

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CHIHUAHUA
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

***“GESTIÓN DE ENERGÍA PARA SISTEMA EÓLICO
CON SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE
ENERGÍA”***

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

***DOCTOR EN CIENCIAS EN INGENIERÍA
ELECTRÓNICA***

PRESENTA:

DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES

**DIRECTOR DE LA TESIS:
*DR. JOSÉ LUIS DURÁN GOMEZ***

CHIHUAHUA, CHIH., MARZO 2022



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO





Chihuahua, Chih., **25 de febrero de 2022**

**DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES
PRESENTE**

En cumplimiento con los requerimientos para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica y a propuesta de su Comité Tutorial, la División de Estudios de Posgrado e Investigación le concede la autorización para imprimir la tesis titulada "*Gestión de energía para sistema eólico con sistemas de almacenamiento de energía*", dirigida por el Dr. José Luis Durán Gómez con el siguiente contenido de capítulos:

- I Introducción
- II Revisión de Literatura
- III Algoritmo MPPT
- IV Algoritmo EMS
- V Resultados
- VI Conclusiones

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®
"La técnica por el Engrandecimiento de México"

ROGELIO ENRIQUE BARAY ARANA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN





EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Instituto Tecnológico de Chihuahua
División de Estudios de Posgrado e Investigación

Chihuahua, Chih., 24 de febrero de 2022

ROGELIO ENRIQUE BARAY ARANA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
PRESENTE

En cumplimiento con los requerimientos para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le notificamos que el documento de tesis del alumno DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES titulado "*Gestión de energía para sistema eólico con sistemas de almacenamiento de energía*", dirigido por el Dr. José Luis Durán Gómez, ha sido aprobado y aceptado para su impresión.

Por lo anterior, proponemos se sea concedida la autorización de impresión correspondiente.

Agradeciendo la atención a la presente, quedamos de usted:

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica
'La técnica por el engrandecimiento de México'


DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ
DIRECTOR DE TESIS


DR. PEDRO RAFAEL ACOSTA CANO DE LOS RÍOS
MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL


DR. JAVIER VEGA PINEDA
MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL


DR. MIGUEL FRANCISCO ESCALANTE GUTIÉRREZ
MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL


DR. LUIS FRANCISCO CORRAL MARTÍNEZ
MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL


DR. FERNANDO MARTÍNEZ REYES
MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL



Av. Tecnológico No. 2909 Col. 10 de Mayo C.P. 31310, Chihuahua, Chihuahua.

Tel. (614) 201 2000 x.t. 215, correo electrónico: lit_chihuahua@tecnm.mx | tecnm.mx | itichihuahua.mx



2022 Flores
Año de Magón
PRELUDIO DE LA REVOLUCIÓN MEXICANA



CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de Chihuahua el día 25 de febrero de 2022, la que suscribe, DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES con número de control D17061537, del Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica adscrito a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de el Dr. José Luis Durán Gómez y cede los derechos del trabajo titulado *"Gestión de energía para sistema eólico con sistemas de almacenamiento de energía"*, al Tecnológico Nacional de México y/o Instituto Tecnológico de Chihuahua para su difusión, divulgación, transmisión, reproducción, así como su digitalización con fines académicos y de investigación.

DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES





DECLARACIÓN DE ORIGINALIDAD

En la ciudad de Chihuahua el día 25 de febrero de 2022, la que suscribe, DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES con número de control D17061537, del Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica adscrito a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta ser autor intelectual del presente trabajo de Tesis titulado *"Gestión de energía para sistema eólico con sistemas de almacenamiento de energía"*, bajo la dirección de el Dr. José Luis Durán Gómez; y manifiesta que el contenido es original y que las fuentes de información consultadas para su fundamentación están debidamente citadas y referenciadas.

DAVID RICARDO LÓPEZ FLORES



Chihuahua, Chihuahua, marzo de 2022

Dra. María Elena Álvarez-Buylla Roces
Directora de Conacyt

Sirva la presente para saludarla e informarle que a la fecha he obtenido el grado de **Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica** en la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, motivo por el cual agradezco todo el apoyo brindado por este Consejo que usted representa, con el otorgamiento de una beca que permitió dedicarme de manera exclusiva a la realización de mis estudios de posgrado y de esta manera lograr el objetivo principal del convenio establecido.

Sin otro particular quedo a sus órdenes no sin antes reiterar mi agradecimiento.
Atentamente



David Ricardo López Flores

“Que el futuro diga la verdad y juzgue a cada uno de acuerdo a su trabajo y sus logros.

El presente es de ellos; el futuro, por el cual realmente he trabajado, es mío”.

- Nikola Tesla

A mi esposa Graciela.

A mis hijas Haydeé y Sarahí

A mis padres Socorro y Manuel.

Por acompañarme a cumplir este logro,

Por su paciencia y cariño.

AGRADECIMIENTOS

A Dios y a mi familia

A Dios por haberme acompañado y dado fortaleza en todo momento.

A Graciela, Haydeé y Sarahí por su apoyo, paciencia y amor incondicional.

A mis padres Socorro y Manuel por darme ánimos siempre, a ellos les debo lo que soy.

A mis hermanos/as Manuel, Francisco, Cesar, Cristy y Alma por apoyarme.

A la familia de mi esposa Graciela, Guillermo, Lorena, Memo y Marisol por su ayuda.

Al Dr. José Luis Durán Gómez

Por sus consejos, enseñanzas, soporte y dirección brindada para lograr culminar este proyecto de tesis.

A mi comité de tesis

Agradezco a los miembros de mi comité: Dr. Javier Vega, Dr. Mario Chacón, Dr. Pedro Acosta, Dr. Miguel Escalante, Dr. Francisco Corral y Dr. Fernando Martínez por sus consejos y aportes. Sus sugerencias y comentarios fueron de gran valor para la realización de este proyecto de tesis.

Al personal académico de la DEPI

Al Mtro. Cardona, Dr. Juan Ramírez y M.C. Alma Corral por brindarme orientación y seguimiento durante el doctorado, así como a todo el personal académico de la DEPI.

Al CONACYT y TecNM

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología bajo el marco de la Convocatoria CONACYT-SENER Sustentabilidad Energética así como al Tecnológico Nacional de México por el apoyo a la investigación que me brindaron durante mis estudios de doctorado.

A la Convocatoria de Apoyo a la Investigación Científica y Tecnológica 2019

Proyecto: Sistema de Generación Distribuida con Integración de Tecnología para Almacenamiento de Energía, Clave: 5343.19-P.

RESUMEN

GESTIÓN DE ENERGÍA PARA SISTEMA EÓLICO CON SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

M.C. David Ricardo López Flores

Doctorado en Ciencias en Ingeniería Electrónica

División de Estudios de Posgrado e Investigación del

Instituto Tecnológico de Chihuahua

Chihuahua, Chih., 2022

Director del Proyecto de Tesis: Dr. José Luis Duran Gómez

El propósito de un sistema de gestión de energía (*EMS, Energy Management System*) en un sistema de conversión de energía eólica (*WECS, Wind Energy Conversion System*) es maximizar su generación y transferirla a la red eléctrica convencional (*CPG, Conventional Power Grid*) cumpliendo con los requerimientos normativos de calidad de la energía. Una alternativa para lograr este propósito es la integración del sistema *WECS* hacia la red eléctrica convencional mediante un bus de voltaje de corriente directa (*dc, direct current*). Sin embargo, la naturaleza fluctuante e intermitente de la energía eólica y la demanda eléctrica conducen a desbalances de energía de estado transitorio entre la potencia eléctrica generada y demandada. Este desbalance conduce a variaciones transitorias de voltaje en el bus de *dc*, V_{dc} , las cuales contribuyen en un impacto negativo en la calidad de la energía. Además, este desbalance dificulta el proceso del seguimiento del punto de máxima potencia (*MPPT, Maximum Power Point Tracker*) del sistema *WECS*. El desbalance de energía se supera al integrar en el bus de *dc* un sistema híbrido de almacenamiento de energía (*HESS, Hybrid Energy Storage System*) conformado por supercapacitores y baterías vía convertidores *dc-dc* bidireccionales que permitan gestionar el flujo de potencia entre el sistema *WECS*, *HESS* y la red eléctrica convencional. Para lograr lo anterior, es necesario controlar la velocidad de carga/descarga del sistema *HESS* mediante un algoritmo *EMS* que active a los convertidores *dc-dc* bidireccionales. El proceso *MPPT* se resuelve al controlar el sistema eléctrico de potencia que interconecta la turbina eólica del sistema *WECS* con el bus de *dc* mediante un algoritmo *MPPT*.

En este proyecto de tesis, se propone un algoritmo *EMS* vía un enfoque basado en un sistema difuso que analiza el comportamiento de la pendiente de corriente de las baterías para controlar la velocidad de carga/descarga del sistema *HESS*, y de esta forma mitigar los desbalances de energía en transitorios. El sistema difuso se combina con una máquina de estados para automatizar tres modos de operación adicionales: sobrecarga del sistema *HESS*,

carga de las baterías y carga de los supercapacitores. También, se propone el algoritmo *MPPT* con base en tres enfoques. El primero, nombrado *CV-MPPT*, se basa en el modelo analítico de la turbina eólica acoplada a un puente de diodos trifásico vía un generador síncrono de imanes permanentes. El segundo, nombrado *CI-MPPT*, combina el modelo analítico con un esquema basado en redes neuronales artificiales modulares. El tercero, nombrado *FL-MPPT*, se basa en un sistema difuso que analiza el voltaje de salida del puente de diodos trifásico y su curva de potencia. El algoritmo *MPPT* se integra con una interfaz de control digital adaptiva de voltaje y corriente, la cual contribuye con la estabilidad en el sistema *WECS* durante el proceso *MPPT*.

Considerando un sistema *WECS* pequeño (400 W) sujeto a ruido aleatorio y ráfagas de viento a muy alta velocidad, los enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT* permiten lograr un proceso *MPPT* libre de sensores mecánicos con una eficiencia mayor al 98% con respecto a su valor máximo teórico. Además, de lograr un algoritmo *MPPT* de baja complejidad computacional de tipo $O(n)$, excluyendo, en esto último, al enfoque basado en el modelo analítico. Considerando en el sistema *WECS* una potencia de 1 MW y desbalances de energía pulsantes así como de utilizar el enfoque *FL-MPPT*, la combinación del sistema difuso con la máquina de estados en el algoritmo *EMS* también conduce a una baja complejidad computacional de tipo $O(n)$. Además, en comparación con un algoritmo *EMS* que utiliza un enfoque de filtrado lineal y otro que utiliza un sistema difuso que analiza las variaciones de v_{dc} , el algoritmo *EMS* propuesto reduce 3 y 1.9 veces la velocidad de carga/descarga de las baterías, respectivamente. También, logra una reducción del 3.57% y 2.06% los ciclos de carga/descarga de las baterías, respectivamente. Además, el algoritmo *EMS* propuesto frente al enfoque de filtrado lineal permite reducir de 2 a 3 veces las variaciones transitorias de v_{dc} , las cuales se mantienen dentro de una ventana del $\pm 14\%$ del voltaje nominal del bus de *dc*. Adicionalmente, las variaciones de frecuencia y voltaje así como la distorsión armónica total de voltaje y corriente del sistema *WECS* se mantienen dentro de los valores límite establecidos por la norma americana *IEEE Std. 1159*, *IEEE Std. 519* y mexicana *NOM-EM-007*. Esto último, considerando los modos de operación y transición del algoritmo *EMS*, así como el funcionamiento *MPPT* de la turbina eólica.

CONTENIDO

RESUMEN.....	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xiv
ÍNDICE DE TABLAS	xix
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Objetivos	3
1.2 Resumen de Contribuciones	3
1.3 Descripción General y Estructura del Proyecto de Tesis	4
CAPÍTULO II. REVISIÓN DE LITERATURA	6
2.1 Clasificación de las Técnicas <i>EMS</i>	6
2.1.1 Básicas	8
2.1.2 Lógica Bivaluada/Multivaluada	14
2.1.3 Lógica Difusa	18
2.1.4 Optimización Fuera de Línea.....	23
2.1.5 Optimización en Línea.....	26
2.2 Análisis Comparativo	32
CAPÍTULO III. ALGORITMO <i>MPPT</i>	39
3.1 Turbina Eólica	43
3.2 Generador Eléctrico.....	45
3.3 Algoritmo <i>MPPT</i>	48
3.3.1 Enfoque <i>CV-MPPT</i>	48
3.3.2 Enfoque <i>CI-MPPT</i>	63
3.3.3 Enfoque <i>FL-MPPT</i>	71
3.4 Interfaz de Control.....	79
CAPÍTULO IV. ALGORITMO <i>EMS</i>.....	94
4.1 Sistema Difuso	103
4.2 Máquina de Estados.....	112
4.3 Complejidad del Algoritmo <i>EMS</i>	115

CAPÍTULO V. RESULTADOS.....	118
5.1 Circuitos de Simulación del Algoritmo <i>MPPT</i>	118
5.2 Circuito de Simulación para el Algoritmo <i>EMS</i>	124
5.3 Resultados de Simulación del Algoritmo <i>MPPT</i>	127
5.4 Resultados de Simulación del Algoritmo <i>EMS</i>	134
5.5 Discusión de Resultados	147
5.5.1 Algoritmo <i>MPPT</i> y el Controlador Adaptivo.....	147
5.5.2 Sistema de Gestión de Energía.....	149
CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES.....	156
6.1 Trabajo Futuro.....	163
6.2 Publicaciones	163
GLOSARIO	165
REFERENCIAS	187

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1	Clasificación de las técnicas <i>EMS</i>	7
Fig. 2.2	Técnica <i>EMS</i> de control por caída de voltaje con un lazo de control <i>PI</i>	10
Fig. 2.3	Técnica <i>EMS</i> de control por caída de voltaje con dos lazos de control <i>PI</i>	11
Fig. 2.4	Técnica <i>EMS</i> de filtrado lineal.....	12
Fig. 2.5	Generalización de las técnicas <i>EMS</i> de <i>TCS</i> , <i>PW</i> y <i>ST</i>	17
Fig. 2.6	Generalización de la técnica <i>EMS</i> de lógica difusa.	21
Fig. 2.7	Generalización de la técnica <i>EMS</i> de <i>FL</i> con enfoque de control supervisorio.....	22
Fig. 2.8	Enfoque de <i>PSO</i> , <i>LP</i> , <i>GA</i> y <i>DP</i> aplicado a técnicas <i>EMS</i> de lógica bivaluada/multivaluada.	25
Fig. 2.9	Enfoque de <i>PSO</i> , <i>LP</i> , <i>GA</i> y <i>DP</i> aplicado a técnicas <i>EMS</i> de lógica difusa.....	26
Fig. 2.10	Generalización de la técnica <i>EMS</i> basada en <i>ANN</i> en sistema eólico.....	28
Fig. 2.11	Generalización la técnica <i>EMS</i> basada en <i>MPC</i> para sistema eólico.	31
Fig. 3.1	Arquitectura del sistema <i>WECS</i> para evaluar los enfoques propuestos en el algoritmo <i>MPPT</i> y el propuesto en el controlador adaptivo.	41
Fig. 3.2	Eficiencia aerodinámica de la <i>SWT</i> : (a) comportamiento típico de P_m vs. Ω_m y (b) conjunto de datos de sus características mecánicas.	44
Fig. 3.3	Modelo del generador <i>PMSG</i> en el dominio de la frecuencia: (a) circuito equivalente en eje d y (b) eje q	46
Fig. 3.4	Circuito equival. del generador <i>PMSG</i> acoplado al puente de diodos trifásico.	48
Fig. 3.5	Formas de onda típicas para el modo <i>DCM</i> : (a) voltaje de salida del <i>3P-DR</i> , V_o , voltaje <i>EMF</i> inducida, e_1 , y voltaje de fase, v_{an} , y (b) corriente de fase, i_a	50
Fig. 3.6	Formas de onda típicas para el modo <i>CCM</i> : (a) voltaje de salida del <i>3P-DR</i> , V_o , voltaje <i>EMF</i> inducida, e_1 , y voltaje de fase, v_{an} , y (b) corriente de fase, i_a	54
Fig. 3.7	Formas de onda típicas para el modo <i>DCM</i> : (a) voltaje <i>EMF</i> inducida, e_1 , y volt. de fase, v_{an} , y (b) corriente de salida del <i>3P-DR</i> , i_o , y corriente de fase, i_a	55
Fig. 3.8	Algoritmo para estimar a Ω_m en el sistema <i>WECS</i> basado en el modelo del generador de imanes permanentes acoplado al <i>3P-DR</i>	56

Fig. 3.9	Típicas forma de onda entre el límite del modo de <i>CCM</i> y <i>DCM</i> .	57
Fig. 3.10	Algoritmo para generar las regiones límite entre el modo <i>CCM</i> y <i>DCM</i> .	58
Fig. 3.11	Regiones límite para diferenciar el modo <i>CCM-DCM</i> y <i>DCM-NCM</i> .	60
Fig. 3.12	Algoritmo para generar la trayectoria óptima de voltaje, $v_{o,opt}$.	61
Fig. 3.13	Trayectoria de voltaje óptimo, $v_{o,opt}$, necesaria para operar a la <i>SWT</i> en su punto de máxima potencia.	62
Fig. 3.14	Algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>CV-MPPT</i> .	62
Fig. 3.15	Gráficos de las regiones límite y las típicas formas de onda de i_o con base en el plano (ϕ, m) .	66
Fig. 3.16	Diagrama esquemático implementado en un simulador (<i>PLECS</i> ®) para generar el conjunto de datos del entrenamiento para el enfoque modular <i>MLP</i> .	67
Fig. 3.17	Estructura de la <i>MLP</i> utilizada en el esquema modular.	68
Fig. 3.18	Algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>CI-MPPT</i> .	69
Fig. 3.19	Complejidad computacional: comportamiento de T_e del algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>CI-MPPT</i> .	71
Fig. 3.20	Principio básico de operación del alg. <i>MPPT</i> basado en un sistema difuso.	75
Fig. 3.21	Algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>FL-MPPT</i> .	76
Fig. 3.22	Funciones de membresía de: (a) la variación de v_o , (b) la variación óptima de v_o y (c) la polaridad m_{cp} .	77
Fig. 3.23	Superficie de mapeo del sistema difuso utilizado en el enfoque <i>FL-MPPT</i> .	78
Fig. 3.24	Integración del <i>MPP</i> al diagrama electrónico del convertidor <i>dc-dc Boost</i> .	81
Fig. 3.25	Esquema de sincronización para la adquisición de señales y la actualización del ciclo de trabajo.	83
Fig. 3.26	Esquema a bloques para evaluar la respuesta y estabilidad del sistema (3.96)-(3.97).	84
Fig. 3.27	Respuesta al escalón de lazo abierto del sistema (3.96)-(3.97) para diferentes velocidades de viento.	85
Fig. 3.28	Diagramas de Bode de lazo abierto del sistema (3.96)-(3.97) para diferentes velocidades de viento.	85

Fig. 3.29 Diagrama a bloques del algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.....	89
Fig. 3.30 Margen de fase y ganancia obtenido vía el algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.	91
Fig. 3.31 Respuesta al escalón obtenida vía el algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.	91
Fig. 3.32 Margen de fase y ganancia obtenido vía una interfaz de control digital <i>PI</i>	92
Fig. 3.33 Respuesta al escalón obtenida vía una interfaz de control digital <i>PI</i>	93
Fig. 4.1 Diagrama esquemático del sistema <i>WECS</i> con sistema híbrido de almacenamiento de energía y el algoritmo <i>EMS</i>	101
Fig. 4.2 Circuito equivalente del bus de <i>dc</i>	103
Fig. 4.3 Estimación de $I_{sc,ref}$ mediante el enfoque de la pendiente, un apropiado modelo matemático y $V_{dc,error}$	106
Fig. 4.4 Diagrama a bloques del sistema difuso utilizado en el alg. <i>EMS</i> propuesto.	107
Fig. 4.5 Comportamiento aproximado de la pendiente de corriente de carga y descarga de las baterías.	108
Fig. 4.6 Funciones de membresía de: (a) la pendiente de corriente mi_{bat} y (b) la salida del sistema difuso f_{out}	108
Fig. 4.7 Superficie de mapeo del sistema difuso utilizado en el algoritmo <i>EMS</i>	110
Fig. 4.8 Variaciones de (a) v_{dc} frente a transiciones de P_{dem} a P_{gen} y (b) viceversa con k_{f2} variable y $k_{f3} = 0$, además, de las variaciones de (c) v_{dc} frente a transiciones de P_{dem} a P_{gen} y (d) viceversa con $k_{f2} = 0$ y k_{f3} variable.	111
Fig. 4.9 Interfaces de control para controlar el convertidor <i>dc-dc</i> bidireccional de las: (a) baterías y (b) <i>SCs</i>	112
Fig. 4.10 Esquemático de la automatización de los modos de operación: balance de energía.	113
Fig. 4.11 Diagrama de la máquina de estados basado en el enfoque de los modos de automatización.	113
Fig. 4.12 Complejidad computacional del algoritmo <i>EMS</i> propuesto: comportamiento del tiempo de ejecución.	116
Fig. 5.1 Diagrama a bloques del sistema <i>WECS</i> con base en el enfoque de simulación <i>PIL</i>	118

Fig. 5.2	Conexiones adyacentes del algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>CV-MPPT</i>	120
Fig. 5.3	Conexiones adyacentes del algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>CI-MPPT</i>	120
Fig. 5.4	Conexiones adyacentes del algoritmo <i>MPPT</i> basado en el enfoque <i>FL-MPPT</i>	121
Fig. 5.5	Conexiones adyacentes de la <i>SWT</i> : (a) modelo estático y (b) dinámico.	121
Fig. 5.6	Conexiones adyacentes del generador <i>PMSG</i>	122
Fig. 5.7	Proceso <i>MPPT</i> para alcanzar el máximo punto de potencia de la <i>SWT</i>	123
Fig. 5.8	Circuito de simulación del algoritmo <i>EMS</i> propuesto para un sistema de conversión de energía eólica con sistema <i>HESS</i> conformado por baterías y supercapacitores.	125
Fig. 5.9	Conexiones adyacentes del sistema difuso.	126
Fig. 5.10	Conexiones adyacentes de la máquina de estados.....	126
Fig. 5.11	Perfil de viento utilizado para evaluar el algoritmo <i>MPPT</i> basado en los enfoques <i>CV-MPPT</i> , <i>CI-MPPT</i> y <i>FL-MPPT</i>	128
Fig. 5.12	Eliminación de señales de ruido aleatorio montado en: (a) el voltaje y (b) corriente de salida del puente de diodos trifásico vía los filtros <i>Kalman</i>	128
Fig. 5.13	Valor de: (a) simulación y estimado de Ω_m vía el enfoque <i>CV-MPPT</i> , y (b) sus errores de estimación.	129
Fig. 5.14	Valor de: (a) simulación y estimado de Ω_m vía el enfoque <i>CI-MPPT</i> , y (b) sus errores de estimación.	129
Fig. 5.15	Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque <i>CV-MPPT</i> y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.	130
Fig. 5.16	Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque <i>CI-MPPT</i> y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.	131
Fig. 5.17	Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque <i>FL-MPPT</i> y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.	131
Fig. 5.18	Evaluación del algoritmo <i>MPPT</i> : (a) eficiencia aerodinámica alcanzada y sus errores utilizando (b) el enfoque <i>CV-MPPT</i> , $C_{p,error,CV-MPPT}$, (c) el enfoque <i>CI-MPPT</i> , $C_{p,error,CI-MPPT}$, y (d) el enfoque <i>FL-MPPT</i> , $C_{p,error,FL-MPPT}$	132

Fig. 5.19 Evaluación del proceso <i>MPPT</i> : (a) potencia mecánica alcanzada y los errores del proceso <i>MPPT</i> obtenidos vía (b) el enfoque <i>CV-MPPT</i> , $P_{m,error, CV-MPPT}$, (c) el enfoque <i>CI-MPPT</i> , $P_{m,error, CI-MPPT}$, y (d) el enfoque <i>FL-MPPT</i> , $P_{m,error, FL-MPPT}$	133
Fig. 5.20 Velocidad específica alcanzada, vía los tres enfoques en el algoritmo <i>MPPT</i> , frente a su valor óptimo.	134
Fig. 5.21 Energía mecánica alcanzada por el sistema <i>WECS</i> vía los enfoques <i>CV-MPPT</i> , <i>CI-MPPT</i> y <i>FL-MPPT</i>	134
Fig. 5.22 Eliminación de señales de ruido aleatorio montado en: (a) el voltaje del bus de dc, v_{dc} , (b) la corriente de las baterías, i_{bat} , y (c) la corriente de los supercapacitores, i_{sc} , mediante filtros digitales.	137
Fig. 5.23 Desempeño del algoritmo <i>EMS</i> : (a) variaciones de v_{dc} durante el estado estacionario y transitorio, (b) $I_{sc,ref}$ compuesta por $f(i_{bat})$ y $f(v_{dc,error})$, (c) corriente de los SCs, (d) corriente de las baterías y (e) pulso de P_{gen}/P_{dem}	138
Fig. 5.24 Rendimiento del algoritmo <i>EMS</i> propuesto frente a los algoritmos <i>EMS-WCPL</i> , <i>FL-SISO</i> y <i>FL-EMS</i> : (a) variaciones de v_{dc} durante el estado estacionario y transitorio, (b) corriente de los SCs y (c) de las baterías.	139
Fig. 5.25 Efectividad del algoritmo <i>EMS</i> propuesto frente al algoritmo <i>FL-EMS</i> : (a) variaciones de v_{dc} , (b) errores de variación de v_{dc} , $v_{dc,error}$, (c) corriente de los SCs, (d) corriente de las baterías y (e) el pulso de P_{gen}/P_{dem}	140
Fig. 5.26 Calidad de energía del inversor <i>dc-ac</i> durante el modo de balance de energía: (a) comportamiento alcanzado en v_{dc} vía el algoritmo <i>EMS</i> propuesto, (b) frecuencia (c) y sus errores de variación, $f_{error,inv}$, el (d) voltaje de fase, $v_{f,inv}$ y (e) sus errores de variación, $v_{f,error,inv}$, y (f) el perfil de P_{gen}/P_{dem}	142
Fig. 5.27 Calidad de energía del inversor <i>dc-ac</i> : (a) potencia activa, P_{inv} , y reactiva, Q_{inv} , (b) el voltaje, $V_{f,inv}$, y (c) corriente, $I_{f,inv}$, de fase, la distorsión armónica total de (d) la corriente, $THD_{I_{f,inv}}$, y (e) el voltaje, $THD_{V_{f,inv}}$, de fase.	143
Fig. 5.28 Voltajes/corrientes trifásicos del: (a)/(b) inversor <i>dc-ac</i> , (c)/(d) la carga no lineal y (e)/(f) la red eléctrica convencional durante la transición del intervalo $I_{8,inv}$ al $I_{9,inv}$	144
Fig. 5.29 Transición de los diferentes modos de operación: (a) corriente de los SCs, (b) corriente de las baterías, (c) errores de variación de la f_{inv} , (d) potencia activa, P_{inv} , y reactiva, Q_{inv} , así como los errores de variación del $v_{f,inv}$	146

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Ventajas y desventajas de las técnicas <i>EMS</i>	36
Tabla 2.2. Técnicas <i>EMS</i> : desventajas y sus motivos.	38
Tabla 3.1. Control por <i>TSR</i> , <i>PSF</i> y <i>P&O</i> : desventajas y sus motivos.	41
Tabla 3.2. Parámetros utilizados para generar las formas de onda típicas de V_o , e_1 , v_{an} e i_a en el modo <i>DCM</i>	51
Tabla 3.3. Arquitectura de las <i>ANNs</i> previamente mencionadas.	65
Tabla 3.4. Arquitectura de los sistemas difusos previamente mencionados.	73
Tabla 3.5. Conjunto de reglas difusas implementadas en el enfoque <i>FL-MPPT</i>	78
Tabla 3.6. Parámetros del sistema digital.	85
Tabla 3.7. Parámetros del convertidor <i>dc-dc Boost</i>	86
Tabla 4.1. Detalles de implementación de los algs. <i>EMS</i> previamente mencionados.	96
Tabla 4.2. Arquitectura del sistema <i>HESS</i> y beneficios obtenidos en la aplicación.	98
Tabla 4.3. Conjunto de reglas difusas implementadas en el sistema difuso.	109
Tabla 4.4. Transiciones entre los diferentes modos de operación.	114
Tabla 5.1. Parámetros utilizados en el enfoque de simulación <i>PIL</i>	127
Tabla 5.2. Parámetros de simulación del sistema <i>WECS</i>	135
Tabla 5.3. La <i>PQ</i> del inversor alcanzada vía el algoritmo <i>EMS</i> propuesto considerando un esquema de control de corriente en el inversor <i>dc-ac</i> durante los modos de operación.	145
Tabla 5.4. Comportamiento de la capacidad de carga y de los ciclos de carga/descarga de las baterías.	145
Tabla 5.5. Concentrado de resultados de los enfoques propuestos en el alg. <i>MPPT</i>	149
Tabla 5.6. Concentrado de resultados del alg. <i>EMS</i> propuesto frente a los algoritmos <i>EMS-WCPL</i> , <i>FL-SISO</i> [147] y <i>LF-EMS</i> [21] considerando el modo de balance de energía.	155

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

El propósito de un sistema de gestión de energía (*EMS, Energy Management System*) en un sistema de conversión de energía eólica (*WECS, Wind Energy Conversion System*) es maximizar su generación y transferirla a la red eléctrica convencional (*CPG, Conventional Power Grid*) cumpliendo con los requerimientos normativos de calidad de la energía (*PQ, Power Quality*). Una alternativa para lograr este propósito es la integración del sistema *WECS* hacia la red eléctrica convencional mediante un bus de voltaje de corriente directa (*dc, direct current*) [1]–[5]. Sin embargo, la naturaleza fluctuante e intermitente de la energía eólica y la demanda de la red eléctrica conducen a un desbalance de energía entre la potencia eléctrica generada (P_{gen}) por el sistema *WECS* y la demandada (P_{dem}) por la *CPG*. Este desbalance conduce a variaciones transitorias de voltaje en el bus de *dc*, v_{dc} , las cuales contribuyen en un impacto negativo de *PQ*. Además, este desbalance dificulta el proceso del seguimiento del punto de máxima potencia (*MPPT, Maximum Power Point Tracker*) del sistema *WECS*. El desbalance de energía puede superarse al integrar en el bus de *dc* un sistema híbrido de almacenamiento de energía (*HESS, Hybrid Energy Storage System*) conformado por supercapacitores (*SCs, Supercapacitors*) y baterías vía convertidores *dc-dc* bidireccionales que permitan gestionar el flujo de potencia entre el sistema *WECS*, el sistema híbrido de almacenamiento de energía y la *CPG* [6]–[8]. Para lograr lo anterior, es necesario controlar la velocidad de carga/descarga ($V_{e,c/d}$) del sistema *HESS* mediante un algoritmo *EMS* que active los convertidores *dc-dc* bidireccionales [6][9]. El proceso del seguimiento del punto de máxima potencia puede resolverse al controlar el sistema eléctrico de potencia que interconecta a la turbina eólica (*WT, Wind Turbine*) del sistema *WECS* con el bus de *dc* mediante un algoritmo *MPPT* [10][11].

Trabajos recientes han demostrado que algoritmos *EMS* que utilizan enfoques o técnicas de gestión de energía con base en sistemas difusos pueden afrontar con robustez las no linealidades del sistema *WECS* para alcanzar el balance de energía [45], [47]–[51], [53]–[56], [147]–[177]. Sin embargo, hoy en día sigue siendo un gran reto para los investigadores superar desventajas en el diseño del algoritmo *EMS*, tales como una alta complejidad computacional, un comportamiento deficiente ante desbalances de energía pulsantes así como valores de frecuencia, voltaje, distorsión armónica total de voltaje y corriente del sistema *WECS* fuera de

los valores límite establecidos por la norma americana *IEEE Std. 1159* [194], *IEEE Std. 519* [195] y mexicana *NOM-EM-007* [193]. Esto último, considerando los modos de operación y transición del algoritmo *EMS*, así como el funcionamiento *MPPT* de la turbina eólica. Por otro lado, para lograr el proceso *MPPT*, los investigadores han utilizado ampliamente en el diseño su algoritmo enfoques con base en modelos analíticos e inteligencia computacional, específicamente los basados en las redes neuronales artificiales y sistemas difusos [95], [108]–[131]. Sin embargo, desventajas como una alta complejidad computacional y un proceso *MPPT* dependiente de sensores, son difíciles de superar en el diseño del algoritmo al mismo tiempo que lograr una eficiencia del proceso *MPPT*, η_{MPPT} , mayor al 98%.

Para superar las desventajas relacionadas con el balance de energía del sistema *WECS* y partiendo de la premisa: “*las variaciones transitorias de v_{dc} contienen información valiosa para mitigar el desbalance de energía*”, en este proyecto de tesis se propone un algoritmo *EMS* vía un enfoque basado en un sistema difuso que analiza el comportamiento de la pendiente de corriente de las baterías para controlar la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* mitigando los desbalances de energía de estado transitorio y estacionario. El sistema difuso se combina con una máquina de estados para automatizar tres modos de operación adicionales: sobrecarga del sistema *HESS*, carga de las baterías y carga de los *SCs*. Para superar las desventajas relacionadas con el proceso del seguimiento del punto de máxima potencia de la turbina eólica, se propone el algoritmo *MPPT* con base en tres enfoques:

- 1º. El primero, nombrado como *CV-MPPT*, se basa en el modelo analítico (*AM*, *Analytical model*) de la *WT* acoplada a un puente de diodos trifásico (*3P-DR*, *Three-Phase Diode Rectifier*) vía un generador síncrono de imanes permanentes (*PMSG*, *Permanent Magnet Synchronous Generator*).
- 2º. El segundo, nombrado como *CI-MPPT*, consiste de la combinación del modelo *AM* con un esquema basado en redes neuronales artificiales (*ANN*, *Artificial Neural Network*) modulares tipo perceptrón multicapa (*MLP*, *Multilayer Perceptron*).
- 3º. El tercero, nombrado como *FL-MPPT*, se basa en un sistema difuso que analiza el voltaje de salida del puente de diodos trifásico y su curva de potencia.

Adicionalmente, el algoritmo *MPPT* se integra con una interfaz de control digital adaptiva de voltaje y corriente, la cual contribuye con la estabilidad en el sistema de conversión de energía eólica durante el proceso *MPPT*.

1.1 Objetivos

El objetivo principal de este proyecto de tesis, es el siguiente:

Desarrollar un algoritmo *EMS* basado en un sistema difuso y una máquina de estados para alcanzar el balance de energía de un sistema *WECS* conectado a la red eléctrica convencional y asociado a un sistema híbrido de almacenamiento de energía conformado por baterías y supercapacitores.

El objetivo particular de este proyecto de tesis, es el siguiente:

Desarrollar un algoritmo *MPPT* para una turbina eólica con base en tres enfoques, el primero analítico, el segundo de redes neuronales artificiales modulares tipo perceptrón multilcapa y el tercero con un sistema difuso.

1.2 Resumen de Contribuciones

Las contribuciones de este proyecto de tesis son las siguientes:

1. Algoritmo *MPPT* de baja complejidad computacional. El enfoque basado en redes neuronales utiliza un número reducido de neuronas (dos en la capa de entrada, cinco en la capa intermedia y una en la capa de salida) y el enfoque basado en un sistema difuso utiliza solamente 21 reglas (Capítulo 3).
2. Los tres enfoques permiten lograr un proceso *MPPT* libre de sensores mecánicos con una eficiencia mayor al 98% con respecto a su valor máximo teórico (Capítulo 5).
3. Algoritmo *EMS* de baja complejidad computacional. El enfoque propuesto utiliza un sistema de difuso de 9 reglas y una máquina de 5 estados (Capítulo 4).
4. Efectivo balance de energía en transitorios (Capítulo 5):
 - a. En comparación con un algoritmo *EMS* que utiliza el enfoque de filtrado lineal y otro que utiliza un sistema difuso que analiza las variaciones de v_{dc} , el algoritmo

EMS propuesto reduce en las baterías de 3 y 1.9 veces su $V_{e,c/d}$, respectivamente. Además, de lograr una reducción del 3.57% y 2.06% en sus ciclos de carga/descarga, respectivamente.

- b. En comparación con el algoritmo *EMS* de filtrado lineal, el algoritmo *EMS* propuesto reduce de 2 a 3 veces las variaciones de v_{dc} , las cuales se mantienen dentro de una ventana del $\pm 14\%$ del voltaje nominal del bus de *dc*.
5. El enfoque propuesto en el algoritmo *EMS* mantiene dentro de los valores límite establecidos por la norma americana *IEEE Std. 1159* [194], *IEEE Std. 519* [195] y mexicana *NOM-EM-007* [193]; las variaciones de frecuencia y voltaje así como la distorsión armónica total de voltaje y corriente del sistema *WECS* considerando los modos de operación y transición del algoritmo *EMS* y el funcionamiento *MPPT* de la turbina eólica (Capítulo 5).

1.3 Descripción General y Estructura del Proyecto de Tesis

La tesis está organizada de la siguiente manera:

El Capítulo 2 presenta una revisión de literatura de trabajos relacionados a los algoritmos *EMS* para el control de gestión del flujo de potencia entre los elementos del sistema de potencia y los sistemas de almacenamiento de energía (*ESS*, *Energy Storage Systems*). Las técnicas *EMS* fueron clasificadas con base en los siguientes factores: complejidad computacional, rendimiento a corto y largo plazo de los sistemas *ESS*, degradación de los sistemas *ESS*, tipo de programación (rígida o difusa), enfoque de optimización en tiempo real y fuera de línea. Además, se presenta un análisis comparativo de diferentes técnicas *EMS*, resaltando sus ventajas y desventajas. Esta revisión y análisis de literatura contribuyen a sustentar el enfoque utilizado en el algoritmo *EMS* así como de ayudar a sustentar la tercer contribución de esta tesis.

En el Capítulo 3 se muestra el desarrollo de los modelos matemáticos de la turbina eólica, el generador *PMSG* y un convertidor elevador *dc-dc* operando como el sistema eléctrico de potencia de la *WT*. Estos modelos se utilizan para evaluar el proceso *MPPT* al mismo tiempo que ayudan a sustentar la segunda contribución de esta tesis. Además, se presenta las metodologías de los enfoques utilizados en el algoritmo *MPPT* así como el diseño de la interfaz

de control digital adaptiva, sustentando de esta forma a las contribuciones 1 y 2. También, se presenta una revisión y análisis de literatura de trabajos relacionados con los enfoques empleados en el algoritmo *MPPT* con la finalidad de terminar de sustentar los enfoques propuestos.

En el Capítulo 4 se presenta la metodología del enfoque utilizado en el diseño del algoritmo *EMS*. Además, se profundiza con una revisión y análisis de literatura de trabajos relacionados con el enfoque utilizado en el algoritmo *EMS* propuesto. Todo lo anterior termina sustentando el enfoque propuesto en el algoritmo *EMS* así como a la tercer contribución de esta tesis.

El Capítulo 5 presenta el esquema de simulación desarrollado para evaluar los enfoques utilizados en el algoritmo *MPPT* y el utilizado en el algoritmo *EMS* así como una amplia discusión de resultados. El Capítulo 6 concluye con un resumen y discusión de los principales hallazgos así como un análisis sucinto de los algoritmos propuestos, trabajo futuro y publicaciones derivadas de esta tesis. La discusión de los resultados de simulación y de los principales hallazgos así como el análisis sucinto, sustentan las contribuciones 2, 4 y 5 de esta tesis.

CAPÍTULO II

REVISIÓN DE LITERATURA

De acuerdo con Jing *et al.* [6] y Etxeberria *et al.* [7] un sistema *HESS* no solo es útil para reolver el balance de energía entre la generación y el consumo eléctrico, sino que también es de utilidad cuando se busca maximizar uno o más de los siguientes beneficios: el ciclo de vida de los sistemas *ESS* de alta densidad de energía, la calidad de energía del sistema eléctrico, la confiabilidad del sistema (protección ante disturbios y fallas eléctricas), reducción de la arquitectura y/o costo en el proceso de integración a la *CPG* de la fuente de energía (renovable y/o convencional), entre otros. Los autores Jing *et al.* [6] y Hemmati [9] argumentan que para lograr maximizar estos beneficios es necesario contar con un algoritmo *EMS* que active los convertidores *dc-dc* bidireccionales del sistema *HESS* vía sus interfaces de control para responder con velocidad a su proceso de carga/descarga. Los algoritmos *EMS* han sido ampliamente investigados y desarrollados durante la última década por la comunidad científica. Como resultado de esto, se han derivado varias técnicas *EMS* que se pueden utilizar en el diseño del algoritmo *EMS*, las cuales pueden dividirse en dos grupos: las básicas y avanzadas [6], [9]. Se consideran básicas por que asumen que el sistema *HESS* siempre opera a su máxima capacidad, en cambio las avanzadas analizan variables como el estado de carga del sistema *HESS*, el perfil de P_{dem} y P_{gen} , entre otras.

2.1 Clasificación de las Técnicas *EMS*

Los algoritmos *EMS* que utilizan técnicas básicas resuelven a corto plazo problemas asociados con P_{dem} y las fluctuaciones e intermitencias de P_{gen} . Sin embargo, no consideran variables como: el estado de carga de los *SCs* (SOC_{sc}), de las baterías (SOC_{bat}), la dinámica de las baterías, entre otras. Las no linealidades de los *SCs* y de las baterías durante sus procesos de carga/descarga, combinadas con variables como el perfil de P_{gen} y P_{dem} , hacen que las técnicas *EMS* básicas no sean suficientes para balancear y/o distribuir de forma segura el flujo de potencia entre el sistema *HESS*, la generación de energía por parte de las fuentes de energía renovables (*RES*, *Renewable Energy Sources*) y la demanda de energía de la red eléctrica convencional. De aquí, la necesidad de emplear técnicas *EMS* más avanzadas para maximizar uno o más beneficios de contar con el sistema *HESS*. Como ejemplo, las técnicas de lógica bivaluada/multivaluada (*B/M-L*, *Bivalued/Multivalued Logic*) con base en reglas,

donde la experiencia heurística o empírica es utilizada para el diseño de sus reglas que son implementadas vía reglas de tipo “if-then” o tablas de búsqueda. A pesar de que este tipo de técnicas son ampliamente utilizadas por su simplicidad y confiabilidad, el diseño de sus reglas es con base en el estado inicial de los sistemas *ESS*, por lo tanto no consideran condiciones a largo plazo después de largos periodos de operación. Además, la transición entre sus reglas se considera de manera instantánea o rígida, lo cual puede resultar en impulsos acompañados de oscilaciones en las variables de control del sistema. Otra gran desventaja, es la dificultad de lidiar con las no linealidades de los sistemas mediante este tipo de reglas. Por estas razones surgen las técnicas *EMS* con base en sistemas difusos, o bien en sistemas de lógica difusa (*FL*, *Fuzzy Logic*), en donde sus reglas pueden representar las vaguedades del lenguaje cotidiano para tener soluciones más flexibles, que en comparación con los de *B/M-L*, los cuales tienden a dar soluciones de carácter rígido.

Otras técnicas *EMS* avanzadas son las basadas en optimización, se dividen principalmente en optimización en tiempo real y optimización fuera de línea. Estas últimas, conducen a una alta complejidad computacional, por tales motivos se tendrían que poner a consideración para su aplicación. Dentro de este capítulo se presenta una revisión de trabajos relacionados a la clasificación de las técnicas *EMS* que se muestran en la Fig. 2.1, con la finalidad de ampliar su metodología y enfoques utilizados, así como identificar sus principales desventajas y fortalezas.

