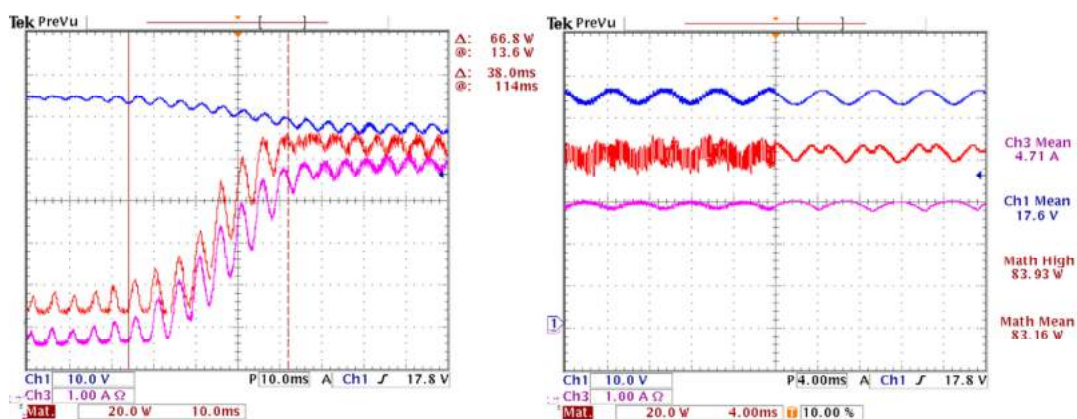


Figura 3.15: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.75

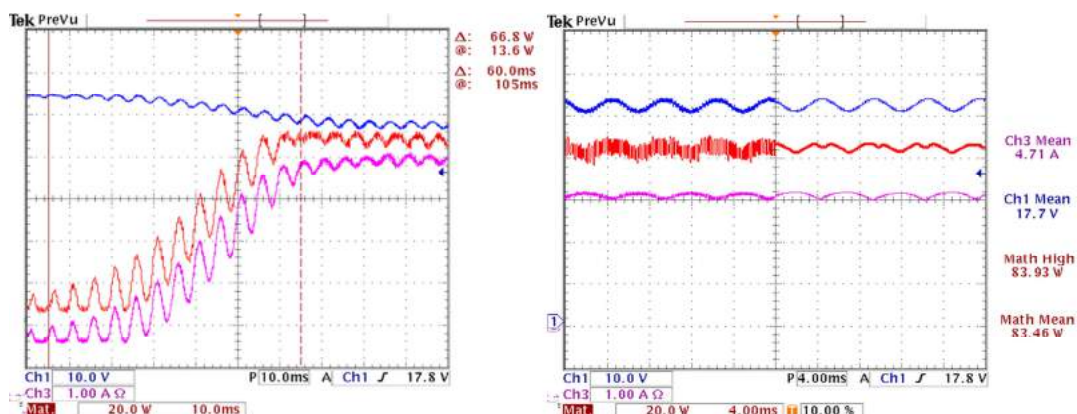


Figura 3.16: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.625

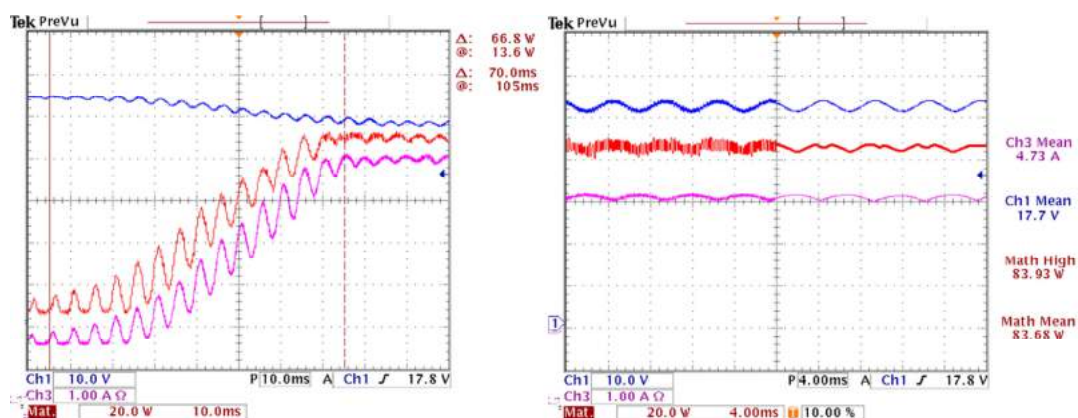


Figura 3.17: Respuesta del algoritmo con una amplitud de perturbación de 0.5

Como se puede apreciar en el ejemplo de las figura 3.15, figura 3.16 y figura 3.17, la amplitud de la señal perturbadora es importante tanto en el tiempo de convergencia al óptimo como en su rendimiento, como se ha observado en la simulación PSIM y obteniendo resultados muy parecidos. Los resultados se pueden ver en la siguiente tabla resumen:

Amplitud de la perturbación	Tiempo de alcance al óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
0.5	70 ms	83.93 W	83.68 W	99.64
0.625	60 ms	83.93 W	83.46 W	99.44
0.75	38 ms	83.93 W	83.16 W	99.08

Tabla 3.6: Resultados de la experimentación para diferentes amplitudes de la señal de perturbación

Una amplitud baja permite tener un rendimiento elevado pero un tiempo de alcance al óptimo muy alto. Una amplitud alta permite tener un tiempo bajo pero un rendimiento bajo. La existencia de este compromiso obliga a realizar una elección de la amplitud dependiendo de los objetivos deseados.

3.3.3.2.-Forma de onda de la señal perturbadora

Como se ha visto anteriormente, el valor de K_A viene dado por la amplitud de los diferentes armónicos que se descompone las señales perturbadoras. Antes de proceder a ver la dependencia del valor K_A al tiempo de convergencia al óptimo, se va a

3.- Extremum Seeking Control

mostrar qué señales pueden ser señales perturbadoras para ello hay que realizar alguna definición previa.

Se define como señal de perturbación toda aquella señal externa aplicada al *Extremum Seeking Control* y que cumpla las siguientes premisas: debe de ser periódica, de simetría impar y valor medio cero. Dentro de la infinidad de posibles señales que cumplan estos requisitos, se define como señales básicas la señal sinusoidal $\sin(\omega_0 t)$, triangular $\text{tri}(\omega_0 t)$ y cuadrada $\text{sqr}(\omega_0 t)$.

Dichas señales básicas de perturbación se pueden aproximar mediante su desarrollo en la serie de Fourier. En la tabla 3.7 se muestra las diferentes señales básicas con su desarrollo en serie de Fourier aproximado hasta su quinto armónico.

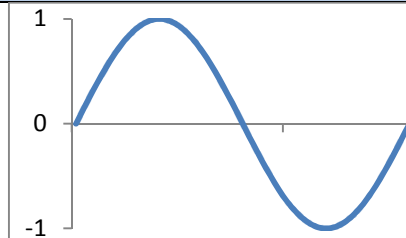
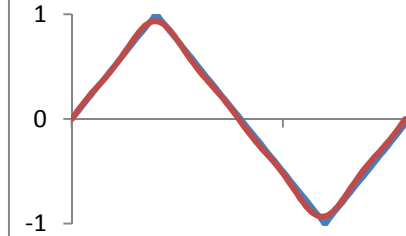
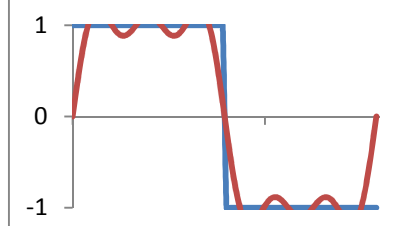
Nombre	Forma de onda	Serie de Fourier
$\sin(\omega_0 t)$		$\sin(\omega_0 t)$
$\text{tri}(\omega_0 t)$		$\frac{8}{\pi^2} \left(\sin(\omega_0 t) - \frac{1}{9} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{25} \sin(5\omega_0 t) \right)$
$\text{sqr}(\omega_0 t)$		$\frac{4}{\pi} \left(\sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_0 t) \right)$

Tabla 3.7: Desarrollo en la serie de Fourier de las diferentes señales básicas

Cabe destacar que cuando $\text{prtb}_+ = \text{prtb}_x$, el valor de K_A corresponde a la potencia de la señal perturbadora normalizada (amplitud unitaria). Dicho de otra manera, es el cuadrado del valor eficaz de la señal perturbadora.

$$\frac{A_1 \sin^2}{2} = \frac{1^2}{2} = \frac{1}{2} = \sin^2_{rms} \quad (3.57)$$

$$\frac{A_1 tri^2 + A_3 tri^2 + A_5 tri^2}{2} = \frac{\left(\frac{8}{\pi^2} 1\right)^2 - \left(\frac{8}{\pi^2} \frac{1}{9}\right)^2 + \left(\frac{8}{\pi^2} \frac{1}{25}\right)^2}{2} = 0.33 = \frac{1}{3} = tri^2_{rms} \quad (3.58)$$

$$\frac{A_1 sqr^2 + A_3 sqr^2 + A_5 sqr^2}{2} = \frac{\left(\frac{4}{\pi} 1\right)^2 + \left(\frac{4}{\pi} \frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{8}{\pi} \frac{1}{5}\right)^2}{2} = 1 = sqr^2_{rms} \quad (3.59)$$

Como, en las señales perturbadoras básicas, los armónicos de orden elevado tienen bajo peso, se puede calcular el valor de K_A de dichas señales con solo el primer armónico. En la tabla 3.8 se muestra diferentes combinaciones de las señales perturbadoras básicas y el valor de K_A de estas combinaciones con el fin de ver mediante simulación y prueba experimental como depende el tiempo de convergencia de la forma de onda de las señales perturbadoras.

Ejemplo	K_A (primer armónico)
$prtb_x = \sin(\omega_0 t)$ $prtb_+ = \sin(\omega_0 t)$	$K_A = \frac{1 \cdot 1}{2} = 0.5$
$prtb_x = tri(\omega_0 t)$ $prtb_+ = tri(\omega_0 t)$	$K_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} \frac{8}{\pi^2}}{2} = 0.33$
$prtb_x = sqr(\omega_0 t)$ $prtb_+ = sqr(\omega_0 t)$	$K_A = 1$
$prtb_x = tri(\omega_0 t)$ $prtb_+ = sqr(\omega_0 t)$	$K_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} \frac{4}{\pi}}{2} = 0.5$

Tabla 3.8: Valor de K_A para diferentes combinaciones de señal perturbadora

A continuación se va a realizar mediante simulación PSIM como depende la forma de onda de la señal perturbadora (K_A) al tiempo de convergencia al óptimo y al rendimiento en este punto. Para ello se escogen los valores de K_A de la tabla 3.8, los parámetros analizados con anterioridad que aparecen en la tabla 3.9 y las constantes del

3.- Extremum Seeking Control

sistema que hemos utilizado en las demás simulaciones e implementaciones de la tabla 3.2.

Amplitud de la señal perturbadora u_0	0.625
Ganancia β	15
Luminiscencia S	1000 W/m ²
Temperatura T	25°C

Tabla 3.9: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la forma de la señal perturbadora

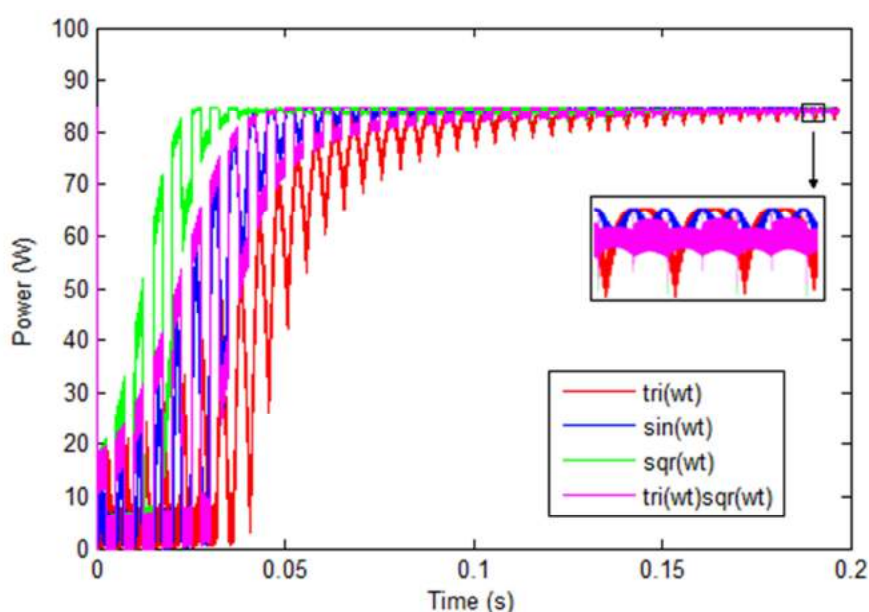


Figura 3.18: Potencia del generador fotovoltaico con diferentes formas de onda de las señales perturbadoras.

En la figura 3.18 se muestra la dependencia del valor K_A con del tiempo de convergencia al óptimo con el valor K_A . Se puede apreciar que en el caso $prtb_+ = prtb_x = tri(\omega_0 t)$ que tiene una K_A más pequeña (y por lo tanto una $G_{loop}(0)$ más pequeña) que los demás, el tiempo de convergencia es más alto. En el caso $prtb_+ = prtb_x = sqr(\omega_0 t)$ el tiempo de convergencia es el más pequeño. Se puede apreciar que el caso magenta y azul, aunque son señales perturbadoras diferentes, tienen el mismo K_A y por lo tanto el tiempo de convergencia al óptimo es el mismo. Con respecto al rendimiento, el cambio de la forma de las señales de perturbación, como

se puede ver en la ampliación alrededor del óptimo de la figura 3.18, comporta un cambio de rendimiento. Como se vio en la ecuación (3.64), ecuación dónde se calculaba el rendimiento, el rendimiento depende del tipo de perturbación excitadora $prtb_+$ y no de la perturbación de demodulación $prtb_x$. Esto es debido a que la salida del panel fotovoltaico es una función que depende de la entrada de la señal que corresponde a la señal excitadora junto a un valor constante: $y(t) = f(u(t) + u_0 prtb_+(\omega_0 t))$. En el zoom de la gráfica 3.21 se puede observar cómo la señal verde y magenta, que tienen la misma señal perturbadora excitadora tiene el mismo rendimiento. En la tabla 3.10 se muestran los valores del rendimiento extraídos mediante la simulación PSIM.

$prtb_+$	K_{A+}	$\overline{f(t)}$	$\eta_{ESC}(\%)$
$sin(\omega_0 t)$	$\frac{1}{2}$	84.45	$100 \frac{84.45}{84.92} = 99.447$
$sqr(\omega_0 t)$	1	83.99	$100 \frac{83.99}{84.92} = 98.905$
$tri(\omega_0 t)$	$\frac{1}{3}$	84.61	$100 \frac{84.61}{84.92} = 99.635$

Tabla 3.10: Resultado de la simulación PSIM de los rendimientos para diferentes formas de onda de perturbación .

Se puede observar en la tabla 3.10 que el rendimiento aumenta cuando disminuimos el valor de K_{A+} . Siguiendo la ecuación (3.56) el rendimiento es el siguiente y coincide con los de la tabla 3.10:

$$\eta_{ESCsin}(\%) = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{P_{max}} = 100 - 100 \frac{2.3866(0.625)^2 0.5}{84.92} = 99.451 \quad (3.60)$$

$$\eta_{ESCsq}(\%) = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{P_{max}} = 100 - 100 \frac{2.3866(0.625)^2 1}{84.92} = 98.902 \quad (3.61)$$

$$\eta_{ESCtri}(\%) = 100 - 100 \frac{a_1 u_0^2 K_{A+}}{P_{max}} = 100 - 100 \frac{2.3866(0.625)^2 0.33}{84.92} = 99.638 \quad (3.62)$$

Este rendimiento también se comprueba experimentalmente mediante el prototipo utilizado anteriormente y explicado en el anexo II. Las figuras 3.19, 3.20 y 3.21 muestran el resultado experimental mediante una perturbación sinusoidal, cuadrada y

3.- Extremum Seeking Control

triangular respectivamente. Para ello se ha utilizado los mismos parámetros que en la simulación y mostrados en las tablas anteriores. Al igual que en la implementación anterior, se ha realizado en la gráfica del rendimiento (parte derecha de dicha gráfica) un promediado de la señal para eliminar el ruido de la conmutación para así obtener el rendimiento debido al algoritmo de control y no haya influencias de la conmutación del convertidor.

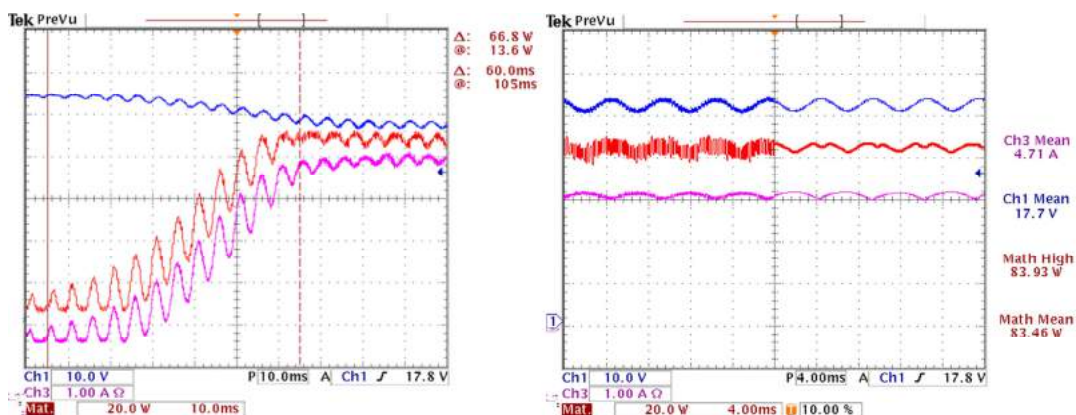


Figura 3.19: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación sinusoidal

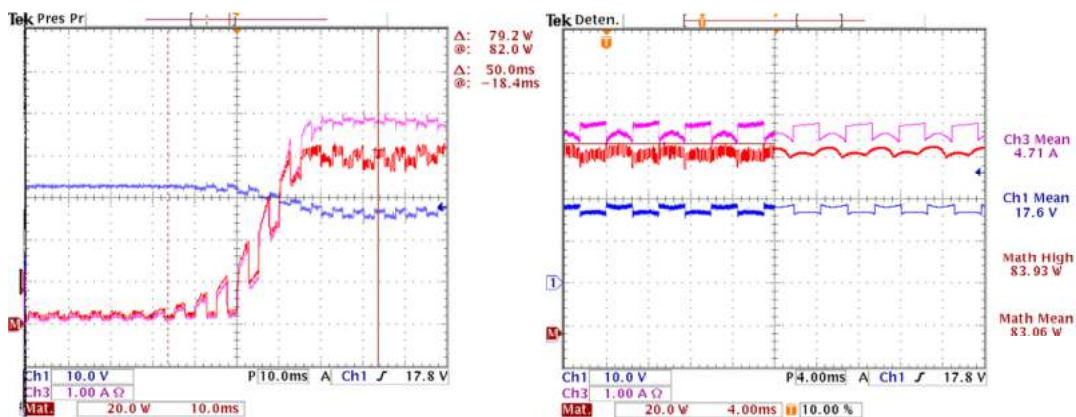


Figura 3.20: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación cuadrada

3.- Extremum Seeking Control

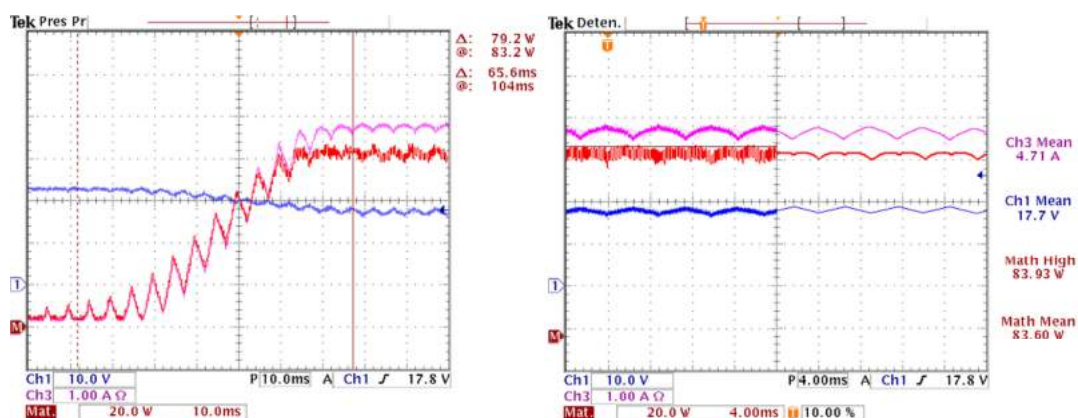


Figura 3.21: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación triangular

Los resultados de la implementación se muestran en la siguiente tabla 3.11:

Perturbación	Tiempo de alcance del óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
$sqr(\omega_0 t)$	50 ms	83.93 W	83.06 W	98.96
$sin(\omega_0 t)$	60 ms	83.93 W	83.46 W	99.44
$tri(\omega_0 t)$	65 ms	83.93 W	83.60 W	99.60

Tabla 3.11: Resultados de la experimentación para diferentes perturbaciones básicas

En la tabla 3.11 se puede apreciar que los valores de rendimiento y tiempo de alcance al máximo obtenidos mediante la prueba experimental corresponde a los valores obtenidos mediante la ecuación matemática y la simulación PSIM. Como se dijo anteriormente, la forma de onda de la señal perturbadora da un valor K_A que corresponde al valor eficaz de la señal al cuadrado. El tiempo de convergencia al óptima y el rendimiento depende de este valor K_A . Un valor K_A alto (señal cuadrada) nos da un tiempo de convergencia al óptimo pequeño pero también un rendimiento bajo. Un valor de K_A más pequeño (por ejemplo, señal triangular) pasa justamente al contrario. Vuelve a existir un compromiso entre disminuir el tiempo de convergencia al óptimo bajando su rendimiento o viceversa.

3.- Extremum Seeking Control

Tanto la amplitud de la señal perturbadora como la forma de onda de esta señal provocan un cambio del tiempo de convergencia al óptimo y del rendimiento. Dicho rendimiento solo depende de estos parámetros (y de la curvatura de la señal que es un valor que no se controla ya que depende del panel). Es por ello que si se necesita aumentar el rendimiento del algoritmo alrededor del óptimo es necesario hacerlo mediante la señal perturbadora. Normalmente esto es posible realizarlo mediante la disminución de la amplitud de la señal perturbadora que es mucho más sencillo que realizar un cambio de la forma de onda de la señal. Sin embargo, esta disminución tiene un límite que se halla en el momento que el ruido propio del sistema generador o de su alrededor provoque una modificación importante en la perturbación. Cuando esto pasa no es posible disminuir la amplitud de la señal perturbadora y sería necesario cambiar la forma de onda de la señal perturbadora.

Con el fin de obtener una potencia de salida con mayor rendimiento alrededor del máximo y sin poder disminuir la amplitud, es necesario utilizar formas de onda de perturbación distintas a las señales básicas. Una posible señal, dentro de la infinidad de existentes, es la señal triangular al cubo: $tri^3(\omega_0 t)$. Esta señal cumple los tres requisitos para ser señal de perturbación: es periódica, tiene valor medio cero y tiene simetría impar. La señal triangular cúbica garantiza un K_A menor que las señales básicas estudiadas, además de tener un desarrollo matemático conocido y poderse generar fácilmente a partir de una señal de perturbación básica (la triangular).

Su descomposición en serie de Fourier es:

$$tri^3(\omega_0 t) = \left(\frac{8}{\pi^2} \right)^3 \left(\sin(\omega_0 t) - \frac{1}{9} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{25} \sin(5\omega_0 t) \right)^3 \quad (3.63)$$

Calculando el valor de su primer armónico (A) podemos determinar el valor de K_A si $prtb_+ = prtb_x = tri^3(\omega_0 t)$ que será inversamente proporcional al tiempo de convergencia al óptimo

$$A = \left(\frac{8}{\pi^2}\right)^3 = 0.5326 \quad K_A = \frac{A \cdot A}{2} = 0.1418 \quad (3.64)$$

La señal $tri^3(\omega_0 t)$ dará un gran rendimiento alrededor del óptimo ya que A es menor que en los casos de perturbaciones básicas ($sin(\omega_0 t)$, $sqr(\omega_0 t)$, $tri(\omega_0 t)$). Sin embargo, el tiempo de convergencia al óptimo será muy alto comparado con los casos de perturbaciones básicas. Es posible compensar esta velocidad aumentando los otros factores que condicionan el tiempo de convergencia al óptimo y que no modifican el rendimiento como puede ser la ganancia β . Con lo que se puede conseguir tener un tiempo de convergencia, por ejemplo, igual que en el caso $prtb_+ = prtb_x = sin(\omega_0 t)$ con un mayor rendimiento, siendo la nueva ganancia:

$$\beta_{tri3} = \frac{K_{Asin} \cdot \beta_{sin}}{K_{Atri3}} = \frac{0.5 \cdot \beta_{sin}}{0.1418} = 3.5 \beta_{sin} \quad (3.65)$$

A continuación, figura 3.22, se muestra la potencia del panel, mediante simulación PSIM, utilizando esta nueva señal en comparación a la potencia utilizando la señal $prtb_+ = prtb_x = sin(\omega_0 t)$ y utilizando los datos expuestos en la tabla 3.2 y 3.9 en ambos casos. En la tabla 3.12 se muestran dichos resultados

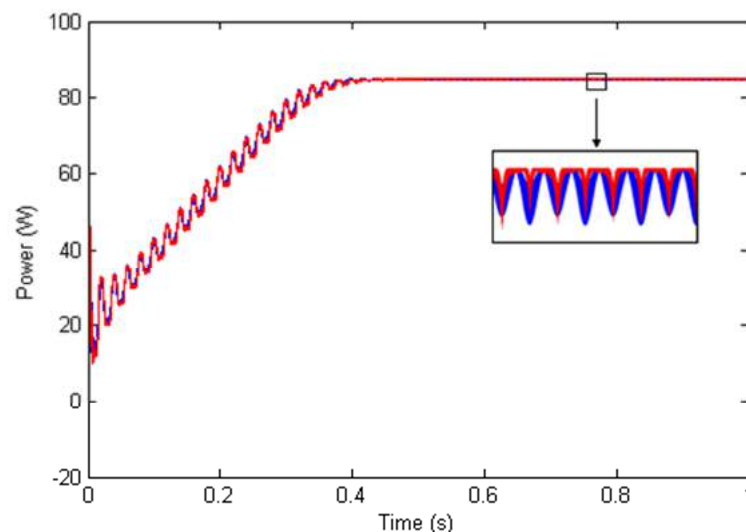


Figura 3.22: Potencia del generador fotovoltaico. En azul con una señal perturbadora sinusoidal y en rojo con la señal triangular cúbica.