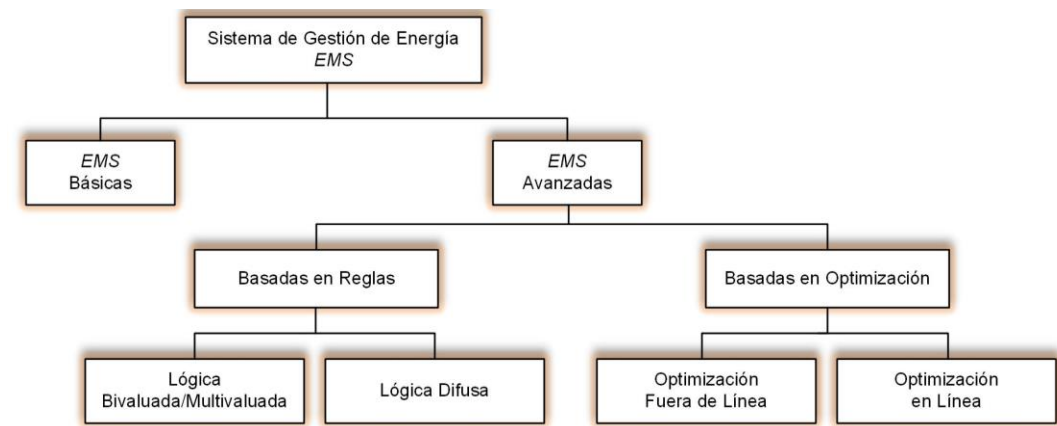


Fig. 2.1 Clasificación de las técnicas *EMS*.

Cualquier técnica *EMS* utilizada en el algoritmo de gestión de energía, tiene como tarea principal resolver el balance de energía entre P_{gen} y la P_{dem} vía el control de la velocidad de carga/descarga del sistema *HESS*. En otras palabras, lograr el control de gestión del flujo de

potencia entre las *ESS* del sistema *HESS*, la fuente renovable y la *CPG*. Sin embargo, otros aspectos también pueden ser cubiertos durante esta tarea principal, tales como minimizar los picos de corriente del sistema *ESS* de alta densidad de energía (p. ej. baterías) durante su proceso de carga/descarga para prolongar su vida útil y obtener un dimensionamiento adecuado. Además, de minimizar los disturbios en el bus de *dc*, que se manifiestan como variaciones de voltaje acompañados por oscilaciones y/o desviaciones de voltaje con respecto a su valor de referencia. Estos aspectos se relacionan principalmente con la presencia de las fluctuaciones e intermitencias de las *RES*, pero también pueden ser causados por cambios repentinos en la demanda, la conexión, fallas del sistema eléctrico, la conmutación de los convertidores de potencia, entre otros. Los disturbios en el bus de *dc* son una manifestación contundente de situaciones de desbalance de energía y pueden ser transferidos hacia la fuente renovable o el sistema eléctrico de potencia, causando estrés de tipo mecánico y eléctrico en todo el sistema renovable. Además, de provocar que los parámetros de la *PQ* en la red eléctrica convencional operen dentro de rangos no permitidos.

2.1.1 Básicas

Bunker y Weaver [12] presentaron un algoritmo *EMS* para el control de gestión del flujo de potencia entre una turbina eólica, una fuente convencional y un banco de baterías. Este algoritmo se diseñó mediante la técnica *EMS* de control por caída (*DCo*, *Droop Control*) de voltaje en un bus de *dc*, el cual considera más de una variable (velocidad del viento, V_w y el voltaje del bus de *dc*, v_{dc}). El considerar más de una variable permite determinar apropiadamente los valores de las corrientes de referencia para las interfaces de control basadas en proporcional integral (*PI*, *Proportional Integral*) que se utilizan para controlar el convertidor de potencia de las baterías. Obteniendo de esta forma la máxima utilización de la potencia eólica y la mínima potencia requerida por la fuente convencional basada en gasolina. Las simulaciones presentadas por estos autores, muestran que se logra maximizar la potencia obtenida del viento al mismo tiempo que se mantiene el voltaje del bus del sistema en torno a un $\pm 5\%$ de variación con respecto a su valor nominal (300 V). Sin embargo, los autores de este documento consideran a las baterías como una fuente ideal, es decir siempre se encuentran listas para operar. En la vida real sabemos que esto no es así, debido a que la capacidad de operación de las baterías está relacionada a su estado de carga, SOC_{bat} .

La propuesta presentada por Azib *et al.* [13] mantiene la regulación del voltaje del bus de dc , v_{dc} , mediante un algoritmo *EMS* que utiliza la técnica *EMS* de control por caída de voltaje aplicada a un vehículo híbrido con base en *SCs* y una celda de combustible (*FC*, *Fuel Cell*). En este caso el algoritmo considera el v_{dc} y el desacoplamiento de la frecuencia natural de los *SCs* y la *FC*. A pesar que el controlador *PI* que regula el bus de dc es un lazo de voltaje externo que depende de los *SCs*, la dinámica de respuesta tiende a ser lenta debido a que la *FC* se conecta en topología pasiva con el bus de dc y que su dinámica es lenta por naturaleza. Esto, ocasiona que los *SCs* absorban o liberen energía adicional. Además, tiene tres controladores *PI* lo cual conduce a un ajuste difícil de los parámetros de control así como a la necesidad de conocer con precisión la estabilidad de todo el sistema y su modelo de pequeña señal. Este algoritmo logra mantener los valores v_{dc} dentro de un rango de los 24 V hasta los 38 V.

El trabajo presentado por Eviningsih *et al.* [14], consistió en mantener regulado el bus de dc de un sistema eólico mediante un algoritmo *EMS* que utiliza la técnica *EMS* de control por caída de voltaje. El sistema emplea un arreglo de baterías como almacenamiento de energía y un convertidor reductor-elevador $dc-dc$ bidireccional para regular el modo de carga y descarga mediante un solo lazo de voltaje con controlador *PI*. Sin embargo, la ausencia de hibridación con otro sistema *ESS* como los *SCs* y la ausencia de un lazo de control interno de corriente para las baterías conducen a fuertes daños en las baterías a corto plazo. Gee y Dunn [15] demostraron que utilizando un lazo externo de voltaje y un lazo interno de corriente se puede mitigar los daños en las baterías. La interfaz de control utilizada en el lazo de control interno fue de modos deslizantes, la cual es más robusta frente a transitorios en comparación con el controlador *PI*, sin embargo, su misma naturaleza conduce a oscilaciones en las variables del sistema renovable.

Con base en los trabajos anteriores así como lo presentado por Kim *et al.* [16] y Worku *et al.* [17], se puede inferir que un algoritmo *EMS* que utiliza la técnica *EMS* básica de control por caída de voltaje alcanza el balance de energía vía la regulación del voltaje del bus de dc , v_{dc} . Esto, mediante módulos de *SCs* o baterías así como un lazo externo de voltaje con controlador *PI* para la regulación de v_{dc} y/o un lazo interno de corriente con controlador *PI* para la regulación de la corriente de los supercapacitores, i_{sc} , o baterías, i_{bat} . La finalidad del lazo externo de voltaje *PI* es procesar el error, e , de variaciones del voltaje del bus de dc , $v_{dc,error}$, el cual se determina mediante la diferencia entre el valor de voltaje de referencia, $v_{dc,ref}$, y su valor actual, v_{dc} . Por un lado, el resultado de este proceso proporciona la señal de control, u , la cual

se procesa por un modulador de ancho de pulso (*PWM*, *Pulse Width Modulation*) para generar el ciclo de trabajo (d , *Duty Cycle*) que activa al convertidor *dc-dc* bidireccional de los SCs o baterías (d_{sc} o d_{bat}). Por otro lado, el resultado de este proceso puede utilizarse como el valor de la corriente de referencia, $i_{sc,ref}$, del lazo de corriente *PI* de los SCs o baterías, $i_{bat,ref}$. Este lazo de control se puede utilizar para procesar la diferencia entre el valor $i_{sc,ref}$ y su valor actual, i_{sc} , o el valor de $i_{bat,ref}$ y su valor actual, i_{bat} . Como resultado, se obtiene la señal de control, u , la cual es procesada por el *PWM* para proporcionar las señales de activación d_{sc} o d_{bat} . El esquema de la técnica *EMS* de control por caída de voltaje se puede apreciar en las Figs. 2.2 y 2.3 para uno y dos lazos de control *PI*, respectivamente.

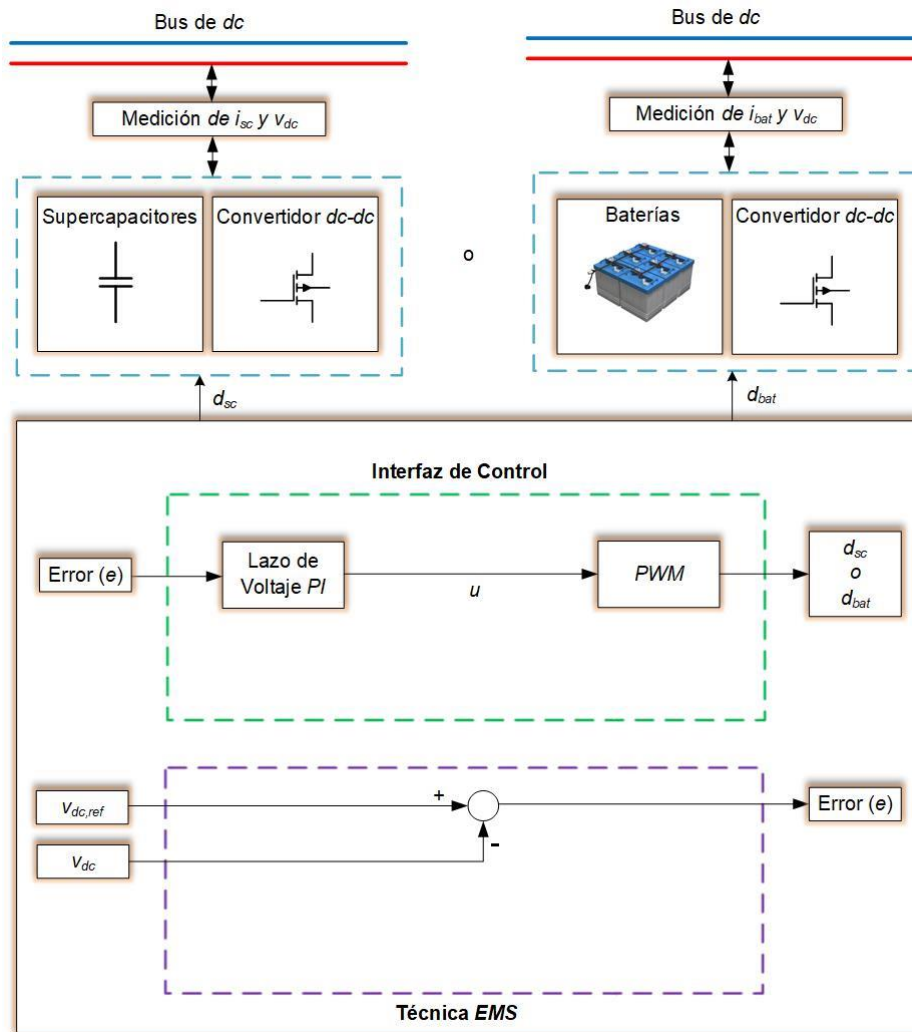


Fig. 2.2 Técnica EMS de control por caída de voltaje con un lazo de control PI.

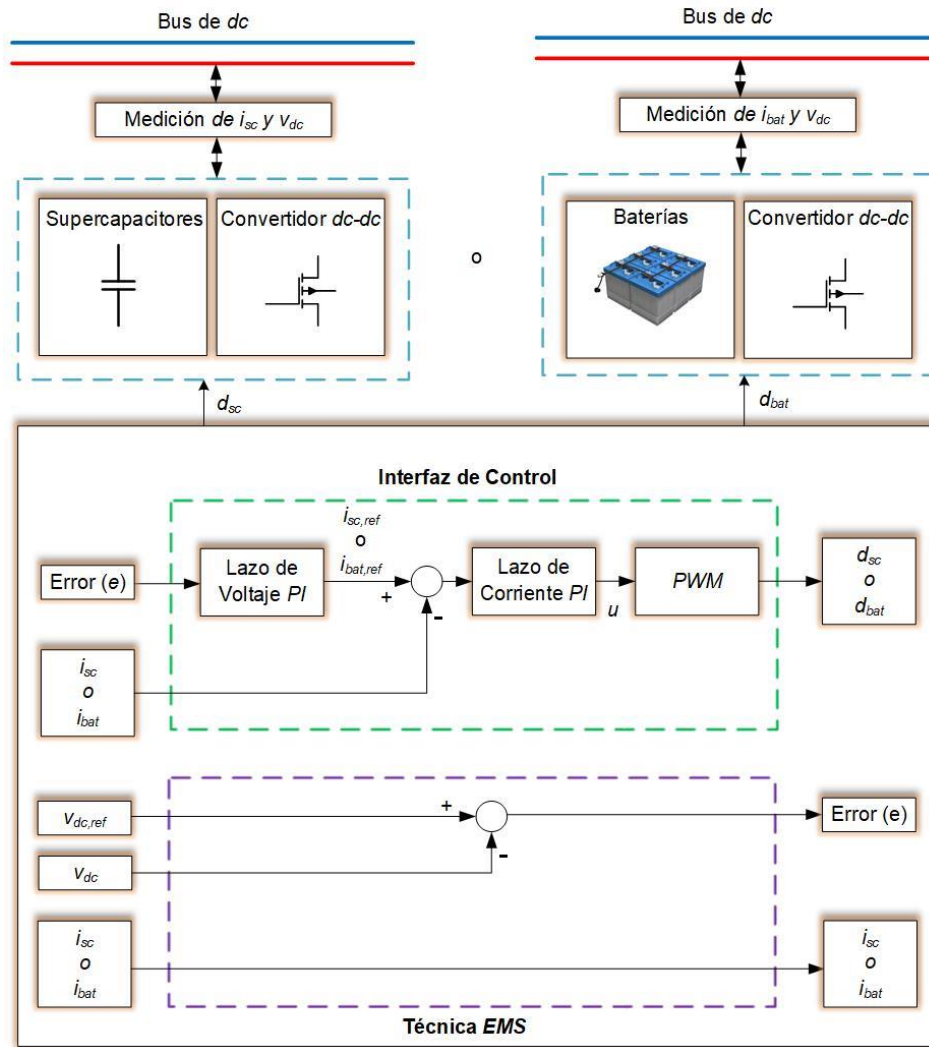


Fig. 2.3 Técnica EMS de control por caída de voltaje con dos lazos de control PI.

Sathishkumar *et al.* [18], presentaron un análisis comparativo de un sistema solar con sistema ESS con base en baterías y SCs. El autor utilizó un algoritmo EMS empleando el esquema mostrado en la Fig. 2.3 y un filtro lineal, con constante de tiempo fija, situado entre el lazo externo de voltaje PI y el lazo interno de corriente PI de las baterías. A esta técnica, se le denomina técnica EMS de filtrado lineal (LF, *Linear Filtering*). Los resultados demostraron que la técnica EMS de FL logra una mejor repartición del flujo de potencia entre el sistema HESS, la fuente renovable y la CPG, así como de minimizar y suavizar los picos de corriente de las baterías durante el proceso de carga/descarga del sistema HESS. Además, cuando las baterías son hibridadas con módulos de SCs su vida útil puede prolongarse al mismo tiempo de mejorar la estabilidad en el voltaje del bus de dc (ver Fig. 2.4).

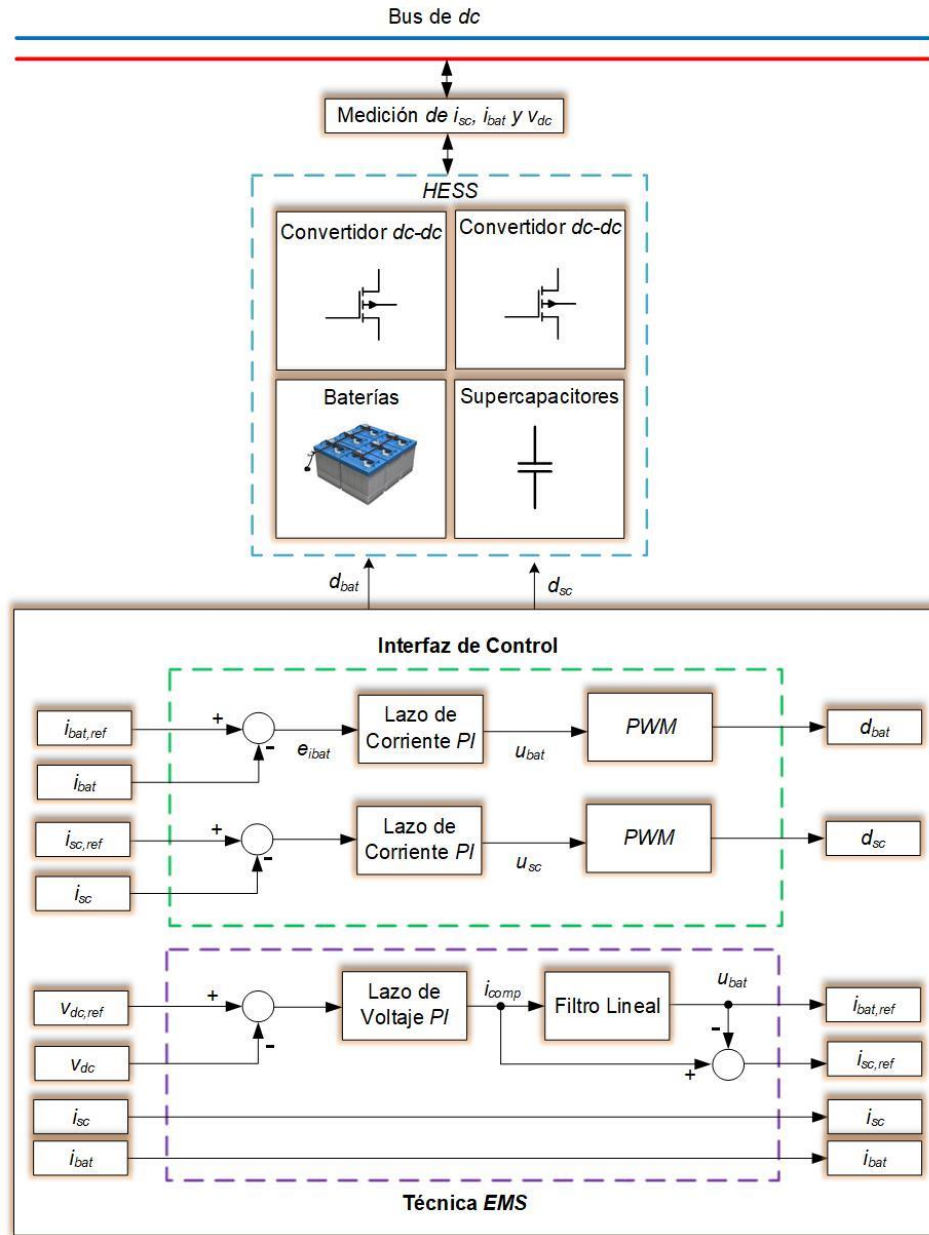


Fig. 2.4 Técnica EMS de filtrado lineal.

Como se mencionó en el último párrafo de la sección 2.1; la tarea principal, los disturbios en el bus de dc así como los diferentes aspectos pueden resolverse con base en el esquema de la Fig. 2.4, es decir mediante un algoritmo de gestión de energía diseñado vía la técnica EMS de filtrado lineal. En este esquema, el lazo externo de voltaje PI procesa la diferencia de $V_{dc,ref}$ y V_{dc} , o bien a $V_{dc,error}$ para mantener regulado el voltaje en el bus de dc , este lazo de control da como resultado la corriente necesaria, i_{comp} , a compensar en el bus de dc . Esta corriente contiene componentes de alta y baja frecuencia debido a las fluctuaciones e

intermitencia de la fuente renovable y el perfil de demanda de carga. Al aplicar el filtro lineal sobre i_{comp} se obtiene la componente de corriente de baja frecuencia necesaria que tendrá que inyectarse o absorberse al bus de dc por parte de las baterías, es decir, el resultado es la corriente de referencia, $i_{bat,ref}$, para el lazo interno de corriente PI de las baterías. La diferencia entre $i_{bat,ref}$ y la corriente actual de las baterías, i_{bat} , es procesada por un controlador PI , la cual produce la señal de control, u_{bat} , para el modulador PWM que produce la señal de activación d_{bat} del convertidor $dc-dc$ bidireccional de las baterías. La diferencia entre i_{comp} e $i_{bat,ref}$ resulta en la componente de corriente de alta frecuencia que debe inyectarse o absorberse al bus de dc por parte de los SCs, es decir es la corriente de referencia ($i_{sc,ref}$) para el segundo lazo interno de corriente PI que activa al convertidor bidireccional $dc-dc$ de los SCs.

En la técnica *EMS* de filtrado lineal se han propuesto algunas mejoras, como la propuesta de Kollimalla *et al.* [19] en un sistema solar. Esta propuesta consiste en mandar la componte del error (e_{ibat} , diferencia entre $i_{bat,ref}$ e i_{bat}) del lazo de compensación de corriente PI de las baterías hacia el lazo de compensación de corriente PI de los SCs al mismo tiempo que e_{ibat} es adicionado a i_{sc} . Esta modificación corrige mejor el error e_{ibat} que tiende a permanecer debido a la dinámica de lenta respuesta de las baterías. Otros autores han modificado la técnica *EMS* de filtrado lineal para obtener mejores resultados en la tarea principal, en los diferentes aspectos y mitigar los disturbios en el bus de dc , tales como:

- Considerando el esquema de la Fig. 2.4, la introducción por Mishra *et al.* [20] de un limitador de tasa de corriente para el proceso de carga/descarga de las baterías. Este limitador se coloca entre el filtro lineal y el punto de suma del lazo de corriente PI de las baterías, permitiendo un mejor seguimiento de $i_{bat,ref}$, es decir minimizar e_{ibat} .
- La introducción de un limitador de tasa de corriente para la carga/descarga de las baterías en el esquema presentado por Kollimalla *et al.* [19] y Narasamma *et al.* [21]. Este limitador se posiciona entre filtro lineal y el punto de suma del lazo de corriente PI de las baterías, permitiendo también minimizar mejor el error e_{ibat} con respecto a la técnica presentada por Sathishkumar *et al.* [18].
- La utilización del mismo esquema de la Fig. 2.4, pero enfocándose en el seguimiento de potencia en lugar de el voltaje del bus de dc . Estrategia presentada por Li y Joós [22].

- Lo destacado por Gee *et al.* [23], Zheng *et al.* [24] y Kollimalla *et al.* [25], los cuales mantienen el esquema de la Fig. 2.4, pero buscando penalizar $i_{bat,ref}$ con base en una ganancia controlada. Estas técnicas tratan de mantener el SOC_{bat} dentro de unos márgenes de operación seguros y evitar daños por sobrecarga y profunda descarga, por lo que se puede considerar esto, como la línea divisoria entre las técnicas *EMS* básicas y avanzadas.

Con la finalidad de hacer notar la importancia de la técnica de filtrado lineal como medio de solución para el diseño de algoritmos de gestión de energía, se puede también citar a los siguientes autores por aplicación y tipo de sistemas *ESS*:

- Vehículos eléctricos con celdas de combustible, sistemas *ESS* con base en *SCs* y baterías presentadas por Thounthong *et al.* [26] y Schaltz *et al.* [27].
- Vehículo eléctrico con base en *SCs* y baterías presentado por Awerbuch *et al.* [28].
- Sistema doméstico con base en baterías y *SCs* presentado por Wang *et al.* [29].
- Entre otras.

2.1.2 Lógica Bivaluada/Multivaluada

En Gao *et al.* [30] se presenta la técnica de gestión de energía de control por termostato (*TCS, Thermostat Control Strategy*) para a un vehículo híbrido con base en un motor-generator de combustión y baterías. Esta técnica *EMS*, también conocida como estrategia de control de encendido/apagado, consiste en operar al motor-generator a potencia constante y en su punto de eficiencia óptima. El motor-generator se enciende o apaga de acuerdo con los límites SOC_{bat} inferior y superior de las baterías. Gao, también presentó la técnica *EMS* de seguimiento de potencia (*PW, Power Follower*), en la cual el motor-generator se configura como la fuente de alimentación primaria y el algoritmo de gestión de energía basado en *PW* donde se ajusta la potencia de salida del motor-generator para cumplir con los requisitos de conducción del vehículo. El motor-generator se mantiene activo en casi todas las condiciones de manejo, excepto en condiciones cuando se requiere poca potencia de conducción y el SOC_{bat} es más alto que un umbral superior definido. Estos umbrales pueden ser diseñados con base en: SOC_{bat} máximos y mínimos permitidos en las baterías, tasas máximas de carga/descarga, potencia de carga y generación, entre otros parámetros.

La técnica *EMS* de máquina de estados (*ST*, *State Machine*) presentada por Zhang *et al.* [31] se utilizó para administrar el flujo de potencia de un sistema de generación distribuida (*DG*, *Distributed Generation*) conformado de arreglos de paneles solares, la *CPG*, *SCs*, baterías y cargas eléctricas. De acuerdo con estos autores, esta técnica consiste en dividir el voltaje v_{dc} del bus de corriente directa en varios rangos de operación y con base en esto, se determina el grado de participación de los *SCs*, baterías y/o panel solar para minimizar los disturbios en el voltaje v_{dc} . Estos autores utilizaron el esquema de control por caída de voltaje mostrado en la Fig. 2.2 para controlar los *SCs* y baterías.

Bajo el contexto de la técnica de gestión de energía de *PW*, Thakur [32] presentó algunas estrategias de control aplicadas a un sistema *WECS* con baterías. Estas estrategias fueron inspiradas en los siguientes criterios: maximizar el uso de las baterías y su ciclo de vida así como de minimizar el costo del sistema de acondicionamiento de potencia del sistema *WECS*. La configuración utilizada en el sistema *WECS* así como las estrategias utilizadas en el algoritmo *EMS*, se describen a continuación:

- Baterías en conexión activa hacia el bus de *dc* y con opción a carga de baterías por una fuente de corriente alterna (*ac*, *alternating current*) con base en un generador diésel. En este esquema se considera a una *WT* con generador *PMSG* como la fuente principal, la cual es conectada al bus de *dc* mediante un *3P-DR* y un convertidor reductor *dc-dc*. El algoritmo *EMS* tiene la capacidad de coordinar las baterías, una carga de volcado, R_{dump} , y el generador diésel. Además, de activar al generador diésel en condiciones de alta demanda de potencia así como un alto desequilibrio entre la generación y demanda de potencia eléctrica para minimizar los disturbios en v_{dc} del bus. En esta configuración las cargas de *ac* se encuentran conectadas al bus de *dc* a través de un inversor *dc-ac*.
- Baterías en topología pasiva respecto al bus de *dc* y con opción a carga de baterías por una fuente de *ac* (generador diésel). En esta configuración se elimina el convertidor *dc-dc* de las baterías y la carga de volcado, R_{dump} . Sin embargo, para mantener el mismo desempeño que en el punto anterior, el algoritmo *EMS* regula el bus de *dc* por medio de un enfoque basado en la coordinación de los sistemas de control del ángulo de ataque de la *WT*, del algoritmo *MPPT* y de la interfaz de control de las baterías.

- Baterías en topología pasiva y sistema WECS con base en generador PMSG e hibridado con arreglos fotovoltaicos (PV, Photovoltaics). En este esquema, el algoritmo EMS puede coordinar el sistema solar y eólico para que operen en modo MPPT o como sistemas auxiliares para la regulación del voltaje del bus de dc al mismo tiempo que proteger a las baterías de sobrecarga. Este algoritmo es muy similar a lo presentado por Zhang *et al.* [31].

Ozatay *et al.* [33] presentaron un algoritmo EMS con base en reglas para el seguimiento de la demanda de potencia de un vehículo eléctrico con base en SCs y baterías. El objetivo de este algoritmo fue de mantener el SOC_{sc} en un nivel determinado en función de la velocidad del vehículo. Los resultados obtenidos mostraron que el algoritmo reduce en un 36% y un 25% los picos de corriente de las baterías durante su proceso de carga y descarga. El algoritmo considera el SOC_{sc} para ajustar la constante de tiempo de dos filtros pasa-bajas, uno para los SCs y el otro para las baterías. Estos filtros fueron utilizados para establecer las corrientes de referencia de los SCs y baterías.

Mendis *et al.* [34] presentaron un algoritmo de gestión de energía con base en la técnica EMS de DCo y los principios de PW para un sistema de energía eólica con generador PMSG equipado con baterías y SCs. Este algoritmo demostró que puede coordinar apropiadamente los sistemas de acondicionamiento de potencia del sistema WECS, las baterías y SCs durante situaciones de generación excesiva o insuficiente para mitigar el desbalance de energía.

Considerando los trabajos de Mendis *et al.* [35], Hassan *et al.* [36], Zhou *et al.* [37] y Xu *et al.* [38]. Se puede deducir que el diseño de las reglas de los algoritmos EMS (basados en TCS, PW o ST) proviene de la experiencia heurística o empírica. Estas reglas, toman en consideración uno o más parámetros de diseño definidos y/o mediciones, tales como: umbrales superiores e inferiores $SOC_{bat,sup}$ y $SOC_{bat,inf}$ de las baterías, umbrales superiores e inferiores $SOC_{sc,sup}$ y $SOC_{sc,inf}$ de los SCs, tasas máximas de carga/descarga de las baterías, τ_{bat} , y/o los SCs, τ_{sc} , potencia de demanda, P_{dem} , y de generación, P_{gen} , entre otros. Además, se puede deducir que este tipo de algoritmos utilizan las ventajas/fortalezas de las técnicas EMS de control por caída y de filtrado lineal. Estas consideraciones y ventajas, utilizadas en este tipo de algoritmos (TCS, PW o ST), permiten controlar el ángulo de ataque, β , de la turbina eólica, R_{dump} , el convertidor dc-dc de la fuente renovable (d_{mppt}), los convertidores dc-dc del sistema HESS (d_{bat} y d_{sc}) y del convertidor dc-ac (d_{inv}) de un sistema de energía renovable y/o

convencional. Por todo lo anterior, este tipo de algoritmos presentan una mejor coordinación y control del flujo de potencia entre los sistemas de acondicionamiento de potencia de las fuentes renovables y/o convencionales, los sistemas *ESS*, las interfaces de control y los sistemas de ac. Resultando esto, en un mejor balance de energía que en comparación con los algoritmos de gestión de energía que utilizan las técnicas *EMS* básicas.

En la Fig. 2.5 y considerando el esquema de control de la técnica *EMS* de filtrado lineal, se intenta generalizar la idea principal del algoritmo *EMS* basado en técnicas de gestión de energía avanzadas como *TCS*, *PW* o *ST*. Esta idea se aplica en un sistema de conversión de energía eólica con sistema *HESS* conformado por baterías y *SCs*. A diferencia de la Fig. 2.4 las señales de referencia $i_{sc,ref}$ e $i_{bat,ref}$ son procesadas por la técnica *EMS* avanzada, como resultado, se obtienen a $I_{sc,ref}$ e $I_{bat,ref}$, las cuales son posteriormente procesadas por las interfaces de control para obtener un mejor balance de energía así como de buscar uno o más beneficios adicionales de contar con un sistema *HESS*.

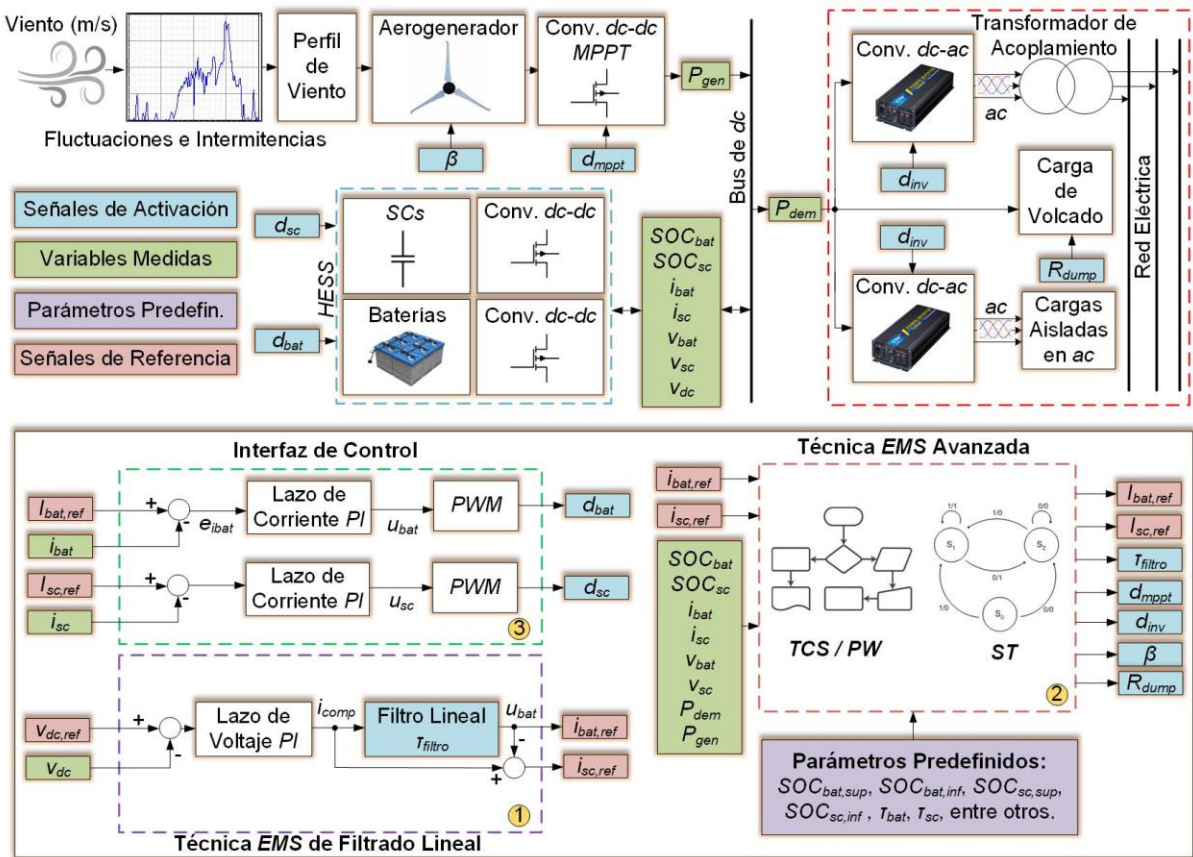


Fig. 2.5 Generalización de las técnicas *EMS* de *TCS*, *PW* y *ST*.

Con la finalidad de hacer notar la importancia de las técnicas *EMS* avanzadas con base en lógica de tipo bivaluada/multivaluada como medio de solución en aplicaciones de gestión de energía, a continuación se cita a los siguientes autores por aplicación y tipo de sistema *ESS*:

- Teleke *et al.* [39], energía renovable con sistema *ESS* con base en baterías.
- Yang *et al.* [40], energía solar hibridada con base en *SCs* y baterías.
- Gee y Dunn [41], energía eólica con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Zheng *et al.* [42], energía solar con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Serir *et al.* [43], energía solar y eólica con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Marzougui *et al.* [44], vehículo eléctrico con celda de combustible y sistemas *ESS* con base en *SCs*.

2.1.3 Lógica Difusa

Yang *et al.* [45] presentaron un algoritmo *EMS* para el balance de energía de un sistema eólico con interconexión a la *CPG* asociado a sistemas *ESS* con base en baterías. En el diseño del algoritmo *EMS* utilizaron la técnica *EMS* de filtrado lineal y un esquema de control basado en la descomposición difusa de forma empírica (*FEMD*, *Fuzzy Empirical Mode Decomposition*) para ajustar el orden o la constante del filtro lineal, el cual separa las componentes de potencia de alta frecuencia que son absorbidas por las baterías y las de baja frecuencia que son inyectadas a la red eléctrica. La constante de tiempo de filtro se determinó con base en el esquema *FEMD*, el cual toma en cuenta la tasa de fluctuación de potencia de la energía eólica y el SOC_{bat} . Este algoritmo demostró una mejora en el balance de energía así como una reducción del número de ciclos de carga/descarga de las baterías.

Wang *et al.* [46] propusieron la integración de un sistema eólico a la *CPG* mediante un sistema *HESS* con base en almacenamiento de energía magnética por superconducción (*SMES*, *Superconducting Magnetic Energy Storage*) y baterías. El sistema de potencia consistió de un convertidor *dc-ac* situado en la red eléctrica convencional así como de dos convertidores *dc-dc* bidireccionales, uno para las baterías y el otro para *SMES*. La contribución significativa de este estudio fue establecer una nueva estrategia para el control de gestión del flujo de potencia entre *HESS* y el resto del sistema de energía renovable, esto, mediante un

enfoque basado en dos sistemas de lógica difusa optimizados a través de un algoritmo genético. Este tipo de enfoque, se puede considerar como la línea divisoria entre los algoritmos de gestión de energía que utilizan técnicas *EMS* de lógica difusa y los que utilizan las técnicas *EMS* de optimización. La propuesta de estos autores se basó en el esquema de la técnica *EMS* de filtrado lineal pero con una ligera modificación. Esta modificación consistió en determinar la energía demandada o suministrada al bus de *dc* con base en la potencia de error, P_{error} , requerida por la *CPG*, la cual se determina con base en la diferencia de P_{gen} y P_{dem} . De acuerdo con los autores, P_{error} es procesada por el filtro lineal para determinar la potencia de referencia, $P_{smes,ref}$, que debe suministrar o consumir el *SMES* en la *CPG* para mantener su estabilidad. $P_{smes,ref}$ y el SOC_{sc} figuran como las entradas al sistema difuso de *SMES*, el cual adecúa a $P_{smes,ref}$ en el valor $*P_{smes,ref}$. La diferencia entre P_{error} y $P_{smes,ref}$, resulta en la cantidad de potencia, $P_{bat,ref}$, con que las baterías deben suministrar o consumir de la *CPG* para contribuir en su estabilidad. $P_{bat,ref}$ y SOC_{bat} proporcionan las entradas al sistema difuso de la batería, el cual adecua a $P_{bat,ref}$ en el valor de $*P_{bat,ref}$. Lo interesante de este método, es que los sistemas difusos adecuan las potencias de $P_{smes,ref}$ y $P_{bat,ref}$ con base en SOC_{bat} y el estado de carga de *SMES*, SOC_{smes} , para evitar sobrecargas y descargas profundas. Los niveles de potencia adecuados por los sistemas difusos son transformados a corrientes de referencia mediante la aplicación de la Ley de Ohm ($I_{smes,ref} = *P_{smes,ref} / V_{dc}$ e $I_{bat,ref} = *P_{bat,ref} / V_{bat}$). Estas corrientes de referencia se procesan por las interfaces de control *PI* de corriente de ambos sistemas *ESS*, las cuales generan los ciclos de trabajo que activan a los convertidores de potencia de *SMES*, d_{smes} , y las baterías, d_{bat} .

Feng *et al.* [47] plantearon un algoritmo *EMS* que considera un sistema difuso con tres modos de operación aplicado a un sistema *PV* con sistema *HESS* con base en *SCs* y baterías. La finalidad de este sistema difuso fue de determinar las potencias $*P_{sc,ref}$ y $*P_{bat,ref}$ considerando el SOC_{sc} y SOC_{bat} de ambos sistemas de almacenamiento para evitar que operen fuera de un rango de *SOC* que pudiera conducir a fallas a largo plazo así como para prolongar el tiempo de vida de las baterías. En este estudio también se analiza el desempeño del controlador a largo plazo y corto plazo en función de datos de campo de irradiación y comportamiento de carga para un día, de un sitio en específico.

Gao *et al.* [48] presentaron un sistema híbrido de almacenamiento de energía con base en *SCs* y baterías, aplicado a un vehículo eléctrico. De acuerdo con estos autores, el medio de integración fue mediante un bus de *dc* con *SCs* en conexión activa y baterías en conexión

pasiva. El algoritmo de *EMS* consideró un sistema difuso, el cual determina la $*P_{sc,ref}$ de los SCs basado en SOC_{sc} , SOC_{bat} y P_{dem} . Las funciones de membresía del sistema difuso se optimizaron mediante el corte de la relación de oro (*GRCO*, *Gold Ratio Cut Off*) con la finalidad de que el SOC_{sc} no caiga por debajo del 50%. El algoritmo *EMS* propuesto por estos autores logró una adecuada repartición de potencia entre los SCs y baterías, además, de la disminución de los picos de corriente de las baterías.

Mohamed *et al.* [49] presentaron un algoritmo *EMS* operando en tiempo real para minimizar los disturbios de una red *DG*, compuesta por generadores y paneles *PV*, causados por cargas pulsantes. Para lograr minimizar los disturbios, la red de *DG* se equipó con una conexión pasiva de baterías y una conexión activa de SCs. El algoritmo *EMS* propuesto en este estudio combina una estrategia de tipo de *B/M-L* con un sistema difuso. Este algoritmo puede direccionar el flujo de potencia hacia el sistema *HESS* cuando la generación es mayor a la demanda y en el caso contrario el flujo de potencia lo direcciona hacia la red *DG*. Esto último, siempre y cuando las baterías puedan suministrar carga con la finalidad de reducir el costo de facturación, en el caso contrario las baterías se cargan. En el caso de una deficiencia muy severa de potencia de las baterías, el algoritmo determina la cantidad de energía que debe inyectar a la red eléctrica tomando en cuenta el costo de producción de la energía eléctrica, la capacidad de las baterías, la predicción de las cargas pulsantes y la predicción de energía del arreglo *PV*. Los ahorros anuales vía este algoritmo propuesto fueron de alrededor del 7%.

La Fig. 2.6 representa la idea principal de un algoritmo de gestión de energía con base en la técnica *EMS* de lógica difusa (sistema difuso) aplicada a un sistema de conversión de energía eólica con un sistema *HESS* conformado por baterías y SCs. De acuerdo con la Fig. 2.6, el algoritmo puede tomar en cuenta parámetros predefinidos ($SOC_{bat,sup}$, $SOC_{bat,inf}$, $SOC_{sc,sup}$ y $SOC_{sc,inf}$) y la medición de variables como: SOC_{bat} , SOC_{sc} , $P_{sc,ref}$, $P_{bat,ref}$, el conocimiento del perfil de P_{dem} , y la producción de la fuente renovable, P_{gen} . Esto, para determinar a $*P_{sc,ref}$ y $*P_{bat,ref}$, los cuales aseguran que los sistemas *ESS* operen en regiones seguras de carga/descarga. Además, de evitar fuertes picos de demanda en las baterías al mismo que prolongar la vida útil de las mismas y obtener dimensionamientos más adecuados. Las potencias $*P_{sc,ref}$ y $*P_{bat,ref}$ son procesadas mediante controladores *PI* para determinar las señales de activación d_{sc} y d_{bat} de los convertidores *dc-dc* bidireccionales del sistema *HESS*. Bajo este esquema el inversor *dc-ac* y el sistema *HESS* se utilizan para regular el bus de *dc* al mismo tiempo que mantener estable la red eléctrica. En el diseño del algoritmo *EMS* también

se puede considerar que la constante del filtro lineal pueda ser adaptativa para contribuir a un mejor balance de energía.

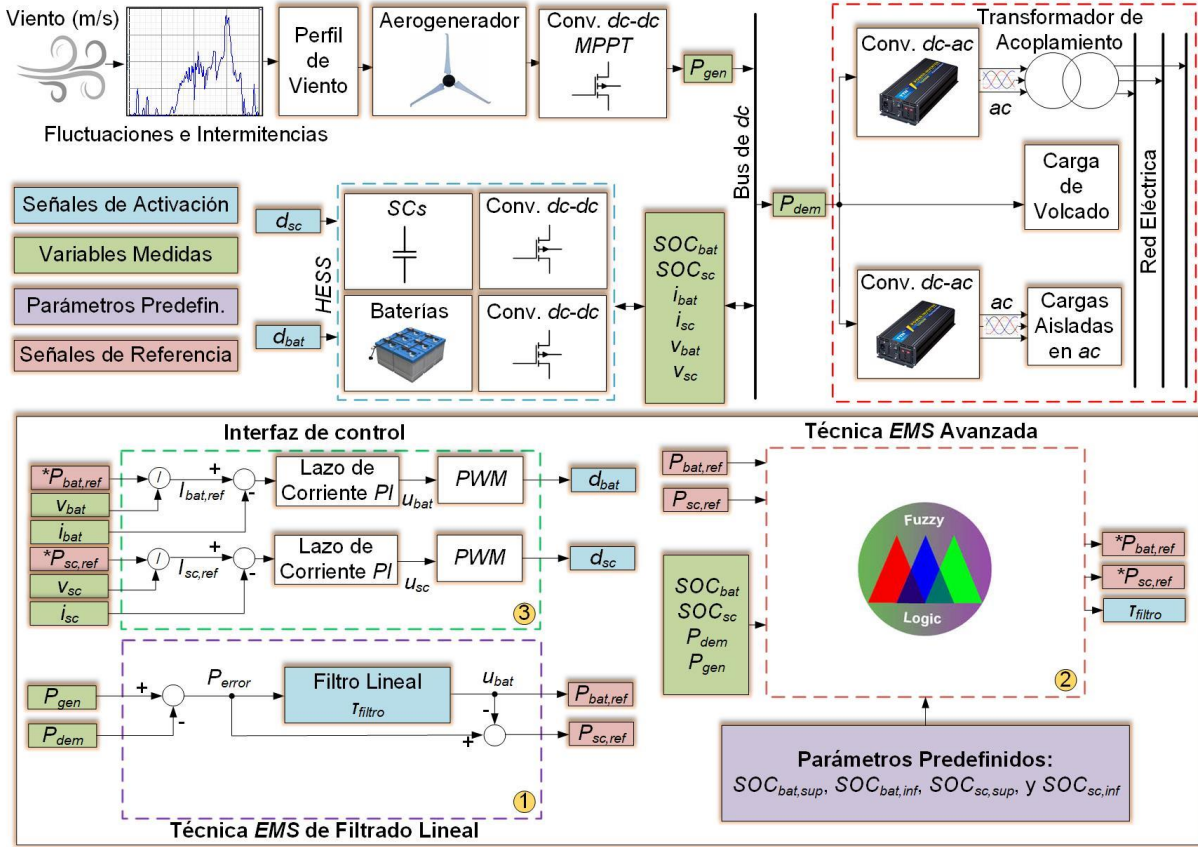


Fig. 2.6 Generalización de la técnica EMS de lógica difusa.

Un algoritmo EMS para controlar la gestión del flujo de potencia entre los SCs y las baterías fue presentado por Cabrane *et al.* [50]. El cual combinó la técnica EMS de filtrado lineal con la de lógica difusa para lograr un enfoque de control supervisorio. Este enfoque adecuaba los valores de referencias $i_{smes,ref}$ e $i_{bat,ref}$ determinados por la técnica EMS de filtrado lineal. El proceso de adecuación se determina considerando el SOC_{sc} y SOC_{bat} para mantener a los dos sistemas ESS dentro de un límite de carga del 25% al 95%. Esto, conduce a los mismos beneficios mostrados en el esquema de la Fig. 2.6.

En la Fig. 2.7 se generaliza el enfoque de Cabrane aplicado al sistema WECS equipado con baterías y SCs. El algoritmo EMS toma en cuenta parámetros predefinidos ($SOC_{bat,sup}$, $SOC_{bat,inf}$, $SOC_{sc,sup}$ y $SOC_{sc,inf}$) y la medición de variables como: SOC_{bat} y SOC_{sc} . En este enfoque solo el sistema HESS es responsable de mantener regulado el bus de dc dentro de

límites seguros. Además, de que la cantidad de energía ($i_{smes,ref}$ e $i_{bat,ref}$) que deberá de suministrar o absorber los SCs y las baterías, se determina con base en la técnica *EMS* de filtrado lineal. El sistema difuso adecúa esta cantidad de energía en los valores $i_{smes,ref}$ e $i_{bat,ref}$, los cuales son procesados por dos lazos internos de corriente *PI* que determinan las señales de control d_{sc} y d_{bat} de los convertidores *dc-dc* bidireccionales del sistema *HESS*.

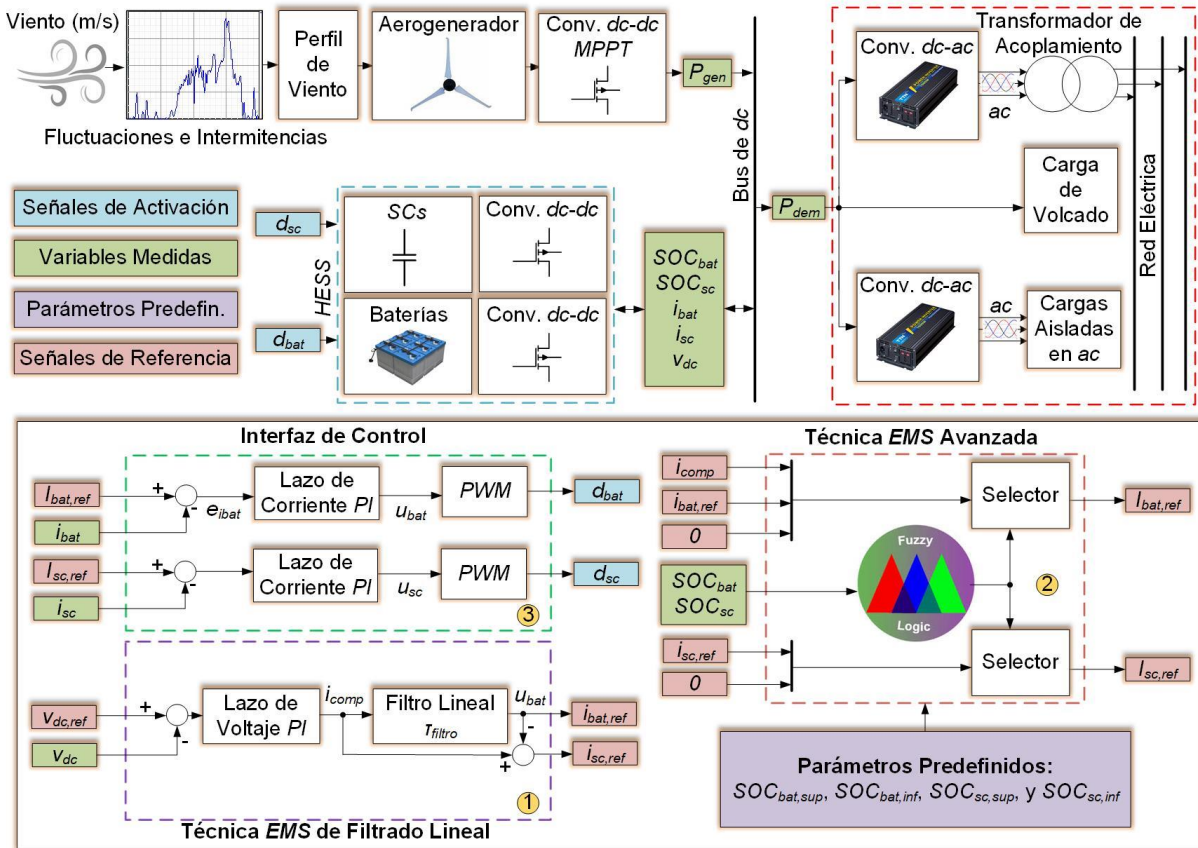


Fig. 2.7 Generalización de la técnica *EMS* de FL con enfoque de control supervisorio.

Con la finalidad de hacer notar la importancia de la técnica *EMS* de lógica difusa como medio de solución en aplicaciones de gestión de energía, a continuación se cita a los siguientes autores por aplicación y tipo de sistema *ESS*:

- García *et al.* [51], energía eólica y *PV* con sistemas *ESS* con base en el hidrógeno y baterías.
- Zhao *et al.* [52], en Derrouazin *et al.* [53] y en Roumila *et al.* [54], *DG* con sistema *ESS* con base en baterías.

- Toshifumi *et al.* [55], energía eólica con sistemas ESS con base en baterías y en un dispositivo SMES.
- Erdinc *et al.* [56], vehículo eléctrico con celda de combustible y sistema ESS con base SCs y baterías.

2.1.4 Optimización Fuera de Línea

Chong *et al.* [57] presentaron un sistema híbrido basado en SCs y baterías en topología semiactiva con un bus de dc para gestionar el flujo de potencia de un sistema de energía solar. Esto, mediante un algoritmo EMS que utiliza un sistema difuso y operando bajo el esquema mostrado en la Fig. 2.6, pero con modificaciones. Las funciones de membresías de este sistema difuso fueron optimizadas mediante el algoritmo de optimización por enjambre de partículas (PSO, *Particle Swarm Optimization*). El algoritmo PSO consideró como función de costo, el minimizar la corriente máxima de las baterías tomando en cuenta la predicción del perfil de irradiación solar y la carga. Las modificaciones consisten en que el filtro lineal se utiliza para determinar las componentes de potencia de baja frecuencia, P_{lf} . Esta componente y el SOC_{sc} son las entradas al sistema difuso. La salida del sistema difuso se suma a P_{lf} para determinar la potencia necesaria, $P_{sc,opt,t}$, con que los SCs deben absorber o suministrar hacia el bus de dc al mismo tiempo que disminuir los picos de corriente de las baterías y auxiliar a mantener estable el voltaje v_{dc} del bus. Este algoritmo se comparó contra un sistema de energía eólica asociado a baterías, donde el control de gestión de su flujo de potencia se realizó vía un algoritmo EMS convencional que utilizó las técnicas EMS de B/M-L y de filtrado lineal. El algoritmo propuesto redujo la corriente máxima de las baterías, la potencia máxima de las baterías, el valor absoluto máximo de la tasa de cambio de potencia y el valor absoluto promedio de la tasa de cambio de potencia en un 16.05%, 15.19%, 77.01% y 95.59%, respectivamente. Lo anterior en comparación con el sistema de energía eólica que usa solo baterías. Adicionalmente, el algoritmo propuesto, comparado con el algoritmo EMS convencional, aumentó el nivel de utilización de los SCs hasta en un 687.122%.

El sistema de energía eólica y generador de diésel asociado a un arreglo de baterías, propuesto por Gan *et al.* [58], utilizó el enfoque de programación lineal (LP, *Linear Programming*) para dimensionar óptimamente el arreglo de las baterías. La función de costo considerada como objetivo de control, fue el uso mínimo de combustible diésel tomando en

consideración el perfil de generación de la energía eólica y demanda de carga. La técnica *LP* puede ser aplicada también a sistemas híbridos con base en un *PV* y energía eólica para la optimización del arreglo de los sistemas *ESS*, según lo presentado por Luna *et al.* [59].

Herrera *et al.* [60] utilizaron algoritmos genéticos (*GA*, *Genetic Algorithm*) para optimizar el desempeño de un algoritmo *EMS* que controla la gestión del flujo de potencia de un vehículo de tren ligero con base en baterías y *SCs*. Esto para minimizar el costo operativo diario del tranvía dentro de zonas sin catenaria. Para la optimización, la función de costo consideró términos económicos que corresponden a los costos relacionados con la energía absorbida de la catenaria, los costos de ciclo de vida de las baterías y *SCs*, la degradación de las baterías y los *SCs*. Este estudio demostró una reducción de costo operativo del 13.9% (*SCs* y baterías) comparado con un escenario base (sistema de almacenamiento basado en *SCs*).

Herrera *et al.* [61] emplearon el *GA* para optimizar un algoritmo *EMS* que utiliza una técnica *EMS* de *B/M-L* para reducir el costo de operación de un vehículo híbrido asociado a un sistema *HESS* con base en *SCs* y baterías. El *GA* determinó óptimamente los niveles de control (ejemplo: SOC_{bat} y SOC_{sc}) que se utilizaron en el diseño de reglas del algoritmo *EMS*. La función de costo considerada como objetivo de control fue minimizar el costo de operación del vehículo eléctrico tomando en cuenta la reducción del consumo de combustible y el costo de degradación de las baterías.

La optimización de un algoritmo *EMS* que utiliza una técnica *EMS* de *B/M-L* mediante programación dinámica (*DP*, *Dynamic Programming*) fué presentada por Grizzle [62]. El procedimiento de optimización, comenzó definiendo una función de costo para minimizar la combinación de consumo de combustible y emisiones de óxidos de nitrógeno (NO_x , *Nitrogen Oxides*), las cuales son seleccionadas durante un ciclo de conducción. La *DP* se utilizó para encontrar las acciones de control óptimas sujetas a una restricción de SOC_{bat} . A través del análisis del comportamiento de las acciones de control de *DP*, el autor logró extraer nuevas reglas casi óptimas para el diseño del algoritmo *EMS*. Xiaofeng *et al.* [63] presentaron también la optimización con *DP*, a diferencia del autor Grizzle, la *DP* se utilizó para optimizar un algoritmo *EMS* basado en el control predictivo para controlar la gestión del flujo de potencia de un vehículo eléctrico con base en *SCs* y baterías. Para el proceso de optimización fue necesario conocer parcialmente una ruta.

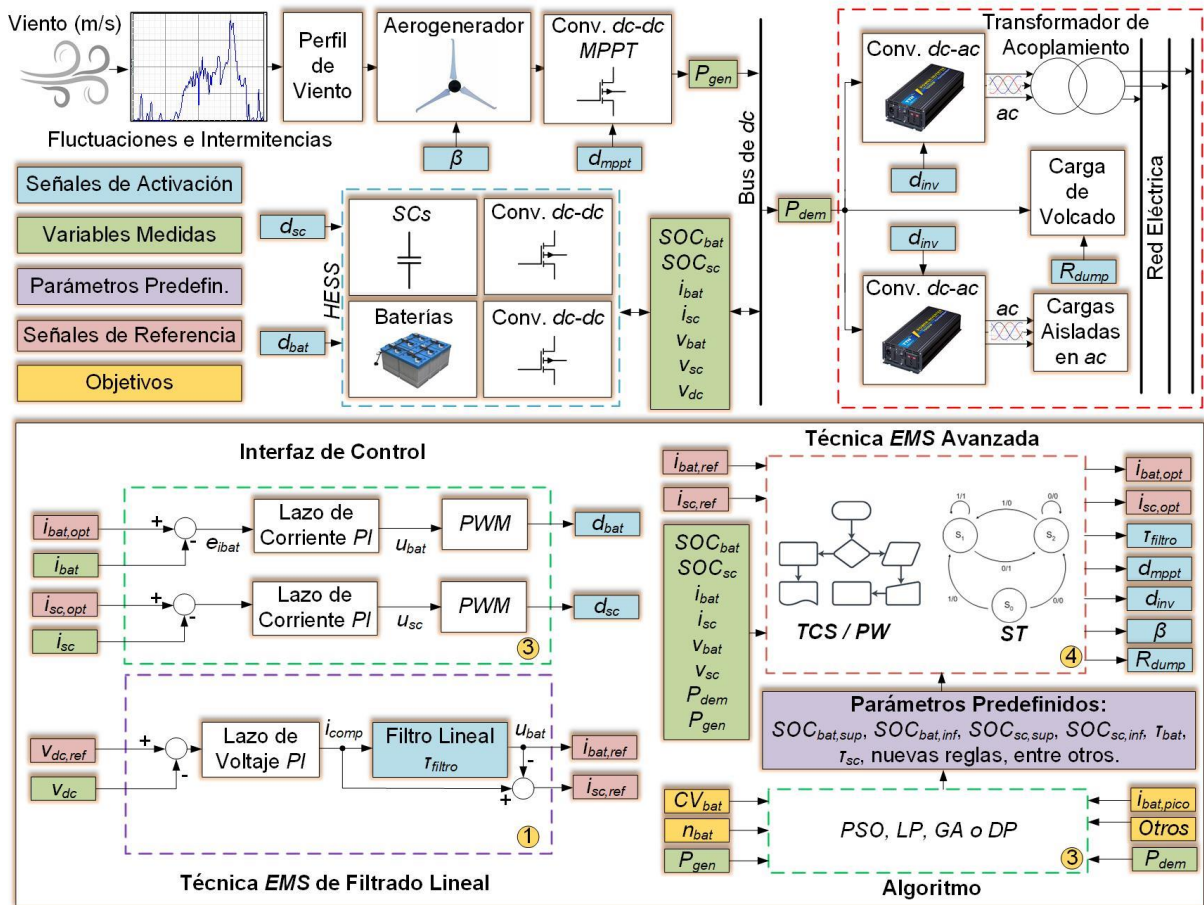


Fig. 2.8 Enfoque de PSO, LP, GA y DP aplicado a técnicas EMS de lógica bivaluada/multivaluada.

Considerando un algoritmo de gestión de energía que utiliza las técnicas EMS de lógica bivaluada/multivaluada o de FL así como un sistema eólico con base en baterías y SCs. Entonces, se puede tratar de generalizar la idea principal de los algoritmos PSO, LP, GA y DP como medio de optimización de las técnicas EMS, tal y como se puede apreciar en las Figs. 2.8 y 2.9.

De acuerdo con las Figs. 2.8 y 2.9, las funciones de costo se diseñan para maximizar o minimizar objetivos de control en las baterías, tales como: ciclo de vida, CV_{bat} , eficiencia, η_{bat} , picos, $i_{bat,pico}$, entre otros. También, el considerar el conocimiento previo del perfil de P_{dem} y P_{gen} durante el proceso de optimización puede arrojar como resultado parámetros de control y nuevas reglas más óptimas para las técnicas EMS de B/M-L, así como la optimización de los parámetros de las funciones de membresía de las técnicas EMS de lógica difusa.

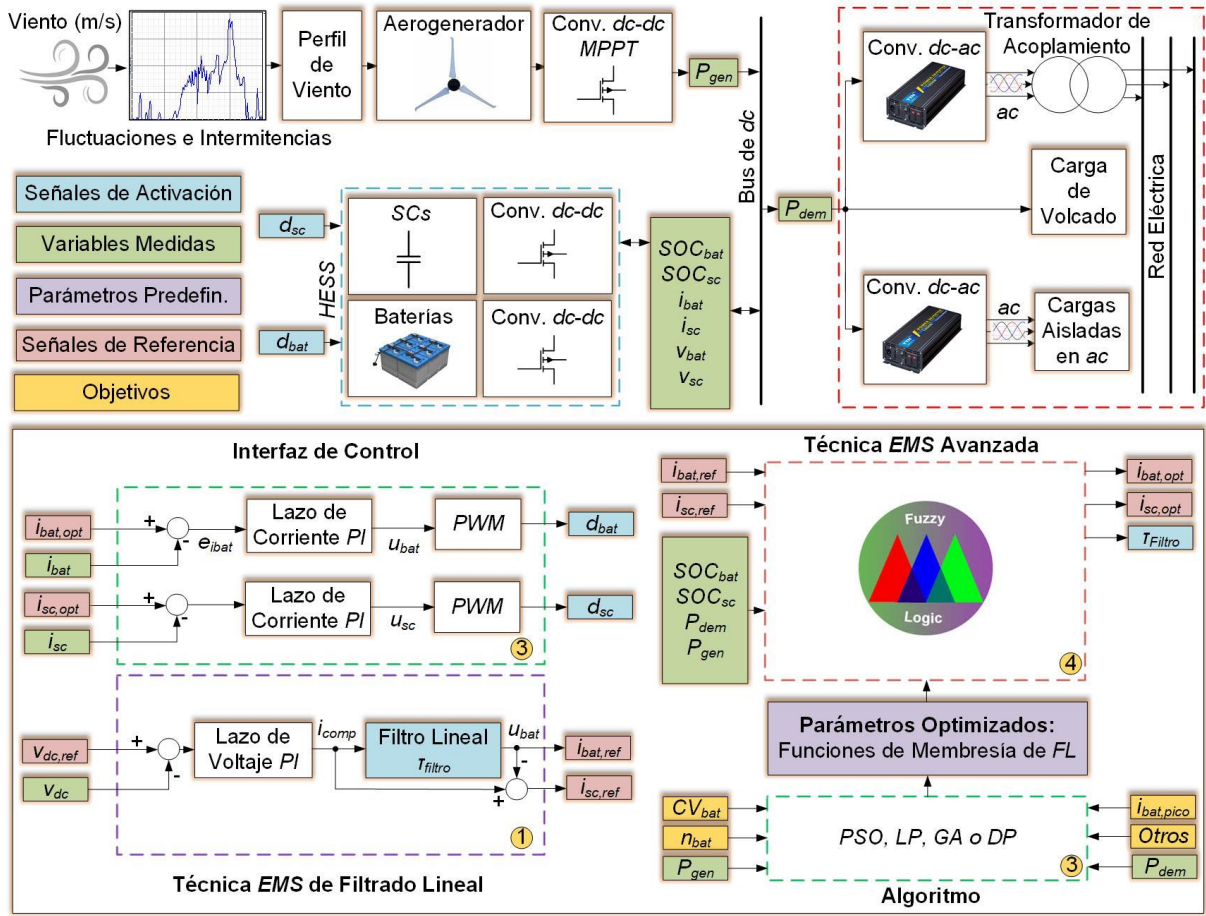


Fig. 2.9 Enfoque de PSO, LP, GA y DP aplicado a técnicas EMS de lógica difusa.

2.1.5 Optimización en Línea

Shen *et al.* [64] presentaron un modelo preciso del convertidor reductor-elevador *dc-dc* bidireccional que incluye tanto las pérdidas de conducción como las pérdidas de conmutación. Esto, para proporcionar información sobre el control de gestión del flujo de potencia de un vehículo eléctrico asociado a SCs y baterías en topología semiactiva. Los autores formularon un problema de optimización multiobjetivo con base en el modelo preciso, el cual se resolvió numéricamente mediante *DP* para varios conjuntos de datos de ciclo de conducción para optimizar la distribución del flujo de potencia al mismo tiempo que prolongar la vida útil de las baterías y reducir las pérdidas de potencia de los sistemas *ESS*. Los resultados de *DP* fueron utilizados para entrenar una red *ANN*, la cual fue integrada en el algoritmo *EMS*. Esta red *ANN* y el valor SOC_{sc} fueron utilizados para determinar la corriente óptima, $i_{sc,opt}$, con que los SCs deben participar durante la distribución del flujo de potencia. En este estudio, las corrientes de

referencia e $i_{sc,opt}$ son procesadas mediante interfaces de control *PI*. Los resultados de estos procesos son pasados por moduladores *PWM*, los cuales finalmente determinan las señales de activación para los convertidores *dc-dc* bidireccionales de los sistemas *ESS*. En esta aplicación la batería mantiene la regulación de v_{dc} bajo límites seguros de operación, debido a que ésta se encuentra en conexión pasiva. Los autores estimaron que el algoritmo *EMS* propuesto amplía la vida útil de la batería en más del 60%, lo que supera en gran medida a los algoritmos *EMS* que utilizan técnicas *EMS* basadas en reglas.

Mixon *et al.* [65] evaluaron un sistema *HESS* de *SCs* y baterías en topología semiactiva y con un sistema regenerativo de energía. Los autores diseñaron dos algoritmos *EMS*, el primero utilizó la técnica *EMS* con base en reglas y el segundo la técnica *EMS* de *ANN* considerando parámetros como SOC_{bat} , SOC_{sc} , velocidad del vehículo, V_{veh} , y P_{dem} . El objetivo de haber empleado en este estudio dos técnicas *EMS*, fué para demostrar cómo cada algoritmo *EMS* puede optimizar el control de gestión del flujo de potencia en todo el sistema en términos de kilómetros recorridos por cada kilowatt-hora utilizado. El primer algoritmo demostró un rendimiento de 3.25 km/kW-hr, mientras que el segundo de 3.36 km/kW-hr. Ambos resultados fueron contrastados con sólo utilizar baterías sin ningún tipo de hibridación y sistema regenerativo de energía, encontrando un resultado de 2.61 km/kW-hr. Una aplicación similar se revisó con Marie-Freanchoise *et al.* [66], solo que en este caso, el algoritmo *EMS* integró la función de interfaz de control con la técnica *EMS* de *ANN*. Capizzi *et al.* [67] presentaron un algoritmo de gestión de energía y el modelado de un banco de baterías con base en las redes neuronales recurrentes para la estimación del flujo de potencia óptimo con que el banco de baterías debe participar considerando a P_{dem} , SOC_{bat} y P_{gen} . El objetivo/beneficio de este estudio fue determinar el banco óptimo de baterías para que el SOC_{bat} opere dentro de límites seguros para condiciones de largo y corto plazo.

Baciu y Livint [68] presentaron un algoritmo *EMS* para suplir los picos de demanda y el flujo de potencia promedio de un vehículo eléctrico asociado a un sistema *HESS* con base en *SCs* y baterías. El algoritmo *EMS* combinó dos técnicas *EMS*, la primera fue la de redes neuronales basadas en el método autoregresivo no lineal con entrada externa (*NARX*, *Nonlinear Autoregressive with External Input*) y la segunda, la transformada de wavelet. El resultado de utilizar esta combinación, fue predecir la descomposición de las componentes de potencia de alta y baja frecuencia, las cuales fueron utilizadas como señales de referencia para los convertidores *dc-dc* bidireccionales de los *SCs* y baterías.

Considerando lo presentado por Shen *et al.* [64] y Mixon *et al.* [65], en el esquema de la Fig. 2.10 se trata de mostrar y generalizar un algoritmo de gestión de energía basado en la técnica EMS de ANN para un sistema eólico con base en una conexión semiactiva de baterías y SCs. En este esquema, las baterías son las responsables de mantener el v_{dc} del bus dentro de límites seguros al mismo tiempo que el algoritmo determina la corriente $i_{sc,opt}$ que debe procesar el controlador PI de los SCs para ayudar a mantener el SOC_{bat} dentro de límites seguros de operación así como de reducir los picos de corrientes de las baterías. Los datos de entrenamiento para la ANN pueden generarse con el controlador PI de corriente u otro tipo de interfaz de control, de tal forma que se registren históricos de resultados en variables como: SOC_{bat} , SOC_{sc} , u_{sc} , P_{dem} , P_{gen} , entre otras, bajo un perfil conocido de viento en un sitio dado.

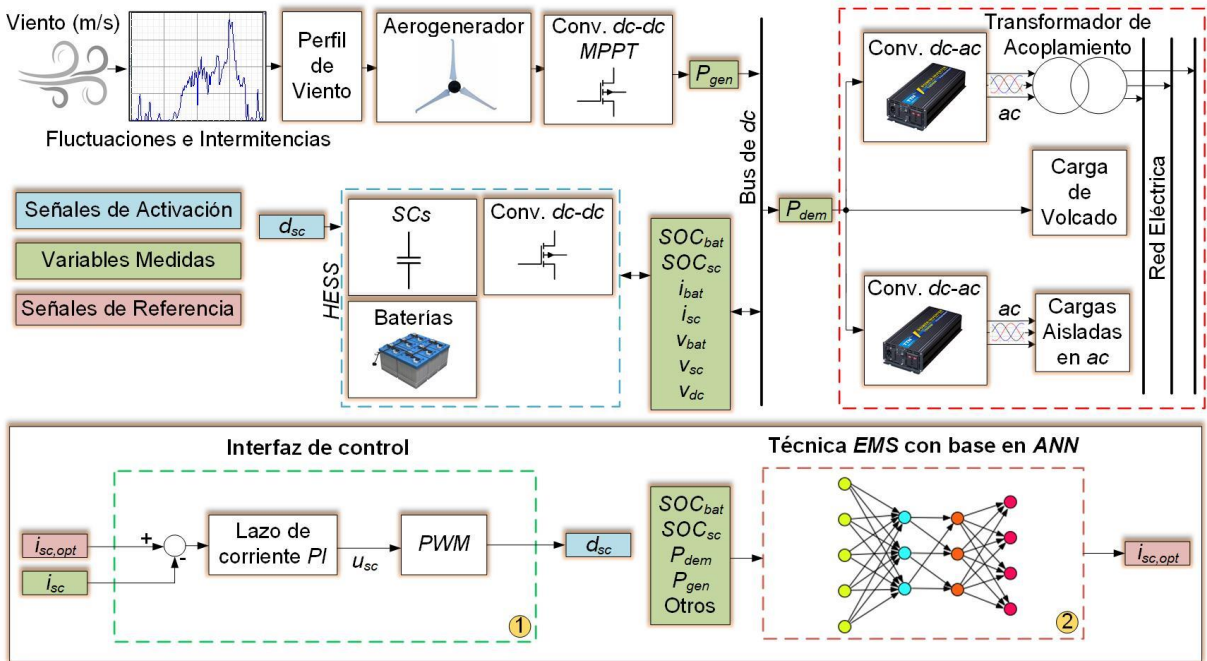


Fig. 2.10 Generalización de la técnica EMS basada en ANN en sistema eólico.

Un sistema HESS con base en SCs y baterías en topología activa, fue presentado por Fung *et al.* [69] para suplir los picos de demanda de potencia de un vehículo eléctrico. El algoritmo EMS utilizó una técnica EMS con dos sistemas neuro difusos (*Neuro-Fuzzy*). El primer sistema se utilizó para asignar los niveles de $P_{sc,opt}$ y $P_{bat,opt}$ durante el proceso de aceleración teniendo como objetivo el mantener el SOC_{bat} en límites seguros y minimizar el error entre la velocidad deseada por el usuario y la actual. El segundo sistema se diseñó para transmitir la potencia desde las ruedas mediante el concepto de frenado regenerativo hacia los SCs, manteniendo como objetivo la adecuada transferencia y no propiciar estados de sobrecarga. El algoritmo

EMS fue probado con y sin datos de entrenamiento (velocidad deseada y velocidad actual) para el controlador *Neuro-Fuzzy*, los cuales fueron obtenidos por simulación. Los autores demostraron que con su algoritmo *EMS* entrenado, el SOC_{bat} fue 6.1% más alto que en comparación de utilizar el algoritmo *EMS* sin entrenamiento.

El enfoque *Neuro-Fuzzy* también ha sido utilizado por Varghese y Reji [70] en un sistema solar y eólico, solo que a diferencia de Fung *et al.* [69], en este caso fue empleado para generar los valores de referencia óptimos para el *MPPT* de la fuente renovable.

El algoritmo *EMS* presentado por Chia *et al.* [71] y Nothingham *et al.* [72] utilizó como técnica *EMS* avanzada, un enfoque vía máquina de vectores de soporte (*SVM*, *Support Vector Machines*). Este algoritmo fue utilizado para el control óptimo de la gestión del flujo de potencia de un sistema solar equipado con un sistema *HESS* de *SCs* y baterías. Una contribución importante de esta propuesta fue que el sistema *HESS* operó libre de convertidores *dc-dc* bidireccionales. La *SVM* se entrenó con 5 perfiles de carga/descarga conocidos para predecir valores futuros cercanos del flujo de potencia del sistema *HESS*. Al adelantarse al comportamiento del flujo de potencia es posible activar los *SCs* mediante un interruptor para disminuir los picos fuertes de carga/descarga en las baterías al mismo tiempo que prolongar su ciclo de vida y mantener un costo bajo. Esto último, debido a que se han eliminado los convertidores *dc-dc* bidireccionales. Este algoritmo podría funcionar en el esquema presentado en la Fig. 2.10, sólo se tendría que retirar el convertidor *dc-dc* bidireccional para los *SCs*, la interfaz de control e instalar interruptores rígidos para los *SCs* y las baterías. La activación de ambos sistemas *ESS* sería mediante el algoritmo *EMS* basado en *SVM*.

El modelo de control predictivo no lineal (*NMPC*, *Nonlinear Model Predictive Control*) fue presentado por Dizqah *et al.* [73] como técnica *EMS* para el diseño del algoritmo *EMS*. Los objetivos de este estudio fueron controlar el flujo de potencia entre una conexión activa de baterías y un sistema eólico-solar así como de minimizar las perturbaciones de v_{dc} y mantener el SOC_{bat} dentro de límites seguros. El algoritmo *EMS* se diseñó considerando múltiples entradas (velocidad de viento, irradiación solar, v_{dc} y predicción de P_{dem}) y salidas (β , $d_{mppt,eólico}$, d_{bat} y $d_{mppt,solar}$) para obtener un control de gestión de flujo de potencia coordinada vía la regulación de β , el *MPPT* solar y eólico.

El algoritmo *EMS* presentado por Liu *et al.* [74] utilizó una técnica *EMS* con base en el modelo de control predictivo (*MPC*, *Model Predictive Control*) para el control de gestión del

flujo de potencia de un sistema *HESS* con base en *SCs* y baterías en topología activa. El algoritmo *EMS* logró prolongar la vida útil de las baterías con la adecuada división de componentes de potencia de alta y baja frecuencia que deben ser suministradas o absorbidas por el sistema *HESS*. En el diseño del *MPC* se consideraron entradas como la corriente total demandada, i_{dem} , por el bus de *dc*, i_{sc} , i_{bat} , i_{dc} . Con base en estas entradas el controlador *MPC* determinó las señales de activación necesarias para los *SCs* y las baterías para cubrir a i_{dem} .

La estrategia anterior fue utilizada en un sistema de *FC* por Amin [75] para el control de gestión del flujo de potencia en un sistema *HESS* con base en baterías y *SCs* en topología activa. A diferencia que Liu *et al.* [74], el *MPC* determinó las corrientes de referencia óptimas para las baterías, $i_{bat,opt}$, los supercapacitores, $i_{sc,opt}$ y celda de combustible, $i_{fc,opt}$. Una interfaz de control de corriente por histéresis utilizó las corrientes de referencia para determinar las señales de activación d_{bat} , d_{sc} y d_{fc} , manteniendo de esta forma, la distribución óptima del flujo de potencia en el sistema *HESS* al mismo tiempo que regular el bus de *dc* dentro de límites seguros.

De acuerdo Liu *et al.* [74] y Amin [75], en la Fig. 2.11 se muestra la generalización de la idea de utilizar un algoritmo de gestión de energía basado en *MPC* para un sistema eólico con *SCs* y baterías en topología activa. Bajo esta idea, el algoritmo *EMS* estima a las corrientes de referencia $i_{bat,opt}$ e $i_{sc,opt}$, las cuales son procesadas por interfaces de control *PI*. La estimación se realiza mediante parámetros de entrada como: v_{dc} , i_{dem} , v_{sc} y v_{bat} . Los controladores *MPC* suelen optimizarse con base en las restricciones ($SOC_{bat,sup}$, $SOC_{bat,inf}$, $SOC_{sc,inf}$, $SOC_{sc,sup}$) y costos (eficiencia, picos de corriente máximos, entre otros) para lograr corrientes de referencia más óptimas.

Kolimalla *et al.* [76] propusieron mejorar lo presentado por ellos mismos en Kolimalla *et al.* [20], lo cual consistió en desarrollar un algoritmo *EMS* que considera un control adaptivo en tiempo real (*ARTC, Adaptive Real-Time Control*) para el limitador de tasa de carga/descarga con la finalidad de establecer los ritmos óptimos de carga/descarga para las baterías. Sin el actual controlador, la salida del controlador *PI* del lazo de corriente para las baterías provocaría rápidas tasas de carga y descarga. Esto conduciría en cambios rápidos del SOC_{bat} de la batería al mismo tiempo que su vida útil se vería afectada de forma negativa. Las tasas de ajuste del limitador se basaron en las tasas máximas de descarga/carga de la batería dadas por fabricante y P_{dem} .

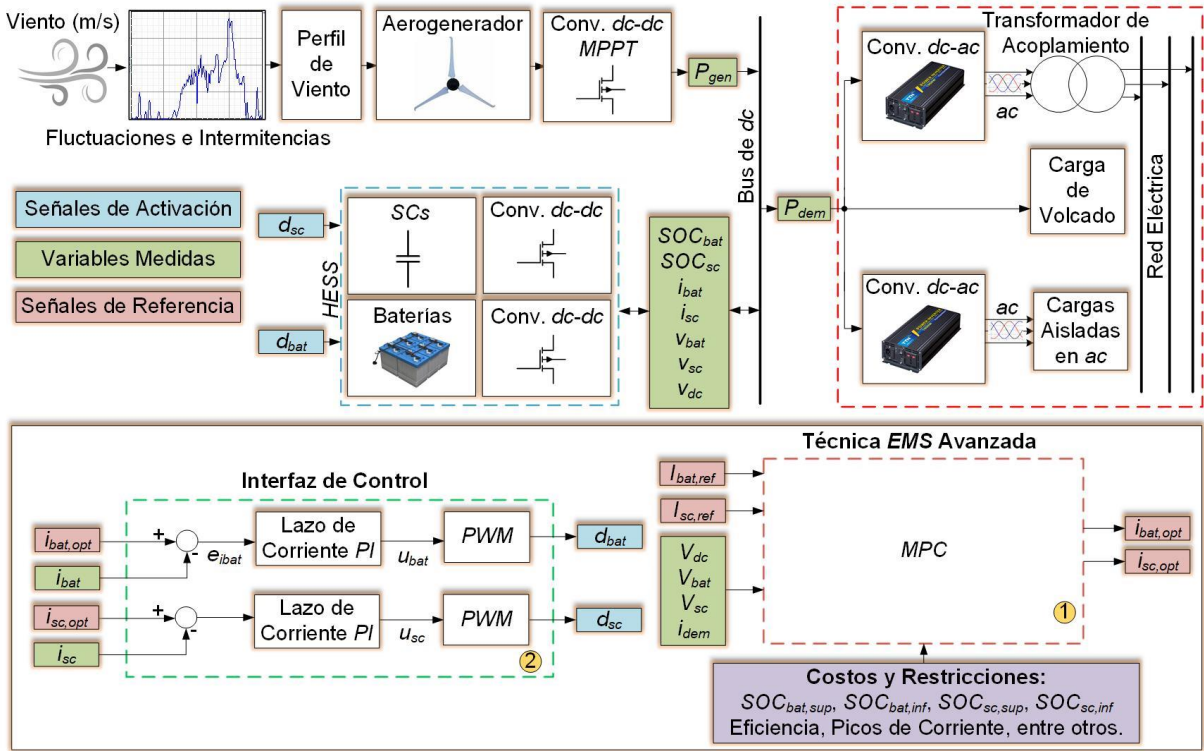


Fig. 2.11 Generalización la técnica EMS basada en MPC para sistema eólico.

Inspirados en la técnica *EMS* de filtrado lineal aplicada a un sistema *HESS* con base en baterías y SCs en topología activa, Zhang *et al.* [77] presentaron un algoritmo *EMS* que utilizó una técnica *EMS* adaptativa en tiempo real. Esta técnica se basó en la frecuencia de aislamiento de componentes de potencia de alta y baja frecuencia. La frecuencia de aislamiento se ajustó adaptativamente en tiempo real para determinar a $i_{bat,opt}$ e $i_{sc,opt}$.

Un algoritmo *EMS* que utilizó la técnica adaptativa de impedancia virtual, fue presentada por Zhang y Li [78], además, de Zhao *et al.* [79]. Este algoritmo demostró que puede ajustar en tiempo real el control de gestión del flujo de potencia de los SCs y baterías, considerando parámetros como el SOC_{sc} y SOC_{bat} . El algoritmo utilizó un bucle de impedancia mediante una resistencia y un condensador virtual conectados en serie entre los convertidores *dc-dc* bidireccionales de los sistemas *ESS* y el bus de *dc*. Al modificar los valores de la resistencia y el condensador virtual se puede lograr el ajuste de las corrientes de referencia de los SCs y baterías. Lo anterior, con la finalidad de prolongar la vida útil de las baterías y operar su SOC en regiones seguras.

Con la finalidad de hacer notar la importancia de las técnicas de optimización en línea como medio de solución en aplicaciones de gestión de energía, a continuación se cita a los siguientes autores por aplicación y tipo de sistema *ESS*:

- Hajizadeh y Golkar [80], celda de combustible hibridada con sistema *ESS* con base en baterías.
- Wang *et al.* [81], sistema *PV* con sistema *ESS* con base en baterías.
- Hredzak *et al.* [82] y en Baumann *et al.* [83], sistema *HESS* con base en baterías y *SCs*.
- Abbey *et al.* [84], energía eólica con 2 sistemas *ESS* generalizadas.
- Han *et al.* [85], energía eólica con sistema *ESS* con base en baterías.
- Deng *et al.* [86], energía eólica con sistema *ESS* con base en baterías.
- Vicenc *et al.* [87], vehículo híbrido con celda de combustible y sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Cheng *et al.* [88] y en Santucci *et al.* [89], vehículo eléctrico con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Xiaolei *et al.* [90], energía eólica y solar con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.
- Mao *et al.* [91], *DG* con sistemas *ESS* con base en baterías y *SCs*.

2.2 Análisis Comparativo

Algoritmos de gestión de energía que utilizan las técnicas *EMS* básicas se caracterizan por su fácil y práctica implementación. Esto es debido a que se pueden resolver con algunos puntos de suma y/o filtros lineales así como con un número reducido de sensores (de 1 a 3). Como resultado de esto, la complejidad computacional de la estimación de las señales de control del algoritmo *EMS* es baja. En términos de la notación asintótica, *Big-O*, la complejidad computacional baja se le denomina de tipo $O(1)$, donde el valor de 1 representa el tipo de operaciones con que se resuelven este tipo de algoritmos. Esta baja complejidad, $O(1)$, permite una implementación en tiempo real del algoritmo *EMS* sin requerir del conocimiento previo del modelo matemático del sistema (eólico, solar, etc.), ni del perfil de generación y/o demanda

eléctrica. Sin embargo, las técnicas *EMS* básicas plantean tres desventajas importantes. La primera es que suelen diseñarse para operar adecuadamente sobre un punto de potencia nominal del sistema. La segunda es que no toman en consideración el SOC de las baterías y/o SCs al mismo tiempo que se asume que siempre pueden absorber o descargar energía, es bien sabido que esta condición en la realidad no existe. La tercera es que este tipo de técnicas solo ofrecen buenos rendimientos a corto plazo. Por lo tanto, las técnicas *EMS* básicas ofrecen desde un control pobre a limitado de la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS*.