3.- Extremum Seeking Control

prt_b	A	$\eta_{ESC} (\%)$
$\sin(\omega_0 t)$	1	99.445
$tri^3(\omega_0 t)$	$\left(\frac{8}{\pi^2}\right)^3$	99.867

Tabla 3.12: Comparativa del rendimiento entre diferentes señales de perturbación

Como puede verse en la figura 3.22 y en la tabla 3.12, la mejora del rendimiento de la señal triangular cúbica (señal roja) es mejor que la del seno (señal azul). La cual puede conseguir la misma velocidad aumentando el parámetro β . Esto es importante ya que permite extraer más potencia mientras no hay cambios en las condiciones atmosféricas que, en algunas zonas geográficas del planeta, puede conllevar mucho tiempo. A continuación, se van a comparar las señales básicas de perturbación con esta señal triangular cúbica mediante el prototipo experimental y cómo esta última ofrece mejor rendimiento respecto las básicas. Al igual que en la simulación, se va a realizar en el caso de la perturbación triangular cúbica con una ganancia 3,5 veces más grande que la ganancia del caso de la perturbación sinusoidal para así conseguir un tiempo de alcance al óptimo igual. En la figura 3.23 y la tabla 3.13 se muestra los resultados de la prueba experimental de la señal triangular cúbica como señal perturbadora.

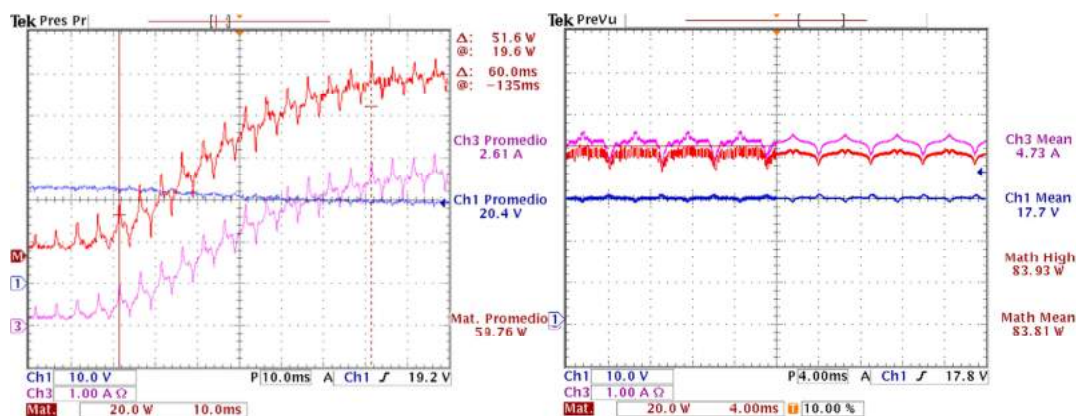


Figura 3.23: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación triangular cúbica aumentando la ganancia β

Perturbación	Tiempo de alcance del óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
$tri^3(\omega_0 t)$	60 ms	83.93 W	83.81 W	99.86

Tabla 3.13: Resultados de la experimentación para la señal de perturbación triangular cúbica

Como se aprecia en la tabla 3.12 y se corrobora experimentalmente en la tabla 3.13. Se ha conseguido aumentar el rendimiento respecto a una perturbación sinusoidal utilizando una perturbación con un armónico fundamental más pequeño. De esta manera se ha conseguido aumentar el rendimiento sin disminuir la amplitud de la señal perturbadora para evitar que dicha señal sea modificada por el ruido del sistema. La forma de onda con este K_A menor implica una ganancia de lazo $G_{loop}(0)$ pequeño que se ha podido compensar con la ganancia β para tener un tiempo de alcance al óptimo igual que en el caso sinusoidal.

3.4.- Sintonización de los parámetros

Como se ve en la ecuación (3.56) y en la ganancia de lazo $G_{loop}(0)$, existe un compromiso entre el tiempo de convergencia al óptimo y el rendimiento en este punto ya que al aumentar uno empeora el otro. Es importante conocer que se quiere optimizar o que restricciones se tienen para sintonizar el algoritmo ESC. Por ejemplo, al norte de Europa interesará tener un tiempo de convergencia al óptimo muy bajo ya que el cambio de luminiscencia es muy elevado, sin embargo, en el Sahara al no tener estos rápidos cambios de luminiscencia interesa tener un alto rendimiento cuando se alcanza el óptimo. Por ello, existen algoritmos ESC sintonizados con tiempos de respuesta de 150 ms y un rendimiento del 99.9% y otros algoritmos sintonizados con tiempos de respuesta de 25 ms y rendimientos del 98%. A continuación se va a mostrar un ejemplo de cómo se puede sintonizar un algoritmo ESC con unas condiciones determinadas para obtener el tiempo de convergencia más bajo posible.

3.- Extremum Seeking Control

3.4.1.- Ejemplo de sintonización

Para realizar el ejemplo y como se ha realizado en simulaciones anteriores, se dispone de un panel BP-585F a condiciones nominales: $T = 25^\circ C$ $S = 1000 \frac{W}{m^2}$ y se quiere extraer la máxima potencia en el menor tiempo posible con un rendimiento mayor al 99.5% y sin sobreimpulso en el control desde un ciclo de trabajo inicial $D_i = 0.125$ en un convertidor *Boost* conectado a una batería de 25 V. Utilizando los valores de la tabla 3.2.

Uno de los primeros requisitos a cumplir es tener un rendimiento del 99.5%. Para el cumplimiento de estos requisitos solo influye la forma de la señal perturbadora y su amplitud. Es por ello que podemos escoger, como se vio en la tabla 3.11, una señal triangular de amplitud 0.625 ya que cumple el requisito marcado.

Ahora hay que conseguir un tiempo de convergencia al óptimo lo más pequeño posible con los la forma de onda y amplitud escogidas. Es decir, hay que conseguir que la constante de tiempo del lazo de control sea mínima. Dicho de otra manera, en el lugar geométrico de las raíces, cuando las raíces se han desplazado y nos encontramos con un polo doble.

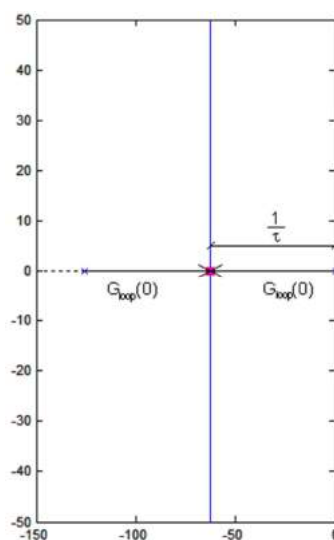


Figura 3.24: LGR del lazo de control mostrado en la figura 5 cuando tenemos un polo doble.

La ganancia que permite tener un polo doble es la siguiente:

$$O(s) = \left(I(s) + G_{loop}(0)O(s) \right) \frac{h}{s(s+h)} = I(s) \frac{h}{s(s+h)} + G_{loop}(0)O(s) \frac{h}{s(s+h)} \quad (3.66)$$

Que da una función de transferencia global de:

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{\frac{h}{s(s+h)}}{1 + \frac{h \cdot G_{loop}(0)}{s(s+h)}} = \frac{h}{s(s+h) + h \cdot G_{loop}(0)} = \frac{h}{s^2 + hs + h \cdot G_{loop}(0)} \quad (3.67)$$

Resolviendo el denominador para encontrar los polos, se obtiene:

$$s = \frac{-h \pm \sqrt{h^2 - 4h \cdot G_{loop}(0)}}{2} \quad (3.68)$$

Como para obtener el menor tiempo de convergencia es necesario un polo doble, significa:

$$h^2 - 4h \cdot G_{loop}(0) = 0 \rightarrow G_{loop}(0) = \frac{h^2}{4h} = \frac{h}{4} \quad (3.69)$$

Utilizando una frecuencia del filtro de 20 Hz, sabiendo que $h = 2\pi f_H = 2\pi 20 = 125.66$ entonces $G_{loop}(0) = 31.416$. En la expresión extraída en la sección 3.2.1: $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$ y con los valores acordados de la señal de perturbación que permite tener un rendimiento superior del 99.5%: una señal triangular, $K_A = 0.333$, de amplitud $u_0 = 0.625$ y suponiendo el peor de los casos $k_c = 5$, se necesita una $\beta = 52.8$ para conseguir el menor tiempo de alcance al óptimo. Esto se ha simulado mediante PSIM extrayendo el gráfico siguiente.

3.- Extremum Seeking Control

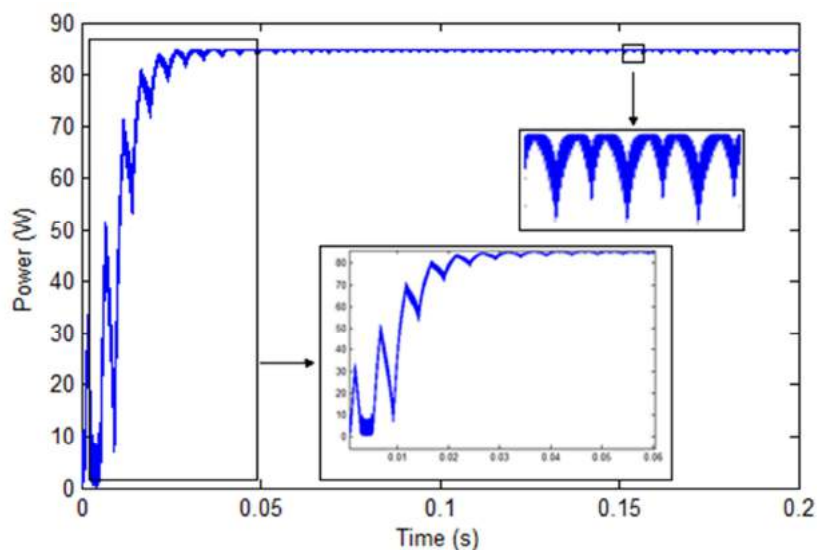


Figura 3.25: Simulación PSIM de un ejemplo de sintonización de parámetros.

Tiempo de alcance del óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
25 ms	84.92 W	84.65 W	99.68

Tabla 3.14: Cuadro resumen de la simulación

En la tabla 3.14 y figura 3.25 se puede ver el comportamiento de este ejemplo de sintonización. Se puede ver que cumplimos los requisitos estipulados de no tener sobreimpulso y tener un rendimiento por encima del 99.5%. Además el tiempo de convergencia al óptimo es de 25 ms, un tiempo muy bajo comparado con otros algoritmos MPPT. Ahora se implementará dicho ejemplo de sintonización mediante un prototipo experimental para corroborar los resultados obtenidos mediante simulación.

En la siguiente figura, 3.26, se muestra la respuesta del algoritmo en el arranque y su comportamiento alrededor del óptimo con los parámetros de sintonización obtenidos.

3.- Extremum Seeking Control

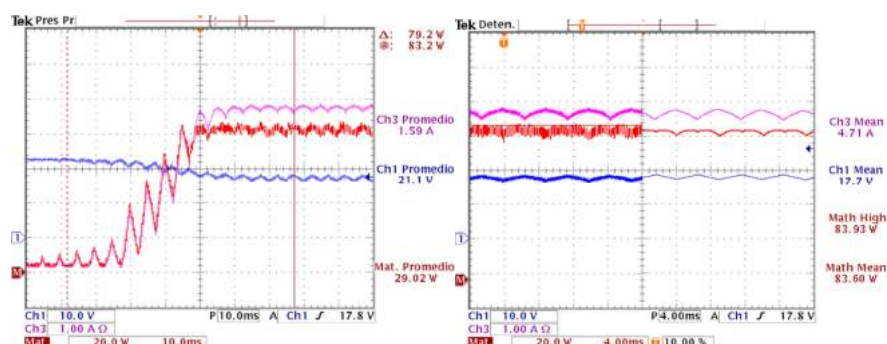


Figura 3.26: Respuesta del algoritmo respecto una perturbación triangular

Los resultados se muestran en la siguiente tabla 3.15. Se obtiene la búsqueda del óptimo de una manera muy rápida, alrededor de los 30 ms como en la simulación. No se obtiene sobreimpulso en la búsqueda de la máxima potencia, condición forzada que se ha impuesto.

Perturbación	Tiempo de alcance del óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
$tri(\omega_0 t)$	30 ms	83.93 W	83.60 W	99.60

Tabla 3.15: Resultados de la experimentación para diferentes perturbaciones básicas

Es posible mejorar dicho tiempo de alcance al óptimo alejando la frecuencia de corte del filtro. De esta manera se puede aumentar la $G_{loop}(0) = k_c u_0^2 \beta K_A$ sin que los polos se hagan complejos conjugados. Para aumentar la frecuencia del filtro es necesario aumentar la frecuencia de muestreo y la frecuencia de la señal perturbadora, para que la señal sea filtrada correctamente. Con los nuevos parámetros mostrados en la tabla 3.16 y la configuración de sintonización del ejemplo anterior, se obtiene la simulación de la figura 3.27 y los resultados mostrados en la tabla 3.17.

Frecuencia de la señal perturbadora $f_0 = 2\pi\omega_0$	2000 Hz
Ciclo de trabajo inicial D_i	0.125
Modelo de PV simulado	BP-585-F
Frecuencia de muestreo	100 kHz
Frecuencia de corte del filtro f_H	200 Hz
Frecuencia del módulo PWM f_{PWM}	500 kHz
L	32 μ H
C ₁	2 μ F
C ₂	2 μ F

3.- Extremum Seeking Control

V_{bat}	25 V
-----------	------

Tabla 3.16: Parámetros constantes del generador fotovoltaico

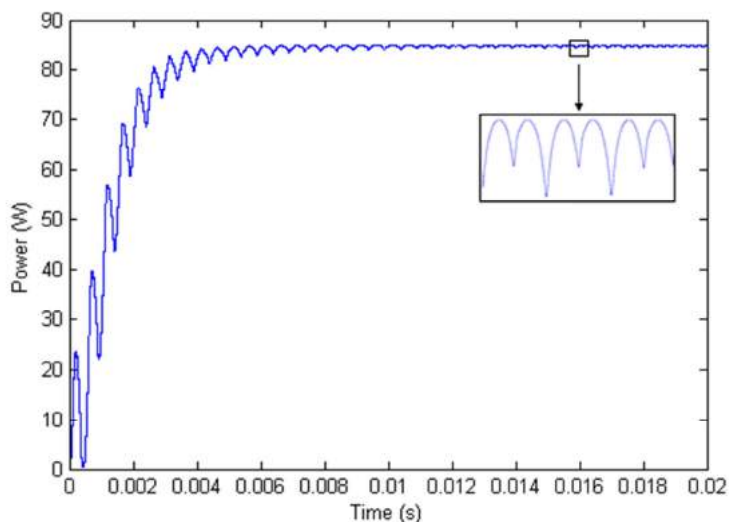


Figura 3.27: Simulación PSIM de un ejemplo de sintonización de parámetros con altas frecuencias.

Tiempo de alcance del óptimo	Potencia máxima	Potencia media	Rendimiento (%)
3 ms	84.92 W	84.71 W	99.75

Tabla 3.17: Cuadro resumen de la simulación con la señal triangular cúbica

Se observa como aumentando la frecuencia de corte del filtro se obtiene un tiempo de alcance mucho menor, alrededor de 3 ms muy por encima de otros algoritmos como el *P&O*, el RCC o las redes neuronales. Además de conseguir mantener el rendimiento por encima del 99.5% que se tenía con la sintonización realizada anteriormente, cumpliendo así los objetivos deseados. Este tiempo idealmente es reducible hasta el infinito. Sin embargo, las limitaciones de la frecuencia máxima que puede soportar los componentes del generador fotovoltaico y del control darán las limitaciones de reducción del tiempo de alcance al óptimo.

Capítulo 4

Mejoras en el algoritmo *Extremum Seeking Control*

En el capítulo anterior se ha explicado el funcionamiento del *Extremum Seeking Control* con perturbación externa, su eficiencia y como sintonizar los diferentes parámetros existentes para dicha sintonización. En este capítulo se hará diferentes cambios al algoritmo *Extremum Seeking Control* con el fin de aumentar la eficiencia del algoritmo o facilitar la sintonización de los diferentes parámetros. Estas mejoras consisten en añadir uno o varios bloques al algoritmo ESC que se ha trabajado con anterioridad. Se hablará de tres mejoras realizadas: el algoritmo *Newton-Like Extremum Seeking Control*, el algoritmo *Extremum Seeking Control* con la Unidad de Procesado de Fase (PPU) y el *Extremum Seeking Control* con saturaciones.

4.1.- *Newton-Like Extremum Seeking Control*

4.1.1.- Independizar la curvatura de la eficiencia

Como se ha visto en el capítulo anterior, la curvatura es un parámetro de la planta que condiciona el tiempo de convergencia al óptimo y el rendimiento. Esta curvatura es diferente dependiendo del punto de trabajo donde se encuentre el

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

algoritmo por lo que, aunque en el capítulo 3.5.1 se haya hecho una aproximación para hacerlo, es muy difícil calcular el tiempo y el rendimiento con esta dependencia a la curvatura. El algoritmo *Newton-Like Extremum Seeking Control* (NL-ESC) pretende conseguir la desvinculación de la curvatura con el fin de facilitar el ajuste de los parámetros de control del algoritmo.

Este método NL-ESC fue estudiado por Moase [34] y se basa en el que realizó Newton y Raphson para encontrar las raíces de las funciones:

$$f(x_2) - f(x_1) = f'(x_1)(x_2 - x_1) \quad (4.1)$$

Como es un método iterativo que busca las raíces de la función, entonces $f(x_2) = 0$. Este método permite llegar a la raíz mediante diferentes iteraciones. El algoritmo NL-ESC utilizando la misma idea del método Newton-Raphson se pretende encontrar el máximo de una función, es decir, $f'(x_2) = 0$. Por lo tanto, hay que sustituir de la ecuación (4.1) $f(x)$ por $f'(x)$,

$$f'(x_2) - f'(x_1) = f''(x_1)(x_2 - x_1) \quad (4.2)$$

Sustituyendo el objetivo de encontrar el máximo $f'(x_2) = 0$ la ecuación anterior se puede reescribir como,

$$x_2 = x_1 \frac{f'(x_1)}{f''(x_1)} \quad (4.3)$$

Esta es la ecuación que determina el funcionamiento del NL-ESC. Hay que dividir la estimación del gradiente (que se extraía con el ESC explicado en el capítulo anterior) entre la estimación del Hessiano (que corresponde con la derivada segunda de la característica de la función). De esta manera, el esquema del algoritmo NL-ESC es el que se muestra en la figura 4.1.

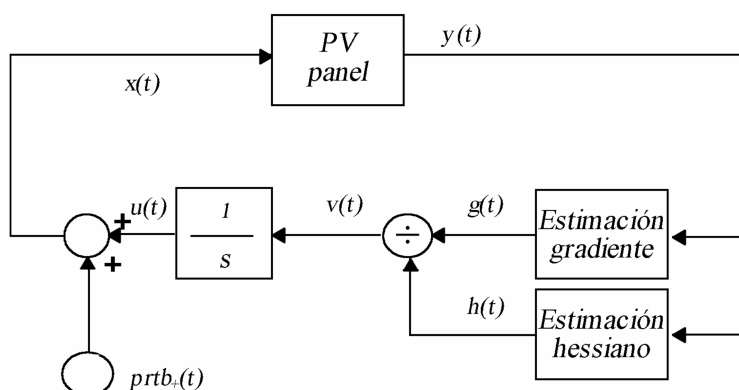


Figura 4.1: Esquema *Newton-Like Extremum Seeking Control* con perturbación externa

4.1.2.- Funcionamiento

A continuación se va a realiza el análisis matemático de la estimación del hessiano que es el único módulo diferente respecto al ESC estudiado en el capítulo 3. La función de este módulo es encontrar el hessiano (segunda derivada) de la característica de la función no lineal[87, 88]. Para hacerlo se utilizará un ESC con perturbación sinusoidal que tiene un modelo matemático sencillo y es la perturbación más utilizada en la literatura del ESC.

Cabe recordar que la salida de la función no lineal es:

$$y(t) = (f(u(t) + u_0 \sin(\omega_0 t))) \quad (4.4)$$

Que se puede expresar mediante la serie de Taylor como se hizo con anterioridad:

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{1}{2} \frac{d^2 f}{dx^2} u_0^2 \sin^2(\omega_0 t) \quad (4.5)$$

Utilizando la identidad trigonométrica $2 \sin^2(\omega_0 t) = 1 - \cos(2\omega_0 t)$, se obtiene,

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{1}{4} \frac{d^2 f}{dx^2} u_0^2 (1 - \cos(2\omega_0 t)) \quad (4.6)$$

Que se reescribe como,

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{1}{4} \frac{d^2 f}{dx^2} u_0^2 - \frac{1}{4} \frac{d^2 f}{dx^2} u_0^2 \cos(2\omega_0 t) \quad (4.7)$$

Con el fin de conseguir la segunda derivada, se aplica un filtro pasa-alto para eliminar solo la componente continua obteniendo:

$$y_f(t) \approx \frac{df}{dx} u_0 \sin(\omega_0 t) - \frac{1}{4} \frac{d^2 f}{dx^2} u_0^2 \cos(2\omega_0 t) \quad (4.8)$$

Para obtener la segunda derivada vamos a multiplicar la señal por el coseno al cuadrado $f \cdot \chi u_0^2 \cos^2(\omega_0 t)$ ya que, como se verá a continuación, esta señal permite obtener exclusivamente la segunda derivada,

$$n(t) \approx \frac{df}{dx} \chi u_0^3 \sin(\omega_0 t) \cos^2(\omega_0 t) - \frac{1}{4} \frac{d^2 f}{dx^2} \chi u_0^4 \cos(2\omega_0 t) \cos^2(\omega_0 t) \quad (4.9)$$

Utilizando identidades trigonométricas $2\cos^2(\omega_0 t) = 1 + \cos(2\omega_0 t)$ y $2\sin(x)\cos(y) = \sin(x+y) + \sin(x-y)$ entonces se puede escribir como:

$$n(t) \approx (1 + \cos(2\omega_0 t)) \left(\chi \frac{df}{dx} \frac{u_0^3}{2} \sin(\omega_0 t) \right) - (1 + \cos(2\omega_0 t)) \left(\chi \frac{d^2 f}{dx^2} \frac{u_0^4}{8} \cos(2\omega_0 t) \right) \quad (4.10)$$

Que se reescribe como,

$$n(t) \approx \chi \frac{df}{dx} \frac{u_0^3}{2} \sin(\omega_0 t) + \chi \frac{df}{dx} \frac{u_0^3}{4} \sin(3\omega_0 t) - \chi \frac{df}{dx} \frac{u_0^3}{4} \sin(\omega_0 t) - \chi \frac{d^2 f}{dx^2} \frac{u_0^4}{8} \cos(2\omega_0 t) - \chi \frac{d^2 f}{dx^2} \frac{u_0^4}{16} - \chi \frac{d^2 f}{dx^2} \frac{u_0^4}{16} \cos(4\omega_0 t) \quad (4.11)$$

Aplicando un filtro pasa-bajo se consigue la componente continua que contiene el hessiano de la característica de la función:

$$h(t) \approx \chi \frac{d^2 f}{dx^2} \frac{u_0^4}{16} \quad (4.12)$$

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Así, el bloque de estimación del hessiano mostrado en la figura 4.1 se constituye de la siguiente manera[89], mostrada en la figura 4.2.

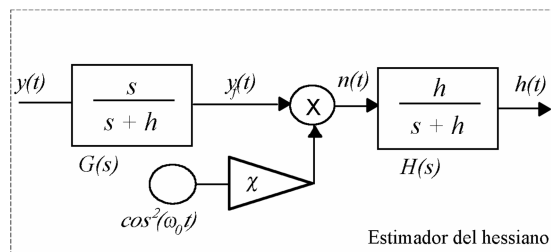


Figura 4.2: Estimación del hessiano en el NL-ESC.

Cabe destacar que para la estimación del hessiano, para independizar la curvatura del algoritmo, no es necesario aportar una nueva señal de perturbación al sistema ya que dicha señal es posible realizarla mediante la señal utilizada en la estimación del gradiente mediante la relación trigonométrica: $\cos^2(\omega_0 t) = 1 - \sin(\omega_0 t)\sin(\omega_0 t)$.

4.1.3.- Resultados del estimador hessiano

A continuación se va a simular el esquema de bloques mostrado en la figura 4.1. mediante PSIM, anexo I, con el fin de comprobar si este nuevo estimador mejora el algoritmo tradicional. Para ello se va utilizar el esquema mostrado en la figura 4.3. y los valores de la tabla 4.1 (parámetros utilizados durante toda la tesis con la novedad del estimador del hessiano)[88].

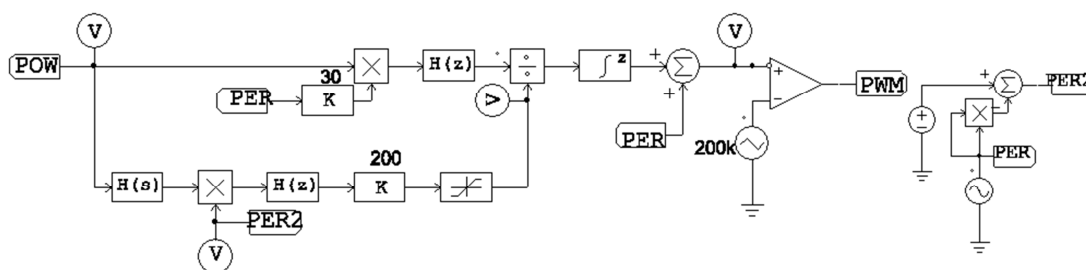


Figura 4.3: Control NL-ESC elaborado por PSIM.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Frecuencia de la señal perturbadora $f_0 = 2\pi\omega_0$	200 Hz
Amplitud de la señal perturbadora u_0	0.625 V
Ciclo de trabajo inicial D_i	0.125
Modelo de PV simulado	BP-585-F
Frecuencia de muestreo	10 kHz
Frecuencia del módulo PWM f_{PWM}	200 kHz
L	32 μ H
C_1	2 μ F
C_2	2 μ F
V_{bat}	25 V
Estimador del gradiente	
Frecuencia de corte del filtro f_H	20 Hz
Ganancia β	30
Estimador del hessiano	
Frecuencia de corte del filtro f_H	20 Hz
Frecuencia de corte del filtro f_G	1 Hz
Ganancia χ	200

Tabla 4.1: Parámetros constantes en la comprobación de la dependencia con la ganancia beta

Para la estimación del hessiano se ha cogido la misma frecuencia del filtro pasa-bajo del estimador del gradiente y una frecuencia del filtro pasa alto una década más lenta que la del filtro pasa-bajo para evitar problemas de muestreos. El análisis de las frecuencias del Newton-Like Extremum Seeking Control es una posible ampliación del trabajo de esta tesis para un futuro. La configuración de la ganancia del hessiano se ha realizado con la finalidad de asemejarse al ESC para poder comparar ambos métodos. El cálculo de dicha ganancia es el siguiente: se recuerda que la estimación del gradiente es (ecuación 3.13):

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0^2 \left(\frac{A_{1+} A_{1x}}{2} + \frac{A_{3+} A_{3x}}{2} + \frac{A_{5+} A_{5x}}{2} \right) \quad (4.13)$$

Que para una señal sinusoidal corresponde a,

$$g(t) = \frac{1}{2} \frac{df}{dx} \beta u_0^2 \quad (4.14)$$

La estimación del hessiano corresponde con la ecuación 4.12 y es:

$$h(t) \approx \chi \frac{\frac{d^2 f}{dx^2} u_0^4}{16} \quad (4.15)$$

Por lo tanto la señal antes del integrador corresponde a,

$$v(t) = \frac{g(t)}{h(t)} = \frac{\frac{1}{2} \beta u_0^2 \frac{df}{dx}}{\frac{1}{16} \chi u_0^4 \frac{d^2 f}{dx^2}} \quad (4.16)$$

Esta señal se quiere aproximar al valor de la estimación del gradiente del ESC con perturbación externa sin la utilización del Newton-Like es por ello que se escoge una $\chi = 200$.

Cabe destacar que para la simulación del hessiano se ha puesto un bloque saturador antes de la división. Este bloque es debido a que en la característica propia del panel fotovoltaico la segunda derivada del panel es próximo a cero y para evitar en según que configuración del panel valores muy altos como resultado de la división lo que provocaría un peor resultado en la búsqueda del óptimo. Esta saturación se ha creado para que no influya en los casos de luminiscencia y temperatura usados en la tabla 3.1. pero previene de casos no contemplados donde el hessiano esté muy próximo a 0.

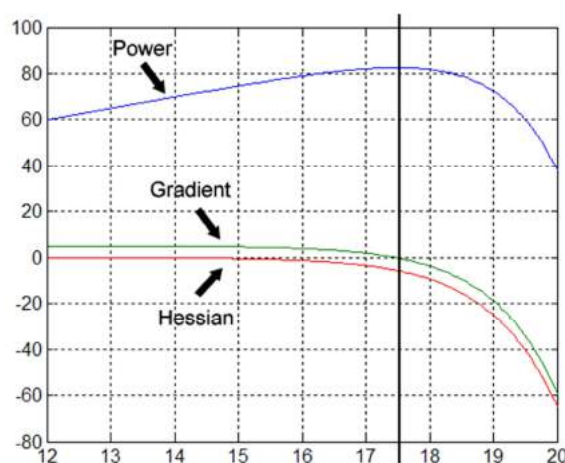


Figura 4.4: Característica V-P, gradiente y hessiano del panel BP585-F a 25°C y 1000W/m².

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

De esta manera los resultados mediante simulación PSIM a una temperatura de $T = 25^{\circ}C$ y una luminiscencia de $S = 1000 \text{ W/m}^2$ es el siguiente:

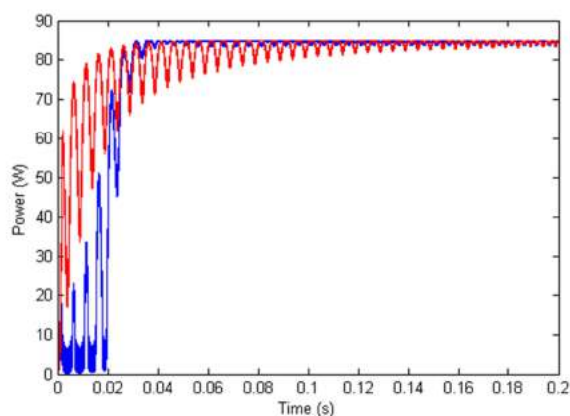


Figura 4.5: Característica V-P, en rojo el NL-ESC y en azul el ESC a 1000 W/m^2 .

En este caso se ve como el alcance al 98% del valor máximo (considerado el tiempo de establecimiento) en el algoritmo NL-ESC es mejor respecto al ESC, sin embargo alrededor del óptimo el algoritmo ESC tiene mejor rendimiento. En la figura 4.6 se hace el mismo experimento pero con una luminiscencia menor, de 750 W/m^2 y el resultado es el mismo pero más pronunciado. El algoritmo NL-ESC alcanza el algoritmo mucho más rápido pero tarda más tiempo en amortizar las oscilaciones alrededor del óptimo. Sin embargo, en esta tesis, se va a utilizar el NL-ESC como método para desvincular la curvatura en el rendimiento y el tiempo de búsqueda del óptimo del algoritmo ESC tradicional con perturbación externa.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

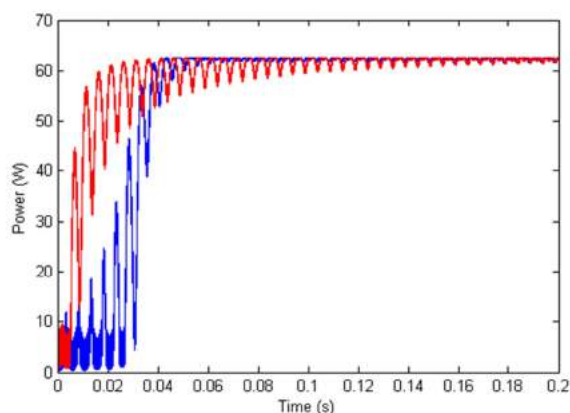


Figura 4.6: Característica V-P, en rojo el NL-ESC y en azul el ESC a 750 W/m^2 .

En la figura 4.6 se pretende mostrar dicha desvinculación del algoritmo NL-ESC con la curvatura de la característica del panel. La figura muestra dicho algoritmo a dos luminiscencias diferentes, las anteriormente mostradas. Si se calcula el 98% de la potencia máxima que puede alcanzar el panel en ambas condiciones, que lo hemos llamado tiempo de alcance al máximo, se comprueba que en ambos casos es el mismo, alrededor de los 21 ms. Como en ambos casos, que tienen una curvatura diferente como se ve en la tabla 4.2. Con lo que el NL-ESC ha permitido que el tiempo de alcance del óptimo se desvincule de la curvatura. Con ello permitirá, realizando un gran estudio previo, sintonizar de manera global el algoritmo para extraer la máxima potencia del panel de manera eficiente para cualquier caso de luminiscencia y temperatura mejorando el algoritmo ESC con perturbación externa que su sintonización más eficiente dependía de cada caso de temperatura y luminiscencia.

Luminiscencia	Temperatura	Función polinómica	Curvatura $k_c = 2a_1$
1000 W/m ²	25 °C	$-2.3866x^2 + 85.884x - 687.72$	-4.7732
750 W/m ²	25 °C	$-1.83x^2 + 64.792x - 510.91$	-3.66

Tabla 4.2: Característica del panel BP-585F como aproximación de función polinómica de segundo grado.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

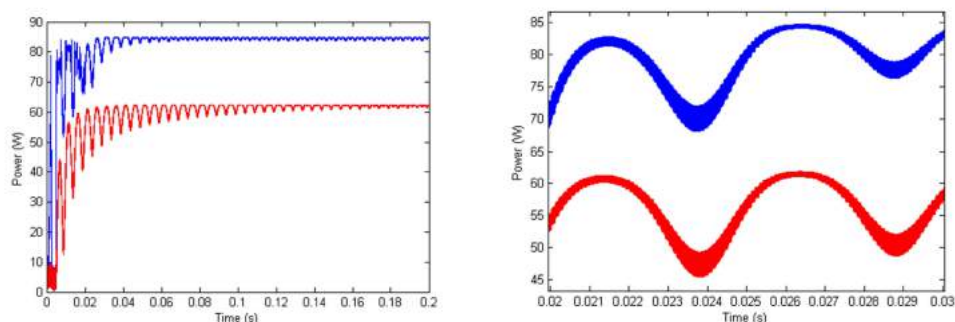


Figura 4.7: Característica V-P, en rojo el NL-ESC a 750 W/m^2 y en azul el NL-ESC a 1000 W/m^2 .

El gran problema del algoritmo NL-ESC reside en que se ha aumentado los parámetros a sintonizar debido a introducir un bloque estimador del hessiano. Uno de ellos es la ganancia de dicho bloque estimador que se ha llamado χ . Este parámetro determina, como se vio en la ecuación 4.16 la ganancia de este algoritmo. Al aumentar dicho parámetro lo que se consigue es disminuir la ganancia del lazo y por lo tanto, aumentamos el tiempo de establecimiento al óptimo como se puede mostrar en la figura 4.8. Sin embargo, disminuir χ puede provocar una alta ganancia de lazo que provoque inestabilidad en el sistema ya que la condición de estabilidad de este algoritmo no se ha garantizado en esta tesis.

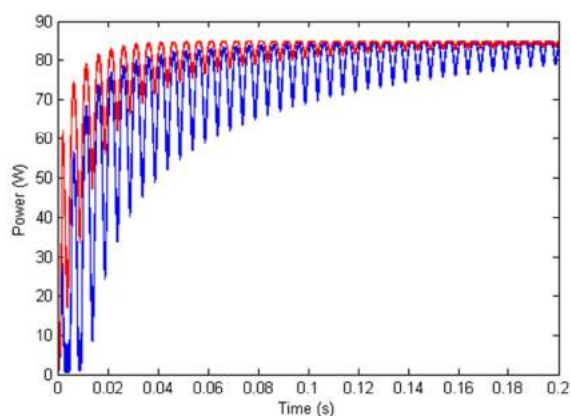


Figura 4.8: Característica V-P, en rojo el NL-ESC con $\chi=200$ y en azul el NL-ESC con $\chi=300$.

La inclusión del estimador del hessiano permite la desvinculación de la curvatura al tiempo de establecimiento del algoritmo consiguiendo así encontrar una sola sintonización eficiente para todos los casos de temperatura y luminiscencia. Es una ventaja muy importante, sin embargo, el NL-ESC contiene inconvenientes. La sintonización del algoritmo es muy compleja debido a los nuevos parámetros aparecidos, aparecen nuevos filtros que requieren implementación con lo que aumentará el coste del algoritmo, aparece una división que dificulta la implementación (por los retrasos y el aumento de cómputo) así como el análisis de estabilidad del mismo.

4.2.- Unidad de Procesado de Fase

En el apartado 3.1.1. de esta tesis se ha explicado el principio de funcionamiento del ESC con perturbación externa. Se recuerda que, como se muestra en la figura 4.9., se multiplicaba la potencia del panel por la señal perturbadora para conseguir la señal demodulada g . Así, la salida del proceso de multiplicación g indica si el punto de operación se encuentra a la derecha o a la izquierda del óptimo, es decir, si hay que incrementar o decrementar el punto de operación. Un desfase apreciable entre las señales de entrada y salida puede llevar a un resultado de la multiplicación g incierto y en algunos casos erróneo o incluso provocar inestabilidades como se mostrará a lo largo del capítulo.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

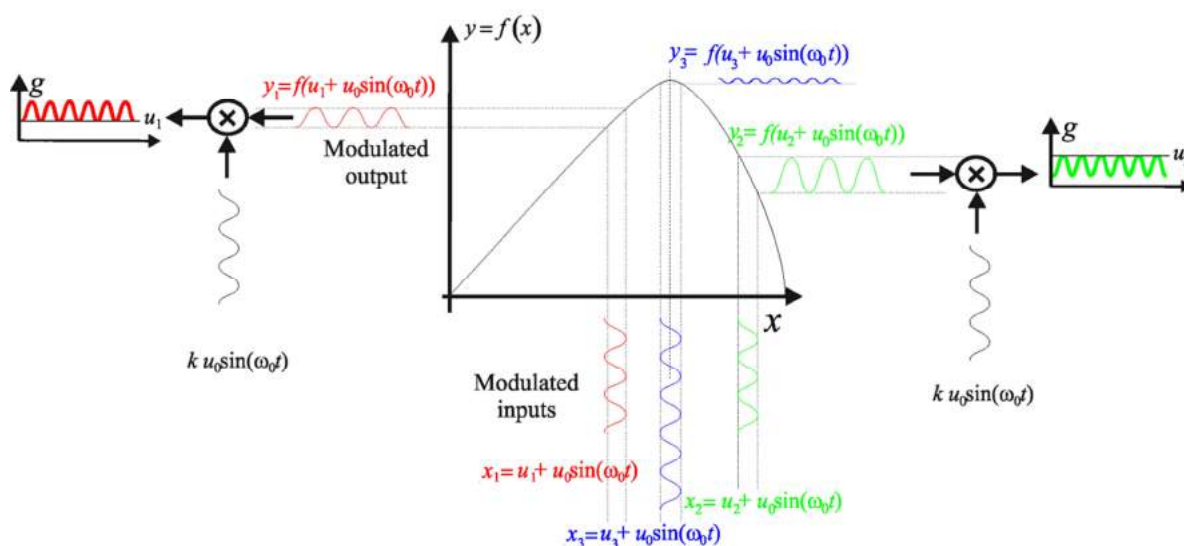


Figura 4.9: Principio de funcionamiento del *Extremum Seeking Control* sinusoidal

El funcionamiento de la técnica ESC anteriormente descrito, apartado 3, considera los sistemas ideales; es decir sin dinámica. La implementación del sistema de seguimiento del óptimo para el caso de un generador fotovoltaico implica la existencia de un convertidor DC-DC, que tiene una determinada función de transferencia. Dicha función de transferencia implica un cierto desfase entre las señales de perturbación de entrada y salida. Dicha función de transferencia tiene un comportamiento paso-bajo. Así, a bajas frecuencias, el desfase entre la señal de entrada y salida del convertidor es muy pequeño, con lo que si se escoge una frecuencia de perturbación lo suficientemente baja, el funcionamiento se acerca al ideal y el generador fotovoltaico llega al óptimo pero, en ese caso, no puede seguir variaciones rápidas de luminiscencia y temperatura que hacen variar rápidamente la característica del panel; puesto que la velocidad de seguimiento depende de la frecuencia de la señal de perturbación. También el filtro utilizado en el algoritmo ESC para eliminar los armónicos de la señal demodulada también puede generar un desfase entre las oscilaciones a la entrada y salida. El problema técnico que se presenta es pues corregir los desfases inherentes a la dinámica del convertidor conmutado y del filtro paso-alto de un circuito MPPT permitiendo así utilizar señales de perturbación de mayor frecuencia y, por tanto,

permitiendo un seguimiento del punto de máxima potencia en un generador fotovoltaico de un modo más rápido y fiable.

Así, a lo largo de la sección se muestra el funcionamiento del corrector de fase que corrige el desfase entre la perturbación de entrada y de salida. En el siguiente subapartado se analiza el funcionamiento del corrector para un caso concreto donde el convertidor es de tipo elevador funcionando en diversos puntos de operación del panel. Otro desfase a considerar será el provocado por el filtro a la salida, dicho desfase será analizado en el punto 4.2.2.2. Finalmente, en un último subapartado, se corrobora la mejora del circuito MPPT cuando se adiciona el circuito corrector denominado Unidad de Procesado de Fase.

4.2.1.- Demodulación con corrector de fase

No conocemos que los algoritmos ESC descritos en la literatura de generadores fotovoltaicos hasta ahora hayan estudiado el desfase provocado por la dinámica del generador y como interfiere dicho desfase en las prestaciones del algoritmo. El desfase que existe entre las señales de entrada y salida provoca una reducción de la amplitud de la señal g debido a que el producto de senoides correspondiente a la demodulación depende del coseno del desfase, como se ve a continuación.

Véase que la multiplicación de los términos senoidales de las señales de perturbación desfasadas corresponden a los términos siguientes:

$$\begin{aligned} \sin(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t + \varphi) &= \sin(\omega_0 t) (\sin(\omega_0 t) \cos(\varphi) + \cos(\omega_0 t) \sin(\varphi)) = \\ \sin^2(\omega_0 t) \cos(\varphi) + \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) \sin(\varphi) &= \left(\frac{1 + \cos(2\omega_0 t)}{2} \right) \cos(\varphi) + \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t) \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Una vez filtrado, la señal demodulada g se puede expresar como:

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

$$g(t) = \frac{1}{2} \cos(\varphi) \quad (4.18)$$

Si este desfase es mayor a 90º el resultado de la demodulación tendría signo contrario al esperado con lo que provocaría inestabilidad en el sistema, ya que el punto de trabajo intentaría ir en sentido contrario al óptimo.

La mejora propuesta descrita en este apartado consiste en desfasar la señal perturbadora excitadora ($prtb_+(\omega_0 t)$), mostrada en la figura 4.10) respecto a la señal perturbadora de demodulación ($prtb_x(\omega_0 t)$) mediante la adición de un bloque que hemos llamado Unidad de Procesado de Fase (en inglés, *Phase Processing Unit (PPU)*). De esta manera se conseguirá que la señal de perturbadora excitadora desfasada $prtb_+(\omega_0 t + \varphi)$ y la señal de salida $y(t)$ estén en fase. Obsérvese que ω_0 es 2π veces la frecuencia de perturbación. El ángulo φ se estima previamente sumando un primer desfase introducido por el convertidor conmutado y un segundo desfase procedente del filtro que existe en el circuito MPPT. El primer desfase, el producido por el convertidor conmutado, varía dependiendo del punto de operación del circuito MPPT, y, por lo tanto, el desfase total φ varía con el punto de operación. Por lo tanto, incorporando dicho desfase, la multiplicación encargada de la demodulación realiza su función de manera semejante a como lo haría en un sistema estático y hace válidos los análisis realizados en capítulos anteriores a pesar de considerar componentes no ideales.

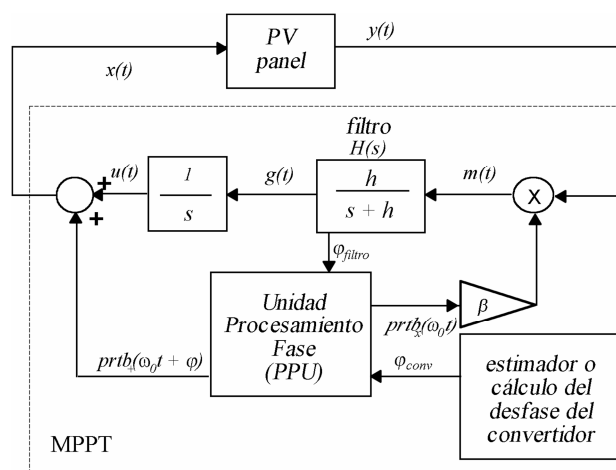


Figura 4.10: Diagrama de bloques del algoritmo ESC con la introducción de la PPU.

4.2.2.- Estudio del desfase entre las señales de entrada y salida del seguidor de máxima potencia

En este apartado se estudiará cuál es el retraso de la perturbación cada componente: el convertidor y el filtro; además se estudiará a partir de que frecuencias se hace recomendable la inclusión de una Unidad de Procesado de Fase para mejorar las prestaciones del circuito MPPT.

4.2.2.1.-Desfase provocado por el convertidor conmutado

El circuito equivalente del panel fotovoltaico corresponde al de la Figura 4.11a como se describió en el apartado 2.1 de esta tesis. Utilizando la equivalencia Norton-Thevenin, los elementos de dicho circuito se agrupan dando lugar a la resistencia no lineal equivalente R_A , correspondiente a la expresión (4.19) y, por lo tanto, se ha substituido por el circuito mostrado en la Fig. 4.11b. Obsérvese que se ha considerado la misma corriente I_{ph} dado que $R_s \ll R_{sh} \parallel R_D$.

$$R_A = R_s + R_{sh} \parallel R_D \quad I_{ph2} = \frac{R_{sh} \parallel R_D}{(R_{sh} \parallel R_D) + R_s} I_{ph} \approx I_{ph} \quad (4.19)$$

siendo $R_{sh} \parallel R_D$ el paralelo de ambas resistencias.

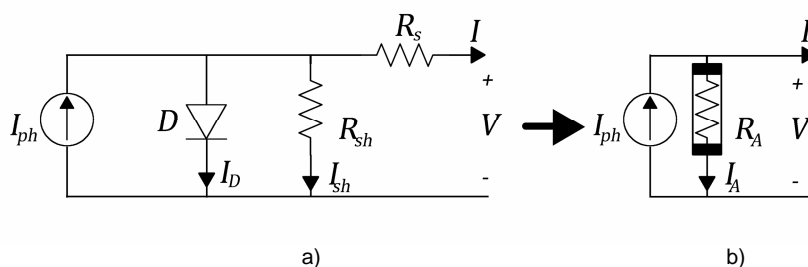


Figura 4.11: Circuito equivalente simplificado del panel fotovoltaico.

Esta resistencia no lineal R_A puede ser aproximada para pequeñas variaciones alrededor de un punto de operación i , por una resistencia lineal R_{Ai} . En la figura 4.12 se ilustra, en diferentes puntos de trabajo, el valor de sus resistencias incrementales: R_{Ai} ,

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

R_{A2} , R_{A3} y R_{A4} . Utilizando dichas resistencias incrementales el modelo de la figura 4.11b corresponde al modelo circuital incremental del panel.

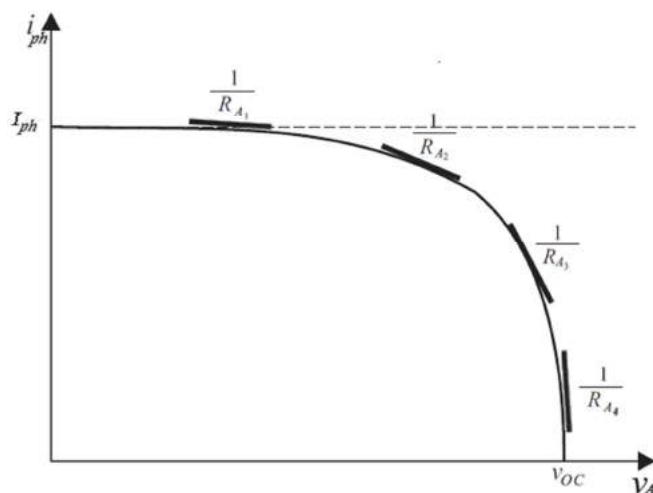


Figura 4.12: Característica V-I del panel con la R_A .

Con el propósito de calcular el desfase que provoca la dinámica del convertidor entre las señales de perturbación a la entrada y la salida del circuito seguidor de máxima potencia se han retomado las expresiones del convertidor en representación de estado, concretamente las del convertidor elevador, y se ha incorporado a la entrada el modelo circuital con resistencia incremental del panel.

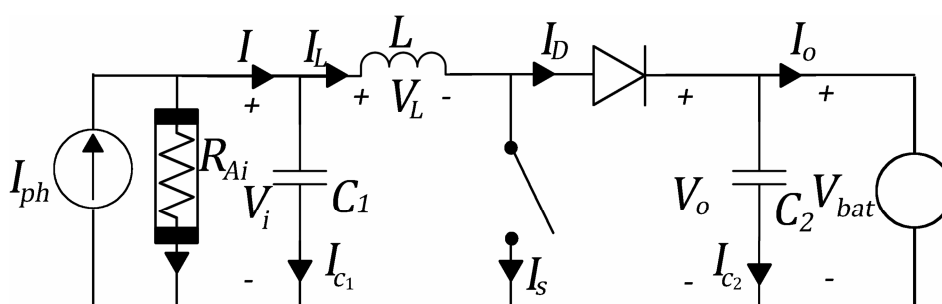


Figura 4.13: Circuito del conjunto convertidor-panel.

Así, la representación de estado en modo ON del conjunto convertidor-panel corresponde a:

$$\begin{cases} C \frac{dv_A(t)}{dt} = I_{ph} - \frac{v_A(t)}{R_{Ai}} - i_L(t) \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = v_A(t) \end{cases} \quad (4.20)$$

Y se ilustra en la figura 4.14:

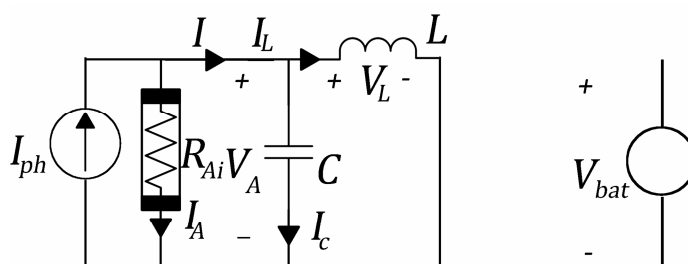


Figura 4.14: Circuito del convertidor elevador durante el estado ON.

Similarmente, la expresión (4.21) muestra el modelo de estado del conjunto convertidor-panel en modo OFF:

$$\begin{cases} C \frac{dv_A(t)}{dt} = I_{ph} - \frac{v_A(t)}{R_{Ai}} - i_L(t) \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = v_A(t) - V_{bat} \end{cases} \quad (4.21)$$

La figura 4.15 ilustra el esquema y las señales durante T_{OFF} .

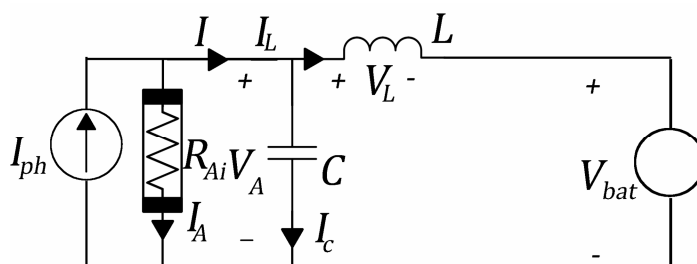


Figura 4.15: Circuito del convertidor elevador durante el estado OFF.