Algoritmos de gestión de energía basados en técnicas *EMS* de *BIM-L* vía reglas, surgen para tratar de superar las desventajas de las técnicas *EMS* básicas. Esto es debido principalmente a que en el diseño de sus reglas se considera parámetros eléctricos de los sistemas *ESS* tales como el $SOC_{bat,sup}$, $SOC_{bat,inf}$, $SOC_{sc,sup}$ y el $SOC_{sc,inf}$ para obtener un control razonable de la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS*. Desde que las reglas de este tipo de algoritmos son implementadas vía tablas de búsqueda o mediante reglas de tipo “*if-then*” y de que el mínimo número de sensores requeridos para resolverlo suelen ser ≥ 3 , su complejidad computacional de estimación de las señales de control se mantiene baja. De aquí, que este tipo de algoritmos pueden cumplir con los requerimientos de una implementación en tiempo real sin requerir del conocimiento previo del modelo matemático del sistema para su diseño, ni del perfil de generación y/o demanda eléctrica. Sin embargo, este tipo de algoritmos presenta tres desventajas importantes. La primera, es que sus reglas están diseñadas con base en el estado inicial de operación de los sistemas *ESS* al mismo tiempo de que no pueden representar reglas imprecisas tales como mucho SOC, poco SOC y/o muy bajo SOC. Esta desventaja ocasiona que no se refleje con precisión las condiciones reales de operación de los sistemas *ESS* para largos periodos de tiempo e impacta de forma negativa en su vida útil. La segunda desventaja, es que la transición entre sus diferentes reglas se considera de manera instantánea o rígida, lo que resulta en impulsos acompañados de oscilaciones en las variables de control del sistema. La tercera desventaja, es que es difícil de abordar aspectos no lineales de los sistemas renovables en el diseño de sus reglas, tales como regiones de saturación, tiempos muertos, histéresis, entre otros.

Por las desventajas anteriores, surgen los algoritmos de gestión de energía basados en las técnicas *EMS* de lógica difusa. El modelo matemático del sistema difuso que se utiliza en este tipo algoritmos se implementa mediante condiciones “*if-then*” y funciones de membresía que representan apropiadamente reglas de tipo imprecisas y/o cuestiones de razonamiento a un

nivel superior. De aquí, que la transición entre sus diferentes reglas resulta en una operación más suavizada y flexible que en comparación con las reglas de tipo de *B/M-L*. Debido a lo anterior, el control $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* se considera como bueno. La complejidad computacional de la estimación de las señales de control en este tipo de algoritmos es media, la cual se le denomina de tipo $O(n)$ en la notación *Big-O*. El término n representa el número de reglas, por lo tanto la complejidad de la estimación en este tipo de algoritmos crece linealmente con base en el número de reglas. Considerando que la complejidad es de tipo $O(n)$ y que el número mínimo de sensores para implementar este tipo de algoritmos son 5, su implementación en tiempo real no se ve comprometida. El modelo matemático del sistema difuso puede representar, manipular y usar datos e información que contienen incertidumbre no estadística o la vaguedad del lenguaje cotidiano a través del método de prueba y error o mediante el conocimiento del comportamiento del sistema. Lo anterior sin la necesidad de conocer a detalle el modelo matemático del sistema o del perfil de generación y/o demanda eléctrica.

La optimización fuera de línea puede resultar en nuevas y mejores reglas para los algoritmos *EMS* que utilizan *B/M-L* así como de optimizar las funciones de membresía en los algoritmos *EMS* implementados vía lógica difusa. De aquí, que la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* se considera como sobresaliente. Sin embargo, para el proceso de optimización es necesario conocer previamente los perfiles de generación y demanda eléctrica así como el modelo matemático del sistema. Por esta razón, estas técnicas no ofrecen una solución apropiada en tiempo real. La complejidad computacional de la estimación de las señales de control de algoritmos *EMS* optimizados fuera de línea varía de baja a alta. Esto es debido principalmente al número de reglas de la *B/M-L*, al número de reglas del sistema difuso o al tamaño de la señal analizada durante el proceso de optimización.

Dentro de la clasificación de optimización en línea se encuentran los algoritmos *EMS* que utilizan *ANN* o *Neuro-Fuzzy*, en los cuales sus modelos matemáticos son obtenidos vía el proceso de entrenamiento. Estos modelos pueden proporcionar la fuerza bruta que se requiere para acomodar e interpretar grandes cantidades de datos medidos o bien pueden interpretar estos datos a un nivel semántico superior. De aquí, que la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* es sobresaliente. La complejidad computacional de estimación de la señales de control en la notación *Big-O* de este tipo de algoritmos es de tipo $O(n)$, donde el término n representa el número de neuronas o el número de reglas utilizadas en el modelo *Neuro-Fuzzy*. De aquí que

este tipo de algoritmos conducen a una apropiada implementación en tiempo real y que su complejidad se considera como baja debido a que crece linealmente con base en el número de neuronas utilizadas en el modelo de *ANN* o el número de reglas utilizadas en el modelo *Neuro-Fuzzy*. Sin embargo, para establecer los modelos matemáticos de este tipo de algoritmos se requieren de grandes cantidades de datos para el proceso de entrenamiento, validación y prueba. Además, de que estos datos deben de generarse cuidadosamente a través de simulación o experimentación. Adicionalmente, si los datos provienen de simulación, entonces es necesario conocer el modelo matemático del sistema así como el perfil de generación y/o demanda eléctrica. Los algoritmos de gestión de energía basados en *SVM* heredan las ventajas de los basados en *ANN* y *Neuro-Fuzzy*. Sin embargo, este tipo de algoritmos conducen a una complejidad computacional de estimación de la señales de control alta, la cual se le denomina de tipo $O(n^2)$ en términos de la notación *Big-O*. Lo anterior, debido a que n representa la dimensión del vector de entrada al modelo *SVM*. Además, de que es necesario conocer el modelo matemático del sistema para el diseño del modelo.

Los algoritmos *EMS* con base en *MPC* presentan las mismas ventajas y desventajas de los basados en *SVM*, mientras que los basados en *ARTC* o en una técnica avanzada de separación de frecuencias solo difieren en la complejidad computacional de la estimación de las señales de control. Esta complejidad suele ser baja, $O(1)$, para el caso de los algoritmos *EMS* basados en *ARTC* y es debida a que el tiempo de su ejecución depende de operaciones como sumas algebraicas, integraciones y multiplicaciones. La complejidad para el caso de los algoritmos *EMS* basados en alguna técnica avanzada de separación de frecuencias suele ser alta, la cual se le denomina de tipo $O(n \log n)$ en términos de la notación *Big-O*. Esta complejidad alta se debe a que n representa la longitud de la señal analizada, lo cual conduce a un incremento del tiempo de ejecución en este tipo de algoritmos de tipo logaritmico. Los algoritmos *EMS* basados en *MPC* logran un control sobresaliente de $V_{e,c/d}$ debido a que pueden predecir el error al mismo tiempo que la señal de control se aplica al sistema. Además, de que se pueden incluir restricciones no lineales en el proceso de diseño del algoritmo, las cuales pueden ser orientadas a mejorar parámetros como la eficiencia del sistema, la capacidad de los actuadores, disminuir los picos de corriente en las baterías, entre otros. El control sobresaliente de $V_{e,c/d}$ en el sistema *HESS* de los algoritmos *EMS* basados en *ARTC* se debe a que están enfocados a actualizar constantemente parámetros del sistema, tales como la constante del filtro lineal, límites de *SOC*, valores de referencia, entre otros. Además, de que

su diseño se basa en métodos heurísticos y/o en combinación con alguna de las otras técnicas *EMS* discutidas previamente. El control sobresaliente de $V_{e,c/d}$ en el sistema *HESS* de los algoritmos *EMS* basados en una técnica avanzada de separación de frecuencias se debe principalmente a su naturaleza, la cual consiste en la separación detallada de las componentes de frecuencia de potencia con que el sistema *HESS* debe de participar para mitigar el desbalance de energía.

Con base en el análisis comparativo anterior y en la teoría de la complejidad computacional [92], en la Tabla 2.1 se presenta un concentrado de las ventajas y desventajas que pueden ofrecer las diferentes técnicas *EMS* en el diseño de un algoritmo de gestión de energía.

Tabla 2.1. Ventajas y desventajas de las técnicas *EMS*.

Técnicas <i>EMS</i>	SOC	^c Sens.	$V_{e,c/d}$ y Grado de Partición	^d Complejidad	¿Modelo?	¿Perfil G_e/D_e ?	¿Tiempo Real?
Básicas [12]–[29]	x	[1 – 3] <i>ES</i>	Pobre – Limit.	Baja: $O(1)$	x	x	✓
<i>B/M-L</i> vía Reglas [30]–[44]	✓	≥ 3 <i>ES/MS</i>	Razonable				
<i>FL</i> vía Reglas [45]–[56]		≥ 5 <i>ES/MS</i>	Bueno	Media: $O(n)$	✓	✓	x
Opt. Fuera de Lín. [57]–[63]			Sobresaliente	Baja – Media – Alta $O(1) - O(n) - O(n^3)$			
^a Opt. en Línea [64]–[70]				Media: $O(n)$			
^b Opt. en Línea [71]–[91]				Media – Alta $O(n \log n) - O(n^2)$	✓	x	✓

^a Modelos de *ANN* y *Neuro-Fuzzy*.

^b Modelos como el control predictivo, *SVM*, *ARTC* y métodos avanzados de descomposición de frecuencias.

^c Sensores eléctricos (*ES*, *Electrical Sensors*) y mecánicos (*MS*, *Mechanical Sensors*).

^d El término n representa:

- $O(n)$ → el número de reglas utilizadas en modelos de *FL* y *Neuro-Fuzzy*.
- $O(n)$ → el número de neuronas utilizadas en modelos de *ANN*.
- $O(n \log n)$ → la longitud de la señal analizada vía alguna técnica avanzada de separación de frecuencias.
- $O(n^2)$ → la longitud de la señal analizada con base en alguna técnica de control predictivo.
- $O(n^2)$ → la dimension del vector de entrada en modelos basados en *SVM*.
- $O(n)$ y $O(n^3)$ → la longitud de la señal analizada mediante alguna técnica de optimización fuera de línea.

^d Operaciones como sumas, multiplicaciones, divisiones y/o comparaciones conducen a una complejidad $O(1)$.

^e Se requiere del conocimiento del modelo matemático así como el perfil de G_e/D_e si los datos provienen de simulación.

Las ventajas y desventajas de la Tabla 2.1 consisten en: ¿consideran el SOC de los sistemas *ESS*?, número de sensores mecánicos y/o eléctricos necesarios para su implementación, control de la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* y del grado de participación de sus sistemas *ESS* alcanzado, tipo de complejidad computacional de la estimación, ¿requieren del

conocimiento del modelo matemático del sistema para implementarse?, ¿requieren del conocimiento del perfil de generación y/o demanda eléctrica para implementarse? y ¿pueden implementarse en tiempo real?.

Se deduce de la Tabla 2.1, que al diseñarse un algoritmo de gestión de energía vía una técnica *EMS* básica no se necesitaría del conocimiento del modelo matemático del sistema ni del perfil de G_e/D_e . Además, de que para implementarlo solo se necesitaría de 1 a 3 sensores eléctricos y que su complejidad computacional de estimación resultaría baja. Sin embargo, el control de la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* resultaría de pobre a limitado. También, se deduce que al diseñarse un algoritmo *EMS* con un control sobresaliente de la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* puede resultar en un incremento de la complejidad computacional de la estimación así como de la necesidad de conocer el modelo matemático del sistema y/o el perfil de G_e/D_e para el diseño del algoritmo.

En esta tesis se toma la decisión de diseñar el algoritmo *EMS* vía un enfoque basado en un sistema difuso en combinación con una máquina de estado. Las deducciones derivadas de la Tabla 2.1 y el análisis comparativo ayudan a sustentar el enfoque utilizado en el algoritmo *EMS* así como de ayudar a sustentar la tercer contribución de esta tesis. De aquí, que en la Tabla 2.2 se listan una serie de desventajas derivadas de las técnicas *EMS* así como sus principales motivos.

Es una tarea sumamente difícil el diseñar un algoritmo *EMS* que supere las desventajas mostradas en la Tabla 2.2. De aquí, que en el Capítulo 4 se presenta la metodología del enfoque planteado para el diseño del algoritmo *EMS* de un sistema *WECS* conectado a la red eléctrica convencional y asociado a un sistema *HESS* conformado por baterías y supercapacitores. Adicionalmente, se profundiza en la revisión y análisis de literatura relacionada con el enfoque planteado en el algoritmo de gestión de energía para terminar de sostener las desventajas listadas de la Tabla 2.2.

En el Capítulo 3 se presenta lo relacionado con el algoritmo *MPPT* con la finalidad de definir cual de los tres enfoques planteados para este algoritmo se integra en el sistema *WECS* y el algoritmo de gestión de energía. Esto con la finalidad de contribuir a sostener las desventajas mostradas en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Técnicas EMS: desventajas y sus motivos.

#	Desventaja	Técnicas EMS	Motivos
1	Algoritmo EMS de alta complejidad computacional	Programación dinámica [62], SVM [71][72], control predictivo [73]–[75]	La complejidad para SVM y control predictivo es de tipo $O(n^2)$, mientras que para programación dinámica es de tipo $O(n^3)$
2	Inadecuado balance de energía	Básicas [12]–[29]	El control de la $V_{e,c/d}$ del sistema HESS mediante este tipo de técnicas es de pobre a limitado
3	Impacto negativo en la vida útil de las baterías y su capacidad de carga	Básicas [12]–[29] y FL vía reglas [45]–[56]	Las técnicas EMS básicas conducen a altas tasas de corriente en las baterías durante una transición de carga a descarga o viceversa. Además, no consideran el SOC del sistema HESS. El diseño de un algoritmo EMS vía FL los rangos del SOC de los sistemas ESS fluctúan en rangos no definidos debido a su naturaleza de tipo difusa
4	No centran la atención en la PQ del sistema WECS al mismo tiempo que una operación MPPT de la turbina eólica durante los modos de operación y transición del algoritmo EMS	Básicas [12]–[29]	Presentan un control de la $V_{e,c/d}$ del sistema HESS de pobre a limitado, conduciendo a un impacto negativo en la PQ del sistema WECS, y debido a una ausencia de coordinación entre la WT y el algoritmo EMS no se garantiza una operación MPPT de la turbina

CAPÍTULO III

ALGORITMO DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)

Lograr un eficiente proceso del seguimiento del punto de máxima potencia de un sistema WECS vía un algoritmo MPPT, sigue siendo un reto difícil debido, principalmente, a la naturaleza fluctuante e intermitente del viento [93]. Los investigadores han analizado y desarrollado el algoritmo MPPT con base en diversos enfoques para extraer la máxima eficiencia aerodinámica de la turbina eólica [94]. Esta máxima eficiencia se relaciona directamente con un eficiente proceso MPPT y con la máxima potencia mecánica de la WT, la cual es transformada en electricidad por los sistemas de potencia de WECS al mismo tiempo que puede ser almacenada y/o transferida a la red eléctrica. Existen tres enfoques principales para el diseño del algoritmo MPPT. El primero es conocido como control de velocidad específica (*TSR, Tip Speed Ratio*) y consiste en regular la velocidad angular, Ω_m , en el rotor de la WT hasta alcanzar su máxima eficiencia aerodinámica [95]. El segundo es conocido como el control de realimentación de la señal de potencia (*PSF, Power Signal Feedback*) y consiste en alcanzar el punto de máxima de potencia (*MPP, Maximum Power Point*) de la turbina eólica mediante el conocimiento previo de su curva de potencia en función de Ω_m [96]. El tercer enfoque es conocido como el control por perturbación y observación (*P&O, Perturbation and Observation*). Este enfoque consiste en introducir una perturbación arbitrariamente pequeña para generar cambios de potencia en la WT y la siguiente perturbación se determina según el estado de potencia anterior de la turbina eólica. Las perturbaciones continúan a menos que se logre alcanzar el punto de máxima de potencia en la turbina eólica [97].

En la actualidad los investigadores siguen inclinándose por los tres enfoques principales para el diseño del algoritmo MPPT debido a sus ventajas. Sin embargo, las desventajas derivadas de estos enfoques pueden llegar a opacar las ventajas. A continuación se presenta un análisis de las principales ventajas y desventajas de estos enfoques.

Algoritmos MPPT basados en el control por *TSR* destacan por su fácil implementación en tiempo real, eficiente proceso MPPT y baja complejidad computacional de tipo $O(1)$. El valor de 1 implica que este tipo de algoritmos se resuelve mediante operaciones de sumas, multiplicaciones, divisiones y/o comparaciones. Sin embargo, este tipo algoritmos requieren

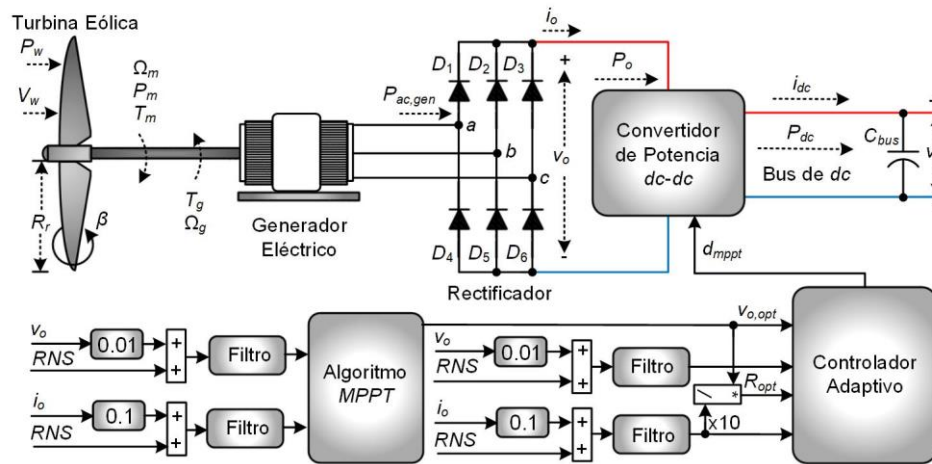
de la medición de la velocidad del viento y Ω_m mediante sensores mecánicos. Esto resulta impráctico para aplicaciones de sistemas WECS pequeños (400 W). Además, requieren del conocimiento del valor óptimo de la velocidad específica de la turbina eólica, λ_{opt} , para operar. Si el valor de λ_{opt} no se provee por el fabricante, este tiene que ser evaluado en laboratorios especializados. Algoritmos MPPT que utilizan el enfoque de PSF también destacan por su fácil implementación en tiempo real, eficiente proceso MPPT y aceptable complejidad computacional de tipo $O(n)$, donde n es la dimensión de la tabla que representa la curva de potencia de la turbina eólica. Además, de que para implementar el enfoque PSF solo se requiere de un sensor mecánico para la medición de Ω_m . Sin embargo, si la curva de potencia no se provee por el fabricante, tendrá que ser obtenida vía un modelo de simulación y/o en laboratorios especializados. También, este tipo de algoritmos hereda la desventaja relacionada con el uso de sensores mecánicos del enfoque de control por TSR. Algoritmos MPPT implementados mediante el enfoque de P&O sobresalen por no requerir algún tipo de sensor mecánico y su baja complejidad computacional de tipo $O(1)$. Además, de que para diseñar este tipo de algoritmos no se necesita del conocimiento previo de λ_{opt} , la curva de potencia, ni de modelos de simulación y/o matemáticos complejos. La desventaja de este tipo de algoritmos, es que el tamaño del paso para generar la perturbación de potencia en la turbina eólica es fijo, esto resulta inapropiado para sistemas WECS con altos momentos de inercia o bien con potencias nominales en el orden de los megawatts. Por un lado, el seleccionar un paso grande permite rastrear rápidamente el MPP de la turbina eólica. Sin embargo, pueden presentarse oscilaciones de potencia cerca del MPP y crear condiciones de inestabilidad en todo el sistema WECS. Por otro lado, un paso pequeño reduce las oscilaciones cerca del MPP, pero la eficiencia del proceso MPPT puede resultar afectada de forma negativa debido a la lenta respuesta del algoritmo causada por los pasos pequeños. De aquí, que una selección inapropiada del tamaño de los pasos puede causar fuerte estrés a los sistemas electro-mecánicos del sistema WECS y/o no alcanzar el MPP. Adicionalmente, los tres enfoques principales no consideran en el algoritmo MPPT la integración de un controlador digital adaptivo para contribuir con la estabilidad en el sistema WECS al mismo tiempo que con la eficiencia del proceso MPPT.

De acuerdo con el análisis anterior, en la Tabla 3.1 se enlistan una serie de desventajas y sus motivos derivados de los tres enfoques principales:

Tabla 3.1. Control por *TSR*, *PSF* y *P&O*: desventajas y sus motivos.

#	Desventaja	Enfoques <i>MPPT</i>	Motivos
1	Un proceso <i>MPPT</i> dependiente de sensores de mecánicos	Control por <i>TSR</i> [95] y <i>PSF</i> [96]	Estos enfoques requieren de al menos un sensor mecánico para su implementación
2	Algoritmo <i>MPPT</i> de alta complejidad computacional	Ninguno	Algoritmos que conduzcan a una complejidad tipo $O(n^2)$ o de mayor exponente
3	No contribuir en la estabilidad del sistema <i>WECS</i> al mismo tiempo que en la eficiencia del proceso <i>MPPT</i>	Control por <i>TSR</i> [95], <i>PSF</i> [96] y de <i>P&O</i> [97]	La variabilidad del viento conduce a diferentes puntos de operación del sistema, los cuales ocasionan constantes cambios de fase y ganancia. De aquí, que un controlador digital adaptivo garantizaría mantener estos márgenes dentro de rangos apropiados para minimizar sobreimpulsos y oscilaciones del sistema durante el proceso <i>MPPT</i>
4	Inadecuado proceso <i>MPPT</i>	Control por <i>P&O</i> [97]	El paso fijo de la perturbación

El análisis de las ventajas y desventajas de los tres enfoques principales así como la Tabla 3.1 contribuyen a sustentar los tres enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT*. Además, de acuerdo con la Tabla 3.1, resulta una tarea sumamente difícil el diseñar un algoritmo *MPPT* que supere las cuatro desventajas. De aquí, que para superarlas, en este capítulo se presenta el diseño del algoritmo *MPPT* de un sistema *WECS* con base en tres enfoques diferentes, los cuales fueron previamente llamados como: *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*. También, se presenta el enfoque utilizado en el diseño del controlador digital adaptivo. Adicionalmente, se profundiza en la revisión y análisis de literatura relacionada con los enfoques planteados en el algoritmo *MPPT* y el controlador digital adaptivo para contribuir a sostener las desventajas listadas en la Tabla 3.1.

Fig. 3.1 Arquitectura del sistema *WECS* para evaluar los enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT* y el propuesto en el controlador adaptivo.

En la Fig. 3.1 se muestra la arquitectura del sistema de conversión de energía eólica donde se evalúa el desempeño del algoritmo *MPPT* con base en los tres enfoques propuestos así como el desempeño del controlador adaptivo. Esta arquitectura se conforma de 8 partes: turbina eólica, generador eléctrico, rectificador, convertidor *dc-dc*, bus de *dc*, algoritmo *MPPT*, controlador adaptivo y filtros. Las partes se describen a continuación:

- 1) *Turbina eólica*. Consiste de una pequeña turbina eólica (*SWT*, *Small Wind Turbine*) de eje horizontal con tres alabes de radio $R_r = 0.575$ m, la cual convierte la potencia disponible por el viento, P_w , a potencia mecánica, P_m . El modelo estático y dinámico de la *SWT* es presentado en la sección 3.1, el cual fué desarrollado con base en el enfoque del dominio de la frecuencia. Las variables V_w , Ω_m , T_m , T_g , β y Ω_g representan la velocidad del viento, la velocidad angular del rotor eólico, el par mecánico, el par del generador eléctrico, el ángulo de ataque de las alabes y la velocidad angular del generador eléctrico, respectivamente.
- 2) *Generador eléctrico*. Corresponde a un generador *PMSG* y el modelo matemático, presentado en la sección 3.2, fué desarrollado mediante el marco de referencia síncrono *dq* y utilizando el enfoque del dominio de la frecuencia. La función del generador *PMSG* es convertir la P_m en potencia eléctrica de corriente alterna, $P_{ac,gen}$.
- 3) *Rectificador*. Consiste de un puente de diodos trifásico, el cual convierte la $P_{ac,gen}$ en potencia eléctrica de corriente directa, P_o .
- 4) *Algoritmo MPPT*. Corresponde a un algoritmo que determina la trayectoria óptima de voltaje ($V_{o,opt}$), la cual corresponde al *MPP* de la turbina eólica pequeña, con base en la medición del voltaje, v_o , y corriente, i_o , de salida del *3P-DR*. El valor de $v_{o,opt}$ y la medición i_o se usan para determinar a R_{opt} , el cual corresponde al punto de operación del sistema *WECS*, mediante la división de $v_{o,opt}$ entre i_o . Este algoritmo se diseñó mediante tres enfoques diferentes; se presentan en la sección 3.3.
- 5) *Controlador adaptivo*. Este consiste de una interfaz de control digital con un lazo externo de voltaje e interno de corriente, los cuales son de tipo proporcional integral derivativo (*PID*, *Proportional Integral Derivative*) con filtro derivativo de primer orden para mitigar el ruido de alta frecuencia que es ocasionado por la acción derivativa del controlador. La función de este controlador es determinar el ciclo de trabajo, d_{mppt} , para ajustar la impedancia del convertidor de potencia *dc-dc* que esta situado del lado de la *SWT*. El ajuste de esta impedancia se realiza

con base en la trayectoria óptima de voltaje ($v_{o,opt}$), el valor de R_{opt} , la medición de la corriente i_o y el voltaje v_o . El diseño del controlador adaptivo es presentado en detalle en la sección 3.5.

6) *Convertidor de potencia dc-dc*. Este corresponde a la topología *Boost* (elevador) y se activa mediante la señal d_{mppt} para regular el nivel de voltaje de salida en el *3P-DR*, v_o . Este nivel de voltaje corresponde al ajuste de impedancia que se requiere en el convertidor *dc-dc Boost* para obtener el *MPP* de la pequeña turbina eólica. El modelo matemático de este convertidor es presentado en la sección 3.4.

7) *Bus de dc*. Consiste de dos barras de cobre conductoras, en las cuales se conecta el sistema de conversión de energía eólica. El bus de *dc* integra un capacitor polarizado, C_{bus} , lo suficientemente grande en faradios como para considerar que el voltaje a través de sus terminales es constante. Por lo tanto, el modelo del bus de *dc* es considerado como una fuente de voltaje constante, v_{dc} .

8) *Filtros*. Se componen de filtros *Kalman* y filtros digitales de primer orden para remover señales de ruido aleatorio (*RNS*, *Random Noise Signals*) montadas en las señales eléctricas de v_o e i_o . Los filtros *Kalman* se desarrollaron con base en la teoría presentada por Li *et al.* [98]. Las señales eléctricas de v_o e i_o son atenuadas por un factor de 0.01 y 0.1, respectivamente, antes de ser procesadas por los filtros.

Las especificaciones del sistema *WECS* de la Fig. 3.1 se indican en la sección 5.3.

3.1 Turbina Eólica

De acuerdo con la Fig. 3.1, el modelo matemático de la turbina eólica se representa por un modelo estático y dinámico. En el modelo estático la P_m disponible en el rotor de la *WT* depende de parámetros y variables, tales como: el coeficiente de potencia, $C_p(\lambda, \beta)$, la densidad del aire, ρ , el área de barrido del rotor, $A_r = \pi R_r^2$, V_w y β [99], [100]:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho A_r V_w^3 \quad (3.1)$$

La variable λ representa la relación entre la velocidad tangencial de la punta de un alabe de la turbina eólica y V_w , como sigue:

$$\lambda = \frac{\Omega_m R_r}{V_w} \quad (3.2)$$

El $C_p(\lambda, \beta)$ es utilizado para expresar la eficiencia aerodinámica de la *WT* a través de la relación que existe entre la P_m disponible en el rotor de la turbina eólica y la potencia disponible por el viento, $P_w = 1/2 \rho A_r V_w^3$. A diferencia de Eltamaly y Farh [99], quien propone una función exponencial para modelar el coeficiente de potencia, en este trabajo de tesis, se modela una función polinómica con base a la curva de potencia de una *SWT* y el enfoque de ajuste de curvas. La curva de potencia, mostrada en Fig. 3.2 (a), fue obtenida del sistema de entrenamiento de energía eólica *FESTO* con base en el conjunto de datos mostrado en Fig. 3.2 (b) [101]. El sistema de entrenamiento equivale al esquema de la Fig. 3.1, el cual incluye una *SWT* acoplada al *3P-DR* mediante un generador de imanes permanentes.

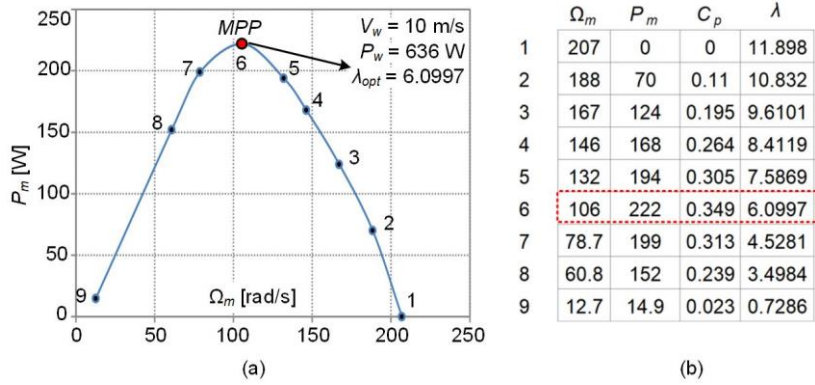


Fig. 3.2 Eficiencia aerodinámica de la *SWT*: (a) comportamiento típico de P_m vs. Ω_m y (b) conjunto de datos de sus características mecánicas.

De acuerdo con (3.2) y su comportamiento mostrado en la Fig. 3.2 (a), el valor de λ es maximizado en $\Omega_m = 106$ rad/s (círculo rojo). Este máximo valor corresponde a la relación óptima de velocidad de punta, λ_{opt} , y es fácil notar en las Figs. 3.2 (a) y (b) que P_m y C_p también son maximizadas a este valor óptimo. El valor de λ_{opt} se mantiene constante en todo el rango de operación de una *WT*, pero su valor es específico para cada turbina eólica. Por esta razón, debe ser modelada una función para C_p que exprese con precisión la eficiencia aerodinámica de la turbina eólica al mismo que permita mapear el *MPP* de la turbina eólica frente a un amplio rango de velocidades de viento. De quí, que fue desarrollada una función polinómica para modelar al C_p de una *SWT* en función de λ con base en el conjunto de datos mostrados en la Fig. 3.2 (b) y el enfoque de ajuste de curvas, como sigue:

$$C_p(\lambda) = c_1\lambda^7 + c_2\lambda^6 + c_3\lambda^5 + c_4\lambda^4 + c_5\lambda^3 + c_6\lambda^2 + c_7\lambda + c_8 \quad (3.3)$$

La relación entre P_m y Ω_m resulta en una expresión para determinar el par mecánico, T_m , entregado por la SWT:

$$T_m = \frac{P_m}{\Omega_m} = \frac{1}{2\Omega_m} C_p(\lambda) \rho A_r V_w^3 \quad (3.4)$$

Para el desarrollo del modelo dinámico de la SWT, se utilizó el enfoque del modelo de una masa de Dai [102] y Ahmed [103], donde a diferencia de Ahmed [103] se incluyó al modelo dinámico la fricción mecánica, D_g , debida al generador *PMSG*, como sigue:

$$\Omega_m(s) = (T_m(s) - T_g(s)) \left(\frac{1}{(J_m + J_g)s + D_g} \right) \quad (3.5)$$

$$\Omega_g(s) = K_{gear} \Omega_m(s) \quad (3.6)$$

$$\theta_g(s) = \Omega_g(s) \frac{1}{s} \quad (3.7)$$

donde, el operador (s) representa a la variable en el dominio de la frecuencia, J_m es el momento de inercia de las alabes y el rotor de la SWT, J_g y $\theta_g(s)$, representan al momento de inercia y posición angular del generador *PMSG*. La relación de la caja de cambios, K_{gear} , es considerada como unitaria, desde que la SWT está directamente conectada al generador *PMSG*. El resto de las variables y parámetros fueron definidos previamente.

En contraste con Mendis *et al.* [34], Dai [102], Ahmed [103], Wang *et al.* [104], Davari y Mohamed [105], el modelo estático y dinámico de la SWT, que corresponde al grupo de ecuaciones (3.1)-(3.7), es implementado en el entorno de simulación de *Simulink®/PLECS®*, utilizando el enfoque del dominio de la frecuencia, de subsistemas personalizados y configurables. Su circuito de implementación es presentado en el Capítulo 5.

3.2 Generador Eléctrico

En contraste con Gonzáles [106] y Matayoshi *et al.* [107], el modelo matemático del generador *PMSG* se desarrolla utilizando el enfoque del dominio de la frecuencia, ver su

circuito equivalente en Fig. 3.3, el cual se encuentra expresado bajo el marco de referencia síncrono dq .

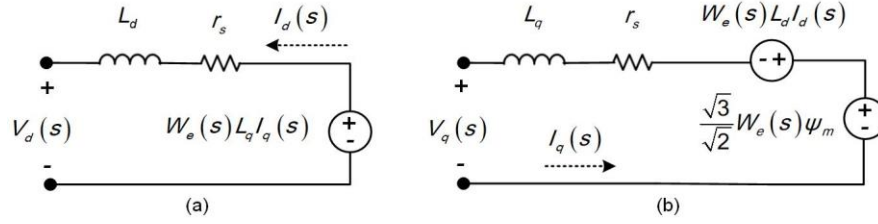


Fig. 3.3 Modelo del generador *PMSG* en el dominio de la frecuencia: (a) circuito equivalente en eje d y (b) eje q .

donde $V_d(s)$, $V_q(s)$, L_d , L_q , $I_d(s)$ e $I_q(s)$ representan en el eje d y q : los voltajes, inductancias y corrientes de estator, respectivamente. r_s es la resistencia del estator, ψ_m representa la constante de enlace de flujo magnético establecida por los imanes permanentes. Por último, $W_e(s)$ representa la frecuencia angular del generador *PMSG* y se relaciona con el sistema mecánico de la *SWT*, como sigue:

$$W_e(s) = p\Omega_m(s) \quad (3.8)$$

donde p es el número de polos del generador *PMSG*. La implementación de su modelo matemático en el dominio de la frecuencia requiere que los voltajes de línea del generador *PMSG* sean expresados en el marco de referencia síncrono dq , como sigue:

$$V_d(s) = -\frac{2}{3}V_{ab}(s)\cos(\theta_e(s)) - \frac{V_{bc}(s)}{3}(\cos(\theta_e(s)) + \sqrt{3}\sin(\theta_e(s))) \quad (3.9)$$

$$V_q(s) = \frac{2}{3}V_{ab}(s)\sin(\theta_e(s)) + \frac{V_{bc}(s)}{3}(\sin(\theta_e(s)) - \sqrt{3}\cos(\theta_e(s))) \quad (3.10)$$

donde $\theta_e(s)$ es la posición angular del generador *PMSG*, mientras que $V_{ab}(s)$ y $V_{bc}(s)$ representan en el dominio de la frecuencia, los voltajes de línea instantáneos.

Aplicando el principio de superposición en los circuitos equivalentes del generador *PMSG* mostrados en las Figs. 3.3 (a) y (b), es posible obtener un conjunto de ecuaciones para determinar las corrientes de estator bajo el dominio de la frecuencia:

$$\frac{I_d(s)}{V_d(s)} = -\frac{1}{L_d s + r_s} \quad (3.11)$$

$$\frac{I_d(s)}{W_e(s)I_q(s)} = \frac{L_q}{L_d s + r_s} \quad (3.12)$$

$$\frac{I_q(s)}{V_q(s)} = -\frac{1}{L_q s + r_s} \quad (3.13)$$

$$\frac{I_q(s)}{W_e(s)} = \frac{\sqrt{3/2}\psi_m}{L_q s + r_s} \quad (3.14)$$

$$\frac{I_q(s)}{W_e(s)I_d(s)} = -\frac{L_d}{L_d s + r_s} \quad (3.15)$$

El par electromagnético entregado por el generador *PMSG* está relacionado al número de polos del rotor, a las corrientes $I_{dq}(s)$ e inductancias L_{dq} del estator y el flujo ψ_m , como sigue:

$$T_g(s) = I_q(s)p\psi_m\sqrt{3/2} + (L_d - L_q)I_q(s)I_d(s)p \quad (3.16)$$

Finalmente, las corrientes de estator $I_d(s)$ e $I_q(s)$ deben ser convertidas al dominio temporal mediante (3.17), las cuales activan a dos fuentes de corriente controlada con la finalidad de obtener las formas de onda típicas de los voltajes de línea del generador *PMSG*.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e(s)) & -\sin(\theta_e(s)) \\ \cos(\theta_e(s) - 120^\circ) & -\sin(\theta_e(s) - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e(s) + 120^\circ) & -\sin(\theta_e(s) + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

A diferencia de Gonzáles [106] y Matayoshi *et al.* [107], el modelo matemático del generador *PMSG*, el cual corresponde al grupo de ecuaciones (3.8)-(3.17), es implementado en el entorno de simulación de *Simulink*®/*PLECS*®, utilizando el enfoque del dominio de la frecuencia, de subsistemas personalizados y configurables. Su circuito de implementación es presentado en el Capítulo 5.

Los parámetros eléctricos y mecánicos del generador *PMSG* así como de la turbina eólica pequeña se toman de la hoja de especificación del fabricante del módulo entrenamiento de energía eólica FESTO [101].

3.3 Algoritmo MPPT

En esta sección se presenta el desarrollo de algoritmo *MPPT* con base en tres enfoques diferentes, los cuales fueron llamados: *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*. El primer enfoque se basa en el modelo matemático del generador *PMSG* acoplado al *3P-DR*. Este modelo se desarrolla con base en el proceso de conmutación de los voltajes (*CV*, *Commutation of Voltages*) de fase del generador *PMSG* así como en el comportamiento de sus corrientes de fase y del comportamiento de la corriente de salida del *3P-DR* bajo el dominio temporal. El segundo enfoque, se desarrolla vía una combinación del primer enfoque con inteligencia computacional (*CI*, *Computational Intelligence*) que utiliza un esquema de redes neuronales artificiales tipo modular *MLP*. El tercer enfoque se desarrolla con base en un sistema difuso.

Los tres enfoques propuestos para el algoritmo *MPPT* operan libre de sensores mecánicos, lo cual resulta conveniente para obtener una práctica implementación en sistemas *WECS* pequeños.

3.3.1 Enfoque *CV-MPPT*

Asumiendo que la dinámica de la *SWT*, del convertidor potencia *dc-dc* y del bus de *dc* no influyen en el comportamiento de los voltajes y corrientes de fase del generador *PMSG*, su estudio se puede realizar con base en el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3.4 [108], [109] y [110], el cual consiste de una fuente trifásica de *ac* acoplada a una fuente de voltaje constante, V_o , mediante el *3P-DR*.

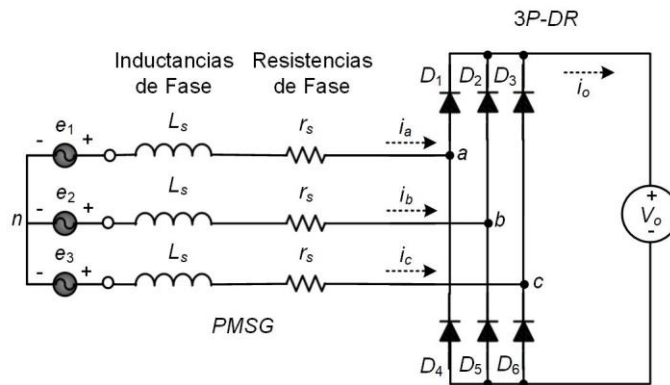


Fig. 3.4 Circuito equivalente del generador *PMSG* acoplado al puente de diodos trifásico.

De acuerdo con la Fig. 3.4, e_k ($k = 1, 2, 3$) son tres fuerzas electromotrices (*EMF*, *Electromotive Forces*) sinusoidales inducidas por el rotor de la *SWT* mediante (3.8) y son expresadas por:

$$e_k(t) = E_{pk} \sin\left(w_e t - (k-1)\frac{2}{3}\pi\right) \quad (3.17)$$

$$E_{pk} = k_{PMSG} w_e \quad (3.18)$$

donde E_{pk} y k_{PMSG} son el valor pico y la constante de *EMF* inducida, respectivamente.

Mediante (3.8) y (3.18), el acoplamiento de Ω_m con el sistema eléctrico de la Fig. 3.4 es posible. Por lo tanto, realizando un análisis de la corriente de salida del *3P-DR*, i_o , y las corrientes de fase i_a , i_b e i_c , es posible diseñar algoritmos que ayuden a estimar a Ω_m e imponer una trayectoria óptima $V_{o,opt}$ para obtener el *MPP* de la *SWT*. De acuerdo con Fogolia *et al.* [109], el comportamiento de las corrientes i_o , i_a , i_b e i_c puede ser estudiado en términos de tres parámetros m , φ y Z :

$$m = \frac{V_o + 2V_D}{E_{pk}} \quad (3.19)$$

$$\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{r_s + r_D}{Z}\right) \quad (3.20)$$

$$Z = \sqrt{(r_s + r_D)^2 + (w_e L_s)^2} \quad (3.21)$$

donde V_D es el umbral de caída de voltaje a través del diodo, m representa la proporción que existe entre el voltaje V_o , V_D y E_{pk} , mientras que Z es la impedancia equivalente de fase y φ su ángulo característico *phi*.

De acuerdo con la teoría desarrollada por Iacchetti *et al.* [108] y Fogolia *et al.* [109], las corrientes i_o , i_a , i_b e i_c operan bajo tres modos principales de conducción, llamados: 2/0, 2/3 y 3/3. Los dos primeros modos corresponden al modo continuo de conducción (*CCM*, *Continuous Conduction Mode*) y el último al modo discontinuo de conducción (*DCM*, *Discontinuous Conduction Mode*), donde la ocurrencia de cada modo depende de los parámetros m y φ . Estas dos teorías, incluyendo la de Urtasun *et al.* [110], han logrado

establecer expresiones matemáticas apropiadas que relacionan la potencia eléctrica del generador *PMSG* con la del *3P-DR*. Sin embargo, estas expresiones no establecen una relación entre las variables eléctricas del *3P-DR* y la velocidad angular de una turbina eólica. Por lo tanto, diseñar un algoritmo *MPPT* basado en estas expresiones matemáticas conduce hacia la necesidad de utilizar al menos un sensor de tipo mecánico al mismo tiempo que a las desventajas 1, 2 y 5 de la Tabla 3.1.

Por lo anterior, son diseñados dos algoritmos con base en el análisis del comportamiento de una de las corrientes de fase del generador *PMSG* y la corriente de salida del *3P-DR*. El primero para la estimación de Ω_m con base en la medición del voltaje eficaz de línea del generador *PMSG*, $V_{línea}$, del voltaje, v_o , y corriente, i_o , de salida del *3P-DR*. El segundo para imponer la trayectoria óptima $v_{o,opt}$ con base en la estimación de Ω_m . Ambos algoritmos se integran en el diseño del algoritmo *MPPT* que utiliza el enfoque *CV-MPPT*. Su metodología de diseño, es presentada a continuación.

La activación del modo *DCM* se logra cuando los valores de voltaje E_{pk} son bajos o los valores de voltaje V_o son elevados, o bien para valores de m mayores a 1.5. Utilizando un simulador así como los parámetros de la Tabla 3.2, en las Figs. 3.5 (a) y (b) se muestran las formas de onda típicas para el modo *DCM* de V_o , e_1 y el voltaje de fase, v_{an} , y la corriente de fase, i_a , respectivamente.