Consecuentemente, el modelo del compuesto convertidor-panel corresponde a la ecuación mostrada en la expresión 4.22:

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

$$\begin{cases} C \frac{dv_A(t)}{dt} = I_{ph} - \frac{v_A(t)}{R_{Ai}} - i_L(t) \\ L \frac{di_L(t)}{dt} = v_A(t) - (1-D)V_{bat} \end{cases} \quad (4.22)$$

Y se puede reescribir como:

$$\begin{cases} \frac{dv_A(t)}{dt} = f_1(v_A(t), i_L(t), d(t)) \\ \frac{di_L(t)}{dt} = f_2(v_A(t), i_L(t), d(t)) \end{cases} \quad (4.23)$$

siendo $f_1(v_A(t), i_L(t), d(t)) = \frac{I_{ph}}{C} - \frac{1}{R_{Ai}C} v_A(t) - \frac{i_L(t)}{C}$ y

$$f_2(v_A(t), i_L(t), d(t)) = \frac{1}{L} v_A(t) - (1-D) \frac{V_{bat}}{L}.$$

Ahora se ha procedido a linealizar la dinámica del conjunto empleando los términos:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial v_A} &= -\frac{1}{R_{Ai}C} & \frac{\partial f_1}{\partial i_L} &= -\frac{1}{C} & \frac{\partial f_1}{\partial d} &= 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial v_A} &= \frac{1}{L} & \frac{\partial f_2}{\partial i_L} &= 0 & \frac{\partial f_2}{\partial d} &= \frac{V_{bat}}{L} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Por tanto, el modelo lineal en torno a un punto de equilibrio V_A , I_L y D , corresponde a

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{v}_A}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_{Ai}C} & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_A \\ \tilde{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{bat}}{L} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (4.25)$$

siendo $\tilde{v}_A = v_A(t) - V_A$; $\tilde{i}_L = i_L(t) - I_L$, y, $\tilde{d} = d(t) - D$.

Dado que en una ecuación matricial general $\dot{x} = Ax + Bu$, la transformada de Laplace del vector de estado corresponde a la expresión $X = (sI - A)^{-1}BU$.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Y teniendo en cuenta que la trasformada de Laplace de las variables de estado corresponden, en este caso, a $X(s) = [\tilde{V}_A(s) \quad \tilde{I}_L(s)]'$ se ha obtenido las funciones de transferencia de $\frac{\tilde{V}_A(s)}{\tilde{D}(s)}$ y $\frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{D}(s)}$:

$$\frac{\tilde{V}_A(s)}{\tilde{D}(s)} = [1 \quad 0](sI - A)^{-1}B \quad (4.26)$$

$$\frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{D}(s)} = [0 \quad 1](sI - A)^{-1}B \quad (4.27)$$

La potencia suministrada por el panel corresponde, a su vez, a:

$$P_A(t) = i(t) \cdot v_A(t) = \left[C \frac{dv_A(t)}{dt} + i_L(t) \right] v_A(t) = \left(I_{ph} - \frac{v_A(t)}{R_{Ai}} \right) v_A(t) = I_{ph} v_A(t) - \frac{1}{R_{Ai}} v_A^2(t) \quad (4.28)$$

Siendo $i_{ph}(t)$ la corriente suministrada por el panel. Linealizando la ecuación 4.28 en torno al equilibrio se obtiene,

$$P_A(t) = P_A^*(t) + \tilde{P}_A(t) \quad (4.29)$$

Siendo $P_A^*(t)$ la potencia suministrada en el punto de equilibrio y $\tilde{P}_A(t)$ la potencia suministrada incremental que corresponde:

$$\tilde{P}_A(t) = I_{ph} \tilde{v}_A(t) - \frac{2}{R_{Ai}} V_A \tilde{v}_A(t) \quad (4.30)$$

La transformada de Laplace de la potencia suministrada incremental corresponde, por lo tanto a:

$$\tilde{P}_A(s) = \left[I_{ph} - \frac{2\tilde{V}_A}{R_{Ai}} \quad 0 \right] X(s) \quad (4.31)$$

De la ecuación 4.25 se puede extraer las relaciones entre transformadas de Laplace siguientes:

$$s\tilde{V}_A(s) = -\frac{1}{R_{Ai}C}\tilde{V}_A(s) - \frac{1}{C}\tilde{I}_L(s) \quad (4.32)$$

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

$$s\tilde{I}_L(s) = \frac{1}{L}\tilde{V}_A(s) + \frac{V_{bat}}{L}\tilde{D}(s) \quad (4.33)$$

Si se multiplica la ecuación 4.32 por s y sustituimos la ecuación 4.33 en ella se obtiene:

$$s^2\tilde{V}_A(s) = -\frac{1}{R_{Ai}C}s\tilde{V}_A(s) - \frac{1}{C}s\tilde{I}_L(s) = \frac{1}{R_{Ai}C}s\tilde{V}_A(s) - \frac{1}{C}\frac{1}{L}\tilde{V}_A(s) + \frac{1}{C}\frac{V_{bat}}{L}\tilde{D}(s) \quad (4.34)$$

Que se puede reescribir como,

$$\left(s^2 + \frac{1}{R_{Ai}C}s + \frac{1}{LC}\right)\tilde{V}_A(s) = \frac{V_{bat}}{LC}\tilde{D}(s) \quad (4.35)$$

Consiguiendo la función de transferencia ciclo de trabajo-tensión del panel:

$$\frac{\tilde{V}_A(s)}{\tilde{D}(s)} = \frac{\frac{V_{bat}}{LC}}{\left(s^2 + \frac{1}{R_{Ai}C}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (4.36)$$

Sin embargo se desea la función de transferencia entre las variables incrementales de la potencia y el ciclo de trabajo, la ecuación 4.36 puede ser combinada con la ecuación 4.31 para conseguir dicha función de transferencia, es decir:

$$\frac{\tilde{P}_A(s)}{\tilde{D}(s)} = \frac{\left(I_{ph} - \frac{2V_A}{R_{Ai}}\right)\frac{V_{bat}}{LC}}{\left(s^2 + \frac{1}{R_{Ai}C}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (4.37)$$

Para ilustrar cómo afecta esta función de transferencia en el desfase de las señales de perturbación del ESC, se va a estudiar dicha función de transferencia en 4 puntos de trabajo distintos correspondientes al modelo en gran señal del panel, concretamente se ha considerado el panel BP-585F. Posteriormente se extraerán conclusiones para poder generalizar el algoritmo a cualquier punto de trabajo y cualquier módulo fotovoltaico. Los puntos de trabajo escogidos se muestran en la figura 4.14 y en la tabla 4.2. Para calcular la resistencia incremental se hará un incremento de ± 0.05 del voltaje alrededor de cada punto de trabajo escogido.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

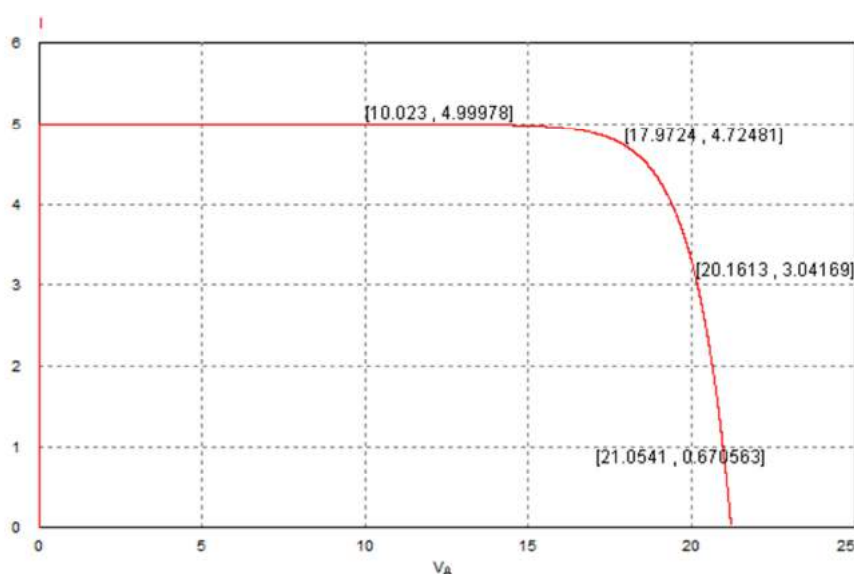


Figura 4.16: Característica del panel BP585-F con la R_{Ai} en 4 puntos de trabajo diferentes.

Caso	V_A	ΔV_A	i_{ph}	Δi_{ph}	R_{Ai}
1	10.023	0.1	5	0.0002	-1000
2	17.9724	0.1	4.72481	0.0473	-8
3	20.1613	0.1	3.04169	0.17545	-0.569
4	21.0541	0.1	0.670563	0.3835	-0.261

Tabla 4.3: Tabla de valores para 4 puntos de trabajo diferentes.

Una vez definido los 4 casos se va a estudiar cada uno de ellos:

Caso 1

El primer caso corresponde con una R_{Ai} muy grande, esto significa que el decremento de la corriente es muy bajo y por consiguiente la corriente que entrega el panel es casi toda la corriente en cortocircuito del panel I_{ph} . Así, para dicha resistencia incremental, la $V_{bat} = 25V$, $C = 2\mu F$ y $L = 33\mu F$; la función de transferencia del convertidor resultante es la siguiente:

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{-1.886 \cdot 10^{12}}{s^2 - 500s + 1.515 \cdot 10^{10}} \quad (4.38)$$

Donde su diagrama de Bode corresponde a:

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

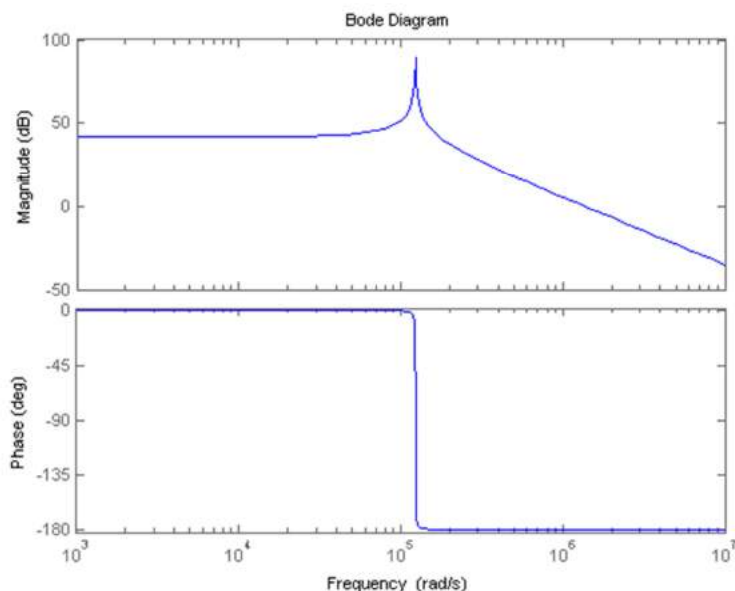


Figura 4.17: Diagrama Bode del convertidor en el caso 1 de R_{Ai} muy grande.

En el diagrama de Bode se puede apreciar como a partir de la frecuencia de corte del filtro ($f_{conv} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 19590\text{Hz}$) se produce un cambio de signo en la señal demodulada. Esto conllevará que el punto de operación irá en sentido contrario al óptimo. Se puede apreciar que con esta resistencia incremental alta, es decir, si el punto de operación se encuentra muy a la izquierda del máximo, el desfase que aparece por debajo de esta frecuencia de corte es el esperado, sin embargo, por encima de esta frecuencia de corte el desfase es justamente de 180° lo que provoca ese desfase es ir en sentido contrario al deseado con lo que se alejaría del óptimo. Es decir, si la frecuencia de la señal perturbadora está por debajo de la frecuencia de corte del convertidor no es necesaria la unidad de procesamiento de fase, sin embargo, si se quiere aumentar por encima la frecuencia de corte del convertidor si es necesaria dicha unidad para que el algoritmo encuentre el óptimo.

Para corroborar esto se va a visualizar las siguientes gráficas. Estas gráficas corresponden a una señal sin pasar por la función de transferencia, pero por una ganancia equivalente, y otra pasando por la función de transferencia en diferentes

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

frecuencias (una muy alejada de la frecuencia de corte del filtro, 200 Hz que es la frecuencia que se han realizado los diferentes ejemplos de esta tesis; una frecuencia próxima al óptimo, 10000 Hz, y una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte, 20000 Hz).

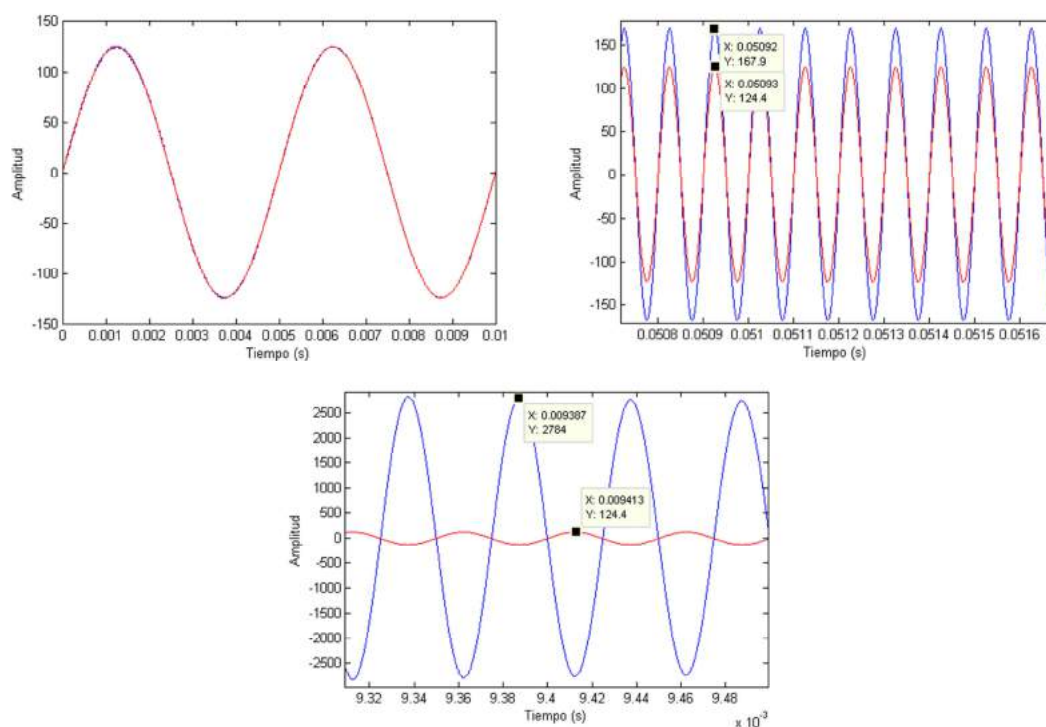


Figura 4.18: Comparativa de señales desfasadas en el caso 1 de R_{Ai} muy grande. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor

Como se aprecia en la figura 4.18, las dos frecuencias por debajo de la frecuencia de corte del convertidor tienen un desfase casi nulo mientras que la frecuencia ligeramente por encima del óptimo tiene un desfase cercano a los 180°, es decir, en la salida del convertidor, en este caso, se tiene una señal de signo contrario al de su entrada. En este caso es posible aumentar la frecuencia de la señal perturbadora siempre que no se alcance la frecuencia de corte del convertidor sin la necesidad del bloque PPU.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Caso 2

En este segundo se escogerá un punto de trabajo donde la resistencia incremental es inferior respecto al caso 1. Esto significa que al aumentar el voltaje del panel la caída de corriente es mayor. De este modo la función de transferencia del convertidor resultante es la siguiente:

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{-1.92 \cdot 10^{11}}{s^2 - 62500s + 1.515 \cdot 10^{10}} \quad (4.39)$$

Donde su diagrama de Bode corresponde a:

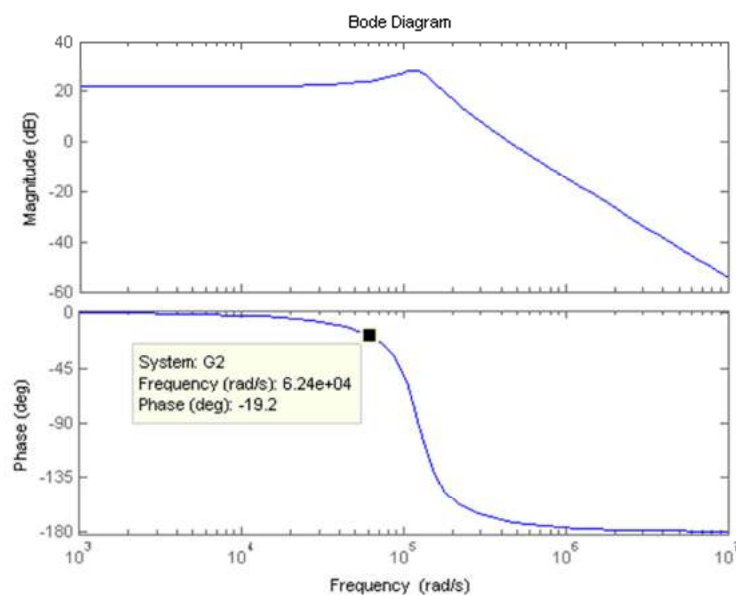


Figura 4.19: Diagrama Bode del convertidor en el caso 2 de R_{Ai} grande.

En el diagrama de Bode se puede ver que la magnitud, como en el primer caso, la amplitud está subamortiguada. Esto significa que la ganancia cerca de la frecuencia de corte del filtro es más elevada que la calculada en el capítulo 3 con lo que es necesario un recálculo de la ganancia de lazo para disminuirlo y no exista sobreimpulsos durante la búsqueda del óptimo. El caso de la fase, el desfase que provoca lejos de la frecuencia de corte del convertidor es mayor que en el caso 1, y es importante a frecuencias altas. En

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

la figura 4.20 se va a observar dicho desfase a diferentes frecuencias (las mismas que en el caso 1).

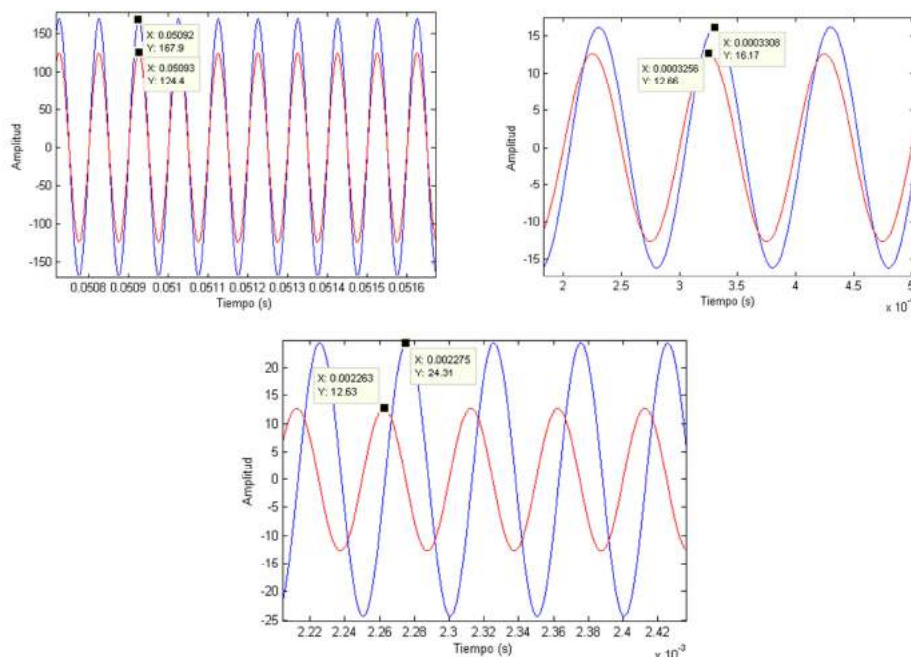


Figura 4.20: Comparativa de señales desfasadas en el caso 2 de R_{Ai} alta. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor

Como se aprecia en la figura 4.20, en una frecuencia muy lejana a la frecuencia de corte apenas hay desfase como ocurría en el caso 1, sin embargo a una frecuencia más elevada este desfase existe y es de alrededor de 19° . Este desfase provoca que la multiplicación de la señal entrada-salida no sea ideal y por ello baje sus prestaciones. A una frecuencia cercana a la frecuencia de corte del convertidor, el desfase es de 90° . Un desfase intolerable ya que la demodulación realizada no sería la deseada.

Se puede concluir que cuando el punto de trabajo se encuentra a la izquierda del óptimo, R_{Ai} alta, es importante conocer la frecuencia de la perturbadora. A frecuencias de perturbación pequeñas y lejos de la frecuencia de corte del convertidor no es la utilización de la PPU ya que el desfase existente es poco. Sin embargo, si se aumenta la frecuencia de perturbación considerablemente hay que utilizar la unidad de

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

procesamiento de fase para conseguir realizar una demodulación perfecta para mejorar las prestaciones del algoritmo.

Caso 3

En este tercer caso disminuimos aún más R_{Ai} y el punto de operación se encuentra al otro lado del óptimo respecto a los casos anteriores (ahora está a la derecha del óptimo). De este modo la función de transferencia del convertidor resultante es la siguiente:

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{2.495 \cdot 10^{13}}{s^2 - 8.787 \cdot 10^5 s + 1.515 \cdot 10^{10}} \quad (4.40)$$

Donde su diagrama de Bode corresponde a:

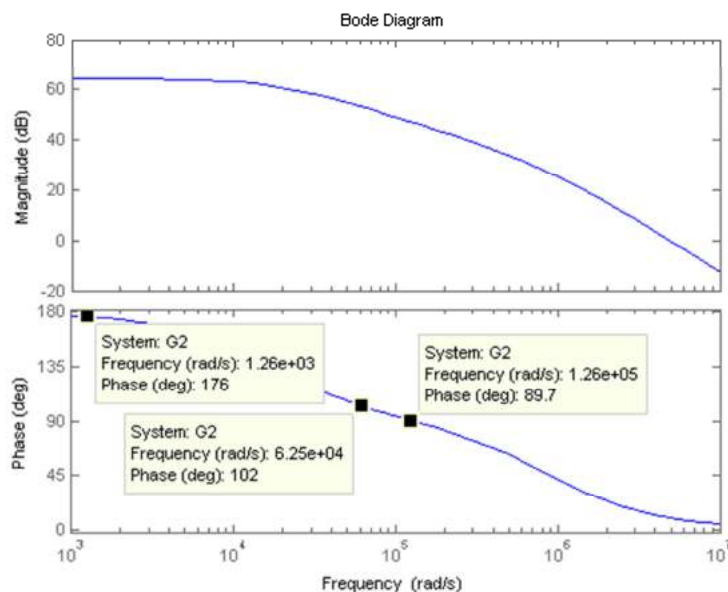


Figura 4.21: Diagrama Bode del convertidor en el caso 3 de R_{Ai} pequeña.

En este caso la R_{Ai} es pequeña, esto provoca que en la magnitud, como se aprecia en el diagrama de Bode de la figura 4.21, este sobreamortiguada con lo que se

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

obtiene una ganancia parecida a la utilizada en el capítulo 3. El caso de la fase, el desfase que provoca lejos de la frecuencia de corte del convertidor ya es existente y aunque no corregirlo no provocaría una bajada de prestaciones considerables, sí puede mejorarse estas prestaciones con la adición del bloque PPU. El desfase es 180° superior a los casos 1 y 2 debido a que el punto de la operación debe dirigirse en sentido contrario a los casos citados para conseguir encontrar el óptimo. En la figura 4.22 se va a observar dicho desfase a diferentes frecuencias (las mismas que en los casos anteriores).

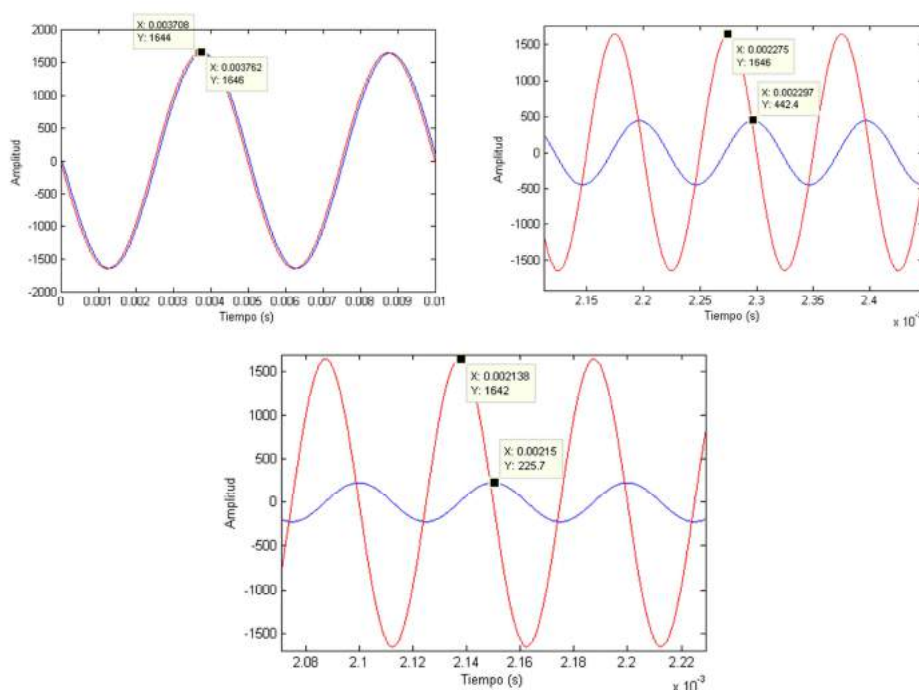


Figura 4.22: Comparativa de señales desfasadas en el caso 3 de R_{Ai} pequeña. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor

En este caso a medida que aumentamos la frecuencia el desfase aparece un desfase de las señales entrada-salida cada vez mayor. Es por ello que es necesaria una Unidad de Procesamiento de Fase. Este caso corresponde a un punto de trabajo muy cercano al óptimo es por ello que este tercer caso siempre estará presente en las búsquedas del óptimo, por este motivo la frecuencia utilizada en el capítulo 3 era suficientemente baja para que no hubiese problema de desfase de señales. Si se quiere

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

aumentar la frecuencia necesitaremos obligatoriamente dicha Unidad de Procesamiento de Fase.

Caso 4

Este último caso que se tratará es el que tiene la R_{Ai} más pequeña. De este modo la función de transferencia del convertidor resultante es la siguiente:

$$\frac{P(s)}{D(s)} = \frac{5.922 \cdot 10^{13}}{s^2 - 1.916 \cdot 10^6 s + 1.515 \cdot 10^{10}} \quad (4.41)$$

Donde su diagrama de Bode corresponde a:

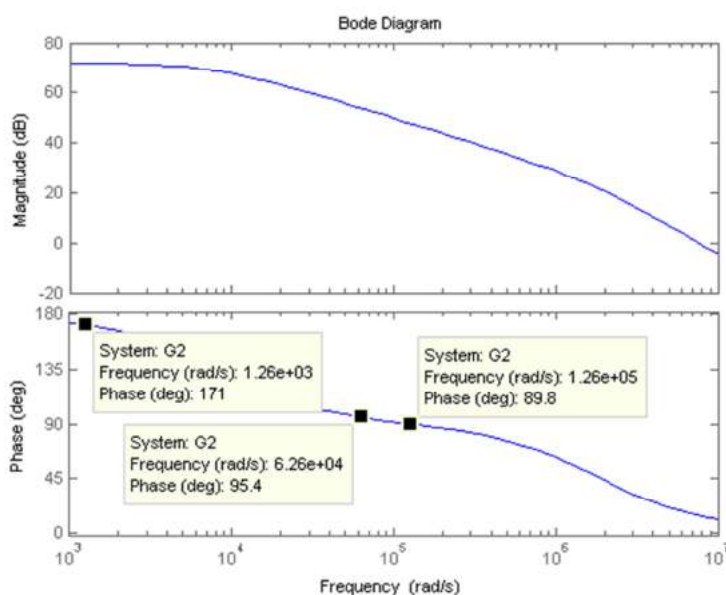


Figura 4.23: Diagrama Bode del convertidor en el caso 4 de R_{iA} pequeña.

En este caso la R_{Ai} es la más baja de los casos citados y por ello, como se aprecia en el diagrama de Bode de la figura 4.21, la magnitud es la más sobreamortiguada de los casos analizados. El caso de la fase, el desfase que aparece en casi toda la amalgama de frecuencias puede provocar que la multiplicación de señales sea errónea con lo que la

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

unidad es necesaria. En la figura 4.24 se va a observar dicho desfase a diferentes frecuencias (las mismas que en los casos anteriores).

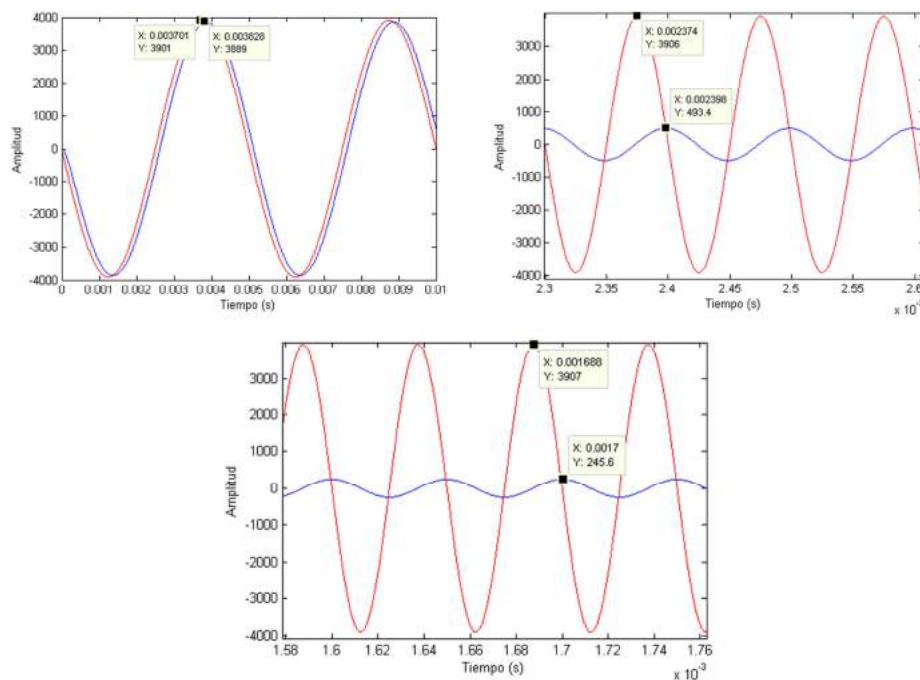


Figura 4.24: Comparativa de señales desfasadas en el caso 4 de R_{iA} pequeña. Arriba izquierda con una frecuencia muy alejada a la de corte, arriba a la derecha con una frecuencia más próxima a la de corte y abajo con una frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del convertidor

En todas las gráficas de la figura 4.24 se comprueba que existe un desfase entre la señal de entrada y salida. Es por ello que es necesaria una Unidad de Procesamiento de Fase (PPU).

Si se compara los diagramas de Bode de los cuatro casos utilizados se verá la diferencia amplitudes y fases.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

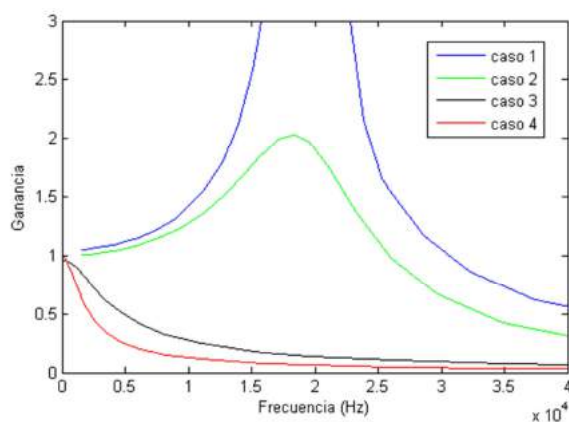


Figura 4.25: Ganancia normalizada de los 4 casos estudiados con R_{iA} diferentes.

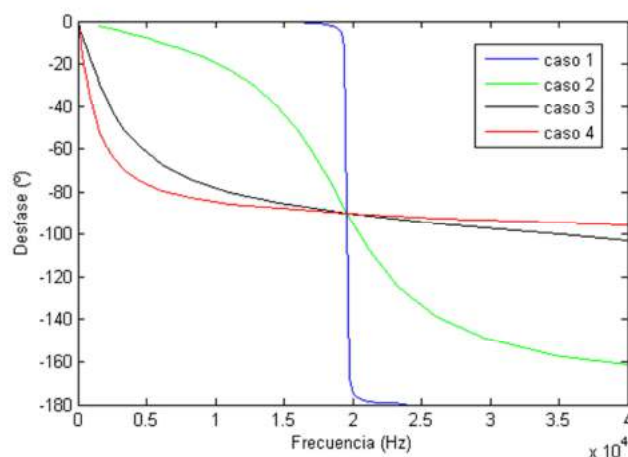


Figura 4.26: Desfase de los 4 casos estudiados con R_{iA} diferentes.

En la figura 4.26 se puede observar como el caso que mejor atenúa el desfase es cuando la R_{Ai} es la más elevada, en el caso de paneles fotovoltaicos es cuando el voltaje del panel es más pequeño que el voltaje óptimo. Sin embargo, algunas veces el voltaje inicial (ciclo inicial) no se puede escoger y, además, R_{Ai} varía durante la búsqueda del óptimo. Es necesaria una unidad de procesamiento de fase para evitar que la multiplicación de demodulación sea diferente según se acerca al óptimo, además eliminando dicho desfase la multiplicación será perfecta y provocará unas prestaciones mucho mejores. Para ello hay que calcular el desfase provocado por el convertidor. Recordando la función de transferencia del convertidor:

$$\frac{P_A(s)}{D(s)} = \frac{\left(I_{ph} - \frac{2V_A}{R_A} \right) \frac{V_{bat}}{LC}}{\left(s^2 + \frac{1}{R_A C} s + \frac{1}{LC} \right)} \quad (4.42)$$

Su desfase se calcula mediante

$$\varphi_{conv} = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\frac{\omega_{dith}}{R_A C}}{\frac{1}{LC} - (\omega_{dith})^2} \right) \quad (4.43)$$

Se va a dibujar dicho desfase dependiendo de la frecuencia de perturbación (a frecuencias bajas) y de la resistencia R_{Ai} para ver cómo afecta dichos atributos al desfase.

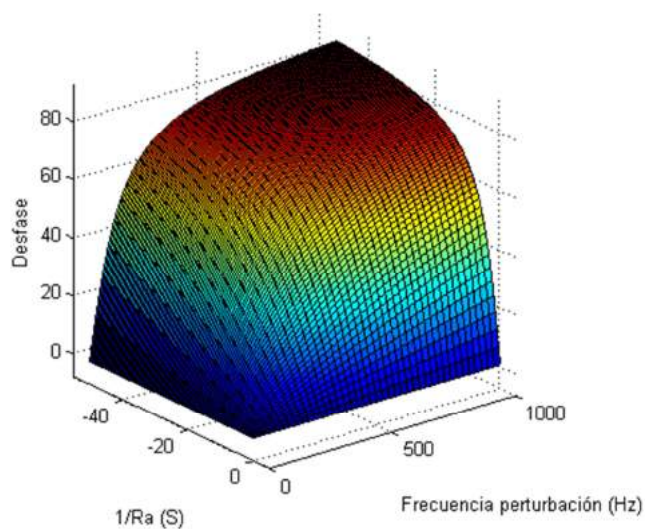


Figura 4.27: Desfase del convertidor para diferentes frecuencias y resistencias

En la figura 4.27 se puede observar como al aumentar la resistencia R_{Ai} o la frecuencia de la señal perturbadora crece considerablemente el desfase. La resistencia R_{Ai} depende del punto de operación y de la característica del panel. En el caso, por

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

ejemplo, del modelo comercial del panel BP-585-F la conductancia $1/R_{Ai}$ alcanza como máximo 35. En el caso que en esta tesis más se ha estudiado (frecuencia perturbadora 200 Hz), el desfase que se tiene es pequeño, menor de 10°, pero si dicha frecuencia se aumenta el desfase en el convertidor aumenta.

4.2.2.2.-Desfase provocado por el filtro

El otro desfase que existe en el algoritmo ESC de perturbación externa a parte del generado por el convertidor es el generado por el filtro. Este desfase no depende del punto de operación del algoritmo sino que depende exclusivamente de la frecuencia de corte del filtro del algoritmo y de la frecuencia de la señal perturbadora siguiendo la siguiente ecuación:

$$\varphi_{\text{filtro}} = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{\omega_H}{\omega_{\text{dith}}}\right) = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{f_H}{f_{\text{dith}}}\right) \quad (4.44)$$

Se puede ver dicho desfase en la siguiente gráfica de 3 dimensiones:

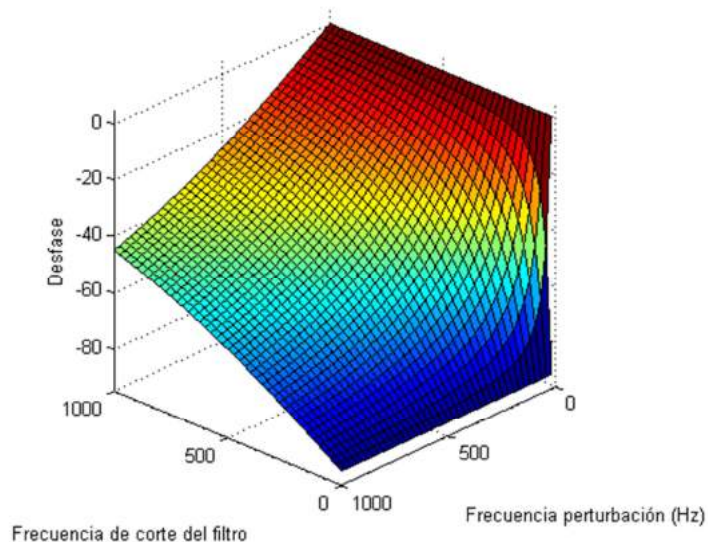


Figura 4.28: Desfase del filtro para diferentes frecuencias de perturbación y de corte del filtro

Como se muestra en la figura 4.28 cuando la frecuencia de corte del filtro es menor a la frecuencia de perturbación el desfase es cercano a los 90°, si la frecuencia de

corte es mayor a la perturbadora el desfase es cercano a 0º, si son iguales el desfase es de 45º. Por esta razón se escogió una frecuencia de corte una década por debajo de la frecuencia perturbadora, para que este desfase sea cercano a los 90º (calculado en la ecuación 4.45). En el caso de tener una Unidad de Procesado de Fase no es necesario tener dicha década con lo que es posible aumentar la frecuencia de perturbación.

$$\varphi_{\text{filtro}} = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{20}{200}\right) = -5.71 \quad (4.45)$$

4.2.3.- Implementación de la PPU en un generador fotovoltaico

Como se ha estudiado en el apartado anterior, la PPU permite aumentar la frecuencia de la señal de perturbación sin que haya un problema de desfase de señales que haga disminuir las prestaciones del algoritmo. Por ello, esta unidad permite mejorar el algoritmo ESC con perturbación externa típico.

La unidad de procesado de fase calcula el desfase del algoritmo. Esta unidad debe ser capaz de calcular el desfase (la suma del desfase del filtro y del convertidor) y generar dicho desfase en una señal perturbadora de igual amplitud y frecuencia que la señal perturbadora tradicional. La señal perturbadora tradicional corresponderá a la señal perturbadora excitadora, $prtb_+$, y la señal perturbadora desfasada corresponderá a la señal perturbadora de demodulación, $prtb_x$. Para ello y siguiendo la ecuación 4.46 la señal perturbadora desfasada se puede generar mediante la identidad trigonométrica y con la perturbación tradicional.

$$\sin(\omega_0 t + \varphi_T) = \sin(\omega_0 t)\cos(\varphi_T) + \cos(\omega_0 t)\sin(\varphi_T) \quad (4.46)$$

Siendo φ_T la suma del desfase del convertidor, φ_{conv} y del desfase del filtro φ_{filtro} .

En esta tesis, y se puede comprobar en los anexos, se ha realizado dicha estimación del desfase mediante varios procedimientos para intentar facilitar la

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

implementación de la PPU. El primero es mediante una estimación de la resistencia R_{Ai} establecida en una tabla (*look-up-table*). El algoritmo recoge el voltaje del punto de operación y accede a dicha tabla para coger la resistencia que le corresponde. Después de ello, el algoritmo calcula el desfase mediante la ecuación del cálculo del desfase del convertidor (4.43), de la ecuación del filtro (4.44) y de la ecuación 4.46 que permite conseguir una perturbación sinusoidal desfasada los grados deseados. Este método es costoso ya que se necesita una amplia tabla (memoria) y una velocidad de cálculo grande para hacer la ecuación. Sin embargo, el mayor inconveniente reside en que hay que caracterizar cada uno de los paneles empleados en la generación fotovoltaico y un envejecimiento del panel puede no entregar la resistencia empleada en tabla.

Una mejora de dicho sistema de implementación es en la tabla dar directamente el desfase en lugar de la resistencia R_{Ai} . Esto permite eliminar parte del cálculo computacional ya que la estimación del desfase se realizará previamente y se añadirá a dicha tabla. Sin embargo persiste el mismo inconveniente que anteriormente, un deterioro en el panel fotovoltaico dará una estimación errónea del desfase.

Una última manera de implementar dicho desfase es obteniendo la corriente y el voltaje del panel y dividirlos para conseguir la resistencia. A partir de ahí, el algoritmo calcular el desfase. Este método elimina el inconveniente encontrado en los otros dos casos y además elimina la necesidad de una memoria para guardar la caracterización, sin embargo, la velocidad de cálculo necesaria para realizar el algoritmo aumenta considerablemente al necesitar dividir las dos señales del panel (corriente y tensión) para luego procesarlas.

En esta tesis no se ha planteado el problema de implementar la PPU en un dispositivo físico pero si se ha realizado la simulación PSIM recreando los 3 métodos (se puede observar en el anexo) obteniendo los mismos resultados que se muestran a continuación.

A continuación se va a mostrar cómo se comporta el generador fotovoltaico cuando introducimos la PPU y se va a comparar con el ESC típico utilizado en los diferentes apartados de esta tesis.

4.2.3.1.-Corrección del desfase a frecuencia de perturbación baja

Primeramente la comparación se va a realizar a una frecuencia de perturbación baja. Se ha considerado una frecuencia de 200 Hz que ha sido la frecuencia más utilizada en esta tesis. Como se ha visto anteriormente a frecuencias bajas el desfase no es muy importante ya que el desfase producido por el convertidor es muy bajo y el del filtro lo que significa que la adición del bloque PPU no hace mejorar las prestaciones del algoritmo sin dicho bloque como se puede ver en la figura 4.29 donde ambos algoritmos se aproximan al mismo resultado aproximadamente al mismo tiempo.

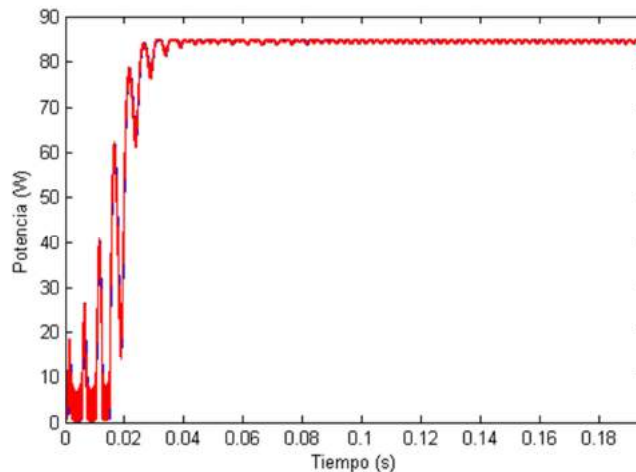


Figura 4.29: Búsqueda del óptimo a frecuencia baja. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU

Si se realiza un análisis del desfase corregido durante la búsqueda del óptimo se puede observar, figura 4.30, que gran porcentaje del desfase corregido es el desfase provocado por el filtro y que éste es un desfase pequeño. Por parte del convertidor el desfase introducido es mínimo.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

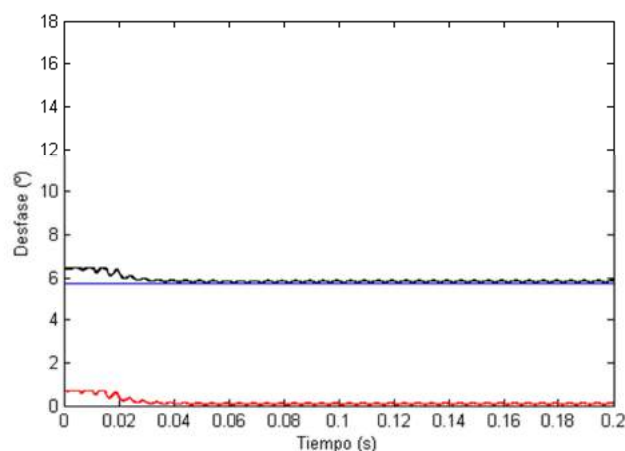


Figura 4.30: Desfase corregido a frecuencia baja. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total.

Si la frecuencia de perturbación está muy alejada a la frecuencia de corte del convertidor y suficientemente alejada a la frecuencia de corte del filtro no es necesaria la unidad PPU ya que no mejora el algoritmo y encarecería el algoritmo. Sin embargo, dicha unidad PPU no está pensada para trabajar a frecuencias bajas sino para aumentar la frecuencia de perturbación para extraer unas mejores prestaciones. En los siguientes subapartados se aumentará dicha frecuencia perturbadora para comprobar la necesidad de esta unidad y como mejora las prestaciones.

4.2.3.2.-Corrección del desfase a frecuencia de perturbación media

En esta ocasión se va a realizar a una frecuencia de perturbación media. Se ha considerado una frecuencia de 5000 Hz. Lejos de la frecuencia anteriormente utilizada y alejada también de la frecuencia de corte del convertidor. En este caso se reduce el desfase provocado por el filtro, sin embargo, aumenta considerablemente el desfase del convertidor provocando un desfase total mayor al del caso anterior. Este desfase ya es importante y el bloque PPU mejora las prestaciones del algoritmo como se puede ver en la figura 4.31 Esta mejora es de 3 ms que corresponde a disminuir el tiempo de búsqueda del óptimo un 6%.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

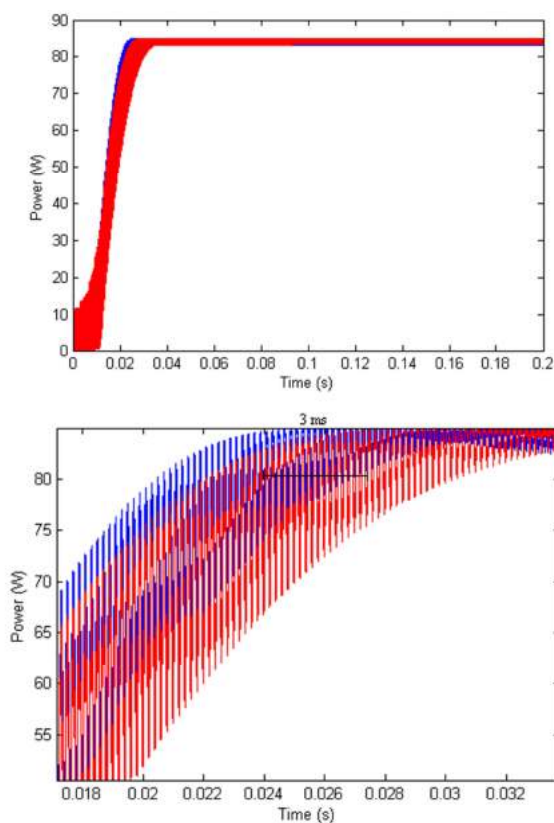


Figura 4.31: Búsqueda del óptimo a frecuencia media. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU. Abajo una ampliación de la figura superior

Los desfases durante la búsqueda del óptimo corresponde a los mostrados en la figura 4.32. Se puede observar que el desfase total ya es importante, de 20° cerca del óptimo y de 40° al inicio del algoritmo, y corresponde mayoritariamente al desfase producido por el convertidor.

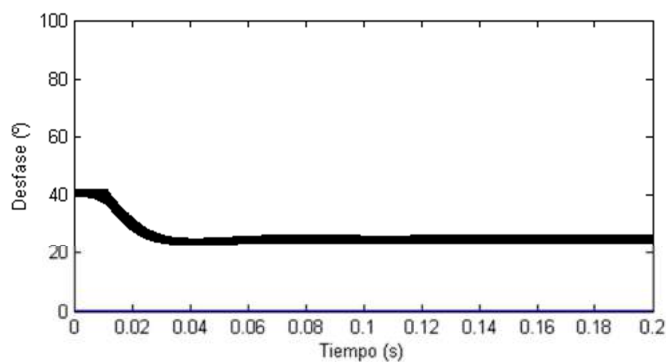


Figura 4.32: Desfase corregido a frecuencia media. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Este desfase que se ha corregido se puede mostrar en la figura 4.33 donde se compara la señal de perturbación con la señal de control y como en el caso del ESC sin PPU el desfase existe, y es de 20° , y como con el bloque PPU se ha corregido dicho desfase provocando así una multiplicación de la señal perturbadora ideal para obtener así mejores prestaciones.

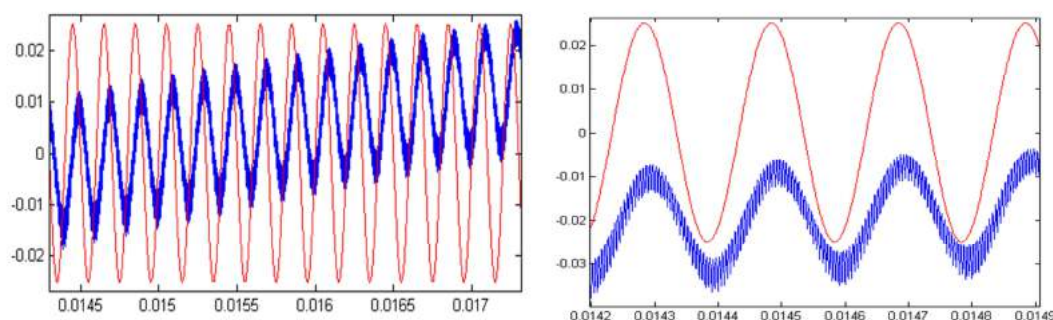


Figura 4.33: Búsqueda del óptimo a frecuencia media para ver el desfase. En rojo la perturbación y en azul la señal de control. A la izquierda sin PPU y a la derecha con el bloque PPU.

Cuando la frecuencia de perturbación se acerca a la frecuencia de corte del convertidor, la unidad PPU se hace cada vez más necesaria con el fin de aumentar las prestaciones. A una frecuencia de perturbación 4 veces inferior a la frecuencia de corte del convertidor existe un desfase importante que, aunque no sea crítico, es recomendable corregirlo.

4.2.3.3.-Corrección del desfase a frecuencia de perturbación alta

Finalmente, la comparación se va a realizar a una frecuencia de perturbación alta. Esta frecuencia será de 15000 Hz y será muy próxima a la frecuencia de corte de nuestro convertidor, que se encuentra alrededor de los 20000 Hz. En este caso el desfase que provoca el convertidor es tan grande que es necesario el uso de la PPU para reducir el tiempo de búsqueda del óptimo y mejorar sus prestaciones. Como se puede

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

ver en la figura 4.34, el algoritmo ESC sin bloque PPU alcanza el óptimo cerca de los 110 ms, con el bloque PPU y los mismos valores de configuración ese tiempo se reduce a 25 ms, es decir, se ha reducido el tiempo de establecimiento a la cuarta parte. Con ello se demuestra que dicho bloque sirve para, a frecuencias altas, mejorar considerablemente el algoritmo ESC.

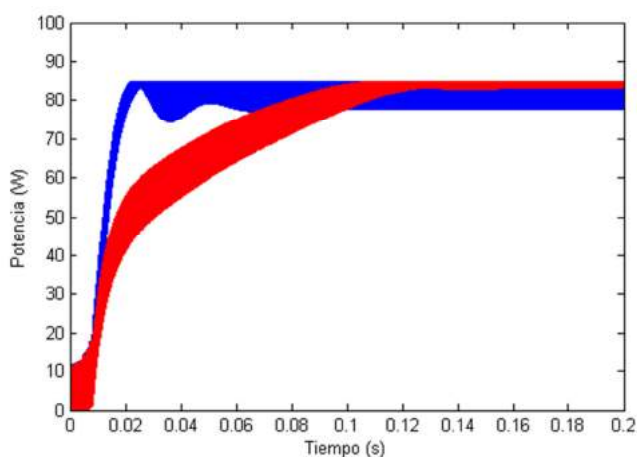


Figura 4.34: Búsqueda del óptimo a frecuencia alta. En rojo sin el bloque PPU y en azul con el bloque PPU

Si se realiza un análisis del desfase corregido durante la búsqueda del óptimo se puede observar, figura 4.35, que el desfase es muy alto y todo él viene dado por el convertidor. Este desfase hay que corregirlo necesariamente y lo hará el bloque PPU.