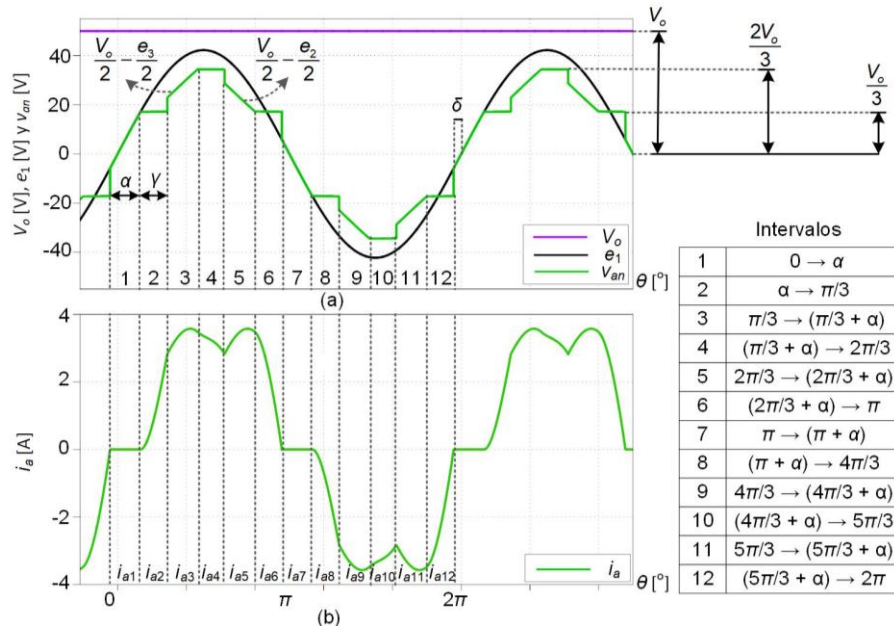


Fig. 3.5 Formas de onda típicas para el modo *DCM*: (a) voltaje de salida del *3P-DR*, V_o , voltaje *EMF* inducida, e_1 , y voltaje de fase, v_{an} , y (b) corriente de fase, i_a .

Tabla 3.2. Parámetros utilizados para generar las formas de onda típicas de V_o , e_1 , v_{an} e i_a en el modo DCM.

Símbolo	Parámetro	Valor
r_s	resistencia de fase del generador <i>PMSG</i>	2.6 Ω
L_s	inductancias de fase del generador <i>PMSG</i>	1.6 mH
k_{PMSG}	constante de <i>EMF</i> inducida del generador <i>PMSG</i>	0.06722 v/(rad/s)
w_e	frecuencia angular del generador <i>PMSG</i>	628.31 rad/s
V_o	voltaje de salida del 3P-DR	50 V
r_D	resistencia de encendido del 3P-DR	42 m Ω
V_D	voltaje de polarización del 3P-DR	0.7 V
m	proporcionalidad	1.21

Por un lado, la forma de onda de la corriente de fase i_a de la Fig. 3.5 (b) se define vía 12 intervalos (i_{a1} - i_{a12}) dentro de un periodo completo de teta, $\theta = 2\pi$. La duración de los intervalos depende del ángulo alfa, α , el cual representa para los intervalos 1, 3 y 5 una secuencia de regiones de no conducción para las corrientes de fase i_a , i_c e i_b , respectivamente. El ángulo gamma, γ , representa para los intervalos 2, 4 y 6 una secuencia de regiones en que los voltajes de fase a - c , b - c y a - b , respectivamente, se encuentran en corto circuito. Ambas secuencias, α e γ , se repiten de forma similar para el periodo comprendido de π a 2π . A diferencia de Urtasun *et al.* [110], el ángulo γ es utilizado para determinar al ángulo α . Finalmente, el ángulo delta, δ , corresponde al desfase existente entre v_{an} y e_a . Los tres ángulos, γ , α y φ , se deben a la potencia reactiva del generador *PMSG* que es causada por el proceso natural de conmutación de los diodos que conforman al 3P-DR. Por otro lado, es fácil notar en la Fig. 3.5 que el voltaje v_{an} en los intervalos del 1 al 12 es equivalente a:

$$v_{an1} = v_{an7} = e_1 = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) \quad (3.22)$$

$$v_{an2} = v_{an6} = \frac{V_o}{3} \quad (3.23)$$

$$v_{an3} = \frac{V_o}{2} - \frac{e_3}{2} = \frac{V_o}{2} - \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} \quad (3.24)$$

$$v_{an4} = \frac{2V_o}{3} \quad (3.25)$$

$$v_{an5} = \frac{V_o}{2} - \frac{e_2}{2} = \frac{V_o}{2} - \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} \quad (3.26)$$

$$V_{an8} = V_{an12} = -V_{an2} = -\frac{2V_o}{3} \quad (3.27)$$

$$V_{an9} = -V_{an3} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{V_o}{2} \quad (3.28)$$

$$V_{an10} = -V_{an4} = -\frac{2V_o}{3} \quad (3.29)$$

$$V_{an11} = -V_{an5} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} - \frac{V_o}{2} \quad (3.30)$$

donde E es el valor eficaz (*RMS, Root Medium Square*) del valor pico *EMF* inducido ($E_{pk} = \sqrt{2}E$). La corriente de fase i_a en función de θ , puede ser modelada vía (3.22) - (3.31) y el siguiente planteamiento; para cada intervalo de i_a puede ser obtenida una ecuación diferencial utilizando la ley de voltajes de Kirchhoff (*KVL, Kirchhoff Voltage Laws*) sobre la trayectoria que abarca desde el punto n al a en el circuito equivalente de la Fig. 3.4, la cual se conforma de e_1 , L_s , r_s y V_{an} . Por lo anterior, el grupo de ecuaciones diferenciales que se obtienen al aplicar el planteamiento, son:

$$L_s w_e \frac{di_{a1}}{d\theta} + r_s i_{a1} = 0 \quad (3.31)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a2}}{d\theta} + r_s i_{a2} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{3} \quad (3.32)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a3}}{d\theta} + r_s i_{a3} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} + \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{2} \quad (3.33)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a4}}{d\theta} + r_s i_{a4} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{2V_o}{3} \quad (3.34)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a5}}{d\theta} + r_s i_{a5} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} + \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{2} \quad (3.35)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a6}}{d\theta} + r_s i_{a6} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{3} \quad (3.36)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a7}}{d\theta} + r_s i_{a7} = 0 \quad (3.37)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a8}}{d\theta} + r_s i_{a8} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{3} \quad (3.38)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a9}}{d\theta} + r_s i_{a9} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} + \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{2} \quad (3.39)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a10}}{d\theta} + r_s i_{a10} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{2V_o}{3} \quad (3.40)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a11}}{d\theta} + r_s i_{a11} = \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta - \frac{2\pi}{3}\right)}{2} + \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{2} \quad (3.41)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a12}}{d\theta} + r_s i_{a12} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{3} \quad (3.42)$$

Analizando el subcircuito que se forma cuando dos fases se encuentran en corto circuito en cualquiera de los intervalos 2, 4 o 6, se obtiene expresiones para determinar γ y α :

$$\gamma = \arccos\left(1 - \frac{\sqrt{2}L_s i_o w_e}{V_{linea}}\right) \quad (3.43)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{3} - \gamma \quad (3.44)$$

Al contrario del modo *DCM*, para activar el modo *CCM* los valores de voltaje E_{pk} deben ser elevados o los valores de voltaje V_o bajos. Utilizando un simulador, los parámetros de la Tabla 3.2 y que el valor de w_e se fija en 1,256.62 rad/s, en las Figs. 3.6 (a) y (b) se muestra las típicas formas de onda para el modo *CCM* de V_o , e_1 y el voltaje de fase, v_{an} , y la corriente de fase, i_a , respectivamente. A diferencia del modo *DCM*, en el modo *CCM* existen 6 intervalos y el ángulo γ y α desaparecen, esto debido principalmente, a que a corriente i_a no presenta discontinuidad en todo el periodo de conducción θ . Sin embargo, permanece el desfase existente entre los voltajes v_{an} y e_a , el cual se denota con el ángulo δ . Tomando en cuenta estas diferencias y el planteamiento utilizado en el modo *DCM* para modelar la corriente i_a , el grupo de ecuaciones diferenciales que modelan esta corriente para el modo de conducción *CCM*, es como sigue:

$$L_s w_e \frac{di_{a1}}{d\theta} + r_s i_{a1} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{3} \quad (3.45)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a2}}{d\theta} + r_s i_{a2} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{2V_o}{3} \quad (3.46)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a3}}{d\theta} + r_s i_{a3} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) - \frac{V_o}{3} \quad (3.47)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a4}}{d\theta} + r_s i_{a4} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{3} \quad (3.48)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a5}}{d\theta} + r_s i_{a5} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{2V_o}{3} \quad (3.49)$$

$$L_s w_e \frac{di_{a6}}{d\theta} + r_s i_{a6} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) + \frac{V_o}{3} \quad (3.50)$$

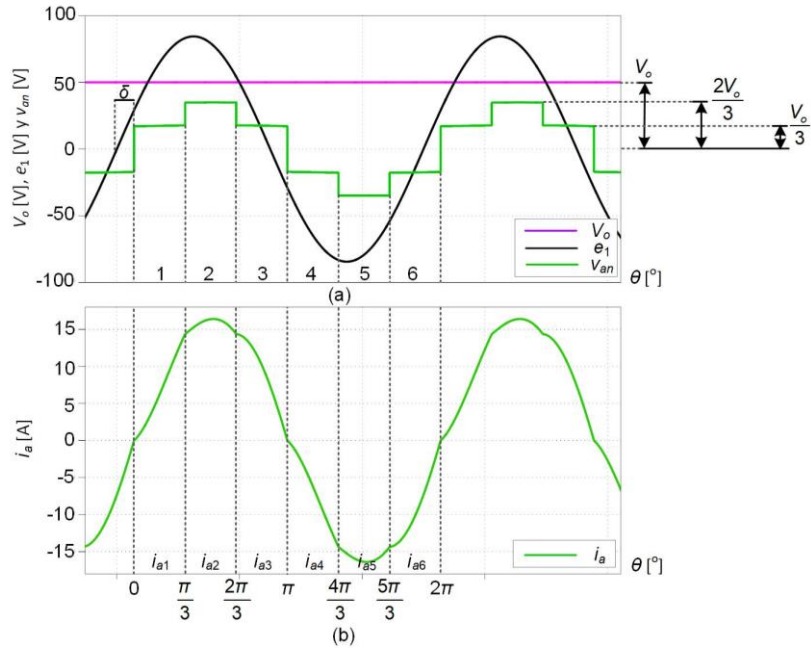


Fig. 3.6 Formas de onda típicas para el modo CCM: (a) voltaje de salida del 3P-DR, V_o , voltaje EMF inducida, e_1 , y voltaje de fase, v_{an} , y (b) corriente de fase, i_a .

Asumiendo que la trayectoria de máxima potencia del sistema WECS corresponde al modo DCM durante el proceso MPPT para un amplio rango de velocidades de viento, el siguiente enfoque puede ser utilizado para estimar a Ω_m : De acuerdo con las formas de onda típicas de e_1 , v_{an} , i_o e i_a dentro del modo DCM (ver Fig. 3.7), cada $\pi/3$ del periodo de θ la corriente i_o es

equivalente a i_{a2} , por lo tanto la ecuación diferencial (3.32) resuelta para i_{a2} puede utilizarse para determinar a Ω_m con base en tres mediciones eléctricas, i_o , v_o y $V_{línea}$.

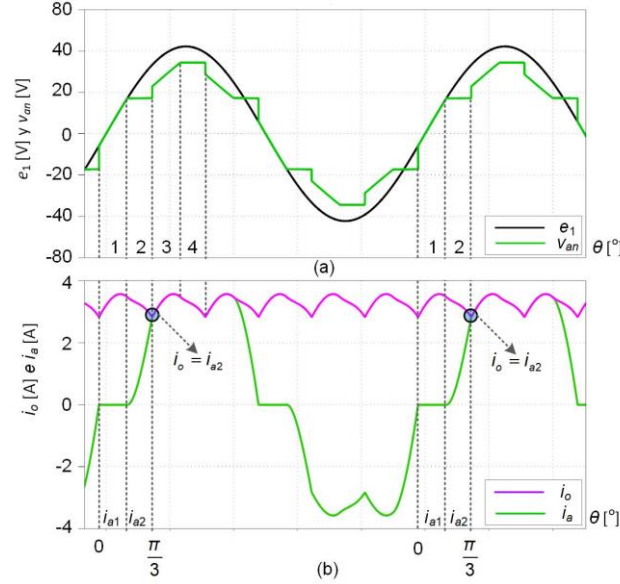


Fig. 3.7 Formas de onda típicas para el modo DCM: (a) voltaje EMF inducida, e_1 , y voltaje de fase, v_{an} , y (b) corriente de salida del 3P-DR, i_o , y corriente de fase, i_a .

Por lo anterior, en la Fig. 3.8 se muestra la secuencia del algoritmo para determinar a Ω_m . Este algoritmo puede llegar hasta 1985 iteraciones durante el proceso de estimación de Ω_m . En cada iteración el ángulo γ es calculado mediante (3.43), el parámetro L_s , la n -ésima iteración de w_e y las mediciones eléctricas de $V_{línea}$ e i_o . Este ángulo es utilizado para determinar al ángulo α con base en (3.44). Al solucionar el sistema representado por (3.31)-(3.42) para δ , es posible conocer el ángulo de desfase entre los voltajes v_{an} y e_a en función de α . La solución de (3.32) para la corriente i_{a2} , permite evaluar para cada n -ésima iteración el valor de esta corriente en función de la medición eléctrica de v_o , y los ángulos δ y θ . En cada n -ésima iteración el valor de i_{a2} es comparado con la medición eléctrica de i_o , si esta comparación no se cumple el proceso se repite, incrementando el valor de w_e en 1 respecto al valor anterior, de lo contrario la n -ésima iteración es utilizada para estimar a Ω_m y el proceso es finalizado. La velocidad angular del rotor de la SWT es asignada con un valor bajo, $\Omega_m = 15/p$, para el caso de que el algoritmo supere las 1985 iteraciones, evitando de esta forma problemas que se derivan al dividir cantidades numéricas entre cero. El máximo de iteraciones en el algoritmo puede ser modificado según el rango de operación de w_e del generador eléctrico.

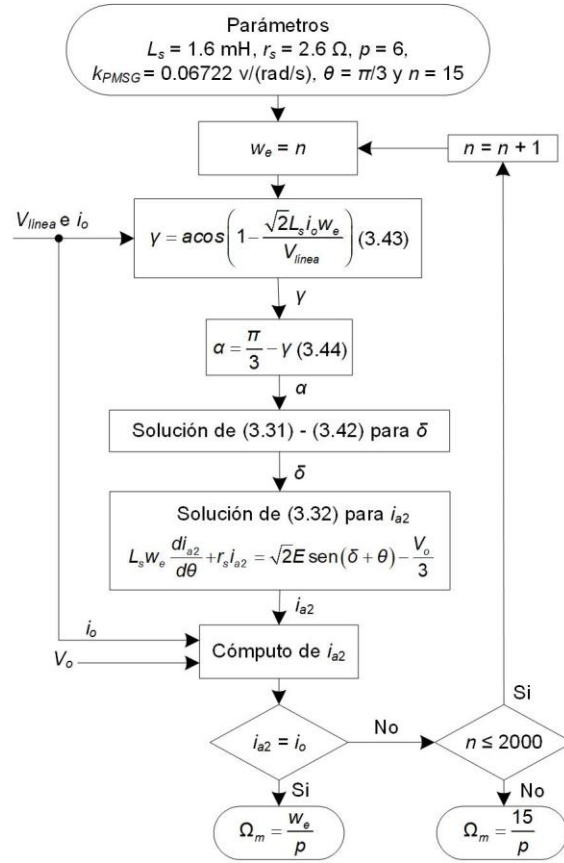


Fig. 3.8 Algoritmo para estimar a Ω_m en el sistema WECS basado en el modelo del generador de imanes permanentes acoplado al 3P-DR.

Expresiones matemáticas que relacionen la potencia mecánica, P_m , de la SWT con la potencia eléctrica del generador de imanes permanentes, $P_{ac,gen}$, y del puente de diodos trifásico, P_o , son necesarias para el diseño del segundo algoritmo, el cual impone una trayectoria óptima $V_{o,opt}$ con base en la estimación de Ω_m . En la potencia eléctrica eficaz $P_{ac,gen}$ solo participa la componente fundamental de la corriente de fase, i_{a1} , y se obtiene como sigue:

$$P_{ac,gen} = 3Ei_{a1} \quad (3.51)$$

$$i_{a1} = A_0 + A_1 \cos(\theta) + B_1 \sin(\theta) \quad (3.52)$$

donde el término A_0 representa la componente de directa de i_a , y los términos A_1 y B_1 se denominan los coeficientes de Fourier.

Asumiendo que para $\theta = \pi/2$ la corriente i_{a1} alcanza su valor pico, la ecuación (3.52) se resume a:

$$i_{a1} = \frac{B_1}{\sqrt{2}} \quad (3.53)$$

De acuerdo con la Fig. 3.7, cada $\pi/3$ del periodo de i_a , se cumple que i_o es equivalente a los intervalos 3 y 4. Por lo tanto la potencia eléctrica P_o se obtiene mediante el producto de V_o y la integración de estos dos intervalos:

$$P_o = V_o i_o = V_o \left[\frac{1}{\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3}\right)} \left(\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} i_{a3} d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} i_{a4} d\theta \right) \right] \quad (3.54)$$

Las ecuaciones (3.51)-(3.54) corresponden al modo *DCM*, por lo tanto es necesario obtener ecuaciones que ayuden a diferenciar el modo de conducción que el sistema de la Fig. 3.4 está operando. La diferenciación entre el modo *CCM* y *DCM* puede establecerse cuando el voltaje v_{an} llega a ser equivalente a e_1 al inicio del periodo, $\theta = 0$, ver Fig. 3.9.

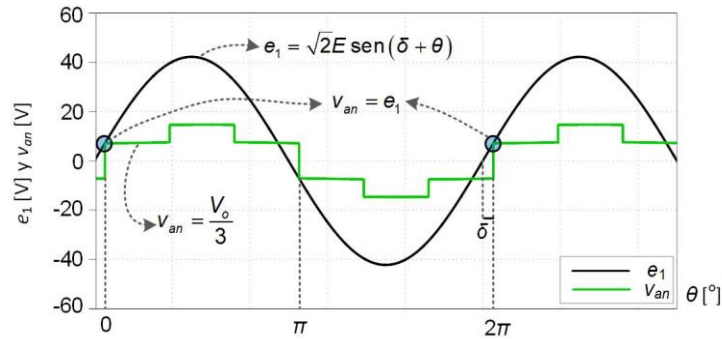


Fig. 3.9 Típicas forma de onda entre el límite del modo de *CCM* y *DCM*.

De acuerdo con el planteamiento mostrado en la Fig. 3.9, la siguiente expresión puede ser utilizada para diferenciar el modo *CCM* del *DCM*:

$$\frac{V_{o,lim}^{CCM-DCM}}{3} = \sqrt{2}E \sin(\delta) \quad (3.55)$$

Diferenciar en línea el modo *CCM* del *DCM* a través de (3.55) es una tarea de alto costo computacional, esto debido principalmente, a que el ángulo δ debe ser calculado con base al grupo de ecuaciones diferenciales conformado por (3.45) – (3.50).

Para solucionar el problema anterior, se diseñaron dos vectores unidimensionales fuera de línea, el primero para representar el voltaje límite que distingue el modo *CCM* del *DCM* y el segundo para la frecuencia angular eléctrica que corresponde al voltaje límite. Esto, utilizando el algoritmo mostrado en la Fig. 3.10, que es de alta complejidad computacional de tipo $O(n^2)$ debido a los dos ciclos anidados. Estos vectores son utilizados por una técnica de interpolación lineal ejecutada en línea durante el proceso *MPPT*, logrando de esta forma una implementación digital ligera y efectiva para distinguir entre los modos de conducción *CCM* y *DCM*.

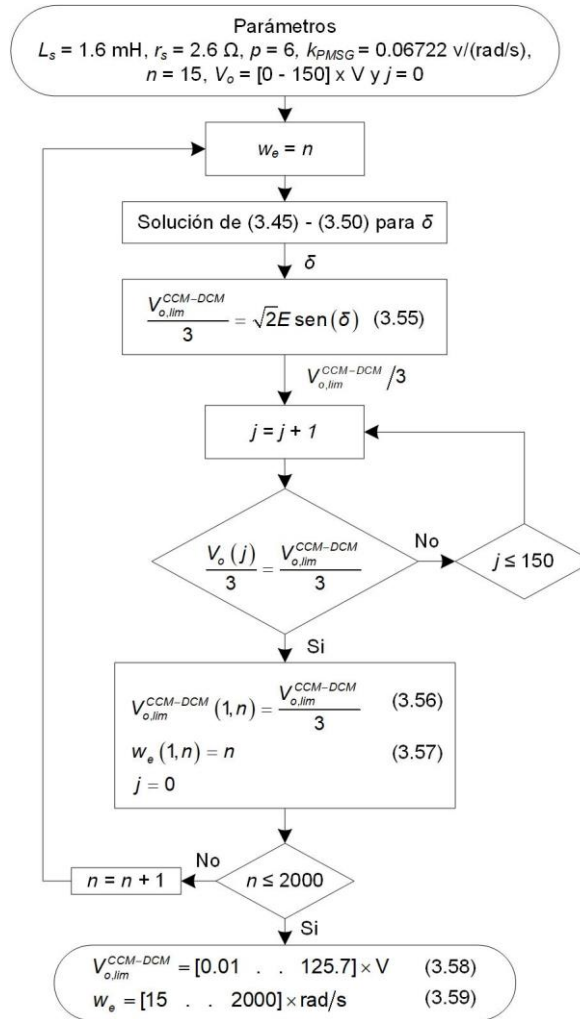


Fig. 3.10 Algoritmo para generar las regiones límite entre el modo *CCM* y *DCM*.

De acuerdo con la Fig. 3.10, en cada n -ésima iteración que (3.55) es evaluada, su resultado es comparado con 1/3 de cada valor que el vector V_o contiene. Si esta comparación resulta

verdadera, entonces (3.56) es actualizada con el voltaje que distingue el límite entre el modo *CCM* y *DCM*, además de la frecuencia angular eléctrica en (3.57) que corresponde a ese voltaje límite. Al finalizar las 2000 iteraciones, el algoritmo arroja los vectores unidimensionales (3.58) y (3.59) con el contenido de (3.56) y (3.57), respectivamente.

La región de operación en donde $i_o = 0$ A, se le conoce como modo de no conducción (*NCM*, *Non-Conduction Mode*). En esta región el sistema *WECS* no proporciona potencia, sin embargo, expresiones matemáticas para distinguir el modo de operación *DCM* del *NCM* y estimar a Ω_m dentro el modo *NCM*, son necesarias para el diseño de la trayectoria óptima, $V_{o,opt}$.

Retomando las típicas formas de onda mostradas en las Figs. 3.5 (a) y (b), es fácil notar que si el voltaje v_{an} y e_1 se empalma al comienzo del intervalo 3 ($\theta = \pi/3$); entonces, el límite entre el modo *DCM* y *NCM* tiene lugar al mismo que el ángulo δ toma un valor de 0° . Utilizando este planteamiento, se tiene que:

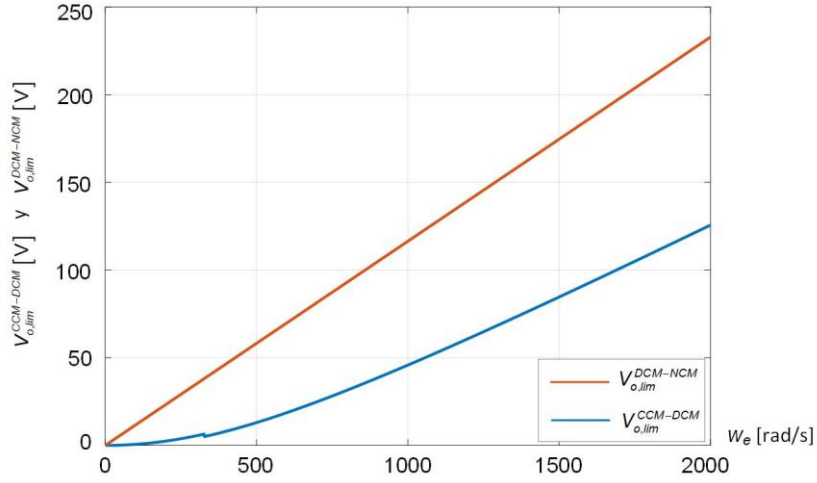
$$v_{an3} = e_1 \rightarrow \frac{V_o}{2} - \frac{\sqrt{2}E \sin\left(\delta + \theta + \frac{2\pi}{3}\right)}{2} = \sqrt{2}E \sin(\delta + \theta) \quad (3.60)$$

Al sustituir que $\delta = 0^\circ$ y $\theta = \pi/3$ en (3.60), se obtienen fórmulas efectivas y de ligera implementación para distinguir en línea el modo *DCM* del *NCM* así como de estimar a Ω_m durante el modo de conducción *NCM*:

$$V_{o,lim}^{DCM-NCM} = 2\sqrt{2}E \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.61)$$

$$w_e = \frac{V_o}{2k_{PMSG} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (3.62)$$

La gráfica mostrada en la Fig. 3.11 indica de manera práctica las regiones límites entre el modo *CCM-DCM* y *DCM-NCM*, las cuales fueron obtenidas al utilizar los parámetros de la Tabla 3.2 en la ecuación (3.61) y la técnica de interpolación para (3.58) y (3.59). En ambas gráficas el dominio de w_e corresponde de 0 a 2000 rad/s.

Fig. 3.11 Regiones límite para diferenciar el modo *CCM-DCM* y *DCM-NCM*.

Durante el proceso *MPPT*, la potencia de salida, P_o , puede ser relacionada con la potencia mecánica, P_m , a través del término, n , el cual es conocido como eficiencia:

$$nP_m = P_o \quad (3.63)$$

La eficiencia representa las pérdidas de potencia derivadas durante el proceso de conversión de energía del viento a energía eléctrica mediante la *SWT*, el generador de imanes permanentes y el *3P-DR*. En este trabajo de tesis la eficiencia fue obtenida con base en la hoja de especificaciones técnicas del fabricante del sistema de energía eólica *FESTO* [101]. Sustituyendo (3.1) y (3.54) en (3.63), se obtiene:

$$n \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho A_r V_w^3 = V_o \left[\frac{1}{\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3} \right)} \left(\int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} i_{a3} d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} i_{a4} d\theta \right) \right] \quad (3.64)$$

Al evaluar (3.64) utilizando un simulador, puede imponerse la trayectoria óptima $V_{o,opt}$ vs. w_e . Tomando en cuenta este hecho, se desarrolló el algoritmo mostrado en la Fig. 3.12, el cual fue ejecutado fuera de línea. Los parámetros utilizados para el generador *PMSG* y el puente de diodos trifásico corresponden a la Tabla 3.2, para la *SWT* el $r = 0.575$ m, el $\lambda_{opt} = 6.0997$, la $\rho = 1.225$ Kg/m³ y el rango de V_w utilizado es de 3 m/s - 18 m/s con incrementos de 0.1 m/s.

De acuerdo con la Fig. 3.12, la igualdad (3.64) es evaluada dentro de los límites *CCM-DCM* y *DCM-NCM* para cada velocidad de viento. Cuando la igualdad se cumple, entonces la

variable V_o que corresponde al voltaje óptimo se guarda en un vector unidimensional, (3.65), además, de guardar el valor de w_e que corresponde a $V_{o,opt}$ en un segundo vector unidimensional (3.66). El proceso continúa hasta que se alcanza una máxima velocidad de viento de 18 m/s. Como resultado final, (3.65) y (3.66) se asignan a los vectores unidimensionales (3.67) y (3.68), respectivamente. Estos vectores son utilizados en el algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CV-MPPT* para determinar la trayectoria $V_{o,opt}$ vs. la frecuencia angular, w_e , utilizando una técnica de interpolación lineal en línea.

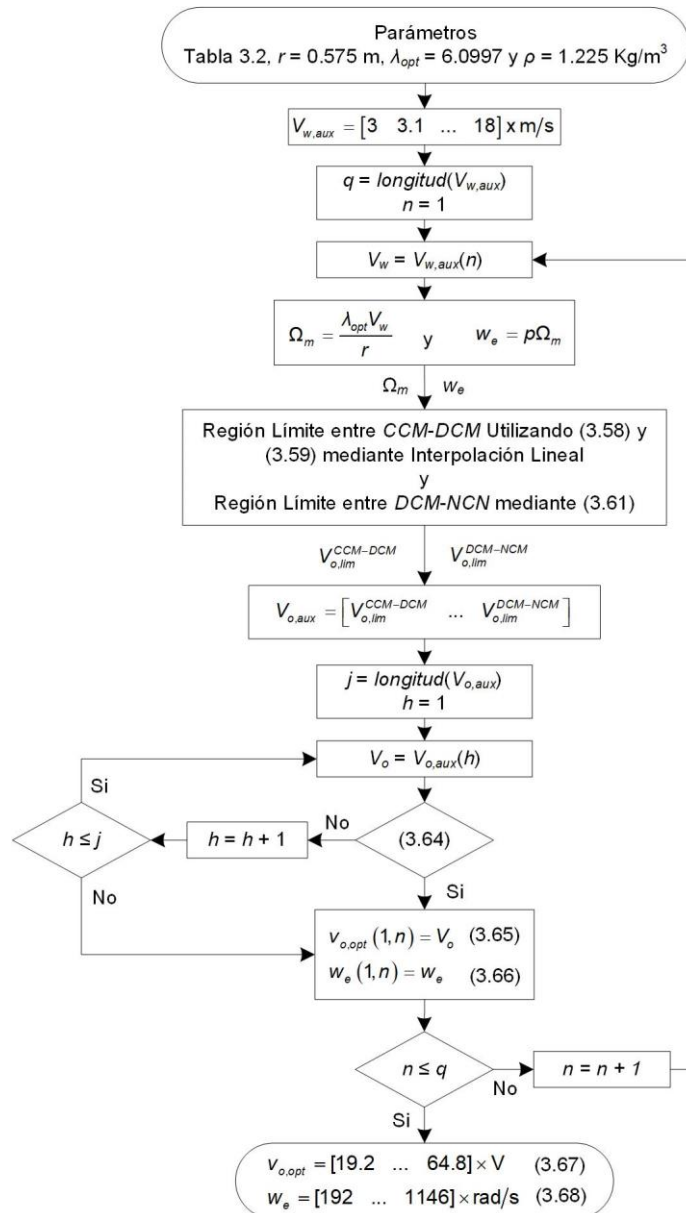


Fig. 3.12 Algoritmo para generar la trayectoria óptima de voltaje, $V_{o,opt}$.

La Fig. 3.13 muestra de forma práctica la trayectoria óptima $v_{o,opt}$ vs. w_e , la cual se obtuvo mediante el algoritmo de la Fig. 3.12.

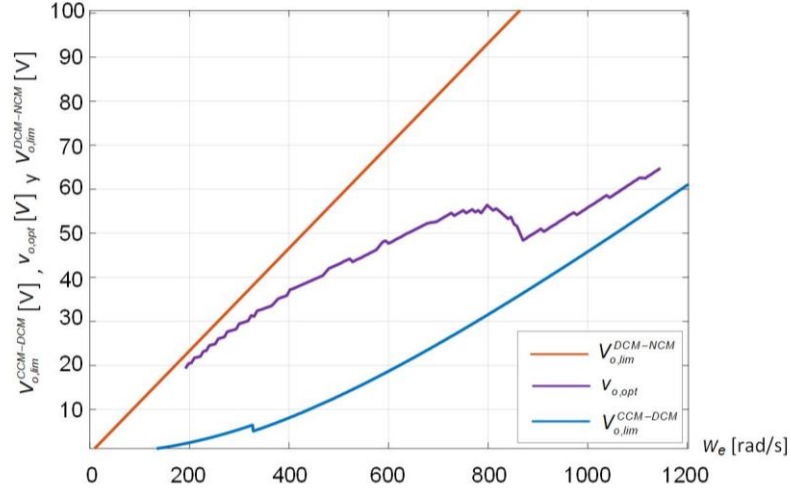


Fig. 3.13 Trayectoria de voltaje óptimo, $v_{o,opt}$, necesaria para operar a la SWT en su punto de máxima potencia.

Es fácil notar en la Fig. 3.13, que la trayectoria óptima se mantiene dentro de los límites *CCM-DCM* y *DCM-NCM* para el dominio de w_e , el cual comprende de 200 rad/s a 1200 rad/s. Considerando el $\lambda_{opt} = 6.0997$, $p = 6$ y el $r = 0.575$ m, este dominio corresponde a un rango de velocidades de viento de los 3 m/s a los 18 m/s. De aquí, que el algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CV-MPPT* contempla el seguimiento del *MPP* de la SWT para un amplio rango de velocidades de viento.

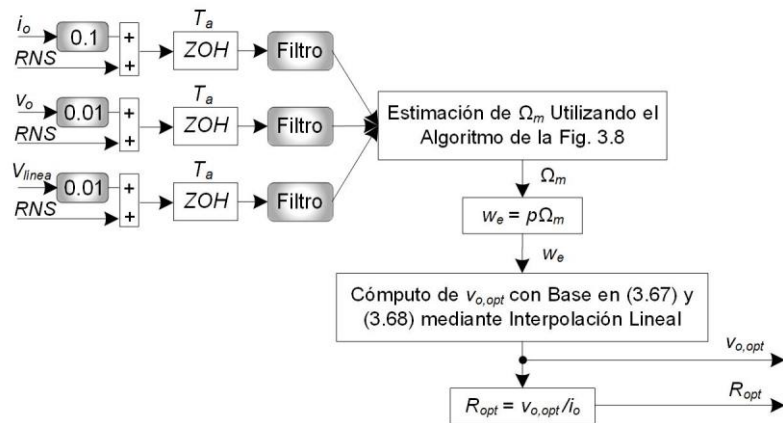


Fig. 3.14 Algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CV-MPPT*.

Finalmente en la Fig. 3.14 se muestra el algoritmo *MPPT* propuesto vía el enfoque *CV-MPPT*, el cual fue desarrollado con base en el modelo del generador de imanes permanentes

acoplado al 3P-DR. Las especificaciones de los filtros de tipo *Kalman* mostrados en la Fig. 3.14 se indican en la sección 5.3. La operación en línea del algoritmo propuesto, es como sigue: las mediciones eléctricas v_o , i_o y $V_{línea}$ son digitalizadas mediante el retenedor de orden cero (ZOH, *Zero Order Hold*), las cuales son procesadas por filtros *Kalman* para remover señales de ruido aleatorio. El algoritmo mostrado en la Fig. 3.8, el cual actúa como un sensor virtual de software, estima la Ω_m con base en las mediciones eléctricas procesadas previamente por los filtros. La velocidad angular Ω_m se convierte a frecuencia angular w_e con base al número de polos del generador *PMSG*. Utilizando las ecuaciones (3.67) y (3.68) se determina la trayectoria óptima de voltaje $v_{o,opt}$ mediante una técnica de interpolación lineal. La resistencia R_{opt} se estima al dividir $v_{o,opt}$ entre i_o . El algoritmo se ejecuta a una velocidad determinada por el tiempo de muestreo, T_a .

Asumiendo que el sistema *WECS* opera en su punto de máxima potencia para un amplio rango de velocidades de viento, el algoritmo de la Fig. 3.8 puede ser ejecutado en un simulador para construir dos vectores unidimensionales, el primero para Ω_m y segundo para i_o . Estos dos vectores pueden usarse para estimar a Ω_m con base en una técnica de interpolación lineal y la medición eléctrica de i_o . Utilizando este planteamiento, el número de sensores eléctricos que se requieren para estimar a Ω_m en la Fig. 3.14 se reduce de 3 a 1. Además, de que se impacta favorablemente en el costo computacional requerido durante el proceso *MPPT*. De aquí, que si se utiliza este planteamiento. Entonces, se puede reclamar la primera contribución de esta tesis.

3.3.2 Enfoque *CI-MPPT*

Recientes investigaciones han reportado el uso de teorías de inteligencia computacional basadas en redes neuronales artificiales para mejorar el proceso *MPPT* en sistemas de conversión de energía eólica que usan cualquier tipo de generador eléctrico [95], [111]–[126]. Como resultado de esto, las redes *ANN* han contribuido en el desarrollo de nuevos enfoques para el diseño del algoritmo *MPPT*. Estos nuevos enfoques intentan superar las desventajas de algoritmos *MPPT* basados en control por *TSR*, *P&O* y *PSF* (ver Tabla 3.1). Además, de resolver problemas relacionados con la eficiencia del sistema *WECS*, el estrés mecánico y/o operación de la turbina eólica para un amplio rango de velocidades de viento. En este sentido, Saad *et al.* [111] desarrollaron una modificación del algoritmo *P&O* con base en una red neuronal *MLP* para alcanzar el *MPP* de una turbina eólica acoplada a un generador de

reluctancia conmutada (*SRG*, *Switched Reluctance Generator*) a través de una caja de cambios y un convertidor de potencia. La red neuronal *MLP* fue entrenada mediante un controlador *PI* para aprender las corrientes de fase óptimas del *SRG*, $I_{g,opt}$, considerando a V_w , T_m y Ω_m como entradas. La red neuronal *MLP* emula el comportamiento del controlador *PI* asociado al convertidor de potencia para regular a Ω_m y mantener un bajo rizo en el par de la turbina eólica. Como resultado, el *MPP* y una reducción de estrés mecánico en la *SWT* fueron alcanzados. En otro trabajo, un algoritmo *MPPT* basado en una red neural de tipo gas neuronal creciente (*GNG*, *Growing Neural Gas*), diseñado para una turbina eólica acoplada a un generador de inducción (*IG*, *Induction Generator*), fue presentado por Pucci *et al.* [112]. La *GNG* fue entrenada para aprender a V_w versus T_m y Ω_m , la cual fue estimada por un observador de orden completo de mínimos cuadrados totales (*TLS*, *Total Least Squares*). La velocidad angular óptima, $\Omega_{m,opt}$, la cual corresponde al *MPP* de la turbina eólica, es estimada mediante λ_{opt} , mientras que V_w por la red neural *GNG*. La $\Omega_{m,opt}$ es procesada por un controlador *PI* asociado a un inversor tipo *VSI* (*Voltage Source Inverter*) para seguir el *MPP* de la turbina eólica. Yin y Zhang describen en [113] un algoritmo *MPPT* para una turbina eólica acoplada a un generador *PMSG* vía una caja de cambios y un convertidor de potencia *Back-To-Back* (*BTB*) con base en una red neuronal recurrente (*RNN*, *Recurrent Neural Network*). La *RNN* fue entrenada para aprender la incertidumbre, $\hat{d}$, de un controlador de modo deslizante integral asociado a un convertidor de potencia situado del lado del rotor eólico para forzar a la *WT* operar en su punto de máxima potencia. La *RNN* usa a λ_{opt} y a la potencia de salida del generador *PMSG* como entradas para actualizar los pesos de la *RNN*. El mismo enfoque de Pucci *et al.* [112] fue presentado por Piazza y Pucci [114], pero considerando a Ω_m proveniente de un estimador de flujo del rotor.

Además de las arquitecturas neuronales de tipo *MLP* [95]–[115], *RNN* [113] y de *GNG* [112]–[114], otros tipos de red neuronal han sido reportados en la literatura, tales como: red de función de base radial gaussiana (*GRBFN*, *Gaussian Radial Basis Function Network*) [116] y red de función de base radial (*RBFN*, *Radial Basis Function Network*) [117]. En este tipo de arquitecturas, un controlador *PI* fue usado como interfaz de control asociada al convertidor de potencia del rotor eólico para rastrear la trayectoria óptima estimada por el tipo de red neuronal, y de esta forma forzar a la turbina eólica operar en su *MPP* [95], [112], [114]–[116] y [118]–[120]. La Tabla 3.3 muestra los detalles de implementación de los enfoques *ANN* previamente mencionados [111]–[120]. Estos detalles consisten en: entradas consideradas durante el

proceso de entrenamiento, tipo de arquitectura de ANN, número de neuronas utilizadas en cada capa, la variable utilizada como objetivo de aprendizaje y el algoritmo de entrenamiento.

Tabla 3.3. Arquitectura de las ANNs previamente mencionadas.

Ref.	Tipo	Neuronas	Entradas	Objetivo	Algoritmo de Entrenamiento
[95]	MLP	20-10-1	^a λ , ^a $C_{p,opt}$	β_{opt}	Levenberg-Marquardt
[111]	MLP	4-6-8	V_w , Ω_m , T_m	$I_{g,opt}$	Levenberg-Marquardt
[112]	GNG	^b 1000	T_m , Ω_m	V_w	Aprendizaje Competitivo Hebbiano
[113]	RNN	6-1	P_g , Ω_m , λ_{opt}	$\hat{d}$	Propagación Hacia Atrás en Línea
[114]	GNG	^b 800	T_m , Ω_m	V_w	Aprendizaje Competitivo Hebbiano
[121]	MLP	*NA	Ω_m , P_g	$\Omega_{m,opt}$	Método Q-Learning
[118]	MLP	*NA	^c C_p , β	V_w	Mínimos Cuadrados
[122]	MLP	1-8-3-1	Ω_m	α	*ND
[115]	MLP	^d 10-1	Ω_m , P_m	$\Omega_{m,opt}$	Propagación Hacia Atrás
[116]	GRBFN	*NA	P_m , Ω_m , β	V_w	*ND
[117]	RBFN	*NA	P_{dc} , Ω_m	V_w	Distancia Euclidiana
[119]	RBFN	2-9-1	Ω_m , $\Omega_{m,opt}$, ^e T_m	$i_{q,opt}$	Propagación Hacia Atrás
[120]	RBFN	2-14-1	Ω_m , ^f P_m	V_w	Descenso de Gradiente

* No disponible.

^a La V_w y Ω_m son utilizadas para estimar a λ y $C_{p,opt}$.

^b En la arquitectura GNG, las neuronas son utilizadas para representar un espacio 3-D.

^c El C_p es estimado con base en el T_m y la Ω_m vía un observador lineal de dos lazos.

^d Máximo rendimiento del algoritmo MPPT basado en el enfoque MLP.

^e El T_m es calculado con base en Ω_m y el valor óptimo de i_q vía un observador de par tipo *Feed-Forward*.

^f La P_m es determinada mediante el modelo de la turbina eólica y la Ω_m .

^{opt} Representa el valor óptimo de la variable.

De acuerdo con la Tabla 3.3, los tipos de red neuronal actúan como modelos matemáticos que relacionan el MPP de la turbina eólica con una variable del sistema de conversión de energía eólica para lograr el proceso MPPT. Sin embargo, al menos una entrada de los modelos matemáticos proviene de variables como la velocidad del viento, V_w , o la velocidad angular, Ω_m . Esto conduce a la necesidad de utilizar al menos un sensor mecánico para la implementación del algoritmo MPPT al mismo tiempo que a la desventaja 1 de la Tabla 3.1.

Por lo anterior, se plantea un algoritmo MPPT para el sistema de conversión de energía eólica de la Fig. 3.1. El algoritmo se basa en un enfoque modular MLP para estimar a Ω_m con base en las mediciones eléctricas i_o y v_o . Este enfoque se diseña con base en los modos de conducción de corriente del 3P-DR. La estimación de la velocidad angular, Ω_m , es utilizada para imponer a $v_{o,opt}$ utilizando las ecuaciones (3.67) y (3.68) así como la técnica de interpolación lineal. Los detalles del diseño del enfoque modular MLP, se presentan a continuación.