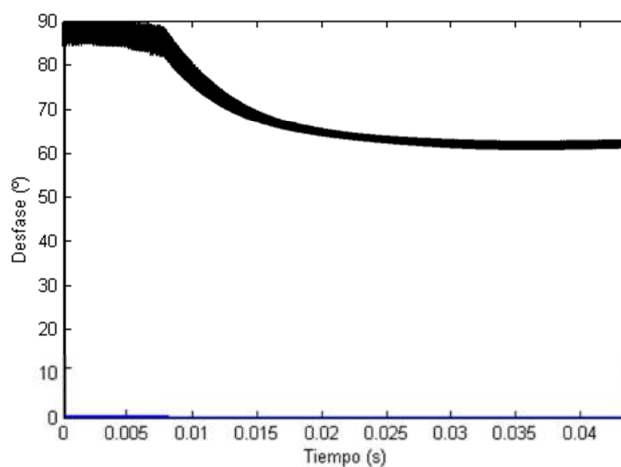


Figura 4.35: Desfase corregido a frecuencia baja. En rojo el desfase introducido por el convertidor, en azul el desfase introducido por el filtro y en negro el desfase total.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

Si la frecuencia de perturbación se acerca a la frecuencia de corte del convertidor, la necesidad de un bloque PPU para la mejora de prestaciones es evidente. Si no es usado, el aumentar la frecuencia de la perturbación no comporta una reducción del tiempo de establecimiento como parece evidente sino que los desfases provocados empeoran el algoritmo. Esta situación es resaltada cuando más se acerca la frecuencia de perturbación a la de corte del convertidor. Si la frecuencia de perturbación supera la de corte provocará un desfase superior a 90° dando una estabilidad al algoritmo (irá en sentido contrario a donde se encuentra el óptimo). Este problema también es corregible con la Unidad de Procesado de Fase.

4.3.- Utilización de la saturación en el algoritmo ESC

Aunque en un panel fotovoltaico expuesto a condiciones meteorológicas inciertas no puede saber a ciencia cierta dónde se encuentra el óptimo y ese es el motivo de la utilización de los algoritmos de búsqueda del extremo, es usual conocer un margen de valores inferior al rango de generación del panel $[0, V_{oc}]$ en el cual se puede afirmar que se encuentra el óptimo. Por otra parte, la aparición de perturbaciones en gran señal como puede ser el arranque del convertidor o un cambio abrupto de luminiscencia pueden comportar que el estado de los elementos dinámicos, por ejemplo el integrador o el filtro, estén muy alejados de sus estados en régimen permanente. Ésto, en algunos casos, implicará la existencia de transitorios que provoquen la salida transitoria del punto de operación del rango a $[0, V_{oc}]$. La adición de un elemento saturador en el integrador del lazo de control MPPT garantizará que algunas señales del algoritmo no salgan fuera de un margen preestablecido redundando en un cambio del comportamiento del transitorio del cuál cabe de nuevo estudiar su estabilidad. Además, restringir la trayectoria de las señales dentro de una región preestablecida podrá hacer disminuir el tiempo de convergencia al óptimo.

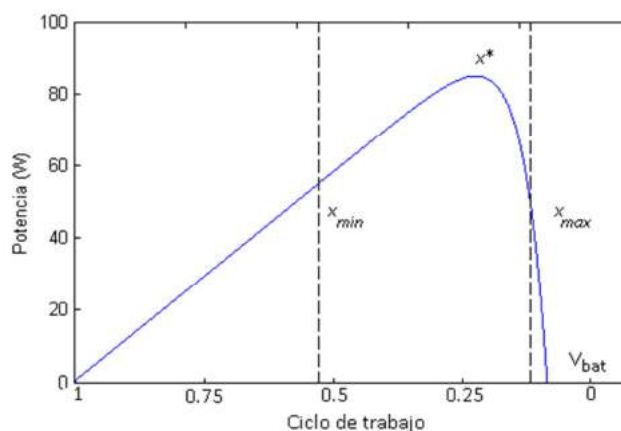


Figura 4.36: Característica del panel D-P y rangos de valores de operación para su restricción.

En la figura 4.36 se muestra la característica completa del panel y un posible rango de valores $[x_{min}, x_{max}]$ donde puede ser conveniente acotar el rango de operación mediante la saturación del ciclo de trabajo, es decir la variable del integrador. Cabe estudiar por tanto cómo la inclusión de un elemento saturador afecta a los transitorios; es decir si éstos empeoran o mejoran el tiempo de alcance al óptimo o si estos pueden hacer inestable la trayectoria[90, 91]. Un comportamiento estable del algoritmo con un elemento saturador en el lazo redundará en una mayor fiabilidad y a la vez un incremento de rapidez de alcance del máximo. .

Para el análisis, descrito a continuación, se ha empleado el algoritmo *Extremum Seeking Control* de postmultiplicación añadiendo el elemento saturador. Dicho algoritmo sin elemento saturador que ha sido estudiado en detalle en el apartado 3.1.2 y se revisa a continuación y su esquema se reproduce en la figura 4.37, a partir de dicho esquema se razona la influencia de la adición de un elemento saturador.

Por lo que la organización del apartado es la siguiente. En el próximo subapartado se analiza la necesidad de usar dicho elemento saturador para aumentar la fiabilidad del algoritmo. Y en el subapartado 4.3.2. se analizará la influencia, sobre la estabilidad, de este elemento saturador y, por lo tanto, se responde a la pregunta si un elemento saturador puede desestabilizar el algoritmo. Además, se comparará mediante

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

el simulador PSIM el algoritmo ESC sin saturación en el lazo con el algoritmo ESC con saturación ilustrando las ventajas al añadir dicho bloque saturador.

4.3.1.- Comportamiento del algoritmo ESC sin saturador con variables fuera de rango de generación del panel

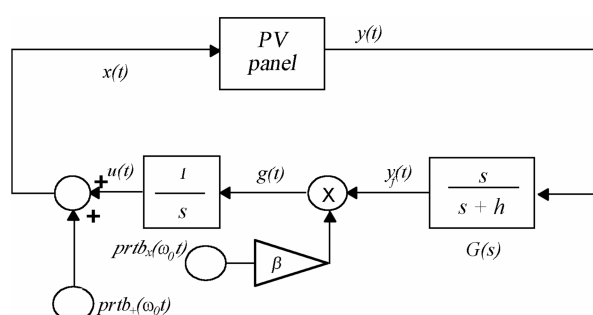


Figura 4.37: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante postmultiplicación.

La figura 4.37 corresponde al esquema del algoritmo Extremum Seeking Control de postmultiplicación. A continuación, y para que sirva de punto de partida de nuestro análisis, se recuerda las expresiones de las señales del algoritmo de la figura 4.37 para después considerar los efectos de la saturación del integrador.

La salida de la función característica del panel $y(t)$ es aproximada por la salida al estado del integrador $f(u(t))$ más la perturbación multiplicada por el gradiente de dicho punto de trabajo.

$$y(t) \approx f(u(t)) + \frac{df}{dx} u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (4.47)$$

Y por tanto, al filtrar la señal mediante mediante el filtro pasa-alto $G(s)$ se obtiene,

$$y_f(t) = \frac{df}{dx} u_0 prtb_+(\omega_0 t) \quad (4.48)$$

Para su demodulación se multiplica por la señal perturbadora $\beta prtb_x(\omega_0 t)$,

$$g(t) = \frac{df}{dx} \beta u_0 \text{prtb}_+(\omega_0 t) \text{prtb}_x(\omega_0 t) \quad (4.49)$$

Y consecuentemente, la salida del integrador se puede expresar como:

$$u(t) = \int_0^t \left(\frac{df}{dx} u_0^2 \beta K_A \right) d\tau \quad (4.50)$$

Este elemento integrador se ha considerado hasta el momento sin ningún elemento saturador. En el siguiente apartado se estudiará dichas expresiones pero teniendo en cuenta la saturación del integrador. La dinámica del algoritmo de control debido a los elementos acumuladores como el integrador o el filtro provoca la aparición de transitorios. Si uno de estos transitorios supera la tensión de circuito abierto del panel V_{oc} , entonces el gradiente de la característica de panel será cero y así lo será la entrada del integrador $u(t)$. Consecuentemente el integrador no se actualiza con lo que el algoritmo de control se parará, es decir, no tenderá al óptimo. Un transitorio que lleve fuera del rango de valores por encima del voltaje V_{oc} es posible en cambios bruscos de luminiscencia. Sin embargo, no hemos considerado un cambio brusco de temperatura que produjera un efecto similar ya que los cambios de temperatura son lentos.

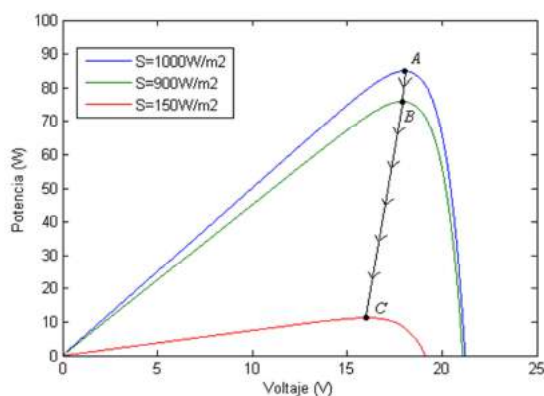


Figura 4.38: Característica del panel para diferentes luminiscencias y puntos de operación A,B,C.

Los cambios de luminiscencia, aunque no provoquen cambios sustanciales en el óptimo en régimen permanente, si pueden provocar transitorios. Cuanto mayor es el

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

cambio en la luminiscencia, mayor es el transitorio que aparece. Estos cambios de luminiscencia son comunes durante el día con lo que la aparición de estos transitorios es habitual en generadores fotovoltaicos gobernados por algoritmos ESC.

Para mostrar las formas de onda de los transitorios se ha simulado un caso concreto donde se producen dos cambios de luminiscencia en el panel a temperatura constante de 25°C. El primer cambio de luminiscencia es un cambio pequeño donde se pasa del punto A de la figura 4.38 que corresponde al óptimo con una luminiscencia de 1000 W/m² al punto B que corresponde al óptimo de la característica del panel con una luminiscencia de 900 W/m². Este cambio se realiza cuando el tiempo es de 100ms. Al ser un pequeño cambio de luminiscencia, los valores del estado están cerca del nuevo punto de operación y, por consiguiente, los transitorios no tendrán mucha amplitud. El segundo cambio, realizado cuando el tiempo es de 150ms, representa un cambio abrupto de luminiscencia pasando del punto B al punto C de la figura 4.38 correspondiente a una luminiscencia de 150 W/m². En este cambio de luminiscencia, los valores de las variables de estado están muy alejados del nuevo punto de trabajo lo que provocará la aparición de fuertes transitorios. A continuación se muestra en la figura 4.39 el ciclo de trabajo y la potencia para este ejemplo mencionado.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

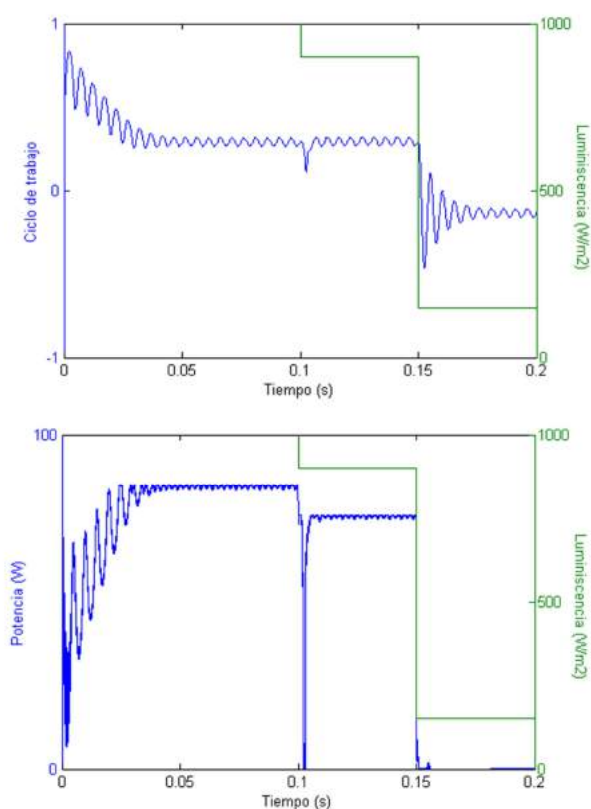


Figura 4.39: Ciclo de trabajo y potencia en un control ESC con cambios de luminiscencia.

Como se ilustra en la figura 4.39 (parte superior), en un cambio pequeño de luminiscencia el algoritmo tiene un transitorio pequeño con lo que rápidamente encontrará el nuevo óptimo. Sin embargo, en un cambio abrupto, el transitorio es mayor y las señales superan en instantes posteriores al cambio abrupto la tensión de circuito abierto del panel V_{oc} . Por este motivo el control se hace inestable ya que al no existir característica del panel en ese punto, el gradiente es 0 y por consiguiente la señal de control $u(t)$ también. Por este motivo, el control no puede volver a arrancar y el panel no consigue entregar potencia (parte inferior de la figura 4.39).

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

4.3.2.- Comportamiento del algoritmo ESC con saturador

El transitorio posterior a un cambio brusco de luminiscencia puede ser limitado añadiendo una saturación en el integrador que provoque su saturación por encima y por debajo de un límite superior e inferior respectivamente. Es decir, que si la señal del integrador tendiera a superar el límite superior, esta estará saturada y no podrá sobrepasarlo. Esta saturación es posible realizarla mediante una realimentación de la función zona muerta en el integrador tal como se muestra en la figura 4.40, donde la pendiente m es un valor muy grande [92].

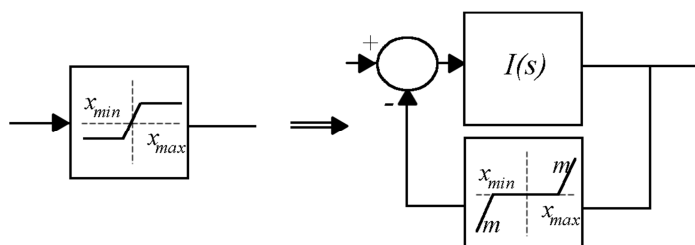


Figura 4.40: Uso de una función zona muerta para la implementación de la saturación.

Así en nuestro análisis, esta saturación se añade en el algoritmo ESC de postmultiplicación de la manera mostrada en la figura 4.41. La saturación del integrador implicará que existan tres zonas de funcionamiento diferente. Una con un funcionamiento no saturado, el análisis de la cuál se explicó en capítulos anteriores; y dos zonas donde el integrador está saturado. De esta manera, al estar saturado el integrador, éste deja de acumular información y por lo tanto se mantiene entre sus rangos de valores x_{min} y x_{max} y el dominio de la búsqueda queda restringido por esos valores de saturación.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

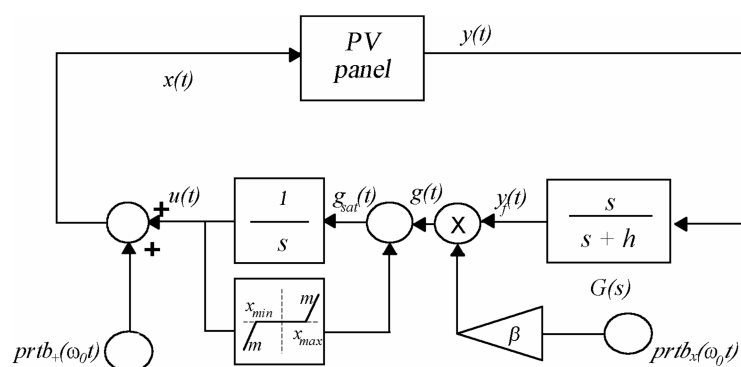


Figura 4.41: Esquema *Extremum Seeking Control* con perturbación externa mediante postmultiplicación con saturación en el integrador.

Las restricciones o límites deben cumplir dos requisitos: el primero es que el óptimo debe estar entre los dos límites, y el segundo, es que el voltaje en circuito abierto V_{oc} debe ser superior al límite superior y el límite inferior mayor que cero. La figura 4.42 muestra como se ha limitado la característica del panel y la aparición de las 3 regiones de funcionamiento.

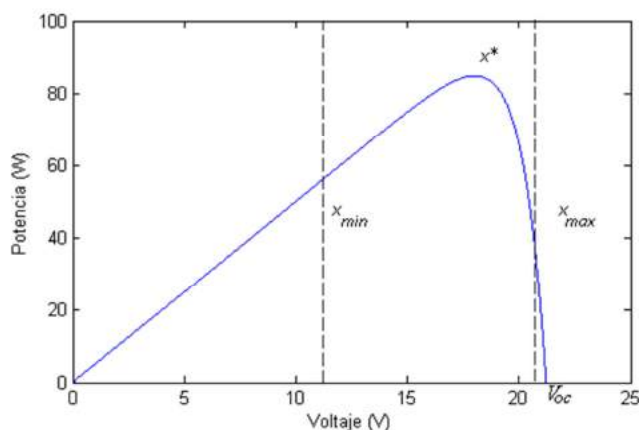


Figura 4.42: Característica del panel V-P dividido en las 3 regiones debido a la saturación.

En estas regiones debidas a la saturación, utilizando el modelo de la figura 4.41, la salida del integrador en valor promediado $\bar{u}(t)$ puede expresarse matemáticamente de la siguiente manera (cabe recordar que el modelo promediado se ha estudiado en el apartado 3.1.3 y, en valores promediados, la entrada del panel es igual a la salida del integrador, es decir $\bar{x}(t) = \bar{u}(t)$):

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

$$\begin{cases} \bar{x}(t) = \int g_{sat}(t) = \int (u(t) - m(x(t) - x_{min})) & x(t) < x_{min} \\ \bar{x}(t) = \int g_{sat}(t) = \int u(t) & x_{min} < x(t) < x_{max} \\ \bar{x}(t) = \int g_{sat}(t) = \int (u(t) - m(x(t) - x_{max})) & x_{max} < x(t) \end{cases} \quad (4.51)$$

A continuación se va a estudiar de nuevo la estabilidad con la adición de dicho bloque para ello se va a considerar la siguiente función candidata de Lyapunov.

$$V(x(t)) = \left(\frac{df}{dx}(g(t)) \right)^2 \quad (4.52)$$

Para que el sistema sea asintóticamente estable la derivada de la función candidata debe ser definida negativa. La derivada de la función de Lyapunov candidata en cada uno de las regiones corresponde a:

$$\begin{cases} \dot{V}(x(t)) = 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} g_{sat}(t) & x(t) < x_{min} \\ \dot{V}(x(t)) = 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} g_{sat}(t) = 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} g(t) & x_{min} < x(t) < x_{max} \\ \dot{V}(x(t)) = 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} g_{sat}(t) & x_{max} < x(t) \end{cases} \quad (4.53)$$

Y sustituyendo la ecuación (4.51) en la ecuación anterior se obtiene:

$$\begin{cases} \dot{V}(x(t)) = 2 \left(\frac{df}{dx} \right)^2 \frac{d^2 f}{dx^2} \beta K_A u_0^2 - 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} \beta K_A u_0^2 m(x(t) - x_{min}) & x(t) < x_{min} \\ \dot{V}(x(t)) = 2 \left(\frac{df}{dx} \right)^2 \frac{d^2 f}{dx^2} \beta K_A u_0^2 & x_{min} < x(t) < x_{max} \\ \dot{V}(x(t)) = 2 \left(\frac{df}{dx} \right)^2 \frac{d^2 f}{dx^2} \beta K_A u_0^2 - 2 \frac{df}{dx} \frac{d^2 f}{dx^2} \beta K_A u_0^2 m(x(t) - x_{max}) & x_{max} < x(t) \end{cases} \quad (4.54)$$

- En la primera región, el primer término es negativo ya que corresponde a una característica cóncava $\frac{d^2 f}{dx^2} < 0$ y todos los demás son términos positivos. El segundo término es también negativo ya que el gradiente del panel a la izquierda del óptimo es positivo, la curvatura es negativa y el término $x(t) - x_{min} < 0$ también. Por lo tanto en la primera región el sistema es estable ya que la función de Lyapunov es positiva y su derivada negativa.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

- En la segunda región solo aparece el primer término de la región anteriormente analizada que se ha dicho que era negativo. Por lo tanto la derivada de la función de Lyapunov es negativa y la estabilidad en esta región está garantizada.
- Finalmente, en la tercera región se encuentra el primer término que es negativo y el segundo término que también lo es debido a que el gradiente a la derecha del óptimo es negativo, la curvatura también y el término $x(t) - x_{max} > 0$. Por lo tanto, en esta región el sistema es estable ya que la derivada de la función de Lyapunov es negativa.

Como se ha demostrado la estabilidad en cada región de funcionamiento se puede concluir que el sistema es estable y por lo tanto la introducción de dicho bloque saturador no modifica las conclusiones en términos de estabilidad ya estudiadas en el caso sin saturador en el apartado 3.1.4.

A continuación se corrobora mediante simulación que la aportación del bloque saturador mantiene la estabilidad y además se observará que permite reducir el tiempo de alcance al óptimo .

Primeramente se va a ilustrar los efectos de añadir el bloque saturador en el ejemplo de cambios de luminiscencia utilizado en el subapartado anterior. Recordamos que el ejemplo consistía en realizar dos cambios de luminiscencia, el primero correspondía a un cambio pequeño y el segundo un cambio abrupto. En el algoritmo no saturado el cambio abrupto llevaba las señales por encima del voltaje en circuito abierto V_{oc} con lo que el sistema se hacía inestable. Cuando se añade una saturación con un límite inferior de 0.2 el resultado es el mostrado en la fig. 4.43.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

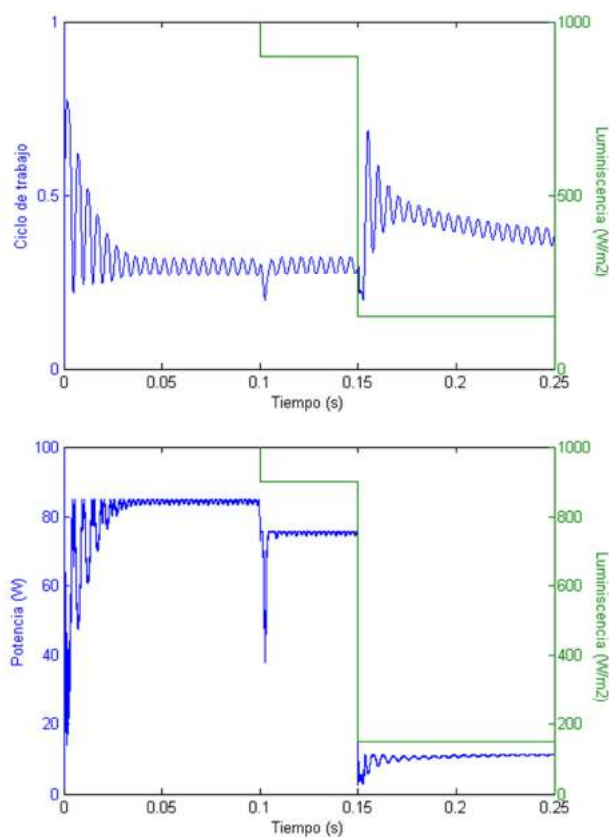


Figura 4.43: Ciclo de trabajo y potencia en un control ESC con saturación con cambios de luminiscencia.

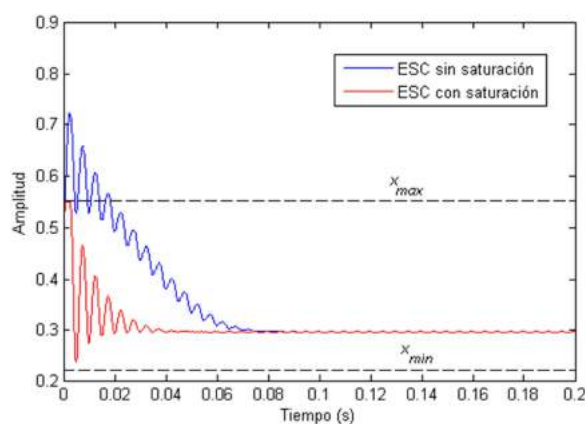
La adición de la saturación permite no sobrepasar el voltaje V_{oc} , ni siquiera a causa de los transitorios que aparecen debido a los elementos dinámicos del generador fotovoltaico. De esta manera, aunque haya un cambio abrupto de luminiscencia que comporte un transitorio de gran amplitud, éste estará limitado y el sistema será estable como se aprecia en la figura 4.43 a diferencia del caso sin saturación mostrado en la figura 4.39.

Con el ejemplo anterior queda corroborado que el bloque saturador permite asegurar la estabilidad del algoritmo ESC aunque tenga fuertes transitorios.

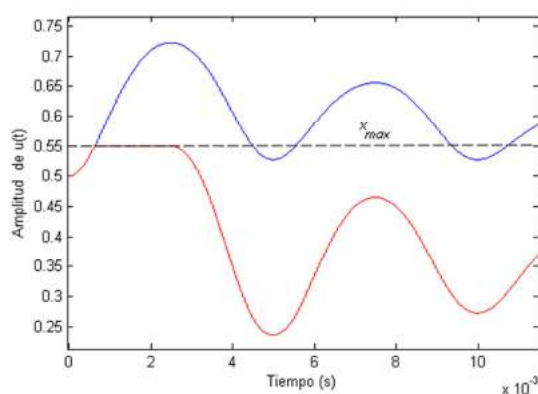
En el próximo ejemplo se va a simular una situación dónde el transitorio no lleve a un comportamiento inestable del algoritmo pero sí ilustra que la adición de la saturación permite tener un rango de valores más acotado y por lo tanto el sistema se hace más rápido ya que los transitorios quedan saturados. Para ver cómo actúa la saturación se va a mostrar la salida del integrador $u(t)$ en un caso sin saturación y otro con una saturación superior de 0.55. Para ambos casos se va a mostrar un arranque del generador fotovoltaico donde los parámetros del panel corresponden al del módulo

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

BP585-F a 25º y 1000 W/m2 de luminiscencia la ganancia de demodulación es $\beta = 150$ y el ciclo inicial de 0.5.



(a)



(b)

Figura 4.44: Señal de la salida del integrador con la saturación, $u(t)$, : (a) forma de onda completa (b) detalle de la saturación.

Como se aprecia en la figura 4.44, la salida del integrador queda saturada mediante el límite superior $x_{max} = 0.55$. En ambos casos se tiene un transitorio que hace aumentar inicialmente la salida del integrador pero el caso con saturación mantiene su valor en su límite superior. Alrededor de los 3 ms, en los dos casos, su valor vuelve a decrecer pero en el caso con saturación tiene un punto de operación más cercano al óptimo que en el caso sin saturación. Es por este motivo que el alcance al óptimo se realizará con menos tiempo como se muestra en las gráficas de las figuras 4.45 y 4.46.

4.- Mejoras en el algoritmo ESC

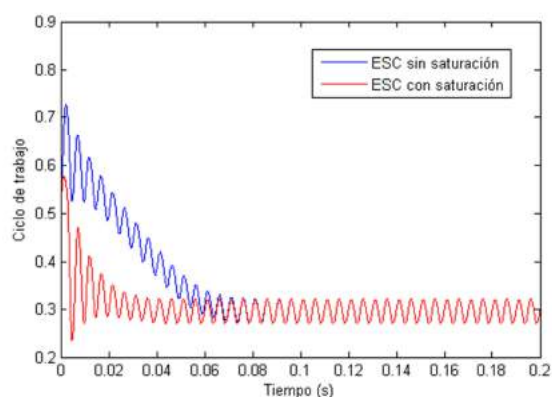


Figura 4.45: Búsqueda del extremo utilizando un algoritmo ESC con y sin bloque de saturación. Ciclo de trabajo

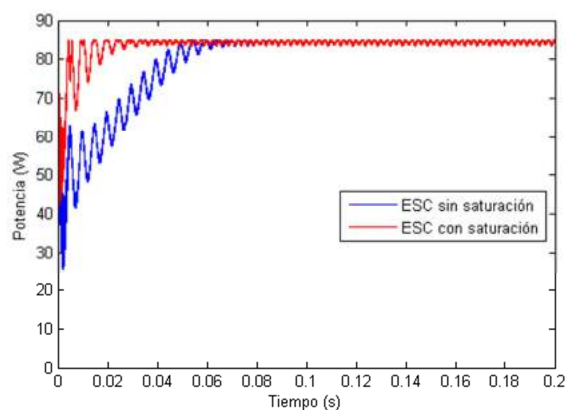


Figura 4.46: Búsqueda del extremo utilizando un algoritmo ESC con y sin bloque de saturación. Potencia.

Como se aprecia en las figuras anteriores, la adición de la saturación permite disminuir el tiempo de alcance al óptimo mejorando así las prestaciones del algoritmo. Esta reducción es muy significativa ya que el rango de posibles valores de las señales de control han sido acotadas al añadir dicho bloque saturador.

Por lo tanto, podemos concluir que la saturación permite mejorar los algoritmos ESC de manera considerable sin añadir una gran complejidad al algoritmo. La mejora comentada en este apartado que consiste en añadir un bloque saturador al integrador permitiendo restringir el rango de funcionamiento y dejar de almacenar información en el integrador al alcanzar esos límites se puede entender como un funcionamiento corrector tipo *anti-windup* usualmente empleado en controladores PI). Además, la restricción de la región de búsqueda permite incrementar la fiabilidad y reducir el tiempo de búsqueda. Cabe reseñar que la adición de dicho bloque no comporta ninguna desventaja.

Capítulo 5

Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

5.1.-Conclusiones de la tesis

Esta tesis se ha centrado en aumentar las prestaciones obtenidas de los paneles fotovoltaicos mediante el estudio y aplicación de los algoritmos de control para la extracción de la máxima potencia en generadores fotovoltaicos.

Para extraer la máxima potencia en generadores fotovoltaicos, en el capítulo 2, se ha desglosado el generador fotovoltaico en cada una de sus partes: panel fotovoltaico, convertidor, algoritmo MPPT y batería. Revisando el modelo de un solo diodo del panel, los modelos exactos, promediado y lineales del convertidor *boost*, se ha dedicado un importante esfuerzo en la comprensión del comportamiento dinámico de los algoritmos MPPT y se ha considerado un modelo básico de batería.

Dentro de los muchos de algoritmos MPPT existentes citados, en el capítulo 3 de esta tesis, se ha estudiado detalladamente el llamado *Extremum Seeking Control* con perturbación externa. Una vez analizado dinámicamente, se ha simulado y prototipado el generador fotovoltaico gobernado por dicho algoritmo. Para el prototipo se ha utilizado como fuente fotovoltaica en el simulador de panel Agilent Technologies E4360A, así como módulos fotovoltaicos fotovoltaico BP585-F corroborando los distintos resultados de esta tesis.

5.- Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

En cuanto al análisis, también en el capítulo 3 de esta tesis, se ha demostrado la estabilidad del algoritmo de control ESC que gobierna a un sistema de generación fotovoltaica, tanto en gran señal como en pequeña señal, teniendo en cuenta la dinámica del sistema en su conjunto. Se ha estudiado cada uno de los parámetros intrínsecos del control MPPT (amplitud de la señal de perturbación u_0 , la forma de la señal de perturbación K_A , frecuencia de corte de filtro f_H y ganancia de lazo o de demodulación β) y cómo actuar sobre ellos con el fin de obtener las prestaciones óptimas o mejoradas (en particular, el tiempo de establecimiento y el rendimiento MPPT). Cabe reseñar como una aportación original de esta tesis es la utilización de diferentes señales de perturbación y su afectación a las prestaciones anteriormente mencionadas. Se ha comprobado que una perturbación con unos armónicos de amplitud pequeña permite obtener mayor rendimiento alrededor del óptimo sin empeorar el tiempo de establecimiento gracias a reconfigurar otros parámetros del algoritmo como la ganancia de lazo.

Después del estudio detallado del algoritmo ESC, cabe también reseñar que se ha realizado tres diferentes mejoras del control, recogidas en el capítulo 4, para obtener mayores prestaciones dichas mejoras también deberían ser consideradas una aportación original de esta tesis. La primera mejora es la adición de un bloque que permita estimar el hessiano de la característica del panel lo que permite independizar el tiempo de alcance al óptimo de su curvatura. Dicha mejora, ha dado lugar a un nuevo algoritmo MPPT que hemos llamado *Newton-Like Extremum Seeking Control* (NL-ESC)[88, 89], publicada en una revista internacional[87]. La introducción del estimador del Hessiano permite aumentar la ganancia de lazo del algoritmo consiguiendo así un menor tiempo de alcance al óptimo, es decir, una mayor rapidez del algoritmo.

Una segunda mejora ha consistido en la adición de un bloque de procesamiento de fase (PPU) que permita sincronizar las señales internas del algoritmo ESC. Dicha mejora ha sido objeto de una patente y no se circunscribe solo al ámbito fotovoltaico. La

5.- Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

unidad PPU añade un desfase controlado a la perturbación de demodulación que permita corregir el desfase provocado por el convertidor CC/CC y el filtro de demodulación. De esta manera, la demodulación se comporta como ideal y puede tratarse el algoritmo como si de un sistema estático, es decir corrigiendo la dinámica del convertidor y filtro. Además, dicha demodulación ideal redundante a su vez en una mayor ganancia de lazo que, consecuentemente, significa una mayor rapidez de alcance al óptimo.

Finalmente, la tercera mejora estudiada en esta tesis es la adición de un bloque saturador en el lazo del algoritmo ESC. Esta saturación permite acotar el rango de puntos de operación consiguiendo así que los transitorios, salgan fuera de un entorno preestablecido del punto de máxima potencia. Esta acotación de las señales de control mejora la fiabilidad del conjunto generador fotovoltaico ya que elimina los puntos de operación por encima de la tensión en circuito abierto del panel asegurando la estabilidad frente a perturbaciones en gran señal. Además, mejorar la fiabilidad la adición de dicho bloque saturador [90, 91], permite conseguir mejores tiempos de alcance al óptimo ya que el recorrido para alcanzarlo será menor que en un mismo algoritmo sin saturación.

5.2.- Futuras líneas de continuación

Esta tesis ha estudiado el algoritmo ESC con perturbación externa aplicado a la generación fotovoltaica y ha contribuido, mediante diferentes mejoras, a aumentar las prestaciones del algoritmo. Sin embargo, hay diferentes aspectos para continuar y completar este trabajo.

5.- Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

- **Comprobación experimental**

Algunas de las mejoras escritas se han comprobado exclusivamente por simulación, un trabajo futuro sería implementar cada una de las mejoras mediante un prototipo experimental.

- **Filtros del *Newton-Like Extremum Seeking Control***

Otro posible trabajo futuro es estudiar detenidamente la influencia de cada filtro en el algoritmo *Newton-Like Extremum Seeking Control* y cómo afectaría en dicho algoritmo el uso de filtros de mayor orden. Recordamos que este algoritmo tiene diversos filtros: el filtro pasa-alto y el filtro pasa-bajo del estimador del hessiano y los filtros que se hayan usado para el estimador del gradiente (sin filtro, configuración de premultiplicación, configuración de postmultiplicación o configuración a doble filtro). El estudio del LGR del algoritmo para las diferentes configuraciones sería interesante para poder estimar el tiempo de alcance al máximo y ver la afectación del factor de amortiguamiento y la estabilidad.

- **Utilización de las tres mejoras simultáneamente**

En esta tesis se ha realizado 3 mejoras del Extremum Seeking Control: Newton-Like Extremum Seeking Control, la adición de una Unidad de Procesamiento de Fase (PPU), y el uso de la saturación en el algoritmo de control. Dichas mejoras se han realizado independientemente una de otras, un posible trabajo futuro sería la incursión de las tres mejoras de manera simultánea para ver si el uso de las tres mejoras comporta una mejora sustancial en el tiempo de establecimiento y si continúa siendo aplicable el estudio de estabilidad realizado.

5.- Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

- **Técnicas de la tesis en otros campos**

El uso de estas técnicas en otros campos donde la característica de la función es diferente o donde el sistema tiene dinámicas más lentas como un generador eólico es otro posible estudio a realizar.

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

Bibliografía

- [1] International Energy Agency (IEA). Available: <http://www.iea.org/>
- [2] EurObserv'ER. Available: <http://www.eurobserv-er.org/>
- [3] European Photovoltaic Industry Association (EPIA) Available: <http://www.epia.org/>
- [4] Red Eléctrica de España. Available: <http://www.ree.es/es/>
- [5] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "Neural MPPT of Variable-Pitch Wind Generators With Induction Machines in a Wide Wind Speed Range," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 942-953, 2013.
- [6] K. Nishida, T. Ahmed, and M. Nakaoka, "A Cost-Effective High-Efficiency Power Conditioner With Simple MPPT Control Algorithm for Wind-Power Grid Integration," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 893-900, 2011.
- [7] Z. Yu, M. E. Elbuluk, and Y. Sozer, "Stability Analysis of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Method in Wind Power Systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1129-1136, 2013.
- [8] E. A. Amon, T. K. A. Brekken, and A. A. Schacher, "Maximum Power Point Tracking for Ocean Wave Energy Conversion," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1079-1086, 2012.
- [9] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [10] W. Xiao, W. G. Dunford, and A. Capel, "A novel modeling method for photovoltaic cells," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004*, pp. 1950-1956.
- [11] G. A. Vokas, A. V. Machias, and J. L. Souflis, "Computer modeling and parameters estimation for solar cells," in *Electrotechnical Conference, 1991. Proceedings., 6th Mediterranean, 1991*, pp. 206-209.
- [12] S. Liu and R. A. Dougal, "Dynamic multiphysics model for solar array," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 285-294, 2002.
- [13] H. Patel and V. Agarwal, "MATLAB-based modeling to study the effects of partial shading on PV array characteristics," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 302-310, 2008.
- [14] E. Karatepe, M. Boztepe, and M. Colak, "Development of a suitable model for characterizing photovoltaic arrays with shaded solar cells," *Solar Energy*, vol. 81, pp. 977-992, 2007.
- [15] K. C. Divya and J. Østergaard, "Battery energy storage technology for power systems—An overview," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 511-520, 2009.
- [16] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 93-98, 1992.
- [17] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics: Springer Science & Business Media*, 2001.

Bibliografía

- [18] J. Ghaisari, M. Habibi, and A. Bakhshai, "An MPPT controller design for photovoltaic (PV) systems based on the optimal voltage factor tracking," in *Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada, 2007*, pp. 359-362.
- [19] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 963-973, 2005.
- [20] D. P. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms," *Progress in photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, pp. 47-62, 2003.
- [21] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 142, pp. 59-64, 1995.
- [22] E. Roman, R. Alonso, P. Ibañez, S. Elorduizapatarietxe, and D. Goitia, "Intelligent PV module for grid-connected PV systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1066-1073, 2006.
- [23] C. Dorofte, U. Borup, and F. Blaabjerg, "A combined two-method MPPT control scheme for grid-connected photovoltaic systems," in *Power electronics and applications, 2005 European conference on, 2005*, pp. 10 pp.-P. 10.
- [24] C. Hua and C. Shen, "Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC'98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual, 1998*, pp. 679-685.
- [25] T. Eram, J. Kimball, P. T. Krein, P. L. Chapman, and P. Midya, "Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1282-1291, 2006.
- [26] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 562-568, 2006.
- [27] H. T. Yau and C. H. Wu, "Comparison of Extremum-Seeking Control Techniques for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Systems," *Energies*, vol. 4, pp. 2180-2195, 2011.
- [28] R. Leyva, C. Alonso, I. Queinnec, A. Cid-Pastor, D. Lagrange, and L. Martinez-Salamero, "MPPT of photovoltaic systems using extremum - seeking control," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 249-258, 2006.
- [29] C. Cabal, C. Alonso, A. Cid-Pastor, B. Estibals, L. Seguier, R. Leyva, G. Schweitz, and J. Alzieu, "Adaptive digital MPPT control for photovoltaic applications," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007*, pp. 2414-2419.
- [30] R. Leyva, P. Artillan, C. Cabal, B. Estibals, and C. Alonso, "Dynamic performance of maximum power point tracking circuits using sinusoidal extremum seeking control for photovoltaic generation," *International Journal of Electronics*, vol. 98, pp. 529-542, 2011/04/01 2011.
- [31] C. Olalla, M. I. Arteaga, R. Leyva, and A. El Aroudi, "Analysis and Comparison of Extremum Seeking Control Techniques," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007*, pp. 72-76.
- [32] K. B. Ariyur and M. Krstic, *Real-time optimization by extremum-seeking control: Wiley.com*, 2003.
- [33] S. K. Korovin and V. I. Utkin, "Using sliding modes in static optimization and nonlinear programming," *Automatica*, vol. 10, pp. 525-532, 1974.

-
- [34] W. H. Moase, C. Manzie, and M. J. Brear, "Newton-Like Extremum-Seeking for the Control of Thermoacoustic Instability," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2094-2105, 2010.
- [35] M. G. Simoes, N. N. Franceschetti, and M. Friedhofer, "A fuzzy logic based photovoltaic peak power tracking control," in *Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium on, 1998*, pp. 300-305 vol.1.
- [36] X. Sun, W. Wu, X. Li, and Q. Zhao, "A research on photovoltaic energy controlling system with maximum power point tracking," in *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the, 2002*, pp. 822-826.
- [37] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Particle swarm optimization: developments, applications and resources," in *Evolutionary Computation, 2001. Proceedings of the 2001 Congress on, 2001*, pp. 81-86.
- [38] K. Ishaque, Z. Salam, M. Amjad, and S. Mekhilef, "An improved Particle Swarm Optimization (PSO)-based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 3627-3638, 2012.
- [39] Y. Tan, W. H. Moase, C. Manzie, D. Nesic, and I. M. Y. Mareels, "Extremum seeking from 1922 to 2010," in *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese, 2010*, pp. 14-26.
- [40] M. Leblanc, "Sur l'électrification des chemins de fer au moyen de courants alternatifs de fréquence élevée," *Revue générale de l'électricité*, vol. 12, pp. 275-277, 1922.
- [41] V. V. Kazakevich, "Technique of automatic control of different processes to maximum or to minimum," *Avtorskoe svidetelstvo, (USSR Patent)*, 1943.
- [42] I. S. Morosanov, "Method of extremum control," *Automatic and Remote Control*, vol. 18, pp. 1077-1092, 1957.
- [43] V. Kazakevich, "Extremum control of objects with inertia and of unstable objects," in *Soviet Physics Doklady*, 1961, p. 658.
- [44] S. M. Meerkov, "Asymptotic methods for investigating a class of forced states in extremal systems," *Automation and Remote Control*, vol. 12, p. 1920, 1967.
- [45] A. A. Pervozvanskii, "Continuous extremum control system in the presence of random noise," *Automatic and Remote Control*, vol. 21, pp. 673-677, 1960.
- [46] I. I. Ostrovskii, "Extremum regulation," *Automatic and Remote Control*, vol. 18, pp. 900-907, 1957.
- [47] P. F. Blackman, "Extremum-seeking regulators," in *An exposition of adaptive control*, 1962, pp. 36-50.
- [48] C. S. Draper and Y. T. Li, *Principles of optimizing control systems and an application to the internal combustion engine: American Society of Mechanical Engineers*, 1951.
- [49] K. J. Astrom, "Adaptive control around 1960," *Control Systems, IEEE*, vol. 16, pp. 44-49, 1996.
- [50] F. Radke and R. Isermann, "A parameter-adaptive PID-controller with stepwise parameter optimization," *Automatica*, vol. 23, pp. 449-457, 1987.
- [51] A. Pomerleau, A. Desbiens, and D. Hodouin, "Development and evaluation of an auto-tuning and adaptive PID controller," *Automatica*, vol. 32, pp. 71-82, 1996.
- [52] J. Sternby, "Extremum control systems- An area for adaptive control," in *Joint Automatic Control Conference, San Francisco, CA, 1980*.
- [53] M. Krstić and H.-H. Wang, "Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems," *Automatica*, vol. 36, pp. 595-601, 2000.
-

Bibliografía

- [54] S. Drakunov, U. Özgüner, P. Dix, and B. Ashrafi, "ABS control using optimum search via sliding modes," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 79-85, 1995.
- [55] S. M. Savaresi, M. Tanelli, and C. Cantoni, "Mixed slip-deceleration control in automotive braking systems," *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, vol. 129, pp. 20-31, 2007.
- [56] C. Zhang and R. Ordóñez, "Numerical optimization-based extremum seeking control with application to ABS design," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 454-467, 2007.
- [57] C. Zhang, A. Siranosian, and M. Krstić, "Extremum seeking for moderately unstable systems and for autonomous vehicle target tracking without position measurements," *Automatica*, vol. 43, pp. 1832-1839, 2007.
- [58] C. Zhang, D. Arnold, N. Ghods, A. Siranosian, and M. Krstic, "Source seeking with non-holonomic unicycle without position measurement and with tuning of forward velocity," *Systems & control letters*, vol. 56, pp. 245-252, 2007.
- [59] J. Cochran and M. Krstic, "Nonholonomic source seeking with tuning of angular velocity," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 717-731, 2009.
- [60] J. Cochran, A. Siranosian, N. Ghods, and M. Krstic, "3-d source seeking for underactuated vehicles without position measurement," *Robotics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 117-129, 2009.
- [61] P. Ögren, E. Fiorelli, and N. E. Leonard, "Cooperative control of mobile sensor networks: Adaptive gradient climbing in a distributed environment," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1292-1302, 2004.
- [62] M. Guay, D. Dochain, and M. Perrier, "Adaptive extremum-seeking control of nonisothermal continuous stirred tank reactors," *Chemical Engineering Science*, vol. 60, pp. 3671-3681, 2005.
- [63] M. Guay, D. Dochain, and M. Perrier, "Adaptive extremum seeking control of continuous stirred tank bioreactors with unknown growth kinetics," *Automatica*, vol. 40, pp. 881-888, 2004.
- [64] N. I. Marcos, M. Guay, D. Dochain, and T. Zhang, "Adaptive extremum-seeking control of a continuous stirred tank bioreactor with Haldane's Kinetics," *Journal of Process Control*, vol. 14, pp. 317-328, 2004.
- [65] M. Titica, D. Dochain, and M. Guay, "Adaptive extremum seeking control of fed-batch bioreactors," *European Journal of Control*, vol. 9, pp. 618-631, 2003.
- [66] H.-H. Wang, M. Krstic, and G. Bastin, "Optimizing bioreactors by extremum seeking," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 13, pp. 651-669, 1999.
- [67] N. J. Killingsworth, S. M. Aceves, D. L. Flowers, F. Espinosa-Loza, and M. Krstić, "HCCI engine combustion-timing control: Optimizing gains and fuel consumption via extremum seeking," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 1350-1361, 2009.
- [68] D. Popović, M. Janković, S. Magner, and A. R. Teel, "Extremum seeking methods for optimization of variable cam timing engine operation," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 398-407, 2006.
- [69] K. S. Peterson and A. G. Stefanopoulou, "Extremum seeking control for soft landing of an electromechanical valve actuator," *Automatica*, vol. 40, pp. 1063-1069, 2004.

-
- [70] A. Banaszuk, Y. Zhang, and C. Jacobson, "Adaptive control of combustion instability using extremum-seeking," in *American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000, 2000*, pp. 416-422.
- [71] S. Murugappan, E. J. Gutmark, S. Acharya, and M. Krstic, "Extremum-seeking adaptive controller for swirl-stabilized spray combustion," *Proceedings of the Combustion Institute*, vol. 28, pp. 731-737, 2000.
- [72] H.-H. Wang, S. Yeung, and M. Krstić, "Experimental application of extremum seeking on an axial-flow compressor," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 300-309, 2000.
- [73] Y. Chang and S. J. Moura, "Air flow control in fuel cell systems: an extremum seeking approach," in *American Control Conference, 2009. ACC'09., 2009*, pp. 1052-1059.
- [74] J. F. Beaudoin, O. Cadot, J. L. Aider, and J. E. Wesfreid, "Bluff-body drag reduction by extremum-seeking control," *Journal of fluids and structures*, vol. 22, pp. 973-978, 2006.
- [75] R. Becker, R. King, R. Petz, and W. Nitsche, "Adaptive closed-loop separation control on a high-lift configuration using extremum seeking," *AIAA journal*, vol. 45, pp. 1382-1392, 2007.
- [76] N. Benard, E. Moreau, J. Griffin, and L. N. Cattafesta III, "Slope seeking for autonomous lift improvement by plasma surface discharge," *Experiments in fluids*, vol. 48, pp. 791-808, 2010.
- [77] Y. Ou, C. Xu, E. Schuster, T. C. Luce, J. R. Ferron, M. L. Walker, and D. A. Humphreys, "Design and simulation of extremum-seeking open-loop optimal control of current profile in the DIII-D tokamak," *Plasma Physics and Controlled Fusion*, vol. 50, p. 115001, 2008.
- [78] C. Centioli, F. Iannone, G. Mazza, M. Panella, L. Pangione, S. Podda, A. Tuccillo, V. Vitale, and L. Zaccarian, "Maximization of the lower hybrid power coupling in the Frascati Tokamak Upgrade via extremum seeking," *Control Engineering Practice*, vol. 16, pp. 1468-1478, 2008.
- [79] F. Felici, T. Shimozuma, S. Kubo, Y. Yoshimura, H. Takahashi, H. Igami, T. P. Goodman, T. Seki, H. Tsuchiya, and S. Ito, "Feedback control of ECRH polarization on LHD," *Nuclear Fusion*, vol. 50, p. 105003, 2010.
- [80] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni, and C. Clarkson, "Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Optimization Using Ripple-Based Extremum Seeking Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2531-2540, 2010.
- [81] I. Munteanu, A. I. Bratcu, and E. Ceangă, "Wind turbulence used as searching signal for MPPT in variable-speed wind energy conversion systems," *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 322-327, 2009.
- [82] T. Pan, Z. Ji, and Z. Jiang, "Maximum power point tracking of wind energy conversion systems based on sliding mode extremum seeking control," in *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE, 2008*, pp. 1-5.
- [83] Z. Zhong, H. Huo, X. Zhu, G. Cao, and Y. Ren, "Adaptive maximum power point tracking control of fuel cell power plants," *Journal of Power Sources*, vol. 176, pp. 259-269, 2008.
- [84] N. Bizon, "On tracking robustness in adaptive extremum seeking control of the fuel cell power plants," *Applied Energy*, vol. 87, pp. 3115-3130, 2010.
- [85] R. Larson and B. Edwards, *Calculus: Cengage Learning*, 2009.
- [86] R. Leyva, C. Olalla, H. Zazo, C. Cabal, A. Cid-Pastor, I. Queinnec, and C. Alonso, "MPPT Based on Sinusoidal Extremum-Seeking Control in PV Generation," *International Journal of Photoenergy*, vol. 2012, 2012.
-

Bibliografía

- [87] H. Zazo, E. del Castillo, J. F. Reynaud, and R. Leyva, "MPPT for Photovoltaic Modules via Newton-Like Extremum Seeking Control," *Energies*, vol. 5, pp. 2652-2666, 2012.
- [88] H. Zazo, R. Leyva, and E. del Castillo, "MPPT based on Newton-Like Extremum Seeking Control," in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, 2012, pp. 1040-1045.
- [89] H. Zazo, R. Leyva, and E. del Castillo, "Analysis of Newton-Like Extremum Seeking Control in Photovoltaic Panels," presented at the *ICREPQ, Santiago de Compostela*, 2012.
- [90] R. Leyva and H. Zazo, "Stability analysis of Digital Extremum Seeking Control for photovoltaic applications," in *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*, 2013, pp. 1-6.
- [91] R. Leyva and H. Zazo, "Saturation Effects in Digital Extremum Seeking Control for Photovoltaic Applications," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, 2013, pp. 4775-4779.
- [92] C. Bohn and D. P. Atherton, "An analysis package comparing PID anti-windup strategies," *Control Systems, IEEE*, vol. 15, pp. 34-40, 1995.

Anexo 1

Simulación e implementación del generador

Anexo 1.1.- Simulación del panel fotovoltaico

En esta tesis se utilizará el mismo modelo de panel fotovoltaico para todas las simulaciones realizadas en futuros capítulos de la tesis. Dicho modelo ha intentado emular un panel fotovoltaico comercial, el panel BP585-F. Para realizar dicha simulación se ha realizado dos modelos diferentes. Uno mediante el circuito equivalente del modelo detallado con un solo diodo, que se puede ver en la figura A1.1.

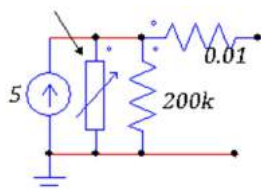


Figura A1.1: Circuito equivalente del panel fotovoltaico utilizado en las simulaciones

Sin embargo el programa PSIM facilita una herramienta llamada “Solar Module” que permite simular un panel fotovoltaico. Este módulo permite hacer variaciones de temperatura y luminiscencia de manera sencilla y sin cálculos previos. Este módulo se ha configurado para que se asemeje al modelo comercial BP-585F y se puede ver en la figura A1.2.