Retomando el planteamiento de Fogolia *et al.* [109] y los parámetros eléctricos mostrados en la de la Tabla 3.2, se diseñaron dos ecuaciones para identificar en línea el límite de conducción entre los modos conducción 2/0-2/3 y 2/3-3/3 en función de φ :

$$m_{2/0-2/3}^{bound}(\varphi) = -3.563e^{-12}\varphi^6 + 1.216e^{-9}\varphi^5 - 1.698e^{-7}\varphi^4 + 1.252e^{-5}\varphi^3 + 5.25e^{-4}\varphi^2 + 0.01266\varphi - 1.499 \quad (3.69)$$

$$m_{2/3-3/3}^{bound}(\varphi) = 8.324e^{-12}\varphi^6 - 2.563e^{-9}\varphi^5 + 3.017e^{-7}\varphi^4 - 1.548e^{-5}\varphi^3 + 1.447e^{-4}\varphi^2 + 0.02581\varphi - 1.436e^{-4} \quad (3.70)$$

Las expresiones (3.69) y (3.70) fueron obtenidas con el modelo analítico presentado en la sección 3.3.1 vía una solución numérica y el enfoque de ajuste de curvas. Los diagramas mostrados en la Fig. 3.15 y obtenidos de los tres modos principales de conducción, resumen de una manera muy compacta y significativa las regiones límites de conducción así como las típicas formas de onda de i_o y el rango φ_{opt} , el cual corresponde al *MPP* de la *SWT*.

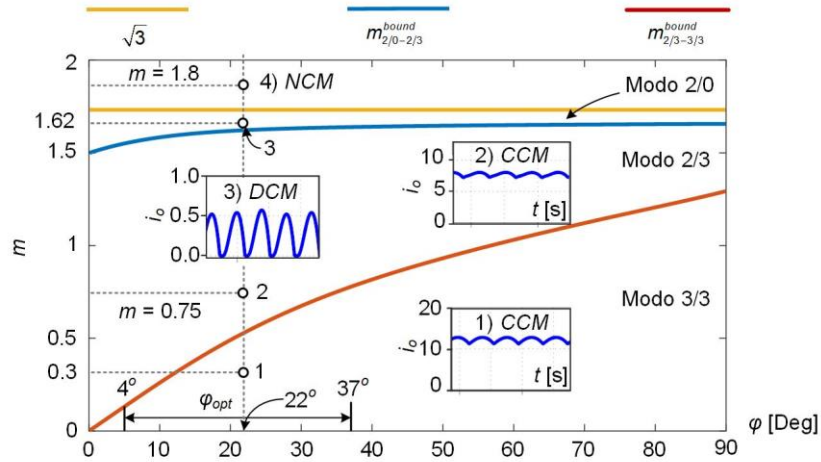


Fig. 3.15 Gráficos de las regiones límite y las típicas formas de onda de i_o con base en el plano (φ, m)

Usando los gráficos de la Fig. 3.15, es posible hacer una rápida evaluación de i_o mediante la aplicación de un barrido de m vía los cambios en el voltaje v_o al mismo tiempo que fijando el ángulo de desplazamiento $\varphi = \varphi_{opt}$ de 22° . Cuando m sobrepasa el valor de $\sqrt{3}$, los diodos D_1 - D_6 de la Fig. 3.4 no conducen al mismo tiempo que la *SWT* no entrega potencia, es decir la i_o es nula. Por lo tanto, la región *NCM* que esta situada por arriba de $\sqrt{3}$, no es de interés en este trabajo. Las típicas formas de onda de i_o mostradas en la Fig. 3.15 fueron obtenidas mediante la simulación del circuito eléctrico mostrado en la Fig. 3.4, asumiendo $\varphi_{opt} = 22^\circ$ para los tres valores de m (0.3, 0.75, 1.62). El rango de φ_{opt} que corresponde de 4° a 22° , fue obtenido con base el $\lambda_{opt} = 6.0997$ para un rango de velocidades de viento que comprende de los 2 m/s a los 20 m/s y considerando (3.8), en (3.20) y (3.21).

En la Fig. 3.15 también se observa que al fijar el valor de φ el promedio de i_o , $\langle i_o \rangle$, es inversamente proporcional a m . Además, de que i_o puede transitar por el modo DCM (2/0) y CCM (2/3, 3/3) mediante los cambios de m . Este comportamiento se repite para todo el rango de φ_{opt} en el plano (φ, m) . Basados en esta observación y los parámetros eléctricos de la Tabla 3.2, entonces se construye e implementa en un simulador el diagrama eléctrico de la Fig. 3.16. Este diagrama eléctrico es usado para generar las muestras necesarias para el entrenamiento del enfoque modular *MLP*, el cual reemplaza modelos matemáticos complejos basados en el tiempo, tales como el modelo presentado en la sección 3.3.1, el modelo de Fogolia *et al.* [109], entre otros.

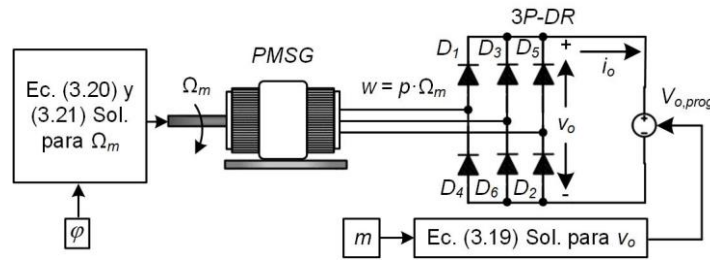


Fig. 3.16 Diagrama esquemático implementado en un simulador (PLECS®) para generar el conjunto de datos del entrenamiento para el enfoque modular *MLP*.

De acuerdo con la Fig. 3.16, la velocidad Ω_m se utiliza para activar al generador *PMSG* y se determina con base en el ángulo φ vía las ecuaciones (3.20) y (3.21). La ecuación (3.19) es utilizada para generar el voltaje programado $V_{o,prog}$ mediante el valor de m deseado y de esta forma activar los modos de conducción 3/3, 2/3 y 2/0 del 3P-DR. El rango de φ corresponde al rango φ_{opt} mostrado en la Fig. 3.15 y es utilizado con incrementos de un grado. En cada incremento de φ se realiza un barrido de m desde 0 a 1.7320 con intervalos de $3e^{-4}$ unidades para activar los modos 3/3, 2/3 y 2/0 de i_o . Sobre este procedimiento, 266,001 datos fueron grabados para las variables Ω_m , i_o y v_o en cada modo de operación. Esto con la finalidad de construir tres conjuntos de datos, los cuales fueron divididos para el entrenamiento, validación y prueba en el diseño del enfoque modular *MLP*.

Debido a la naturaleza de los modos de conducción del 3P-DR, el diseño enfoque modular incluye tres estructuras *MLP feedforward* para estimar a Ω_m en cada modo de operación. Dentro de cada conjunto de datos la velocidad Ω_m es considerada como objetivo y las variables i_o y v_o como entradas. Para la determinación de los pesos (w) y sesgos (+1) de cada estructura

MLP durante la fase de entrenamiento, todos los conjuntos de datos se normalizaron mediante la media y la desviación estándar:

$$i_o^n = \frac{i_o - \mu_{i_o}}{\sigma_{i_o}} \quad (3.71)$$

$$v_o^n = \frac{v_o - \mu_{v_o}}{\sigma_{v_o}} \quad (3.72)$$

$$\Omega_m^n = \frac{\Omega_m - \mu_{\Omega_m}}{\sigma_{\Omega_m}} \quad (3.73)$$

La estructura MLP usada en el esquema modular se muestra en la Fig. 3.17.

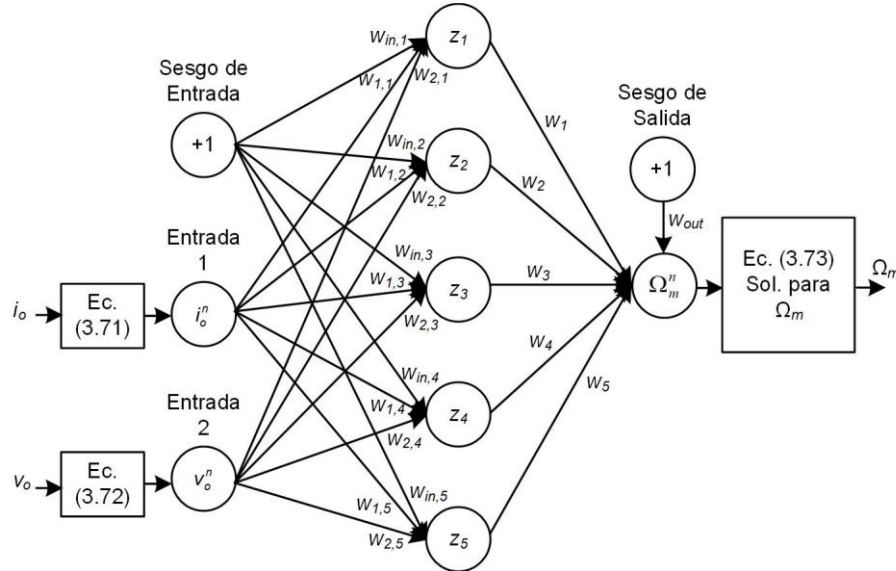


Fig. 3.17 Estructura de la MLP utilizada en el esquema modular.

De acuerdo con la Fig. 3.17, cada MLP incluye dos entradas (i_o y v_o), cinco neuronas en la capa oculta y una neurona en la capa de salida. El número de neuronas de la capa oculta se determina con la expresión $2n_{entradas} + 1$. Las funciones de activación en las capas ocultas son funciones sigmoideas, f_{sgm} , mientras que en la capa de salida se usa una función lineal. Las entradas a la estructura MLP deben ser normalizadas vía (3.71) y (3.72) antes de ser procesadas, y la salida Ω_m^n es convertida a Ω_m mediante (3.73) al salir de la estructura MLP. La salida Ω_m^n se determina mediante:

$$Z_i = f_{\text{sgm}}(w_{1,i}V_{dc} + w_{2,i}i_{dc} + w_{in,i}) \quad (3.74)$$

$$\Omega_m^n = w_1 Z_1 + w_2 Z_2 + w_3 Z_3 + w_4 Z_4 + w_5 Z_5 + w_{out} \quad (3.75)$$

Finalmente en la Fig. 3.18 se muestra el esquema del algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CI-MPPT* propuesto, el cual combina las redes neuronales tipo modular *MLP* con el algoritmo de la Fig. 3.14 para estimar a $v_{o,opt}$ y R_{opt} . Cada módulo *MLP* fue entrenado con el algoritmo *Levenberg-Marquardt*. Los datos de entrada de entrenamiento i_o y v_o , y el objetivo Ω_m provienen del conjunto de datos de cada modo de conducción (3/3, 2/3 y 2/0), los cuales fueron generados con el circuito de la Fig. 3.16 y normalizados con las ecuaciones (3.71) – (3.73). Cada conjunto de datos fue dividido en subconjuntos con 70%, 15% y 15% muestras para entrenamiento, validación y prueba, respectivamente.

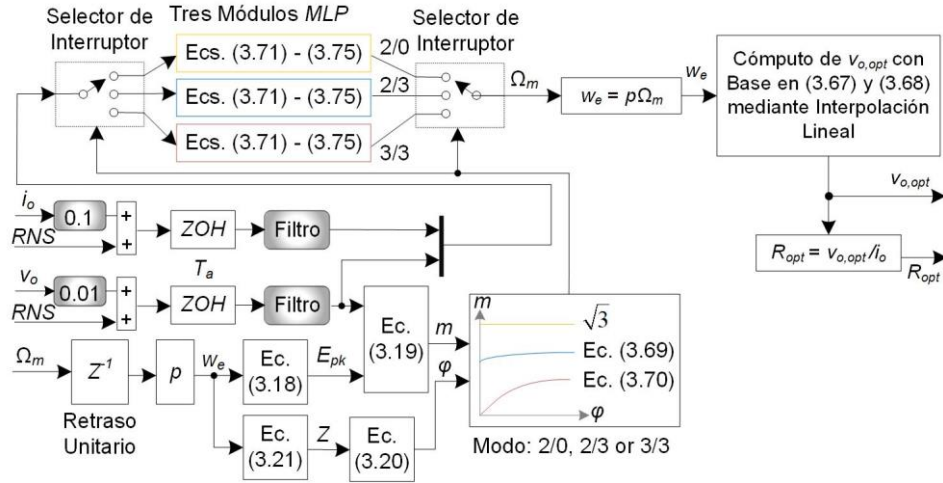


Fig. 3.18 Algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CI-MPPT*.

De acuerdo con la Fig. 3.18, cuando el algoritmo *MPPT* se encuentra operando en línea, las entradas i_o y v_o son procesadas por filtros *Kalman* para minimizar señales de ruido aleatorio. Desde que la implementación del algoritmo es realizada mediante un procesador digital de señales, dos *ZOH* fueron situados entre los filtros y las entradas del algoritmo para representar el modelo del convertidor de señales digitales a analógicas (*DAC, Digital to Analog Converter*). Para evitar errores asociados a lazos algebraicos, fue necesario de aplicar un retraso unitario entre la estimación de Ω_m y w_e . La selección de los modos 3/3, 2/3 o 2/0 se realiza basados en los parámetros m y ϕ usando las ecuaciones (3.18) – (3.21), (3.69) y (3.70). El enfoque de selector de interruptor fue adoptado para seleccionar la estructura *MLP* y determinar con

efectividad la velocidad angular, Ω_m . Utilizando esta velocidad angular y las ecuaciones (3.67) y (3.68), se determina la trayectoria óptima $v_{o,opt}$ vía una técnica de interpolación lineal. La resistencia R_{opt} se estima al dividir $v_{o,opt}$ entre i_o . El algoritmo se ejecuta a una velocidad determinada por el tiempo de muestreo, T_a .

El análisis del comportamiento del tiempo de ejecución, T_e , que requiere el algoritmo *MPPT* propuesto para estimar un nuevo valor de $v_{o,opt}$ y R_{opt} , sirve para determinar si el algoritmo puede ser implementado en tiempo real en un microcontrolador (μC , *Microcontroller*) basado en hardware o en un procesador digital de señales (*DSP*, *Digital Signal Processing*). Este análisis puede resolverse vía en la teoría de la complejidad computacional [92], como sigue:

$$T_e = c_1 n + c_2 \quad (3.76)$$

donde n es el número de neuronas utilizadas en la capa oculta de estructura modular *MLP*, c_1 es el tiempo que le toma a cada neurona para estimar un nuevo valor vía (3.74) más el tiempo necesario para estimar la velocidad Ω_m utilizando (3.75) y c_2 es el tiempo necesario para estimar las tareas relacionadas con la indentificación y selección del modo de conducción. Estas tareas son con relación al filtrado de señales, normalización y desnormalización de las entradas/salidas de las estructuras modulares *MLP*, lecturas de señales eléctricas mediante un convertidor de análogo a digital (*ADC*, *Analog to Digital Converter*), escritura de datos mediante un convertidor *DAC*, estimación de $v_{o,opt}$ mediante (3.67) y (3.68) así como de R_{opt} .

Considerando el microcontrolador ATMega328P como el hardware para analizar el tiempo T_e del algoritmo *MPPT* propuesto, en la Fig. 3.19 se puede apreciar que el comportamiento de este tiempo es de tipo lineal con relación al número de neuronas. Esto debido a la expresión (3.76), la cual conduce a una complejidad de tipo $O(n)$.

Es fácil notar en la Fig. 3.19 que cuando el número neuronas son 5, el tiempo de ejecución T_e es igual a 3.98 ms. Este tiempo de ejecución resulta aproximadamente 2.5 veces menor al tiempo de muestreo T_a que se selecciona para evaluar al algoritmo *MPPT* vía el enfoque *CI-MPPT*. Por lo tanto la implementación de este algoritmo en el microcontrolador ATMega328P es apropiada para aplicaciones en tiempo real. También, es fácil notar en la Fig. 3.19 que un aumento de neuronas provoca un incremento lineal del tiempo T_e . De aquí, que si el número de neuronas en la capa oculta de la estructura modular *MLP* fuese mayor a 30, entonces sería necesario cambiar el microcontrolador ATMega328P por otro hardware más veloz para

mantener un tiempo de ejecución menor al tiempo T_a , así como una apropiada implementación en tiempo real. Para evitar este tipo de desventajas, en esta tesis se seleccionó el sistema embebido F28M35xx como hardware alternativo para evaluar el algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CI-MPPT*. La evaluación se realiza vía el enfoque de simulación de procesador en el bucle (*PIL*, *Processor-in-the-Loop*), la cual permite validar y demostrar el desempeño del código diseñado para una aplicación específica.

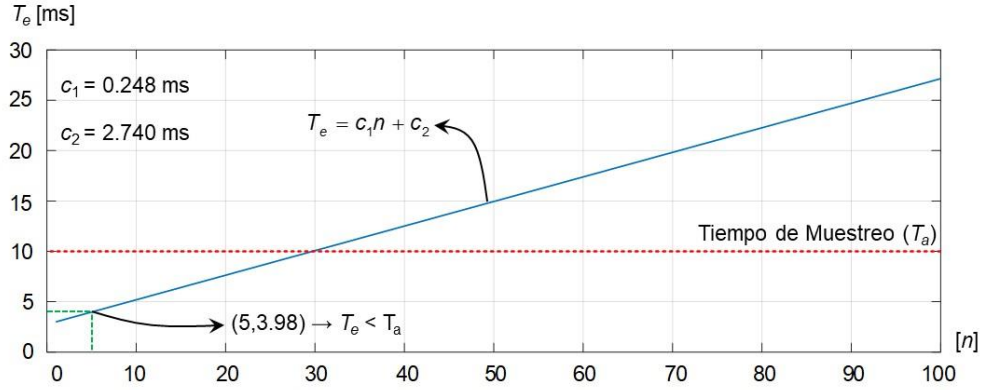


Fig. 3.19 Complejidad computacional: comportamiento de T_e del algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *CI-MPPT*.

De acuerdo al análisis del comportamiento de T_e , la implementación del algoritmo *MPPT* vía el enfoque planteado por [95], [111]–[115], [119], [120] o [122] conduciría a una mayor complejidad computacional que en comparación con el enfoque *CI-MPPT* propuesto. Esto debido al elevado número de neuronas que utilizan los otros enfoques en el tipo de red neuronal. De aquí, que se reclama la primera contribución de esta tesis.

3.3.3 Enfoque *FL-MPPT*

Además, de algoritmos *MPPT* que utilizan enfoques basados en redes neuronales artificiales, los investigadores han reportado el uso de enfoques basados en sistemas difusos para intentar superar las desventajas de los algoritmos *MPPT* basados en control por *TSR*, *P&O* y *PSF* (ver Tabla 3.1). En este sentido podemos encontrar al trabajo publicado por Chen *et al.* [123]. En este trabajo el *MPP* de una turbina eólica, acoplada a un convertidor *dc-dc* vía un generador *PMSG* y un *3P-DR*, es alcanzado mediante un controlador de lógica difuso adaptivo (*AFLC*, *Adaptive Fuzzy Logic Controller*). El controlador *AFLC* fue diseñado para estimar a $i_{o,opt}$, la cual es procesada por un controlador *PI* asociado al convertidor *dc-dc*. El controlador *AFLC* considera como entrada el voltaje de error del *3P-DR* nombrado como e_u .

Este error se determina con base en v_o , el λ_{opt} , una constante de voltaje del 3P-DR llamada k_u que representa las características electro-mecánicas de un sistema WECS y un observador lineal de potencia aerodinámica que utiliza como entradas a v_o y la potencia eléctrica del bus de dc , P_{dc} . El número de reglas utilizadas para el diseño del controlador AFLC fue de 49. Mesemanolis *et al.* [124] examinaron la cooperación de un controlador de pérdida óhmica mínima (MOL, *Minimum Ohmic Loss*) con un algoritmo MPPT para maximizar la eficiencia de un generador de inducción de jaula de ardilla (SCIG, *Squirrel Cage Induction Generator*) y obtener el MPP de la turbina eólica. El algoritmo MPPT, el cual fue implementado con base en un sistema difuso de 49 reglas, determina la $\Omega_{m,opt}$ de un controlador PI asociado al generador SCIG y el enfoque MOL. Este algoritmo utilizó como entrada a P_m , la cual fue obtenida utilizando el modelo del generador SCIG, la medición de la Ω_m , el Ψ_m e I_d del generador SCIG. En la propuesta presentada por Lee *et al.* [125], describieron un algoritmo MPPT para un sistema WECS que incluye un generador de imanes permanentes, un rectificador en modo conmutado (SMR, *Switched Mode Rectifier*) y un inversor $dc-ac$ situado en el lado de la red eléctrica. El algoritmo MPPT, implementado mediante un sistema difuso de 35 reglas, determina al ciclo de trabajo óptimo, d_{opt} , para el rectificador SMR vía la potencia en la red eléctrica, $P_{ac,red}$, la cual es obtenida mediante la medición de voltaje y corriente eléctrica de sus tres fases. Los autores en [125] claman que el rectificador SMR reduce el costo de implementación. Sin embargo, el proceso de conmutación de este rectificador puede presentar fuerte estrés de par en la turbina eólica debido a la ausencia de los elementos pasivos como el inductor y capacitor, los cuales suelen emplearse entre el generador PMSG y el inversor $dc-ac$.

Se puede inferir de los trabajos previamente mencionados [123]–[125], que los algoritmos MPPT basados en sistemas difusos buscan alcanzar el MPP de la turbina resolviendo una o más desventajas relacionadas a los tres principales enfoques (control TSR, PSF y P&O). Desventajas como: un proceso MPPT dependiente de sensores de mecánicos, algoritmo MPPT de alta complejidad computacional e inadecuado proceso MPPT. Basados en esta inferencia, la Tabla 3.4 muestra los detalles de implementación de los trabajos previamente mencionados [123]–[125] y otros que utilizan sistemas difusos para el diseño del algoritmo MPPT. Estos detalles consisten en: entradas y salidas consideradas para sistema difuso, tipo de funciones de membresía, número de reglas utilizadas, método de desfusificación y de inferencia.

Tabla 3.4. Arquitectura de los sistemas difusos previamente mencionados.

Ref.	Entradas (I, Inputs)	Salidas (O, Outputs)	Funciones de Membresía	Número de Reglas	Desfusificación	Método de Inferencia
[123]	e_u	$i_{o,opt}$	Triangulares para I y O	49	Centroide	Mamdani
[124]	P_m	$\Omega_{m,opt}$	Triangulares para I y O	49	*ND	Mamdani
[125]	$P_{ac,red}$	d_{opt}	Triangulares para I y O	35	Centroide	Mamdani
[126]	P_o y Ω_m	$I_{q,opt}$	*ND	25	*ND	*ND
[127]	P_o y Ω_m	$\Omega_{m,opt}$	Triangulares para I y O	49	Centroide	Mamdani
[128]	P_o e i_o	$v_{o,opt}$	Triangulares para I y O	49	Centroide	Sugeno
[129]	P_o e v_o	$i_{o,opt}$	Triangulares para I y O	49	Centroide	Sugeno
[130]	$P_{ac,gen}$ y Ω_m	$\Omega_{m,opt}$	Triangulares para I y O	25	Centroide	Mamdani
[131]	i_o	$P_{o,opt}$	Forma de Campana para I y O	28	Centroide	Sugeno

* No disponible.

Los sistemas difusos actúan como modelos matemáticos que relacionan el *MPP* de la turbina eólica con una variable del sistema de conversión de energía eólica para conseguir el proceso *MPPT*. Además, de que pueden ajustar dinámicamente el tamaño de la perturbación para superar la desventaja 4 de la Tabla 3.1. Sin embargo, en los sistemas difusos presentados por [124], [126], [127] y [130], al menos un sensor mecánico es requerido. Esto conduce a la desventaja 1 de la Tabla 3.1. Además, los sistemas difusos presentados por [126] y [130] utilizan el menor número de reglas para lograr el *MPP* de la turbina eólica. Un elevado número de reglas conduce a la desventaja 2 de la Tabla 3.1. Adicionalmente, la entrada al sistema difuso de [123] requiere del conocimiento de las características electro-mecánicas del sistema *WECS*. Para ampliar el panorama de esta última desventaja, a continuación se presenta un algoritmo *MPPT* basado en las ecuaciones mecánicas y eléctricas de un sistema *WECS* con base en la misma arquitectura de la Fig. 3.1.

El valor óptimo de λ en (3.2) para cualquier turbina eólica, puede ser alcanzado vía el control de Ω_m . Cuando esto sucede, la potencia mecánica óptima en la *WT* puede obtenerse como:

$$P_{m,opt} = \frac{\rho \pi R_r^5 C_{p,opt}}{2 \lambda_{opt}^3} \Omega_m^3 \quad (3.77)$$

De acuerdo con [132], el voltaje de salida del puente rectificador de diodos trifásico de la Fig. 3.1, puede expresarse como:

$$v_o = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{linea} - \frac{3}{\pi} p L_s i_o \Omega_m \quad (3.78)$$

Asumiendo que el voltaje de polarización de los diodos del 3P-DR y que la resistencia de fase del generador PMSG son mínimas, el voltaje de línea, $V_{línea}$, puede estimarse en función a Ω_m , p y la K_{PMSG} , como sigue:

$$V_{línea} = pK_{PMSG}\Omega_m \quad (3.79)$$

Sustituyendo (3.79) en (3.78), el voltaje v_o puede ser estimado en función de i_o y Ω_m :

$$v_o = \frac{3}{\pi} p \Omega_m \left(\sqrt{2} K_{PMSG} - L_s i_o \right) \quad (3.80)$$

Considerando la eficiencia de transmisión, η , la cual se manifiesta durante el proceso de conversión de potencia mecánica a potencia eléctrica. Entonces, la potencia eléctrica de salida del 3P-DR que se manifiesta en la vecindad del MPP de la WT, puede ser escrita como:

$$v_{o,opt} i_{o,opt} = \eta P_{m,opt} \quad (3.81)$$

Combinando (3.77) y (3.80) en (3.81), se obtiene la expresión matemática (3.82), la cual demuestra que la potencia mecánica óptima en la turbina eólica puede ser alcanzada cuando el voltaje de salida del 3P-DR es cercano su valor óptimo.

$$v_{o,opt} i_{o,opt} = \eta \left[\left(\frac{\rho \pi R_r^5 C_{p,opt}}{2 \lambda_{opt}^3} \right) \left(\frac{\pi v_{o,opt}}{3 p L_s i_{o,opt} - 3 p \sqrt{2} K_{PMSG}} \right)^3 \right] \quad (3.82)$$

Si el término η se mantuviera constante para un amplio rango de velocidades de viento. Entonces, un enfoque basado en la solución de $v_{o,opt}$ vía la ecuación (3.82) podría utilizarse en el diseño del algoritmo MPPT para rastreo del MPP de la turbina eólica. Sin embargo, este tipo de enfoques, incluyendo el enfoque CV-MPPT y el CI-MPPT, conducen a dos desventajas importantes. La primera, es que requieren del conocimiento de parámetros electro-mecánicos del sistema WECS como: R_r , λ_{opt} , $C_{p,opt}$, L_s , p y K_{PMSG} . Estos parámetros tienden a cambiar de valor con el paso del tiempo y en ocasiones son difíciles de obtener. La segunda, es que la eficiencia η varía considerablemente dentro del rango de velocidades de viento debido a que en el 3P-DR no se puede controlar la potencia reactiva y activa.

Por todo lo anterior y las desventajas derivadas de la Tabla 3.4, se propone para el sistema WECS de la Fig. 3.1, un algoritmo MPPT basado en un sistema difuso de solo 21 reglas. Este

número de reglas se logró al diseñar el sistema difuso con base en el comportamiento del voltaje de salida del 3P-DR y su curva de potencia. El algoritmo propuesto considera al valor actual del voltaje de salida del 3P-DR, v_o , como un punto potencial que corresponde al *MPP* de la turbina eólica al mismo tiempo que evalúa la veracidad de esta consideración. Si el resultado de la evaluación es falso, entonces el algoritmo realiza las correcciones necesarias sobre v_o mediante el ajuste del tamaño de la perturbación para obtener el valor $v_{o,opt}$ que mapea al *MPP* de la turbina eólica. Esto con base a un planteamiento que considera la dirección de los cambios de voltaje de salida del 3P-DR, Δv_o , y el signo de la pendiente de la curva típica de potencia eléctrica de salida del 3P-DR, m_{cp} . Los detalles de este planteamiento, se presentan a continuación.

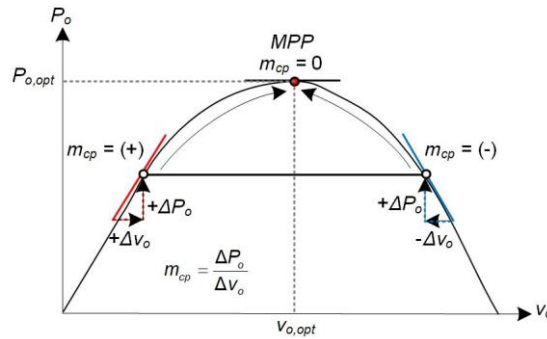


Fig. 3.20 Principio básico de operación del algoritmo *MPPT* basado en un sistema difuso.

En la Fig. 3.20 se muestra la curva típica de P_o vs. v_o de un sistema *WECS*, la cual plantea el principio básico de operación del algoritmo propuesto. Este principio consiste en introducir una perturbación arbitraria en el voltaje v_o , y observar al signo de la pendiente m_{cp} y la dirección de los cambios en Δv_o . Si m_{cp} y Δv_o se mantienen positivos con el último incremento del voltaje v_o , entonces este proceso de búsqueda continúa en la misma dirección hasta que $v_o = v_{o,opt}$. Por otro lado, si el incremento del voltaje v_o causa que el cambio de Δv_o y el signo de m_{cp} sean negativos, entonces la dirección del proceso de búsqueda es revertida. El proceso de búsqueda del *MPP* se detiene cuando el valor de m_{cp} y Δv_o son nulos, es decir el valor actual de v_o corresponde al *MPP* de la turbina eólica. La dirección del proceso de búsqueda se relaciona con el signo de m_{cp} para los casos que se presenten fuera de este principio de operación. Por ejemplo, si con la última perturbación en v_o la pendiente m_{cp} es negativa al mismo tiempo que Δv_o se mantiene positivo, entonces la siguiente perturbación para v_o será negativa. Este planteamiento permite diseñar un algoritmo *MPPT* basado en un sistema difuso

de 21 reglas así como de lograr un ajuste dinámico en el tamaño de la perturbación para lograr el proceso *MPPT*.

La Fig. 3.21 muestra la implementación del principio de operación del algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *FL-MPPT*, el cual utiliza un sistema difuso.

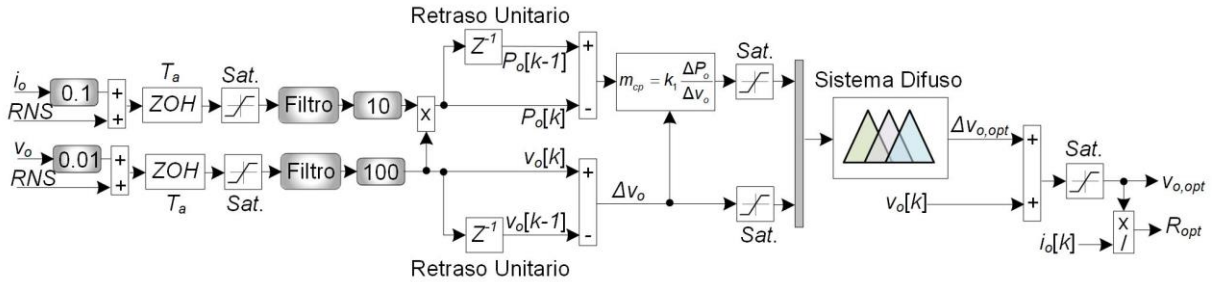


Fig. 3.21 Algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *FL-MPPT*.

De acuerdo con la Fig. 3.21, las mediciones eléctricas de v_o e i_o son atenuadas por un factor de 0.01 y 0.1, respectivamente. Seguido, estas mediciones son digitalizadas mediante el bloque *ZOH* a una razón de muestreo establecida por T_a . Posteriormente, para garantizar el buen desempeño del algoritmo, estas mediciones son procesadas por filtros *Kalman*, mientras que su atenuación es eliminada. Las entradas m_{cp} y Δv_o del sistema difuso se determinan con base en las señales eléctricas v_o e i_o , las cuales fueron previamente procesadas. Bloques de saturación (*Sat.*, *Saturation*) son utilizados para limitar las entradas y salidas del algoritmo dentro de rangos seguros de operación. El factor de escala k_1 provee la normalización de la entrada m_{cp} . De acuerdo con el planteamiento de la Fig. 3.20, el sistema difuso determina el tamaño de la perturbación $\Delta v_{o,opt}$ con base en las entradas m_{cp} y Δv_o al mismo tiempo que considera el valor actual de v_o como un punto potencial que mapea al *MPP* de la turbina eólica. El tamaño de la perturbación se utiliza para corregir a v_o en caso de que su valor actual no corresponda al *MPP* de la turbina eólica. Finalmente, se estima la resistencia R_{opt} mediante la división del valor óptimo $v_{o,opt}$ entre la corriente de salida del *3P-DR*.

El sistema difuso mostrado en la Fig. 3.21 se conforma de tres pasos: fusificación, inferencia y defusificación. Los detalles de su modelo matemático establecido con base en el planteamiento de la Fig. 3.20, se presentan a continuación.

Las entradas al sistema difuso se definen como:

$$m_{cp} = \frac{\Delta P_o}{\Delta v_o} \quad (3.83)$$

$$\Delta v_o = v_o[k] - v_o[k-1] \quad (3.84)$$

donde el término k y $k-1$ indican el tiempo de muestreo actual y el anterior, respectivamente.

El sistema difuso utiliza funciones de membresía triangulares simétricas con traslape para Δv_o y $\Delta v_{o,opt}$, mientras que para m_{cp} se utilizan funciones trapezoidales. Tal y como se muestra en la Fig. 3.22. Las entrada Δv_o y salida $\Delta v_{o,opt}$, son representadas en términos lingüísticos, tales como negativo grande (*NB, Negative Big*), negativo mediano (*NM, Negative Medium*), negativo pequeño (*NS, Negative Small*), cero (*Z, Zero*), positivo grande (*PB, Positive Big*), positivo mediano (*PM, Positive Medium*) y positivo pequeño (*PS, Positive Small*), mientras que para la entrada m_{cp} es representada por negativo (*N, Negative*), *Z* y positivo (*P, Positive*).

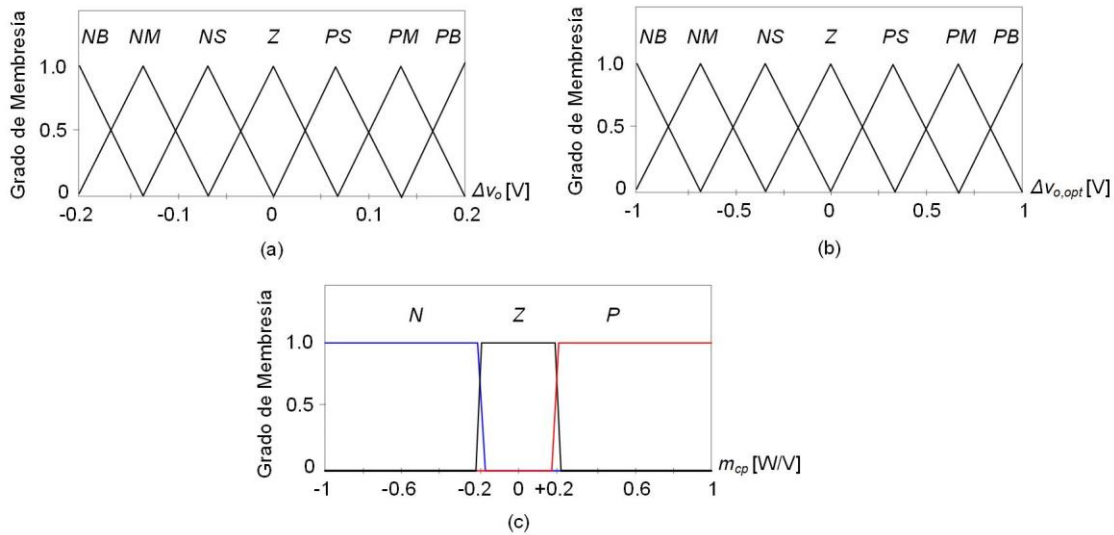


Fig. 3.22 Funciones de membresía de: (a) la variación de v_o , (b) la variación óptima de v_o y (c) la polaridad m_{cp} .

Utilizando el planteamiento de la Fig. 3.20 como los conocimientos previos y cruzando estos con los conjuntos difusos de la Fig. 3.22. Se obtiene el conjunto de reglas difusas, las cuales se muestran en la Tabla 3.5. Este conjunto de reglas permite alcanzar un eficiente proceso *MPPT*, lo cual se demuestra en la sección 5.3.

Las 21 reglas difusas mostradas en la Tabla 3.5, pueden ser escritas e interpretadas con base en la siguiente estructura:

Si Δv_o es x_i y m_{cp} es y_j , entonces $\Delta v_{o,opt}$ es z_k .

donde $i, k = 1, 2, \dots, 7$; $j = 1, 2, 3$. Los términos x_i e y_j son considerados como el antecedente y z_k como el consecuente.

Tabla 3.5. Conjunto de reglas difusas implementadas en el enfoque FL-MPPT.

$\Delta v_{o,opt}$		Δv_o						
		NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
m_{cp}	N	NB	NM	NM	PB	NM	NM	NB
	Z	PS	Z	Z	Z	Z	Z	NS
	P	PB	PM	PM	NB	PM	PM	PB

En la Fig. 3.23 se puede apreciar la superficie de mapeo del sistema difuso, la cual se genera mediante las reglas indicadas en la Tabla 3.5. Esta superficie permite visualizar apropiadamente la relación entre las variables de entrada y salida del sistema difuso.

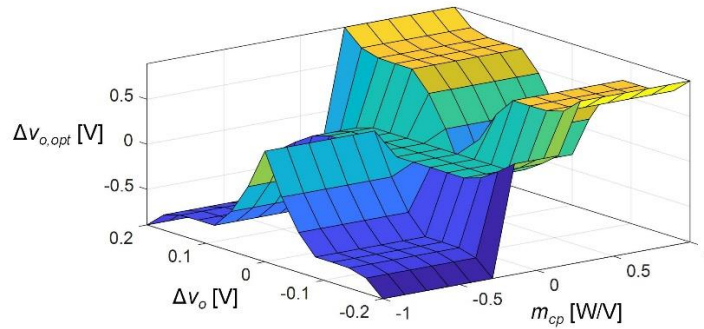


Fig. 3.23 Superficie de mapeo del sistema difuso utilizado en el enfoque FL-MPPT.

Por lo anterior, se puede notar en la Fig. 3.23, que el tamaño de la perturbación $\Delta v_{o,opt}$ se ajusta dinámicamente con base en las variables m_{cp} y Δv_o así como de visualizar que la dirección de esta perturbación se relaciona con el signo de la pendiente m_{cp} para los casos que se presenten fuera del principio de operación de la Fig. 3.20. Estos casos pueden presentarse por situaciones como el ruido eléctrico, el proceso de conmutación del convertidor *dc-dc Boost*, repentinos cambios de viento, demanda eléctrica, entre otros.

De acuerdo con la Fig. 3.21, el método de inferencia utilizado en el sistema difuso es el Mamdani y la defusificación es llevada a cabo con base en el enfoque del centroide. De aquí,

que el voltaje óptimo $v_{o,opt}$ se puede expresar en función de m_{cp} y Δv_o vía el sistema difuso, como sigue:

$$v_{o,opt}(m_{cp}, \Delta v_o) = \Delta v_{o,opt}[k] + v_o[k] \quad (3.85)$$

Finalmente, cuando la turbina eólica opera en la vecindad de su *MPP*, la R_{opt} se obtiene mediante:

$$R_{opt} = \frac{v_{o,opt}}{i_o[k]} \quad (3.86)$$

Conforme al principio de operación del algoritmo *MPPT* propuesto en la Fig. 3.21, el proceso *MPPT* es libre de sensores mecánicos. Resultados de simulación de la eficiencia lograda en el proceso *MPPT* vía el algoritmo de la Fig. 3.21, se muestran en la sección 5.3.

3.4 Interfaz de Control

Los convertidores de potencia *dc-dc*, en especial la topología *Boost*, es una de la tecnologías más utilizadas para el proceso de seguimiento del punto de máxima de potencia de sistemas *WECS* que utilizan el generador síncrono de imanes permanentes como medio de conversión de energía mecánica a eléctrica. Esto es debido principalmente, al número reducido de componentes requeridos en la implementación de su topología y que ofrece en el sistema *WECS*, una solución menos compleja y costosa para acoplar el generador *PMSG* de una turbina eólica con el banco de baterías o hacia un bus de *dc* [117][133]–[137]. La tarea de este convertidor, es ajustar constantemente su impedancia mediante una interfaz de control vía el rastreo de la trayectoria óptima de voltaje o corriente que es determinada por el algoritmo *MPPT*. Esto, hasta lograr el *MPP* de la turbina eólica [10]. Como interfaz de control, el controlador *PI* es la más preferida por los investigadores [10], [34], [133], [138]–[140]. En este sentido, el controlador de corriente *PI*, linealizado en una velocidad de viento específica, fue utilizado por [10], [133], [138] y [140] como interfaz de control para ajustar la corriente en el inductor del convertidor *dc-dc Boost*. Esta corriente corresponde a la impedancia necesaria para lograr el *MPP* de la turbina eólica. En otros trabajos, presentados por [34] y [139], un controlador *PI* fue utilizado como interfaz de control en el convertidor *dc-dc Boost* para rastrear la trayectoria óptima de potencia y de voltaje que provienen del algoritmo *MPPT*, respectivamente. Algo en común que manifiestan los autores en [10], [34], [133] y [138]–[140],

es que el diseño de la interfaz de control es con base en un punto de operación específico, es decir para una velocidad de viento específica.

Considerando que la naturaleza del viento es estocástica [93], la trayectoria óptima puede contener fluctuaciones de baja y alta frecuencia. Estas fluctuaciones presentan un considerable reto para el desempeño de la interfaz de control, el cual debe de rastrear la trayectoria óptima manteniendo el mínimo de oscilaciones y de sobrepaso máximo, M_p , durante el proceso *MPPT* para evitar posibles condiciones de inestabilidad en el sistema *WECS* y contribuir a impactar positivamente en la eficiencia del proceso *MPPT*. El M_p y las oscilaciones indican en forma directa la estabilidad relativa del sistema *WECS* y pueden presentarse en los enlaces de voltaje y corriente del sistema *WECS*. Además, pueden propagarse hacia los sistemas de potencia, la carga y/o la turbina eólica causando daños irreversibles. Una interfaz de control que es linealizada en un punto de operación, no garantiza el mínimo de oscilaciones y de M_p así como la estabilidad del sistema *WECS*. Esto debido principalmente, a que la interfaz de control podría causar que el margen de fase (*PM*, *Phase Margin*) y ganancia (*GM*, *Gain Margin*) no se sitúen en valores aceptables para un amplio rango de velocidades de viento (diferentes puntos de operación). Por lo tanto, una interfaz de control linealizada en un punto de operación conduciría a la desventaja 3 de la Tabla 3.1. Este tipo de desventaja también puede afectar en el mismo sentido a otros sistemas de energías renovables que incluyen convertidores *dc-dc* e interfaces de control para el proceso *MPPT*.

Conforme a [132], un *PM* y *GM* aceptables son al menos 30° y 10 dB, respectivamente. Para lograr esto frente a un amplio rango de puntos de operación de un sistema basado en *RES*, se requiere de un algoritmo que sea capaz de ajustar dinámicamente los parámetros de la interfaz de control durante el proceso *MPPT* del sistema basado en *RES*. En este respecto se han presentado algunos trabajos, como el controlador adaptivo *PID* de voltaje con base en un sistema difuso y la dinámica convertidor *dc-dc Buck-Boost* para estabilizar el enlace de voltaje de *dc* de un sistema fotovoltaico [141]. Con base en el mismo enfoque, en [142] se presentó el controlador adaptivo *PI* de voltaje de un convertidor *dc-dc Boost* para garantizar el rastreo de la trayectoria óptima de voltaje del sistema *WECS*. En otros trabajos, presentados por [143] y [144], se garantiza la estabilidad en un sistema fotovoltaico utilizando el controlador adaptivo *PI* de voltaje de un convertidor *dc-dc Boost* con base en la dinámica del panel fotovoltaico y por modos deslizantes, respectivamente. Utilizando el enfoque de la regla de *MIT* (*Massachusetts Institute of Technology*) en [145] fue presentado para un sistema eólico-

solar, el controlador adaptivo *PID* de voltaje de un convertidor *dc-dc Buck* para garantizar su estabilidad.

A diferencia de la literatura presentada previamente y para superar la desventaja 3 de la Tabla 3.1, se plantea para el sistema *WECS* de la Fig. 3.1 un algoritmo que ajusta dinámicamente los parámetros de la interfaz de control. Esta interfaz, incluye un lazo externo e interno de control digital *PID* con filtro derivativo para mitigar el ruido de alta frecuencia que es ocasionado por la acción derivativa del controlador al mismo tiempo que regula el voltaje y corriente de salida del *3P-DR*. Adicionalmente, se incluyen filtros de primer orden para remover *RNS* en las señales eléctricas a la entrada del algoritmo y la interfaz de control. Durante el proceso *MPPT*, el algoritmo propuesto ajusta dinámicamente los parámetros del controlador digital basado en un criterio de cancelación de ganancia, polos y ceros del sistema a controlar. Lo anterior, considerando el *MPP* de la turbina eólica, el modelo matemático del convertidor *dc-dc Boost* en tiempo discreto y los criterios de estabilidad de Bode. El ajuste dinámico vía el algoritmo propuesto contribuye a un impacto positivo en el seguimiento de la trayectoria óptima de voltaje determinada por el algoritmo *MPPT*, así como en la estabilidad del sistema *WECS* para un amplio rango de velocidades de viento. El diseño del algoritmo se presenta a continuación. De acuerdo con las Figs. 3.2 (a) y (b), se asume el siguiente planteamiento. Cuando el *MPP* de la turbina eólica es alcanzado para cualquier valor de V_w , las variables electro-mecánicas del sistema *WECS* son optimizadas, es decir $v_o = v_{o,opt}$, $i_o = i_{o,opt}$, $P_m = P_{m,opt}$, $\Omega_m = \Omega_{m,opt}$, entre otras. Por lo tanto, el valor óptimo de la resistencia de carga, R_{opt} , que se manifiesta en la salida del *3P-DR* para valores cercanos al *MPP* de la turbina eólica, se puede obtener vía la relación $R_{opt} = v_{o,opt}/i_{o,opt}$. De acuerdo con este planteamiento y asumiendo un estado estacionario en el sistema *WECS*. Entonces, el máximo punto de potencia del subsistema que engloba a la turbina eólica en conexión con el *3P-DR* vía el generador *PMSG* puede ser representado por la variable R_{opt} e integrado al diagrama electrónico del convertido *dc-dc Boost*. Esto, se puede apreciar en la Fig. 3.24, el texto continúa en la hoja siguiente:

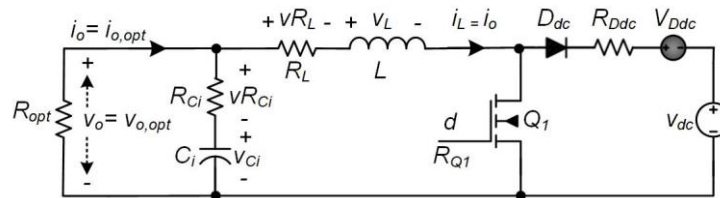


Fig. 3.24 Integración del *MPPT* al diagrama electrónico del convertidor *dc-dc Boost*.

Donde C_i , R_{Ci} , v_{Ci} y vR_{Ci} representan a la capacitancia de entrada, su resistencia interna y la manifestación de sus voltajes, respectivamente. El inductor, la corriente que pasa a través del mismo, su resistencia interna y la manifestación de sus voltajes son L , i_L , R_L , vR_L y v_L , respectivamente. El transistor Q_1 es el actuador que ajusta la impedancia del convertidor con base en d_{mppt} , al cual se le nombra como d para efectos de análisis. La resistencia interna de Q_1 es R_{Q1} . El diodo de salida es D_{dc} , el cual presenta un voltaje de polarización V_{Ddc} y resistencia interna R_{Ddc} . Asumiendo que el voltaje en las terminales de salida del convertidor $dc-dc$ Boost es invariante en el tiempo, entonces v_{dc} se considera como un parámetro constante. En estado estacionario el voltaje en C_i es invariante en el tiempo, por lo tanto se asume que i_L es equivalente a i_o .

Desde que el algoritmo propuesto y la interfaz de control se implementan vía un sistema digital, las funciones de transferencia discretas de v_o e i_L respecto a d son necesarias. El procedimiento para la obtención de estas funciones de transferencia, se describe a continuación. Primero, se escribe el modelo matemático en el dominio del tiempo de la Fig. 3.24 con base en la técnica de promediado de estados [132], como sigue:

$$\frac{di_L}{dt} = \left(-\frac{R_{Ddc} + R_L + R_{Ddc}d}{L} \right) i_L + \frac{v_o}{L} + \left(\frac{d-1}{L} \right) V_{Ddc} + \left(\frac{d-1}{L} \right) v_{dc} \quad (3.87)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} = & \frac{R_{Ddc}R_{C_i}R_{opt} + R_LR_{C_i}R_{opt} - R_{Ddc}R_{C_i}R_{opt}d + R_{Q1}R_{C_i}R_{opt}d}{LR_{C_i} + LR_{opt}} i_L - \frac{R_{opt}}{C_i(R_{C_i} + R_{opt})} i_L \\ & + \left(\frac{1}{C_i(R_{C_i} + R_{opt})} - \frac{R_{C_i}R_{opt}}{LR_{C_i} + LR_{opt}} \right) v_o + \left(\frac{R_{C_i}R_{opt} - R_{C_i}^2d}{LR_{C_i} + LR_{opt}} \right) V_{Do} + \left(\frac{R_{C_i}R_{opt} - R_{C_i}^2d}{LR_{C_i} + LR_{opt}} \right) v_{dc} \end{aligned} \quad (3.88)$$

Al asumir que los efectos de R_L , R_{Ddc} , V_{Ddc} y R_{Q1} sobre (3.87) y (3.88) son mínimos. Entonces, las funciones de transferencia de energía de v_o e i_L respecto a d en el dominio de la frecuencia, se pueden escribir como:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = G_{v_o d}(s) = \frac{C_i R_{C_i} R_{opt} V_{dc} s + R_{opt} V_{dc}}{(C_i L R_{C_i} + C_i L R_{opt}) s^2 + (L + C_i R_{C_i} R_{opt}) s + R_{opt}} \quad (3.89)$$

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = G_{i_L d}(s) = \frac{(C_i R_{C_i} V_{dc} + C_i R_{opt} V_{dc}) s + v_{dc}}{(C_i L R_{C_i} + C_i L R_{opt}) s^2 + (L + C_i R_{C_i} R_{opt}) s + R_{opt}} \quad (3.90)$$

$$G_{T_d}(s) = e^{-sT_d} \quad (3.93)$$

Considerando el proceso de sincronización de la Fig. 3.25 y la ganancia (3.92) en el sistema (3.89) y (3.91). Entonces, el método apropiado para obtener las funciones de transferencia discretas de v_o e i_L respecto a d , es el de retención de orden cero [146]:

$$G_{v_o d}(z) = Z \left[e^{-sT_d} \left(\frac{1}{2^b - 1} \right) \left(\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right) \frac{C_i R_{C_i} R_{opt} v_{dc} s + R_{opt} v_{dc}}{(C_i L R_{C_i} + C_i L R_{opt}) s^2 + (L + C_i R_{C_i} R_{opt}) s + R_{opt}} \right] \quad (3.94)$$

$$G_{i_L d}(z) = Z \left[e^{-sT_d} \left(\frac{1}{2^b - 1} \right) \left(\frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right) \frac{C_i R_{opt} v_{dc} s + v_{dc}}{C_i L R_{opt} s^2 + L s + R_{opt}} \right] \quad (3.95)$$

Finalmente, para efectos prácticos las ecuaciones (3.94) y (3.95) pueden ser escritas de forma simbólica, como sigue:

$$G_{v_o d}(z) = K_1 \frac{(z + c_1)(z + c_2)}{z(z - e^{-aT_s})(z - e^{-bT_s})} \quad (3.96)$$

$$G_{i_L d}(z) = K_2 \frac{(z + c_3)(z + c_4)}{z(z - e^{-aT_s})(z - e^{-bT_s})} \quad (3.97)$$

donde el término K_1 y K_2 representan la ganancia del sistema (3.96) y (3.97), respectivamente. Los polos y ceros del sistema (3.96)-(3.97) se presentan por c_1 , c_2 , c_3 , c_4 y e^{-aT_s} , e^{-bT_s} , respectivamente. El valor de las ganancias, polos y ceros del sistema (3.96)-(3.97) se define con base en el punto de máxima potencia de la turbina eólica vía R_{opt} , así como de los parámetros del convertidor *dc-dc Boost* y del proceso de adquisición de señales (C_i , R_{C_i} , v_{dc} , L , T_d , T_s , b).

Considerando que el convertidor *dc-dc Boost*, representado por el sistema (3.96) y (3.97), es controlado vía un esquema de control digital con lazo interno de corriente y lazo externo de voltaje. Entonces, su respuesta y estabilidad en lazo abierto puede ser evaluada y analizada utilizando el esquema a bloques mostrado en la Fig. 3.26.

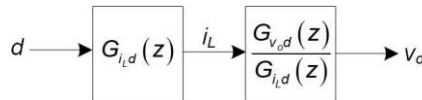


Fig. 3.26 Esquema a bloques para evaluar la respuesta y estabilidad del sistema (3.96)-(3.97).

Utilizando el esquema de la Fig. 3.26, en las Figs. 3.27 y 3.28 se muestran las diferentes respuestas (normalizadas en 1) de v_o respecto a d frente al escalón y los diagramas de bode,

respectivamente. Esto, aplicando diferentes velocidades de viento así como considerando los parámetros de la Tabla 3.6 y Tabla 3.7 en la plataforma de simulación de *Matlab*®.

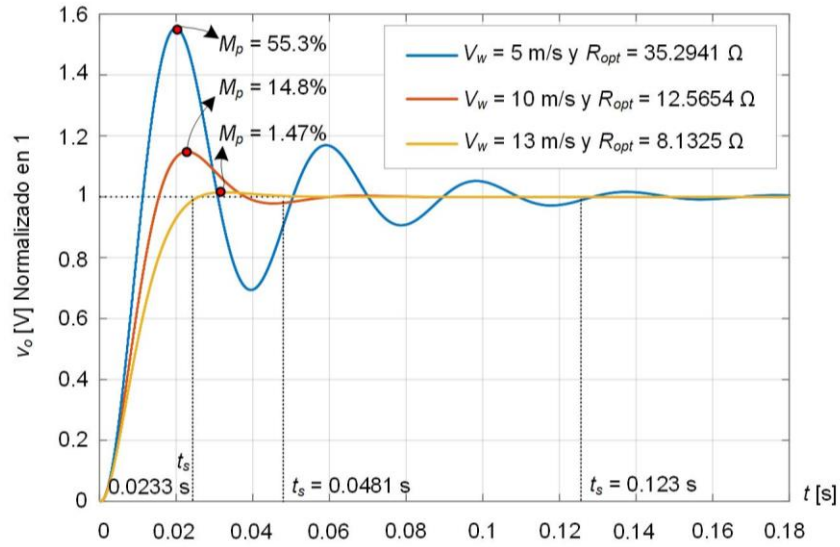


Fig. 3.27 Respuesta al escalón de lazo abierto del sistema (3.96)-(3.97) para diferentes velocidades de viento.

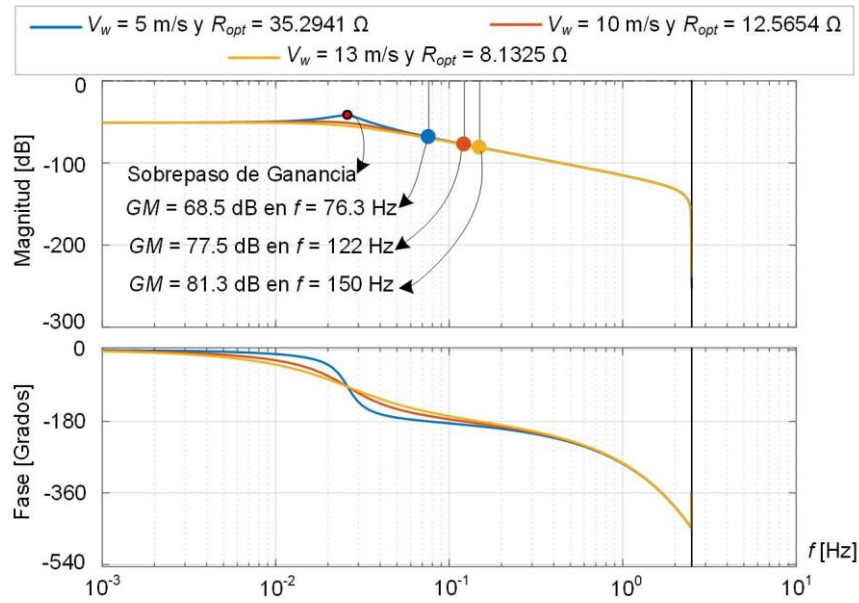


Fig. 3.28 Diagramas de Bode de lazo abierto del sistema (3.96)-(3.97) para diferentes velocidades de viento.

Tabla 3.6. Parámetros del sistema digital.

Símbolo	Parámetro	Valor
b	número de bits	2.6 Ω
T_s	tiempo de muestreo	1/5 kHz
T_d	tiempo de actualización	$T_s / 2$

Tabla 3.7. Parámetros del convertidor *dc-dc Boost*.

Símbolo	Parámetro	Valor
L	inductor	80 mH
C_i	capacitor	470 μ f
RC_i	resistencia interna de C_i	0.01 Ω
f_s	frecuencia de conmutación	5 kHz
V_{dc}	voltaje del bus de <i>dc</i>	200 V

Es fácil notar en la Fig. 3.27 que el M_p así como el tiempo de asentamiento, t_s , de v_o se relacionan inversamente proporcional a V_w y directamente proporcional al valor de R_{opt} , siendo el máximo valor de M_p y t_s para $V_w = 5$ m/s. Este comportamiento, se relaciona principalmente con lo siguiente; a mayor sobrepaso de ganancia y menor GM , indicados en la Fig. 3.28, el tiempo de asentamiento, t_s , y el M_p son mayores. Debido a este comportamiento, es conveniente controlar la respuesta de v_o vía un controlador digital *PID* externo para v_o y otro interno para i_L , así como de un algoritmo que calcule y actualice dinámicamente los parámetros de ambos controladores vía los diferentes puntos de operación de R_{opt} , los cuales son causados por la variación del viento en el sistema (3.96)-(3.97). Esto, para garantizar que los rangos de GM y PM en lazo cerrado sean aceptables durante el rastreo del *MPP* del sistema *WECS* frente a un amplio rango de operación de velocidades de viento. Como consecuencia de esto, las oscilaciones, el M_p y el t_s son reducidas considerablemente.

La idea de utilizar un controlador *PID* digital interno para i_L , es minimizar las perturbaciones de corriente que puedan afectar al lazo de control externo de v_o . De acuerdo con [146], ambos controladores digitales puede ser modelados matemáticamente en tiempo discreto, por las siguientes ecuaciones:

$$C_{vPID}(z) = \frac{i_{L,opt}(z)}{v_{o,opt}(z) - v_o(z)} = K_v \frac{(z - c_{v1})(z - c_{v2})}{(z - p_{v1})(z - p_{v2})} \quad (3.98)$$

$$C_{iPID}(z) = \frac{d(z)}{i_{L,opt}(z) - i_L(z)} = K_i \frac{(z - c_{i1})(z - c_{i2})}{(z - p_{i1})(z - p_{i2})} \quad (3.99)$$

donde los parámetros K_v , c_{v1} , c_{v2} , p_{v1} y p_{v2} representan la ganancia, ceros y polos del controlador digital de voltaje, $C_{vPID}(z)$. Los parámetros K_i , c_{i1} , c_{i2} , p_{i1} y p_{i2} representan la ganancia, ceros y polos del controlador digital de corriente, $C_{iPID}(z)$.

Los parámetros de $C_{VPID}(z)$ y $C_{IPID}(z)$ pueden ser calculados en línea para mantener el *GM* y *PM* dentro de rangos aceptables. Considerando la dinámica de los filtros de corriente y voltaje así como una ganancia para el sensor de voltaje de 0.01 y de 0.1 para el sensor de corriente. Entonces, el cómputo de los parámetros de ambos controladores puede realizarse con base en un enfoque de cancelación de ganancia, polos y ceros del sistema (3.96)-(3.97) para diferentes puntos de operación de R_{opt} . Su criterio de cómputo se presenta a continuación:

- Las ganancias K_v de (3.98) y K_i de (3.99) son programadas en función a la ganancia K_1 y K_2 del sistema (3.96) y (3.97), respectivamente. Esto vía la asignación de $K_v = 1/K_1$ y de $K_i = 0.0026/K_2$.
- El cero c_{v1} y c_{v2} de (3.98) se utilizan para cancelar los polos e^{-aTs} y e^{-bTs} del sistema (3.96), respectivamente.
- El polo p_{v1} de (3.98) se considera como una acción integral y el filtro derivativo, debido al polo p_{v2} , se sitúa a la mitad del cero c_2 del sistema (3.96).
- Al cero c_{i1} y c_{i2} de (3.99) se les asigna el 66% de los polos e^{-aTs} y e^{-bTs} del sistema (3.97), respectivamente. Esto, para compensar la pérdida de fase que estos polos provocan.
- El polo p_{i1} de (3.99) es utilizado para cancelar el cero c_4 del sistema (3.97). El filtro derivativo de (3.99) debido al polo p_{i2} , se utiliza para asegurar una elevación de fase aceptable en frecuencias bajas. De aquí que p_{i2} puede ser posicionado en valores cercanos a 1, esto de acuerdo con el plano Z para sistemas discretos.

Aplicando el criterio de diseño anterior en $C_{VPID}(z)$ y $C_{IPID}(z)$, entonces sus parámetros pueden calcularse, como sigue:

$$K_v = \frac{1}{K_1} \quad (3.100)$$

$$c_{v1} = e^{-aTs} \quad (3.101)$$

$$c_{v2} = e^{-bTs} \quad (3.102)$$

$$p_{v1} = 1 \quad (3.103)$$

$$p_{v2} = \frac{c_2}{2} \quad (3.104)$$

$$K_i = \frac{0.0026}{K_2} \quad (3.105)$$

$$c_{i1} = 0.6592e^{-aT_s} \quad (3.106)$$

$$c_{i2} = 0.6592e^{-bT_s} \quad (3.107)$$

$$p_{i1} = c_4 \quad (3.108)$$

$$p_{i2} = 0.996 \quad (3.109)$$

Asumiendo que $i_{o,opt} = i_{L,opt}$, entonces la ecuación (3.98) puede ser utilizada para determinar a $i_{L,opt}$ con base en la diferencia del voltaje óptimo determinado por el algoritmo *MPPT* y el valor actual de v_o , mientras que la ecuación (3.99) para determinar al valor d . Este valor es el que activa al convertidor *dc-dc Boost* para llevar al sistema *WECS* a operar en su punto máximo de potencia. De aquí, la necesidad de expresar a (3.98) y (3.99) en ecuaciones de diferencia para el cómputo de $i_{L,opt}$ y d vía un sistema digital.

Aplicando el método de ecuaciones de diferencia de [146] en (3.98) y (3.99). Entonces, dos expresiones prácticas para computar a $i_{L,opt}$ y d son obtenidas:

$$i_{L,opt}[k] = n_{v1}e_v[k] + n_{v2}e_v[k-1] + n_{v3}e_v[k-2] + d_{v2}i_{L,opt}[k-1] + d_{v3}i_{L,opt}[k-2] \quad (3.110)$$

$$d[k] = n_{i1}e_i[k] + n_{i2}e_i[k-1] + n_{i3}e_i[k-2] + d_{i2}d[k-1] + d_{i3}d[k-2] \quad (3.111)$$

donde el término k y $k-1$ indican el tiempo de muestreo actual y el anterior, respectivamente. El término $e_v[k]$ y $e_i[k]$ representan la cantidad de voltaje y corriente a compensar por ambos controladores, respectivamente.

Los términos $e_v[k]$ y $e_i[k]$ pueden determinarse, como sigue:

$$e_v[k] = 0.01v_{o,opt}[k] - 0.01\text{Filtro}\{v_o[k]\} \quad (3.112)$$

$$e_i[k] = 0.1i_{L,opt}[k] - 0.1\text{Filtro}\{i_L[k]\} \quad (3.113)$$

Los parámetros, representados por los términos n_v , d_v , n_i y d_i , de ambos controladores se determinan vía las ecuaciones (3.100)-(3.109), como sigue:

$$n_{v1} = K_v \quad (3.114)$$

$$n_{v2} = -K_v(c_{v1} + c_{v2}) \quad (3.115)$$

$$n_{v3} = K_v c_{v1} c_{v2} \quad (3.116)$$

$$d_{v2} = p_{v1} + p_{v2} \quad (3.117)$$

$$d_{v3} = -p_{v1} p_{v2} \quad (3.118)$$

$$n_{i1} = K_i \quad (3.119)$$

$$n_{i2} = -K_i (c_{i1} + c_{i2}) \quad (3.120)$$

$$n_{i3} = K_i c_{i1} c_{i2} \quad (3.121)$$

$$d_{i2} = p_{i1} + p_{i2} \quad (3.122)$$

$$d_{i3} = -p_{i1} p_{i2} \quad (3.123)$$

Finalmente, en la Fig. 3.29 se muestra el diagrama a bloques del algoritmo que ajusta dinámicamente los parámetros del controlador de voltaje y corriente para garantizar un aceptable *GM* y *PM* en el sistema de conversión de energía eólica durante el rastreo de su máximo punto de potencia.

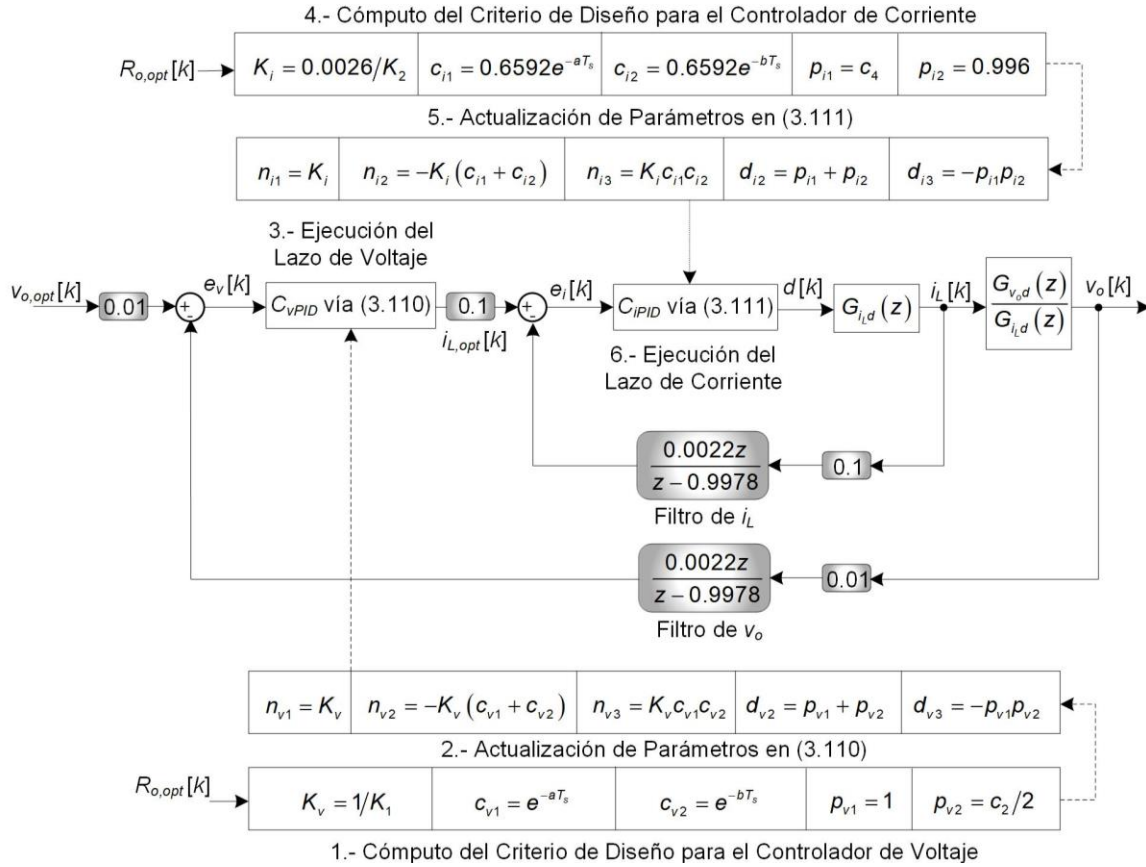


Fig. 3.29 Diagrama a bloques del algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.

De acuerdo con la Fig. 3.29, el algoritmo se ejecuta en 6 pasos:

- 1) Se estiman los parámetros de (3.98) con base en las ecuaciones (3.100)-(3.104) y el valor actual de $R_{o,opt}$.
- 2) Estos parámetros son utilizados para actualizar los términos n_{vi} y d_{vi} , $i = 1, 2, 3$, de la ecuación de diferencias (3.110).
- 3) Se ejecuta el controlador digital de voltaje, el cual procesa la diferencia de $v_{o,opt}[k]$ y $v_o[k]$ vía (3.112) y (3.110). Como resultado de esto, se obtiene a $i_{o,opt}[k]$ o bien $i_{L,opt}[k]$.
- 4) Se estiman los parámetros de (3.99) con base en las ecuaciones (3.105)-(3.109) y el valor actual de $R_{o,opt}$.
- 5) Estos parámetros son utilizados para actualizar los términos n_{ij} y d_{ij} , $j = 1, 2, 3$, de la ecuación de diferencias (3.111).
- 6) Se ejecuta el controlador digital de corriente, el cual procesa la diferencia de $i_{L,opt}[k]$ y $i_L[k]$ vía (3.113) y (3.111). Como resultado de esto, se obtiene la señal $d[k]$, la cual es utilizada para activar apropiadamente el convertidor *dc-dc Boost* y operar al sistema WECS en su punto de máxima potencia.

Para demostrar la efectividad del algoritmo adaptivo propuesto, mostrado en la Fig. 3.29, en la Fig. 3.30 se muestra un análisis de estabilidad y en la Fig. 3.31 la respuesta al escalón. Ambas figuras fueron obtenidas vía la plataforma de simulación de *Matlab*® considerando diferentes velocidades de viento, así como los parámetros de la Tabla 3.6 y Tabla 3.7.

Por un lado, es fácil notar en la Fig. 3.30 que el *GM* y *PM* se mantienen fijos y dentro de rangos aceptables, a pesar de que el sistema de la Fig. 3.29 fue evaluado para un amplio rango de velocidades de viento. Como resultado de esto, el M_p en la respuesta del voltaje es eliminado, tal y como se muestra en la Fig. 3.31. Por otro lado, la respuesta del sistema se asemeja a la de un sistema de primer orden, cuyo tiempo de establecimiento resulta proporcional a los incrementos de velocidad de viento. Sin embargo, este comportamiento asegura un rastreo seguro del *MPP* de la turbina eólica para un amplio rango de velocidades de viento así como alta insensibilidad a señales de ruido aleatorio durante el proceso *MPPT*. La insensibilidad al ruido aleatorio, es debida principalmente a la incorporación de filtros de

corriente y voltaje en la retroalimentación del esquema de la Fig. 3.29, así como la consideración de filtros derivativos en la estructura de los controladores *PID* digitales.

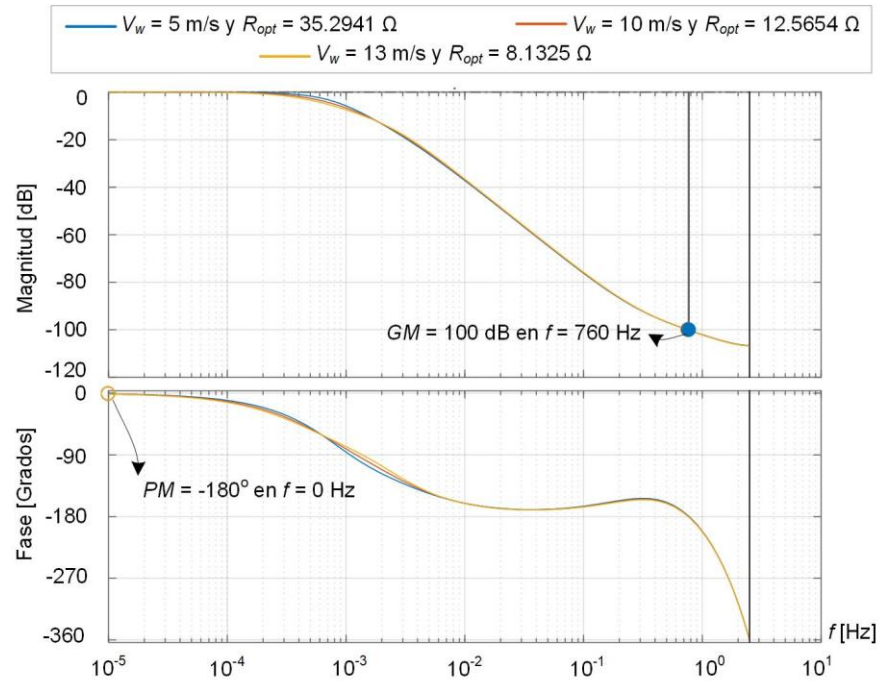


Fig. 3.30 Margen de fase y ganancia obtenido vía el algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.

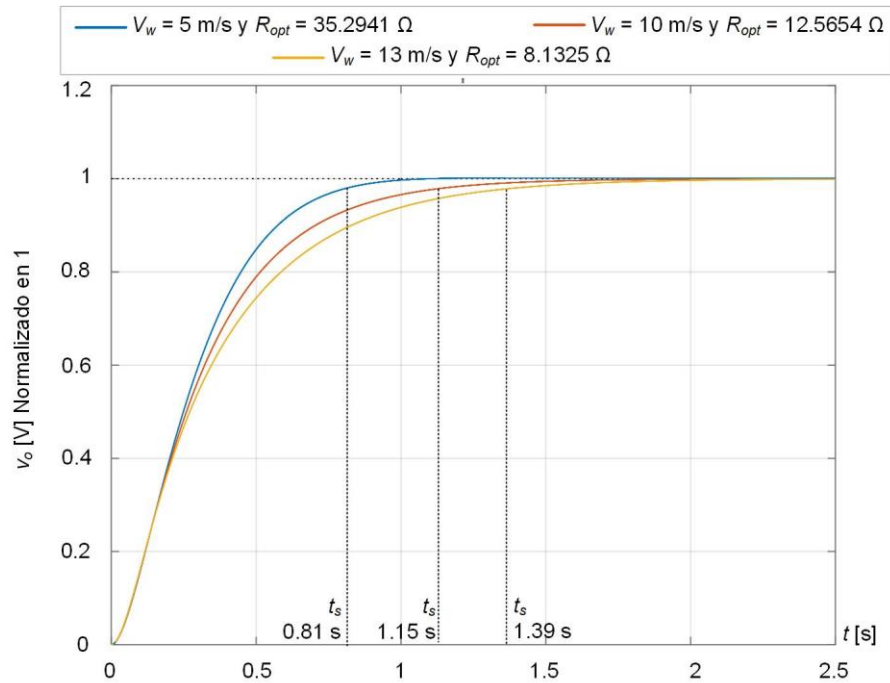


Fig. 3.31 Respuesta al escalón obtenida vía el algoritmo adaptivo de la interfaz de control digital.

Con la finalidad de resaltar el desempeño del algoritmo propuesto, los controladores *PID* digitales de la Fig. 3.29 se reemplazan por dos controladores *PI* digitales y linealizados para una velocidad de viento de 10 m/s.

Como consecuencia de lo anterior, es fácil notar en la Fig. 3.32 que el margen de fase puede mantenerse dentro de rangos aceptables, pero variable, mientras que el margen de ganancia disminuye considerablemente en velocidades de viento cercanas a los 5 m/s. De aquí que el M_p en la respuesta del voltaje, Fig. 3.33, aumenta en proporción inversa a la velocidad del viento. Altos valores de M_p en la respuesta del voltaje, provocan escenarios de sobreimpulsos y oscilaciones de potencia durante el proceso *MPPT*. Estos escenarios causan daños y estrés de consideración en los equipos de control, de potencia y las estructuras mecánicas del sistema *WECS* así como un impacto negativo en el proceso de rastreo del *MPP* de la turbina eólica.

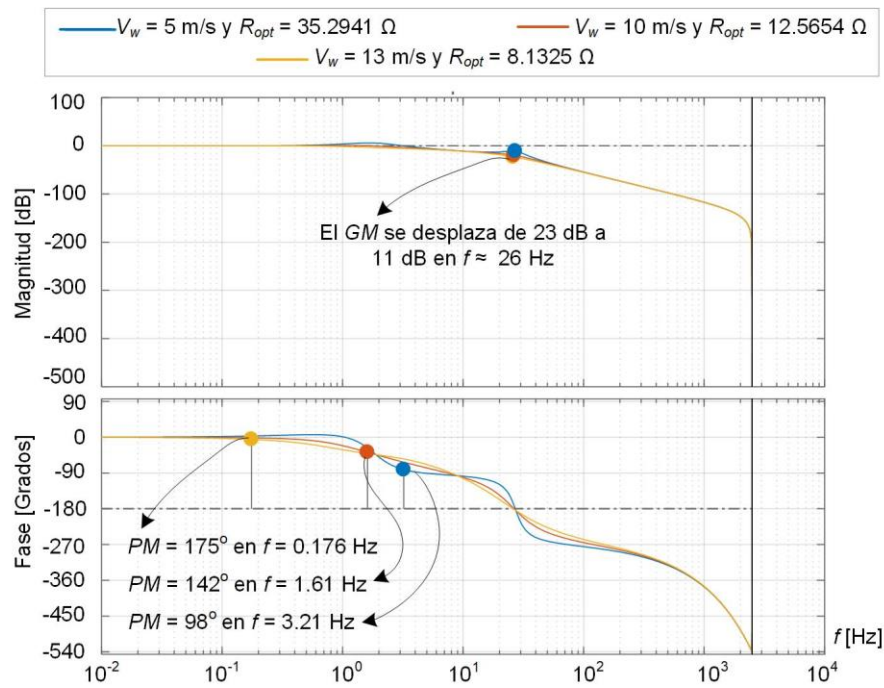


Fig. 3.32 Margen de fase y ganancia obtenido vía un interfaz de control digital *PI*.

Debido al algoritmo propuesto de la Fig. 3.29 para la adaptación de parámetros en la interfaz de control digital del sistema *WECS*, al desempeño del mismo mostrado en las gráficas de la Fig. 3.30 y Fig. 3.31 así como a las consecuencias que se presentan en la respuesta de v_o al utilizar una interfaz de control linealizada en un punto de operación (ver Fig. 3.32 y Fig.

3.33). Se puede afirmar que el controlador digital adaptativo propuesto contribuye positivamente en la estabilidad del sistema *WECS* al mismo tiempo que en la eficiencia del proceso *MPPT*. Esto, se demuestra en la sección 5.3.

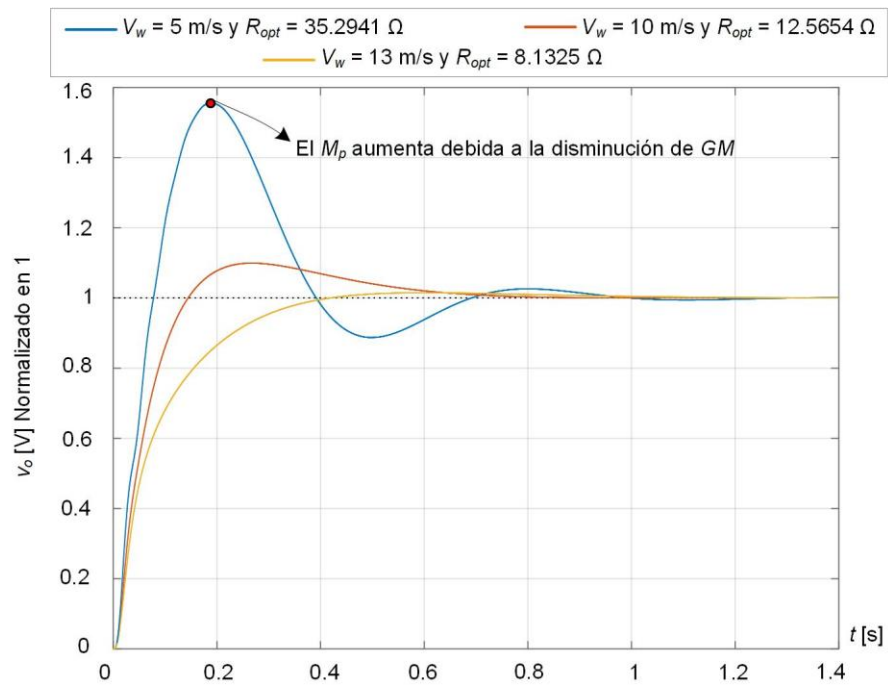


Fig. 3.33 Respuesta al escalón obtenida vía una interfaz de control digital *PI*.

CAPÍTULO IV

ALGORITMO DE GESTIÓN DE ENERGÍA (EMS)

Como se comento anteriormente en el Capítulo 2. En esta tesis se presenta el diseño de un algoritmo de gestión de energía vía un enfoque basado en la combinación de un sistema difuso, o bien de un sistema de lógica difusa, con una máquina de estado para superar las desventajas listadas en la Tabla 2.2. Por lo tanto, a continuación se profundiza en la revisión y análisis de literatura relacionada con el enfoque planteado para extender el panorama sobre algoritmos de gestión de energía que utilizan sistemas de *FL* y/o máquinas de estados. Estas últimas, situadas dentro de la clasificación de las técnicas *EMS* de *B/M-L*. Además, con la profundidad de la revisión y análisis de literatura se contribuye a sostener las desventajas de la Tabla 2.2.

Adicionalmente a los trabajos [45]–[56], los cuales fueron analizados en el Capítulo II, la combinación de la técnica *EMS* de lógica difusa con la de caída de voltaje (*FL-DCo*) en un solo algoritmo *EMS*, fue presentada por Bhosale y Agarwal [147] para un sistema de potencia conformado por una microrred *dc* asociada a un sistema *HESS* con base en baterías y supercapacitores. El enfoque utilizado en este algoritmo, consistió en controlar la corriente de los supercapacitores, $I_{sc,ref}$, con base al error de variaciones de voltaje del bus de *dc*, $V_{dc,error}$. De aquí, que el sistema difuso utilizado en el algoritmo, se le puede denominar como *SISO* (*Single Input, Single Output*). A pesar de que el sistema de potencia fue sometido a una demanda de potencia conformada de pulsos rectangulares unipolares, este enfoque permitió mantener con firmeza el balance de energía y disminuir considerablemente los picos de corriente de las baterías. En el trabajo presentado por Chok *et al.* [148] fue desarrollado un algoritmo *EMS* para una microrred aislada, la cual consistió de un sistema fotovoltaico, un generador de combustible diésel (*DFG, Diesel-Fueled Generator*) y sistemas *ESS* con base en baterías. El algoritmo *EMS* combinó un sistema de lógica difusa con una estrategia de lógica bivaluada/multivaluada (*FL-B/M-L*) para mantener el balance en la microrred y disminuir el tiempo de operación del generador de combustible diésel. La disminución del tiempo de operación del generador *DFG* se logró mediante el cómputo de la potencia disponible por el sistema fotovoltaico (P_{pv}) vía el sistema de lógica difusa. Para el cómputo de P_{pv} se utilizó un enfoque con base en el estado de carga de las baterías, SOC_{bat} , y la predicción de la radiación solar disponible en el sitio, G_{pred} . Desde que este sistema de *FL* determina una salida, P_{pv} ,

mediante dos entradas, SOC_{bat} y G_{pred} , se le puede denominar como sistema *MISO* (*Multiple Input, Single Output*). A pesar de que la microrred fue sometida a un perfil de potencia de generación y demanda, el algoritmo *EMS* logró un balance de energía rentable. Esto debido a que el costo por generación de electricidad fue reducido en aproximadamente el 12.7% que en comparación de una microrred operando solo con el generador *DFG*. Dhia *et al.* presentaron en [149] un algoritmo *EMS* vía un sistema de lógica difusa para la gestión de energía de un vehículo eléctrico con sistema *HESS* conformado por baterías y supercapacitores. Los beneficios alcanzados en esta investigación, fueron minimizar los desbalances de energía y picos de corriente en las baterías que son causados por las irregularidades del camino. El sistema de *FL* fue utilizado para determinar la potencia de referencia de los supercapacitores, $P_{sc,ref}$, vía un enfoque que considera la potencia demandada, P_{dem} , y el estado de carga del supercapacitores, SOC_{sc} . De aquí, que el sistema difuso se le puede denominar como *MISO*. El desempeño del algoritmo *EMS* fue demostrado bajo un perfil de potencia de demanda. Además de algoritmos *EMS* que combinan la técnica de gestión de energía de lógica difusa con *DCo* [147], [150], [151] o con *B/M-L* [49], [51], [54], [148] y [152]–[154] y también de algoritmos *EMS* que utilizan sistemas de *FL* [53], [149], [155]–[163], otros tipos de técnicas de gestión de energía han sido reportadas en la literatura para el diseño del algoritmo *EMS*, como por ejemplo; la combinación de la técnica de lógica difusa con desacoplamiento de frecuencias [45], [47], [50], [55], [56][164]–[168] así como con optimización fuera de línea o en línea [48], [169]–[177], y la técnica de *B/M-L*, más específicamente máquinas de estados [178]–[186].

En la Tabla 4.1 se muestran los detalles de implementación de cada uno de los algoritmos de gestión de energía que fueron previamente mencionados. Estos detalles consisten de: técnica utilizada en el algoritmo de gestión de energía (*Alg-EMS*, *Algorithm of Energy Management System*), denominación del sistema difuso (*De-FS*, *Denomination of The Fuzzy System*), entradas y salidas del sistema difuso, aplicación, el tipo de potencia de demanda y/o generación (P_{dem}/P_{gen}) con que fue probado el desempeño del algoritmo.