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador

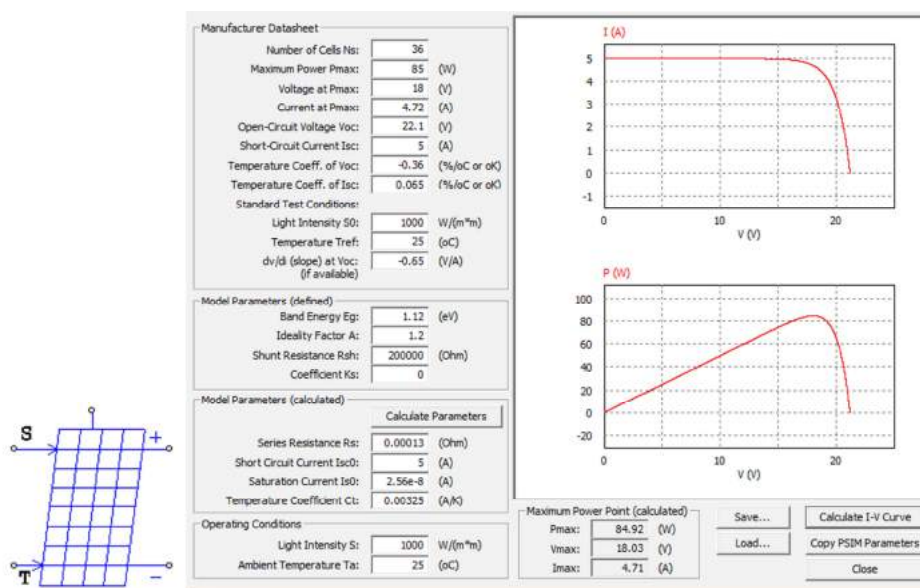


Figura A1.2: Módulo "Solar Module" del PSIM caracterizado como el modelo comercial BP-585F

Anexo 1.2.- El panel fotovoltaico en las pruebas experimentales

En las pruebas experimentales también se ha utilizado dos maneras distintas para el panel fotovoltaico. La primera de ellas es mediante un panel fotovoltaico BP585-F instalado en la azotea del laboratorio. Con este modelo se puede ver cómo funcionan los diferentes algoritmos en un modelo real con diferentes condiciones meteorológicas que varían constantemente. Sin embargo, este modelo no permite la comparación de diferentes algoritmos ya que las condiciones en dos instantes difícilmente son iguales. Para ello se ha utilizado un segundo modelo que es un emulador de características de paneles solares. El emulador escogido es el Agilent Technologies E4360A y se ha configurado de tal manera que se tenga la misma corriente de cortocircuito, voltaje de circuito abierto, corriente óptima y voltaje óptimo que el modelo comercial BP585-F en condiciones nominales. Ambas maneras de realizar el panel en las pruebas experimentales se pueden apreciar en la figura A1.3.

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador



Figura A1.3: A la izquierda el modelo comercial BP-585F, a la derecha el emulador E4360A

Anexo 1.3.- Simulación e implementación de la batería

La batería se ha simulado mediante una fuente de tensión ideal de 24V ya que la gestión de carga de la batería no es prioritario en esta tesis. Para las pruebas experimentales se ha utilizado dos baterías de 12V como las que se muestra en la figura A1.4 en serie.



Figura A1.4: Modelo de batería plomo-ácido utilizado en las pruebas experimentales

Anexo 1.4.- Simulación del convertidor DC/DC

El convertidor elevador utilizado es el mostrado anteriormente. Se va a trabajar con una frecuencia de conmutación de 250 kHz. Se ha escogido unos valores de condensadores e inductor que permita trabajar el convertidor en modo de conducción continua y con un rizado de tensión y corriente en el óptimo menor al 15%. Además estos valores deben de ser valores comerciales para luego poder implementarlos. Estos

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador

valores para los condensadores es de $2 \mu\text{F}$ y para el inductor es de $30 \mu\text{F}$ [28, 30]. En la figura A1.5. se ve como se ha simulado el convertidor.

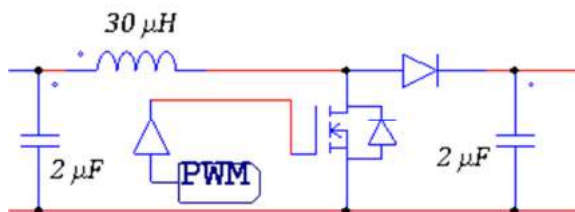


Figura A1.5: Circuito del convertidor elevador utilizado en la simulación

Anexo 1.5.- Prototipo del convertidor DC/DC para las pruebas experimentales

Para las pruebas experimentales se ha construido un prototipo del convertidor utilizado en la simulación. Además dicho prototipo tiene un sensado de corriente y tensión en la entrada del convertidor que corresponde a la del panel fotovoltaico. El sensado de corriente se hace mediante un INA y el de tensión mediante un divisor de tensión. En la tabla A1.1 está la lista de componentes y en la figura A1.6 el esquema del prototipo del convertidor y en la figura A1.7 el prototipo del convertidor.

Inductor	Cilcraft-AGP2923
Sensor de corriente	INA139
Transistor MOSFET	IRFZ44NPBF
Driver MOSFET	TC4420
Diodo	MBR1660

Tabla A1.1: Componentes utilizados en el convertidor

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador

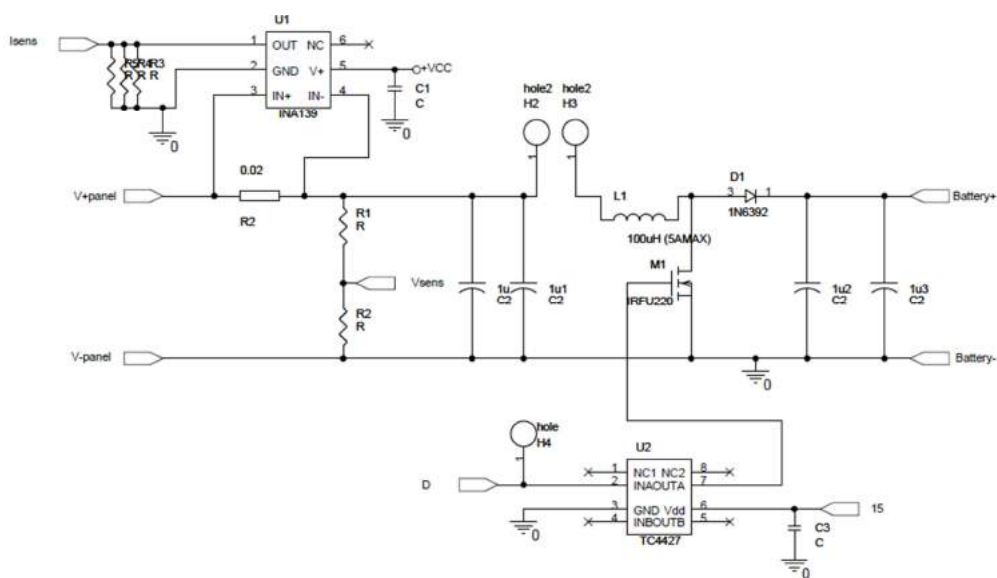


Figura A1.6: Esquemático del convertidor



Figura A1.7: Prototipo del convertidor

Anexo 1.6.- Implementación de los algoritmos MPPT

La implementación de los algoritmos MPPT para realizar las pruebas experimentales se ha realizado exclusivamente de manera digital concretamente en sistemas programables. Se ha realizado de esta manera por la facilidad de implementar

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador

diferentes algoritmos o diferentes sintonizaciones de estos sin la necesidad de cambiar una y otra vez la circuitería. Esta implementación digital se ha realizado de dos maneras distintas.

Una de las maneras de implementar y programar el algoritmo MPPT es utilizando un microcontrolador. En esta tesis se ha utilizado el dsPIC30F2020 que permite mediante 2 conversores analógicos-digitales obtener la tensión y corriente del panel y mediante un módulo PWM del propio microcontrolador obtener un señal rectangular con el ciclo de trabajo deseado. La programación del microcontrolador se ha realizado con CSS, un lenguaje muy cercano al C que permite programar el microcontrolador de manera más sencilla que si se hiciese con ensamblador. En la figura A1.8 se puede observar el dsPIC30F2020 y la circuitería complementaria para su funcionamiento y condicionamiento de las señales.

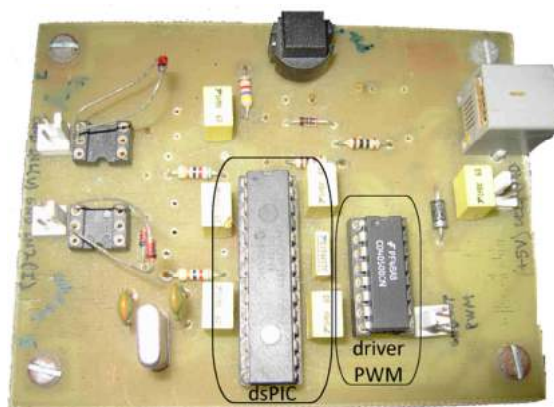


Figura A1.8: Prototipo del controlador digital mediante un PIC.

La segunda manera de implementar los algoritmos MPPT que se ha utilizado es mediante una FPGA, en inglés, *Field Programmable Gate Array*. Este sistema, aunque más caro y complejo que un microcontrolador, permite hacer cálculos y tareas de manera paralela, lo que disminuye el tiempo de cómputo y permite mejorar los algoritmos MPPT sin la dificultad que la implementación sea una restricción tan importante. En esta tesis se ha utilizado el "Spartan-3E Starter Kit" que es una FPGA, la Spartan-3E, junto con un conjunto de componentes para la facilitación del desarrollo de

Anexo 1.- Simulación e implementación del generador

aplicaciones como pueden ser conversores D/A y A/D, pantalla LCD, posibilidad de diferentes relojes de cuarzo, alimentación de la FPGA, conectividad con el ordenador, etc. La programación de la FPGA se ha realizado mediante el entorno “ISE Design”. En la figura A1.9 se muestra el “Spartan-3E Starter Kit”.



Figura A1.9: Spartan-3E Starter Kit

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez

Anexo 2

Simulación e implementación del algoritmo ESC con perturbación externa

Anexo 2.1.- Simulación del Extremum Seeking Control

Como se ha visto en el apartado 3.1 existen maneras distintas de realizar el algoritmo *Extremum Seeking Control* dependiendo de cómo se extrae la estimación del gradiente. En esta tesis se ha realizado la simulación mediante la arquitectura premultiplicación como se ha explicado en el mencionado apartado.

En la figura A2.1 se muestra el diagrama de bloques de dicha arquitectura. La señal de potencia que proviene del panel bloques utilizado en el simulador PSIM. La potencia medida en el panel es multiplicada por la señal perturbadora y la ganancia beta $\beta \cdot \text{prtb}(\omega_0 t)$, después llega al filtro pasa bajo que es $H(s) = \frac{h}{s+h}$ siendo $h = 2\pi f_H$, es decir, la frecuencia angular del filtro. Finalmente el integrador dispone de un valor inicial que corresponderá al ciclo de trabajo inicial del convertidor, D_i que será modificado por la señal procedente del filtro hasta llegar al ciclo de trabajo óptimo para que entregue la máxima potencia.

Anexo 2.- Simulación e implemenación del algoritmo ESC con perturbación externa

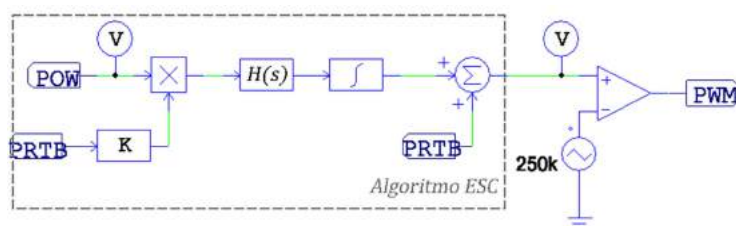


Figura A2.1: Esquema del *Extremum Seeking Control* analógico mediante premultiplicación utilizando PSIM

Para realizar la simulación de manera digital se podría haber utilizado los mismos módulos que en el caso analógico pero en el dominio z . Sin embargo, se ha decidido utilizar una manera más descriptiva para luego facilitar la programación en las pruebas experimentales. Estos dos módulos son el filtro y el integrador. En el filtro pasa-bajo, siendo $O(s)$ la salida del filtro e $I(s)$ la entrada:

$$H(s) = \frac{O(s)}{I(s)} = \frac{h}{s+h} \rightarrow O(s)(s+h) = h \cdot I(s) \quad (\text{A2.1})$$

Realizando la antitransformada de Laplace se obtiene en el dominio temporal la siguiente expresión,

$$\dot{o}(t) + h \cdot o(t) = h \cdot i(t) \quad (\text{A2.2})$$

Discretizándolo se obtiene (f_s es la frecuencia de muestreo),

$$f_s(o(k+1) - o(k)) + h \cdot o(k) = h \cdot i(k) \quad (\text{A2.3})$$

Operando,

$$o(k+1) = \left(1 - \frac{h}{f_s}\right) o(k) + \frac{h}{f_s} i(k) \quad (\text{A2.4})$$

A continuación se hará el mismo procedimiento con el integrador. Su función de transferencia es,

$$H(s) = \frac{O(s)}{I(s)} = \frac{1}{s} \rightarrow O(s)s = I(s) \quad (\text{A2.5})$$

Realizando la antitransformada de Laplace se obtiene en el dominio temporal la siguiente expresión,

Anexo 2.- Simulación e implementación del algoritmo ESC con perturbación externa

$$\dot{o}(t) = i(t) \tag{A2.6}$$

Discretizandolo se obtiene (f_s es la frecuencia de muestreo),

$$f_s(o(k+1) - o(k)) = i(k) \tag{A2.7}$$

Operando,

$$o(k+1) = \frac{1}{f_s}(o(k) + i(k)) \tag{A2.8}$$

De esta manera la simulación para el caso de tener un ESC digital con premultiplicación queda como en la figura A2.2.

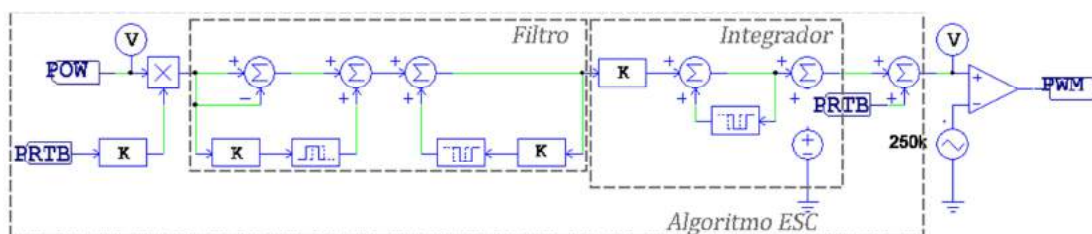


Figura A2.2: Esquema del Extremum Seeking Control digital mediante premultiplicación utilizando PSIM

Anexo 2.2.- Implementación del Extremum Seeking Control

Para la implementación del algoritmo ESC se ha realizado mediante el microcontrolador dsPIC descrito en el anexo 1 de esta tesis. Para ello se ha realizado una programación secuencial de la figura A2.2 siguiendo las ecuaciones que describen el filtro y el integrador.

Dicha implementación también se ha realizado mediante la FPGA descrita en el anexo 1. Esta programación paralela se ha realizado mediante los módulos que se observan en la figura A2.3. Son 6 módulos distintos. El primer módulo es el encargado de conseguir la potencia del panel y escalar el valor correctamente del convertidor de 14 bits en complemento a 2 del voltaje y corriente. Se tiene otro módulo que es el encargado de realizar la función del filtro, otro módulo hace la función del integrador. Otro módulo genera la señal de perturbación. Dicha señal digital está compuesta por 32

Anexo 2.- Simulación e implemenación del algoritmo ESC con perturbación externa

valores que se repiten periódicamente creando la señal perturbadora con la forma, frecuencia y amplitud deseada. Otro de los módulos que hay programados en la FPGA es el encargado de crear, a partir de la consigna que da el algoritmo ESC, la señal PWM que atacará al convertidor del generador fotovoltaico. Finalmente, el último bloque es un bloque que genera todas las señales de reloj necesarias para realizar las diferentes frecuencias con las que trabaja el algoritmo: la frecuencia de muestreo f_s , frecuencia de la señal perturbadora $f_0 = 2\pi\omega_0$ y otras frecuencias ajenas al algoritmo como, por ejemplo, para visualización del LCD.

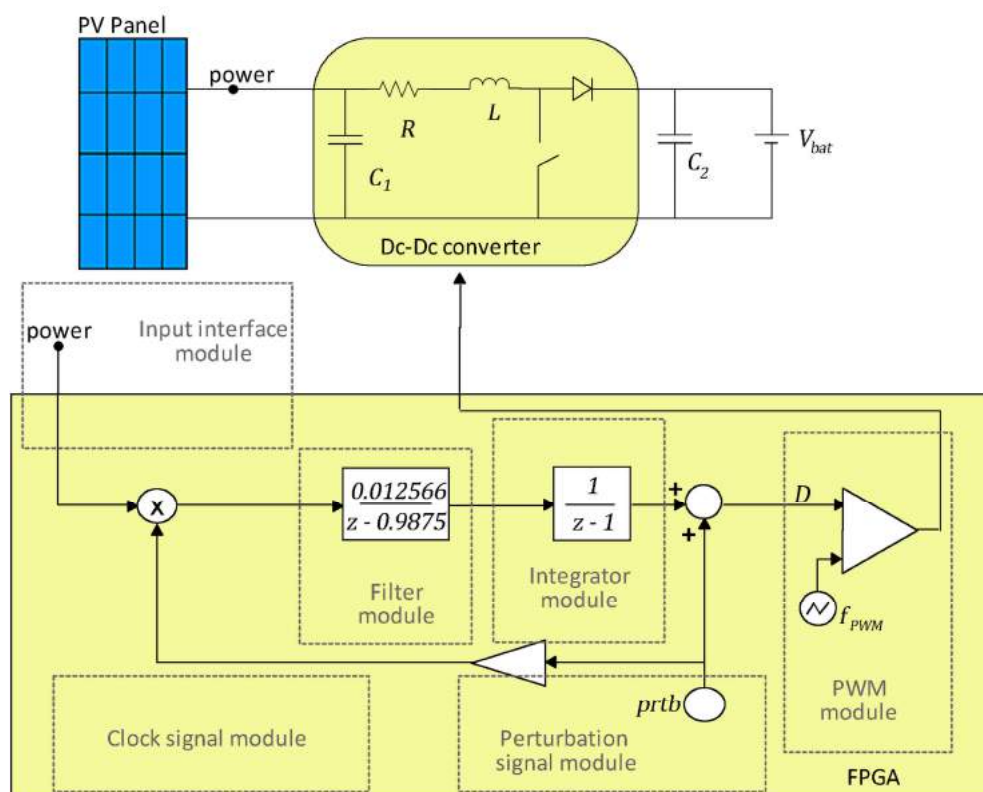


Figura A2.3: Esquema del *Extremum Seeking Control* digital con filtro pasa-bajo para la FPGA

Anexo 3

Simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase

En este anexo se va a describir y mostrar las 3 maneras diferentes que se ha realizado la simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase y que se ha descrito en el apartado 4.2.3 de esta tesis. Previamente cabe recordar que el desfase φ_T se realizará mediante la identidad trigonométrica:

$$\sin(\omega_0 t + \varphi_T) = \sin(\omega_0 t) \cos(\varphi_T) + \cos(\omega_0 t) \sin(\varphi_T) \quad (\text{A3.1})$$

Siendo φ_T la suma del desfase del convertidor, φ_{conv} y del desfase del filtro φ_{filtro} .

La primera manera con la que se ha realizado la simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase es mediante la utilización de una tabla que permita predecir la resistencia incremental a partir del punto de operación. Esto implica disponer de una tabla suficientemente elevada para caracterizar dicha resistencia incremental de la característica del panel. Dicha tabla se ha realizado en simulación PSIM mediante una *look-up-table*. Una vez se obtiene la resistencia incremental se calcula el desfase mediante la ecuación:

$$\varphi_T = \varphi_{filtro} + \varphi_{conv} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\frac{\omega_{dith}}{R_A C}}{\frac{1}{LC} - (\omega_{dith})^2} \right) - \text{tg}^{-1} \left(\frac{f_H}{f_{dith}} \right) \quad (\text{A3.2})$$

Anexo 3.- Simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase

De esta manera el cálculo del desfase mediante simulación se ha realizado de la manera siguiente:

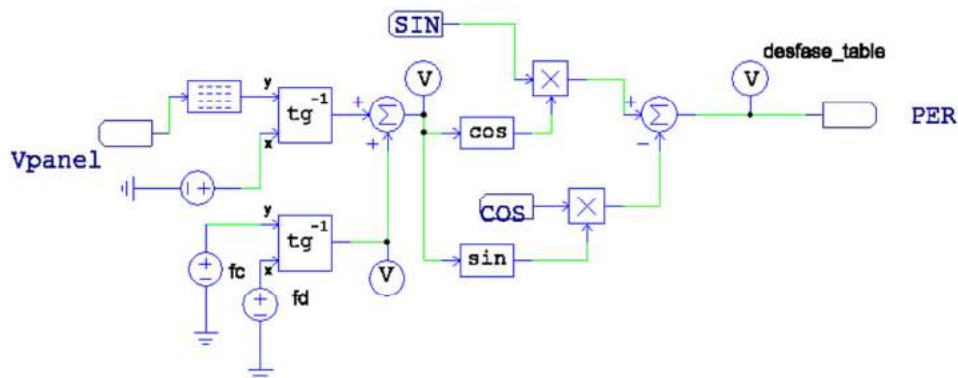


Figura A3.1: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando una *look-up-table* y cálculo del desfase

Una segunda manera para estimar el desfase y aplicarlo a la señal perturbadora es eliminando el cálculo computacional. Para ello, la tabla en lugar de indicarnos la resistencia incremental, dará el desfase ya que, previamente, para calcular la tabla ya se ha utilizado dicho cálculo. De esta manera la Unidad de Procesamiento de Fase solo tiene que acceder a la tabla y obtener el desfase dependiendo del punto de operación y aplicarlo en la señal perturbadora. El circuito equivalente realizado en PSIM es el siguiente:

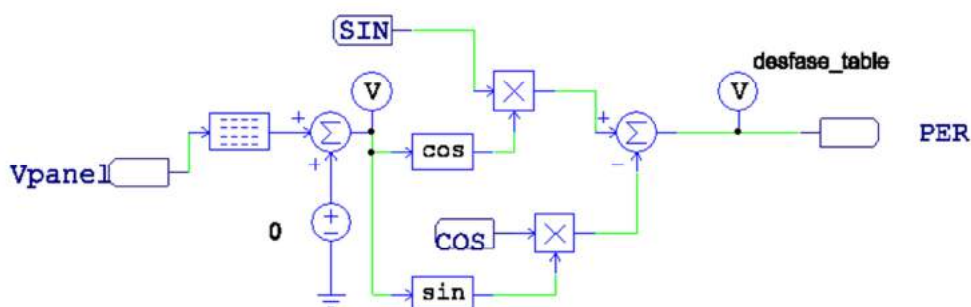


Figura A3.2: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando una *look-up-table* y sin cálculo del desfase

Anexo 3.- Simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase

Por último se muestra un tercer método para estimar el desfase. En este último caso se elimina la necesidad de tener una tabla, sin embargo, se necesita mucha velocidad de procesamiento ya que necesitamos calcular la resistencia incremental mientras se ejecuta el control ESC. Para calcular dicha resistencia incremental se hará mediante el siguiente cálculo:

$$R_{ia} = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (\text{A3.3})$$

Y mostrado en la siguiente figura:

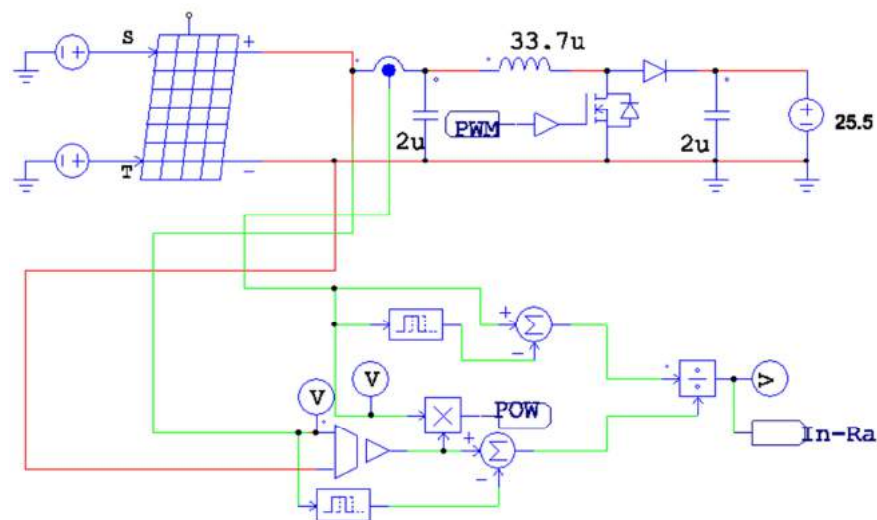


Figura A3.3: Esquema del cálculo de la resistencia incremental mediante PSIM

Dicha división necesita una buena velocidad de cómputo que se deberá tener en cuenta para utilizar un microprocesador o FPGA para conseguir una frecuencia alta en el algoritmo ESC.

Esta estimación de la resistencia incremental servirá para calcular el desfase tal y como se realizó en el primer método. De esta manera el esquema PSIM de este tercer y último método para estimar el desfase es:

Anexo 3.- Simulación de la Unidad de Procesamiento de Fase

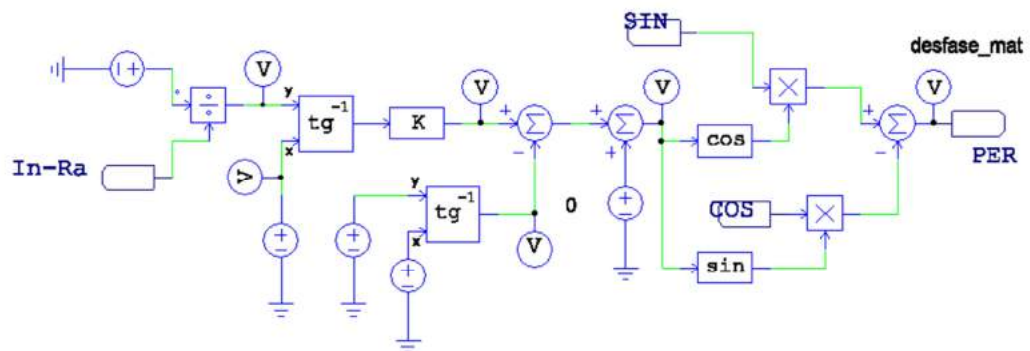


Figura A3.4: Esquema de la Unidad de Procesamiento de Fase utilizando algoritmos matemáticos

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

LA APLICACIÓN DEL CONTROL DE BÚSQUEDA DEL EXTREMO EN LA GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

Héctor Zazo Jiménez