La Tabla 4.2 muestra la arquitectura utilizada en el sistema *HESS*, es decir el tipo de sistemas de almacenamiento de energía que conforman al sistema *HESS* así como su topología de conexión con los sistemas de potencia de la aplicación. Además, de listar una serie de beneficios obtenidos en la aplicación debido al tipo de algoritmo *EMS* (ver Tabla 4.1) y al tipo de arquitectura del sistema *HESS* que fueron utilizados por los investigadores en sus propuestas.

Tabla 4.1. Detalles de implementación de los algoritmos EMS previamente mencionados.

Ref.	Alg-EMS	De-FS	Entradas	Salidas	Aplicación Microrred, Mic.	P_{dem}/P_{gen}
[147]	FL-DCo	SISO	$V_{dc,error}$	$I_{sc,ref}$	Mic. DC	¹ URP de P_{dem} + ² DC Offset
[151]	FL-DCo	MISO	³ Dos	d_{bat}	Mic. DC	⁴ US de P_{dem}/P_{gen}
[150]	FL-DCo	MISO	V_{dc}, i_{dem}	$I_{bat,ref}$	Mic. DC	⁵ BRP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[51]	FL-B/M-L	⁶ MIMO	$K_{pot}, SOC_{bat}, L_{H2}$	$P_{bat,ref}$	Mic. PVIWT/FC	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[49]	FL-B/M-L	MISO	$T_{PK}, E_{bat}/T_{PK}$	$P_{bat,ref}$	Mic. PVI ¹¹ EG	URP de P_{dem} y Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[54]	FL-B/M-L	MIMO	V_w, G, SOC_{bat}	K_{PV}, K_{WT}, K_{DFG}	Mic. PVIWT/DFG	URP de P_{dem} y Perfil de P_{gen}
[148]	FL-B/M-L	MISO	G_{pred}, SOC_{bat}	P_{pv}	Mic. PVIDFG	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[152]	FL-B/M-L	MIMO	V_a, V_b y V_c de la CPG	d_{inv}	Mic. WT	URP de P_{gen}
[153]	FL-B/M-L	MIMO	i_a, i_b e i_c de la CPG	d_{inv}	Mic. PVIWT	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[154]	FL-B/M-L	MISO	P_{dem}, SOC_{bat}	$P_{FC,ref}$	Vehículo Eléctrico	URP de P_{dem}/P_{gen}
[53]	FL	MIMO	$P_{dem}, P_{PV}, P_{WT}, P_{ESS}$	¹³ Nueve d	Mic. PVIWT ¹⁴ GH	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[149]	FL	MISO	P_{dem}, SOC_{sc}	$P_{sc,ref}$	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[155]	FL	MISO	$P_{dem} - P_{SOC}, SOC_{sc}$	¹⁶ ΔP	Mic. PV	URP de P_{gen}
[157]	FL	MISO	P_{dem}, SOC_{sc}	$P_{bat,ref}$	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[158]	FL	MISO	$P_{dem}/P_{bat,max}, SOC_{sc}$	¹⁷ K_D	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[159]	FL	MIMO	$i_{motor}, V_{sc}, V_{dc}$	$P_{bat,ref}, P_{sc,ref}$	Vehículo Eléctrico	¹⁸ URTP de P_{dem}
[160]	FL	MIMO	$P_{gen} - P_{dem}, V_{sc}, SOC_{bat}$	$P_{bat,ref}, P_{sc,ref}, K_d$	Mic. WT	URP de P_{dem} + DC Offset y Perf. P_{gen}
[156]	FL	MIMO	E_{bat}, E_{sc}, i_{dem}	²⁰ $\Delta I_{dem,BT}, I_{FC,ref}$	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[161]	FL	MIMO	$P_{dem}, P_{PV} + P_{WT}, SOC_{bat}$	$On/Off_{bat\&sc}$	Mic. PVIWT	Perfil de $P_{gen,WT}$ y Fijo de $P_{gen,PV}$
[162]	FL	MISO	$I_{q,ref}, SOC_{sc}$	²³ $I_{d,ref}$	Mic. WT	Perfil de P_{dem}
[163]	FL	MIMO	$P_{WT} + P_{PV}, P_{dem}$	$P_{bat,ref}, P_{dump,ref}$	Mic. PVIWT	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[45]	FL-DME	MISO	δ_{WT}, SOC_{bat}	²² K_{EMD}	Mic. WT	Perfil de P_{gen}
[47]	FL-LF	MIMO	$P_{gen} - P_{dem}, SOC_{bat\&sc}$	²³ (R_{bat}, R_{sc})	Mic. PV	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[50]	FL-LF	MIMO	²⁴ Cuatro	$I_{bat,ref}, I_{sc,ref}$	Mic. PV	URP de P_{dem} + DC Offset y Fijo P_{gen}
[55]	FL-LF	MISO	E_{HESS}, P_{HESS}	²⁵ y_{HESS}	Mic. WT	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[56]	FL- ²⁶ WTr	MIMO	$WTr(P_{dem}), SOC_{bat\&sc}$	$P_{bat,ref}, P_{FC,ref}$	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[164]	FL-LF	MISO	$LPF(P_{dem}), \Delta SOC_{sc}$	²⁸ dP	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[166]	FL-LF	MIMO	²⁹ Cuatro	$P_{HESS,ref}$	Navío Eléctrico	URP de P_{dem} + DC Offset
[167]	FL- WTr	MIMO	$WTr(P_{gen}), SOC_{bat\&sc}$	³⁰ $(\Delta P_{bat}, \Delta P_{sc})$	Mic. WT	Perfil de P_{gen}
[165]	FL- WTr	MISO	P_{dem}, SOC_{sc}	³¹ ΔP_{HESS}	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[168]	FL-LF	MIMO	³² Cuatro	$P_{HESS,intercambio}$	Mic. WT	URP de P_{dem} + DC Offset y Perf. P_{gen}
[48]	FL- ³⁴ OP _{off,line}	MIMO	$P_{dem}, SOC_{bat}, SOC_{sc}$	ΔP_{HESS}	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}
[169]	FL- ³⁵ OP _{off,line}	MISO	$(\Delta SOC_{bat}, P_{balance})$	$I_{bat,ref}$	³⁷ DG	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[171]	FL- ³⁸ OP _{off,line}	MISO	$X_{SOC,bat}, X_{SOC,sc}$	T_{2do}, LPF	Mic. PV	Perfil de P_{dem}
[172]	FL- ⁴⁰ OP _{off,line}	MISO	$LPF(P_{gen} - P_{dem}), SOC_{sc}$	ΔP_{sc}	Mic. PV	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[173]	FL- ⁴⁰ OP _{off,line}	MISO	⁴¹ Dos	$P_{bat,ref}$	Mic. PVIWT	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[174]	FL- ⁴² OP _{on,line}	MIMO	⁴³ Cinco, 2 Sist. Difusos	r_i, r_o	Mic. DC	URP de P_{dem} y Perfil de P_{gen}
[170]	FL- ⁴⁵ OP _{on,line}	MISO	V_{bat}, V_{sc}, P_{dem}	⁴⁶ $96Bat\&SC$	Vehículo Eléctrico	URP de P_{dem}
[175]	FL- ⁴⁷ OP _{on,line}	MIMO	$SOC_{bat}, P_{balance}, P_{pred}$	$P_{bat,ref}, P_{DFG,ref}$	DG PVIWT/DFG	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[176]	FL- ⁴⁸ OP _{on,line}	MISO	$ACE_i, d(ACE_i)/dt$	⁵⁰ K_{Ei}	⁵¹ DG	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[177]	FL- ⁵² OP _{on,line}	MIMO	$e, d(e)/dt$	UK_{Pi}, UK_{PD}	⁵⁶ Microrred	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[178]	ST	MIMO	$P_{PV} + P_{WT}, P_{dem}$	⁵⁷ Cinco	Mic. PVIWT	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[179]	ST	MISO	P_{dem}, SOC_{bat}	$P_{FC,ref}$	Tren Eléctrico	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[180]	ST	MIMO	Diez Booleanas	4 Codificadas	Mic. PV	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[181]	ST	MIMO	⁵⁸ Varias	Siete ⁵⁹ MO	Mic. PV	URP de P_{dem}/P_{gen} + DC Offset
[182]	ST	MIMO	⁶⁰ Diez	$P_{FC,ref}, P_{bat\&sc,ref}$	Vehículo Eléctrico	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[183]	ST	MIMO	⁶¹ Nueve	$P_{HESS,ref}$	Mic. PV	Perfil de P_{dem}
[184]	ST	MIMO	⁶² Varias	$P_{HESS,ref}, P_{PV,ref}$	Mic. PV	Perfil de P_{dem}/P_{gen}
[185]	ST	MISO	Cinco Booleanas	Una Codificada	⁶³ Microrred	Sin información
[186]	ST	MIMO	Cinco Booleanas	Cuatro Bool.	Mic. WT	Sin información

¹ Pulsos rectangulares unipolares (URP, Unipolar Rectangular Pulses).² Componente de corriente continua.³ Entradas $V_{dc,error}$ o $i_{bat,error}$, V_{dc} o i_{bat} , que son multiplexadas dependiendo del estado de operación de la Microrred DC.⁴ Escalones unipolares (US, Unipolar Steps).⁵ Pulsos rectangulares bipolares (BRP, Bipolar Rectangular Pulses).⁶ Sistema difuso de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO, Multiple Input, Multiple Output).⁷ Coeficiente de potencia que relaciona el límite de potencia de carga/descarga de la FC y batería con P_{dem} .⁸ Porcentaje del nivel del tanque de hidrógeno.⁹ Predicción de la hora en que se dará el próximo pico de demanda eléctrica.¹⁰ Energía disponible en las baterías.¹¹ Dos primarios y secundarios generadores eléctricos (EG, Electric Generators).¹² Señal de control para el interruptor del sistema fotovoltaico, K_{PV} , de la turbina eólica, K_{WT} , y del generador diésel, K_{DFG} .

"Continuación de la Tabla 4.1"

- ¹³ Señales de control d para activar la CPG, PV, WT, HESS, y un GH.
- ¹⁴ Sistema de generación de hidrógeno (GH, *Generator of Hydrogen*).
- ¹⁵ Pila de combustible de óxido sólido (SOFC, *Solid Oxide Fuel Cell*).
- ¹⁶ Cambio de potencia para determinar a $P_{SOFC,ref}$ con base en la comparación de P_{dem} y ΔP .
- ¹⁷ Grado de participación de los SCs.
- ¹⁸ Pulsos trapezoidales rectangulares unipolares (URTP, *Unipolar Rectangular Trapezoidal Pulses*).
- ¹⁹ Factor de degradación para limitar la producción de la turbina eólica.
- ²⁰ Energía disponible en los SCs.
- ²¹ Término de corrección de corriente de salida de las baterías.
- ²² Corriente de referencia en el eje q para el convertidor de potencia situado en el lado de la WT.
- ²³ Corriente de referencia en el eje d para el convertidor de potencia situado en el lado de la CPG.
- ²¹ Tasa de fluctuación de la energía eólica.
- ²² El orden del filtro de modo de descomposición empírica (EMD, *Empirical Mode Decomposition*).
- ²³ Proporción de participación de las baterías y los SCs para control del flujo de potencia entre HESS y P_{dem}/P_{gen} .
- ²⁴ i_{comp} , $LPF(i_{comp})$, i_{comp} , SOC_{bat} y SOC_{sc} . Filtro Pasa-Bajas (LPF, *Low-Pass Filter*).
- ²⁵ Proporción utilizada para calcular la nueva potencia de referencia del sistema HESS.
- ²⁶ Desacoplamiento de frecuencia mediante la aplicación de la transformada de wavelet (WTr, *Wavelet Transform*).
- ²⁷ $\Delta SOC_{sc} = SOC_{sc,ref} - SOC_{sc}$.
- ²⁸ El flujo de potencia excedente que debe distribuirse en los SCs.
- ²⁹ $i_{gen}^{-1} i_{dem}$, SOC_{bat} , SOC_{sc} , V_{dc} .
- ³⁰ Grado de modificación para las potencias de referencia de las baterías y los SCs.
- ³¹ Grado de modificación para las potencias de referencia del sistema HESS.
- ³² SOC_{bat} , SOC_{sc} , $(P_{dem} - P_{WT,pred}) - P_{bat,ref}$, $(P_{WT,pred} - P_{WT}) - P_{sc,ref}$.
- ³³ Compensación de potencia entre los supercapacitores y las baterías.
- ³⁴ Optimización fuera de línea, $OP_{off,line}$, de las funciones de membresía vía GRCO.
- ³⁵ $OP_{off,line}$ de las funciones de membresía vía el algoritmo de búsqueda de retroceso (BSA, *Backtracking Search Algorithm*).
- ³⁶ $\Delta SOC_{bat} = SOC_{bat,ref} - SOC_{bat}$, $P_{balance} = P_{dem} - P_{CPG} - P_{DG}$.
- ³⁷ Red distribuida compuesta de WT, PV, FC, Biomasa y DFG.
- ³⁸ $OP_{off,line}$ de $\tau_{1er,LPF}$ vía optimización mejorada del enjambre de partículas (IPSO, *Improved Particle Swarm Optimisation*).
- ³⁹ Normalización de SOC_{sc} y SOC_{bat} .
- ⁴⁰ $OP_{off,line}$ de las funciones de membresía vía PSO.
- ⁴¹ $LPF(P_{PV} - P_{dem} - P_{red})$, SOC_{bat} .
- ⁴² Optimización en línea, $OP_{on,line}$, del flujo de potencia en el sistema HESS vía un controlador de caída adaptivo con base en FL.
- ⁴³ 1^{er} sist. difuso: voltaje de la batería, v_{bati} , y su potencia desequilibrada, ΔP_{bati} , relacionados a la rama i -ésima.
- ⁴³ 2^{do} sist. difuso: potencia del SC, P_{cj} , su potencia desequilibrada, ΔP_{cj} , y su razón de cambio, $\partial P_j/\partial t$, relac. a la rama j -ésima.
- ⁴⁴ Proporciones para corregir el coeficiente de caída en la rama de la batería y el SC.
- ⁴⁵ $OP_{on,line}$ del flujo de potencia entre una FC, el sistema HESS y P_{dem} mediante control de planeidad (*flatness control*) y FL.
- ⁴⁶ Porcentaje de potencia compartido con que deben participar las baterías y los SCs.
- ⁴⁷ $OP_{on,line}$ del flujo de potencia entre el sistema HESS y la red DG mediante un algoritmo metaheurístico.
- ⁴⁸ $OP_{on,line}$ del flujo de potencia entre las cargas de volcado y la red DG mediante un algoritmo imperialista y modos deslizantes.
- ⁴⁹ Error de control de área.
- ⁵⁰ Ganancia del controlador integral.
- ⁵¹ Red DG conformada por turbinas eólicas y térmicas.
- ⁵² $OP_{on,line}$ del flujo de potencia entre el sistema HESS y la red DG mediante un controlador difuso de orden fraccional.
- ⁵³ Tasa de cambio de error.
- ⁵⁴ Acción de control tipo proporcional integral.
- ⁵⁵ Acción de control tipo proporcional derivativa.
- ⁵⁶ Microrred conformada por PVIWT/DFG/Vehículo-Eléctrico.
- ⁵⁷ Salidas On/Off para activar carga de volcado, modo de carga de baterías, cargas eléctrica y cubrir demanda con baterías.
- ⁵⁸ Solicitud del modo de operación de la red eléctrica y mediciones eléctricas.
- ⁵⁹ Modos de operación como: en conexión con la CPG, preparación para la desconexión de la CPG, entre otros.
- ⁶⁰ P_{bat} , P_{sc} , P_{FC} , $P_{dem,motor}$, SOC_{bat} , SOC_{sc} , $P_{bat,carga}$, $P_{bat,descarga}$, $P_{sc,carga}$ y $P_{sc,descarga}$.
- ⁶¹ SOC_{bat} , $SOC_{bat,min}$, SOC_{sc} , $SOC_{sc,min}$, $P_{sc,max}$, $P_{bat,max}$, P_{dem} , P_{sc} y P_{bat} .
- ⁶² $P_{dem,limite}$, $P_{sc,max}$, $P_{bat,max}$, $P_{PV,mppt}$, $P_{PV,min}$, entre otras.
- ⁶³ Conformada por tres nodos: Microrred PV/DFG, Microrred PVIWT/DFG y Microrred PVIWT/FC/DFG.

Tabla 4.2. Arquitectura del sistema HESS y beneficios obtenidos en la aplicación.

Ref.	ESS	Beneficios
[147]	Bat_{act}, SC_{act}	Minimizar los picos de corriente de las baterías
[151]	Bat_{act}, SC_{pas}	Balance de energía
[150]	Bat_{act}, SC_{pas}	Balance de energía y minimizar el grado de utilización de las baterías
[51]	$Bat_{act}, {}^1FC_{act}$	Minimizar el costo de utilización y maximizar el ciclo de vida de ambas de sistemas ESS
[49]	Bat_{act}, SC_{pas}	Balance de energía, minimizar picos de P_{dem} pulsante y ² costo total de la energía
[54]	Bat_{act}	Balance de energía y el SOC_{bat} aceptable
[148]	Bat_{act}	Balance de energía, minimizar el grado y costo de utilización del DFG
[152]	Bat_{act}	Balance de energía y el SOC_{bat} aceptable
[153]	Bat_{act}	Balance de energía y el SOC_{bat} aceptable
[154]	Bat_{pas}, FC_{act}	Balance de energía y el SOC_{bat} aceptable
[53]	Bat_{act}	Maximizar el uso de las energías renovables y asegurar el ahorro de energía de la red eléctrica
[149]	Bat_{act}, SC_{act}	Minimizar los picos de corriente de las baterías y su grado de utilización
[155]	$SC_{act}, SOFC_{act}$	Balance de energía, SOC_{sc} aceptable y maximizar el ciclo de vida de la SOFC
[157]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, disminuir la velocidad de descarga de las baterías y maxim. su ciclo de vida
[158]	Bat_{act}, SC_{act}	Maximizar el ciclo de vida de las baterías y reducir su dimensionamiento
[159]	Bat_{act}, SC_{act}	Bal. de energía, SOC_{sc} aceptable, regulación de v_{dc} y maxim. el ciclo de vida de ambas tecn. ESS
[160]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, $SOC_{bat\&sc}$ aceptables y maximizar el ciclo de vida de ambos sistemas ESS
[156]	$Bat_{act}, SC_{act}, FC_{pas}$	Balance de energía y maximizar el ciclo de vida de los tres sistemas ESS
[161]	Bat_{act}	Balance de energía y SOC_{bat} aceptable
[162]	SC_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} y SOC_{sc} aceptable
[163]	Bat_{act}	SOC_{bat} aceptable
[45]	Bat_{act}	Mitigar las fluctuaciones de la energía eólica y maximizar el ciclo de vida de las baterías
[47]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, $SOC_{bat\&sc}$ aceptables y maximizar el ciclo de vida de ambos sistemas ESS
[50]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} y $SOC_{bat\&sc}$ aceptables
[55]	$Bat_{act}, SMES_{act}$	Balance de energía, evitar la saturación y el agotamiento de energía del sistema HESS
[56]	$Bat_{act}, SC_{act}, FC_{act}$	Bal. de energía, maximizar el ciclo de vida del sistema HESS y el ahorro de combustible de FC
[164]	Bat_{pas}, SC_{act}	Bal. de energía, $SOC_{bat\&sc}$ aceptables, min. los picos de corr. de las baterías y su utilización
[166]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, mitigar la demanda pico y carga pulsante
[167]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía y $SOC_{bat\&sc}$ aceptables
[165]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, SOC_{sc} aceptable y maximizar el ciclo de vida de las baterías
[168]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} y $SOC_{bat\&sc}$ aceptables
[48]	Bat_{pas}, SC_{act}	Balance de energía y SOC_{sc} aceptable
[169]	Bat_{act}	Balance de energía
[171]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} y SOC_{bat} aceptable
[172]	Bat_{pas}, SC_{act}	Balance de energía, maximizar el ciclo de vida de las baterías y minimizar sus picos de corriente
[173]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía y regulación de v_{dc}
[174]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía y minimizar el impacto negativo de la resistencia de línea
[170]	$Bat_{act}, SC_{act}, FC_{act}$	Balance de energía
[175]	Bat_{act}	Balance de energía y minimizar el costo operativo de la red DG
[176]	--	Balance de energía y regulación de la frecuencia de la red eléctrica
[177]	${}^3Flywheel_{act}, Bat_{act}$	Balance de energía y regulación de la frecuencia de la red eléctrica
[178]	Bat_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} , SOC_{bat} aceptable, coordinación entre las RES, ESS y CPG
[179]	FC_{act}, Bat_{act}	Balance de energía, SOC_{bat} aceptable, maximizar el ciclo de vida de las baterías y ⁴ coordinación
[180]	Bat_{act}	Balance de energía, regulación de v_{dc} frente a los modos de operación, ⁵ estabilidad y confiabilidad
[181]	Bat_{act}	Balance de energía, ⁶ regulación de voltaje y frecuencia de la red eléctrica
[182]	$Bat_{pas}, SC_{act}, FC_{act}$	Balance de energía, $SOC_{bat\&sc}$ aceptables y minimizar el uso de la FC
[183]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía y $SOC_{bat\&sc}$ aceptables y ⁷ coordinación
[184]	Bat_{act}, SC_{act}	Balance de energía, $SOC_{bat\&sc}$ aceptables, reg. de la frecuencia de la red eléctrica y ⁷ coordinación
[185]	Bat_{act} por Mic.	Balance de energía, SOC_{bat} aceptable, maximizar el uso de las RES y ⁸ coordinación
[186]	Bat_{act}	Balance de energía, ⁹ coordinación, confiabilidad de la red eléctrica, regulación de v_{dc} y v_{abc}

_{act}Sistemas ESS en topología activa (*act*, *active*).

_{pas}Sistemas ESS en topología pasiva (*pas*, *passive*).

¹ Sistema ESS, desde que se combina la FC con un electrolizador y un tanque para almacenar hidrógeno.

² Se refiere a minimizar el costo de la energía que proviene desde la CPG, cuando las baterías se encuentran descargadas.

³ Volante.

⁴ De las diferentes fuentes de potencia.

⁵ De la red eléctrica.

⁶ Frente a las transiciones de los diferentes modos de operación y apagones de la red eléctrica.

⁷ Entre la fuente de energía renovable, la red eléctrica y el sistema HESS.

⁸ Entre las tres microrredes.

⁹ Entre la fuente de energía renovable, la red eléctrica y las baterías.

Conforme a la Tabla 4.1 y Tabla 4.2, la mayoría de los algoritmos *EMS* basados en una y/o dos técnicas de gestión de energía son una alternativa para resolver el balance de energía [47], [49], [50], [54]–[56], [148], [150]–[157], [159]–[162], [164]–[168] y [178]–[186]. En algunos casos el balance de energía es optimizado mediante la combinación de sistemas difusos con alguna técnica *EMS* de optimización en línea o fuera de línea [48][169]–[177]. Adicionalmente al balance de energía, otros beneficios han sido alcanzados por estos algoritmos, tales como: minimizar los picos de corriente en el sistema *ESS* de alta densidad de energía (p.ej. baterías) [147][149] [164][172], regulación de v_{dc} para reducir las variaciones de voltaje en el bus de *dc* [50][159][162][168][171][173][178][180][186], limitar el *SOC* de alguna de los sistemas *ESS* dentro de rangos definidos [47][48][50][54][152]–[155][159]–[165][167][168][171][178][179] [182]–[185], coordinación entre los sistemas que conforman la aplicación para contribuir con la estabilidad del balance de energía [178][179][183]–[186], minimizar algún tipo de costo en la aplicación [49][51][148][175], minimizar el grado de utilización en algunas de las fuentes de energía [148]–[150][182], maximizar la vida útil de alguna de los sistemas *ESS* [45][47][51][56][155]–[160][165][172][179], maximizar el uso de alguna de las fuentes de energía renovable [53][185], obtener una baja complejidad computacional debido al sistema difuso tipo *SISO* que fue utilizado en el diseño del algoritmo *EMS* [147] o garantizar la estabilidad de la red eléctrica vía la regulación de la frecuencia [176][177][181][184] y los voltajes de línea [181][186]. Sin embargo, algunas desventajas se listan a continuación:

- Con excepción a [147], algoritmos *EMS* que utilizan sistemas disufos *MISO* o *MIMO* tienden a relacionarse con un número elevado de reglas. Esto también conduce a la desventaja 1 de la Tabla 2.2.
- Ningún algoritmo *EMS* listado en la Tabla 4.1 fue evaluado bajo una demanda y generación de tipo pulsante y bipolar con forma rectangular libre de *dc offset*. El balance de energía y la vida útil de los sistemas *ESS* frente a este tipo de evaluaciones se ven afectados (desventaja 2 y 3 de la Tabla 2.2).
- Ningún algoritmo *EMS* listado en la Tabla 4.1 centra la atención en la calidad de la energía del sistema renovable, es decir rangos aceptables de frecuencia, voltaje y armónicos, al mismo tiempo que una operación *MPPT* de la fuente renovable y el balance de energía. Esto conduce a la desventaja 4 de la Tabla 2.2.

- No considerar en el diseño del algoritmo *EMS* información del estado transitorio de balance de energía, las pérdidas de potencia de los convertidores *dc-dc* bidireccionales así como un método de normalización de las salidas del sistema difuso con base en la respuesta transitoria del balance de energía [147], también conducen a la desventaja 2 y 3 de la Tabla 2.2.

Para superar las desventajas anteriores y las de la Tabla 2.2, se presenta un algoritmo *EMS* para un sistema de conversión de energía eólica asociado a un sistema *HESS* conformado por baterías y SCs. El algoritmo se basa en un sistema difuso que analiza el comportamiento de la pendiente de corriente de las baterías para controlar la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* mitigando los desbalances de energía de estado transitorio y estacionario. El sistema difuso se combina con una máquina de estados para automatizar tres modos de operación adicionales: sobrecarga del sistema *HESS*, carga de las baterías y carga de los SCs. Una detallada descripción del sistema de conversión de energía eólica así como del algoritmo *EMS* propuesto, es presentada a continuación.

El esquemático del sistema de conversión de energía eólica de 1 MW con sistema *HESS* y el algoritmo *EMS* es mostrado en la Fig. 4.1. El esquemático consiste de cuatro partes principales: una turbina eólica, un sistema híbrido de almacenamiento de energía conformado por baterías/SCs, la red eléctrica convencional y el algoritmo *EMS*. Las primeras tres partes se encuentran conectadas en común con el bus de *dc* vía un convertidor *dc-dc*, dos convertidores *dc-dc* bidireccionales y un inversor *dc-ac*, respectivamente. Todas las partes, se describen a continuación.

1) *Turbina eólica*. Su configuración, la cual fue utilizada en el Capítulo 3 para el diseño de los algoritmos *MPPT*, consiste de una turbina eólica de eje horizontal conectada al bus de *dc* mediante un generador de imanes permanentes, un puente de diodos trifásico y un convertidor *dc-dc* que corresponde a una topología *Boost*. El convertidor *dc-dc* es activado vía el ciclo de trabajo, d_{mppt} , para extraer el *MPP* de la turbina eólica. Este ciclo de trabajo es generado mediante una interfaz digital de control *PI* para rastrear la trayectoria óptima de voltaje, $V_{o,opt}$, la cual corresponde al *MPP*. Esta trayectoria óptima se determina con base en el comportamiento del voltaje, v_o , y corriente, i_o , de salida del puente de diodos trifásico vía el algoritmo *FL-MPPT* de la Fig. 3.21. Pero con una modificación, el signo de la pendiente es obtenido de ΔP_o para reducir el número de pasos durante el proceso de estimación y rastreo

de $v_{o,opt}$. El diseño de la interfaz de control se realizó con base en el modelo matemático del convertidor $dc-dc$ vía el método del dominio de la frecuencia [132][146], mientras que el modelo matemático de la turbina eólica de eje horizontal fue desarrollado mediante el modelo estático-dinámico definido en [100] y [103].

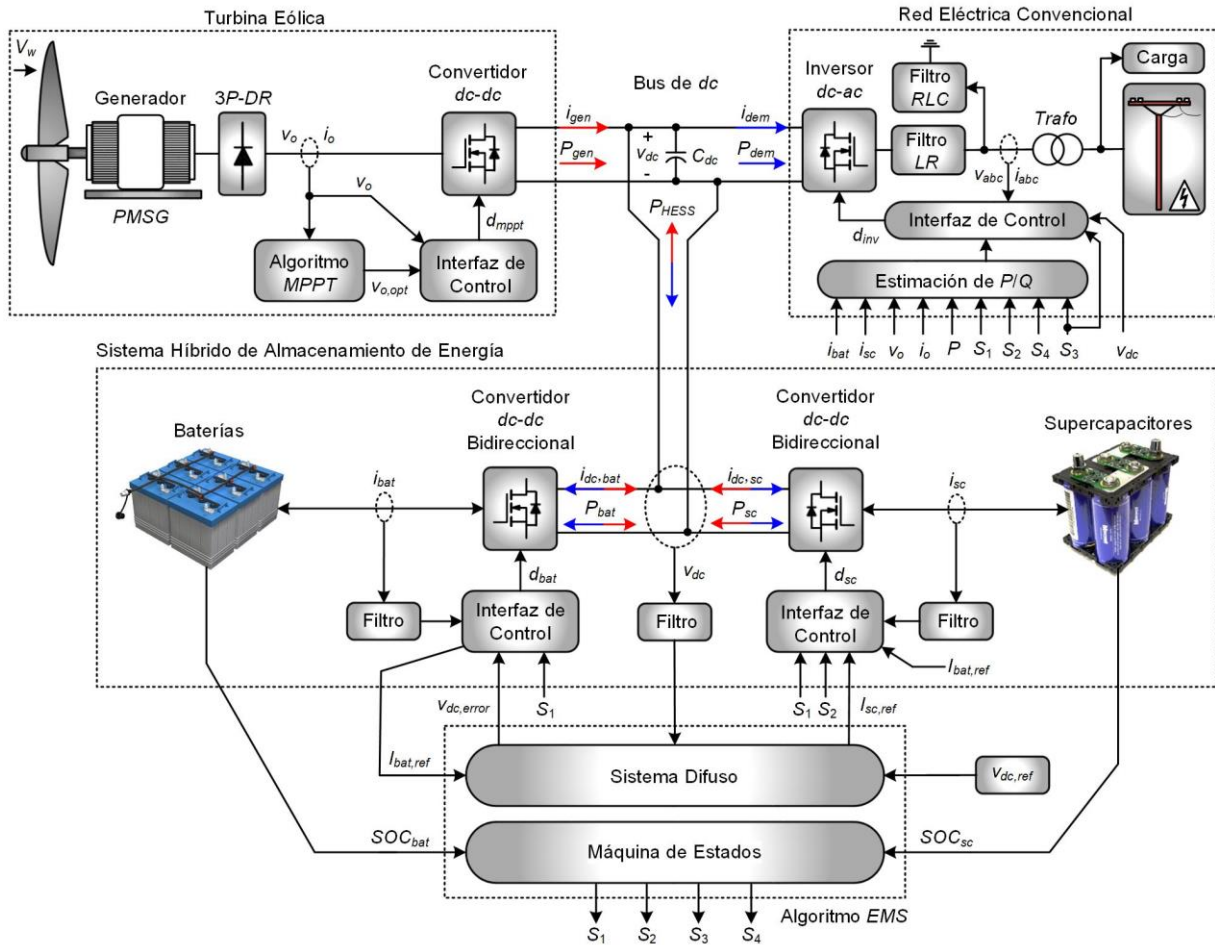


Fig. 4.1 Diagrama esquemático del sistema WECS con sistema híbrido de almacenamiento de energía y el algoritmo EMS.

2) *Sistema HESS*. Consiste de un arreglo en serie de baterías y SCs, el cual se conecta al bus de dc vía convertidores $dc-dc$ que corresponden a la topología *Buck-Boost*. El control de la velocidad de carga/descarga así como de su grado de participación es realizado vía los ciclos de trabajo d_{bat} y d_{sc} para mantener el balance de energía en el sistema WECS. Una interfaz digital de control PI de voltaje y corriente determina a d_{bat} con base en el error de variaciones de voltaje del bus de dc , $v_{dc,error}$, para minimizar las desviaciones de balance de energía durante el estado estacionario. Una interfaz digital de control PI de corriente procesa

a la corriente de referencia de los SCs, $I_{sc,ref}$, para determinar la cantidad necesaria de ciclo de trabajo d_{sc} , que reduce los desbalances de energía de tipo transitorio así como los picos de corriente en las baterías y su velocidad de carga/descarga durante el transitorio. Con la finalidad de evaluar el rendimiento del algoritmo *EMS* propuesto bajo situaciones de ruido aleatorio, las señales eléctricas V_{dc} , $\dot{I}_{bat}$ e $\dot{I}_{sc}$, son procesadas mediante filtros digitales pasabajas de primer orden. El diseño de las interfaces de control se desarrolló con base en el modelo matemático de los convertidores *dc-dc* bidireccionales vía el método del dominio de la frecuencia [132][146].

3) *Red eléctrica convencional*. Está conformado por un inversor trifásico *dc-ac* de fuente de voltaje de dos niveles y un transformador (*Trafo*, *Transformer*) para conectar la red eléctrica y/o cargas de corriente alterna con el bus de *dc*. Dos filtros pasivos, *LR* y *RLC*, situados entre el inversor y el *Trafo* son utilizados para maximizar los siguientes dos objetivos; mitigar los armónicos de corriente y deformaciones de voltaje causados/as principalmente por la técnica de conmutación *PWM* utilizada en el inversor. Al maximizar ambos objetivos, los efectos negativos en las cargas de *ac* (calentamiento, mal funcionamiento, reinicialización repentina, entre otras) que se encuentren cerca del inversor pueden ser considerablemente minimizados. El control de la corriente *ac* de salida del inversor se realiza con base en la señal de activación d_{inv} , la cual es generada mediante la técnica de modulación sinusoidal *PWM* utilizada en [187]. Dos interfaces digitales de control *PI* de corriente, las cuales operan de forma coordinada con el sistema *WECS* así como sincronizadas con la frecuencia de la red eléctrica vía un lazo de fijación de fase (*PLL*, *Phase-Locked Loop*), son utilizadas para determinar a d_{inv} con base en la estimación de la potencia activa (*P*) y reactiva (*Q*). La estimación de estas potencias se realiza mediante la coordinación apropiada entre un controlador de carga/descarga del sistema *HESS*, los valores de potencia establecidos por el usuario y la máxima potencia generada por la turbina eólica. Por lo tanto, además de controlar la corriente *ac*, también es posible controlar el factor de potencia, el voltaje y la frecuencia en la salida del inversor al mismo tiempo que operar a la turbina eólica en modo *MPPT*. Esto, durante y la transición de los modos de operación del algoritmo *EMS*. Las interfaces de control se diseñaron con base en el marco de referencia síncrono *dq* [188] y el método del dominio de la frecuencia [132][146].

4) *Algoritmo EMS*. Esta parte corresponde a un enfoque que combina un sistema difuso con una máquina de estados en un solo algoritmo *EMS*. Este algoritmo determina la señal de referencia $I_{sc,ref}$, con base en el análisis de la pendiente de corriente de las baterías vía el

sistema difuso al mismo tiempo que la máquina de estados realiza la coordinación entre el bloque de estimación de P/Q , las interfaces de control del sistema *HESS* y del inversor para mantener el balance de energía en el sistema *WECS*. Esto, durante y la transición de los modos de operación del algoritmo *EMS*. La metodología de diseño del sistema difuso y de la máquina de estados se presentan en las secciones 4.1 y 4.2, respectivamente.

La estructura y los detalles del generador de imanes permanentes, el puente de diodos trifásico, el convertidor *dc-dc*, las baterías, los *SCs*, los convertidores *dc-dc* bidireccionales, el inversor *dc-ac*, los filtros pasivos *LR-RLC*, la carga y la *CPG* están disponibles en la librería del programa de simulación, *Matlab®/Simulink®*, que se selecciona para demostrar el desempeño del algoritmo *EMS* propuesto.

4.1 Sistema Difuso

El circuito equivalente del bus de *dc* para el sistema *WECS* de la Fig. 4.1, puede ser simplificado como se muestra en la Fig. 4.2 para facilitar su análisis matemático y la descripción de su comportamiento.

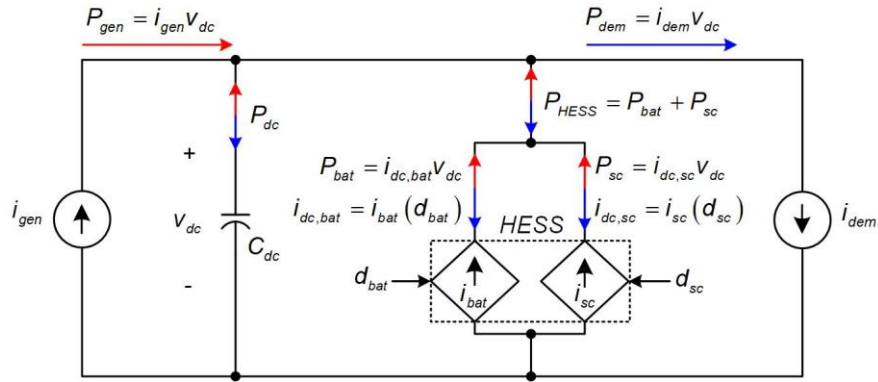


Fig. 4.2 Circuito equivalente del bus de *dc*.

En el circuito de la Fig. 4.2 el capacitor del bus, C_{dc} , es considerado como ideal. La turbina eólica y la red eléctrica convencional se representan como fuentes ideales de corriente que varían su potencia eléctrica P_{gen} y P_{dem} , con base en la corriente generada por la turbina eólica, i_{gen} , y la corriente demanda por la *CPG*, i_{dem} , respectivamente. Las baterías y *SCs* se consideran como dos fuentes de corriente controladas por d_{bat} y d_{sc} . Ambas fuentes de corriente, i_{bat} e i_{sc} , determinan la cantidad necesaria de potencia que el sistema híbrido de almacenamiento de energía, P_{HESS} , debe absorber o suministrar en el bus de *dc* para mitigar

desbalances de energía de estado estacionario y de tipo transitorio. De aquí, que para alcanzar un efectivo balance de energía es necesario de estimar y controlar las corrientes del sistema *HESS*, i_{bat} e i_{sc} , vía un algoritmo e interfaces de control, respectivamente.

De acuerdo con la Fig. 4.2, la estimación y el control de las corrientes i_{bat} e i_{sc} se deducen con base en la ecuación de balance de energía, como sigue:

$$P_{dc} = (P_{gen} - P_{dem}) + P_{HESS} \quad (4.1)$$

Desde que todas las fuentes de corriente de la Fig. 4.2 se encuentran conectadas en paralelo con el capacitor C_{dc} , la expresión (4.1) se reescribe como una ecuación diferencial para describir el comportamiento del bus de dc en términos de voltajes y corrientes:

$$v_{dc} C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = (i_{gen} v_{dc} - i_{dem} v_{dc}) + i_{dc,bat} v_{dc} + i_{dc,sc} v_{dc} \quad (4.2)$$

Asumiendo que el voltaje v_{dc} es el mismo para C_{dc} y las fuentes de corriente, además de considerar a $i_{dc,bat}$ e $i_{dc,sc}$ en términos de los ciclos de trabajo d_{bat} y d_{sc} (ver Fig. 4.2). Entonces la ecuación (4.2) se expresa en términos de las corrientes i_{bat} e i_{sc} , como sigue:

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = (i_{gen} - i_{dem}) v_{dc} + i_{bat} v_{dc} d_{bat} + i_{sc} v_{dc} d_{sc} \quad (4.3)$$

El equilibrio en (4.3) se alcanza mediante dos interfaces digitales de control *PI* de corriente, las cuales actúan sobre las desviaciones de i_{bat} e i_{sc} con respecto a sus valores de referencia mediante las siguientes ecuaciones:

$$i_{bat}(d_{bat}) = Z \left\{ k_{p1} (i_{bat,ref} - i_{bat}) + k_{i1} \int (i_{bat,ref} - i_{bat}) dt \right\} \quad (4.4)$$

$$i_{sc}(d_{sc}) = Z \left\{ k_{p2} (i_{sc,ref} - i_{sc}) + k_{i2} \int (i_{sc,ref} - i_{sc}) dt \right\} \quad (4.5)$$

donde k_{p1} y k_{p2} representan la ganancia de la acción proporcional en ambas interfaces de control de corriente, mientras que k_{i1} y k_{i2} corresponden a la ganancia de la acción de integral. El operador Z indica que ambas interfaces de control *PI* deben ser definidas en el dominio del tiempo discreto.

El control de corriente de las baterías consigue que i_{bat} alcance a su valor de referencia. Por lo tanto, el valor $i_{bat,ref}$ corresponde a la cantidad necesaria de corriente que las baterías

deben absorber o suministrar al bus de dc para mitigar los desbalances de energía en el sistema WECS de estado estacionario. En otras palabras, mientras la derivada en (4.2) de v_{dc} respecto al tiempo sea nula ($dv_{dc}/dt = 0$), las baterías deben absorber energía si P_{gen} supera a P_{dem} y suministrar energía si P_{gen} es menor a P_{dem} para mantener el balance de energía en el sistema WECS. La corriente $I_{bat,ref}$ se estima mediante un controlador digital PI de voltaje actuando como una interfaz de control externa en las baterías para minimizar desviaciones de v_{dc} con respecto a su valor de referencia, como sigue:

$$I_{bat,ref} = Z \left\{ k_{p3}(v_{dc,ref} - v_{dc}) + k_{i3} \int (v_{dc,ref} - v_{dc}) dt \right\} \quad (4.6)$$

donde $v_{dc,ref}$ es invariante y se establece por el diseñador en el valor de voltaje nominal que se desea mantener en el bus de dc . La operación algebraica $v_{dc,ref} - v_{dc}$ corresponde al $v_{dc,error}$ indicado en la Fig. 4.1, k_{p3} y k_{i3} son la ganancia proporcional e integral de la interfaz de control de voltaje, respectivamente.

Durante un desbalance de energía de estado estacionario, la interfaz de control de voltaje (4.6) estima apropiadamente la corriente de referencia $I_{bat,ref}$ con base en $v_{dc,error}$, mientras que la interfaz de corriente (4.4) utiliza esta corriente de referencia para controlar a i_{bat} . Sin embargo, debido a que la dinámica de respuesta de la batería es lenta, la velocidad con que aumenta o disminuye su corriente durante el estado transitorio ($dv_{dc}/dt \neq 0$) debe ser controlada, así como reducir sus picos de corriente para prolongar su vida útil [19][26]. El enfoque de la pendiente, mostrado en la Fig. 4.3, aplicado en la corriente de referencia de las baterías ($I_{bat,ref}$) proporciona información valiosa para compensar desviaciones de balance de energía en el sistema WECS de tipo transitorio. Esta información consta del valor de velocidad con que la corriente de las baterías, mi_{bat} , aumenta o disminuye así como de su dirección. Si se utiliza la información que proporciona la pendiente de corriente de las baterías en un modelo matemático, entonces se obtiene una porción del valor $I_{sc,ref}$. Luego esta porción, se agrega a $v_{dc,error}$ para obtener el valor de la corriente de referencia $I_{sc,ref}$, el cual se indica en la Fig. 4.1. Este valor de referencia al ser procesado mediante la interfaz de control de corriente (4.5), entonces se controla la cantidad de corriente con que los SCs deben absorber o suministrar al bus de dc para mitigar los desbalances de energía en el sistema WECS de tipo transitorio. Como resultado de esto, la $V_{e,c/d}$ de corriente de las baterías es controlado al mismo tiempo que la vida útil de las baterías es considerablemente prolongada.

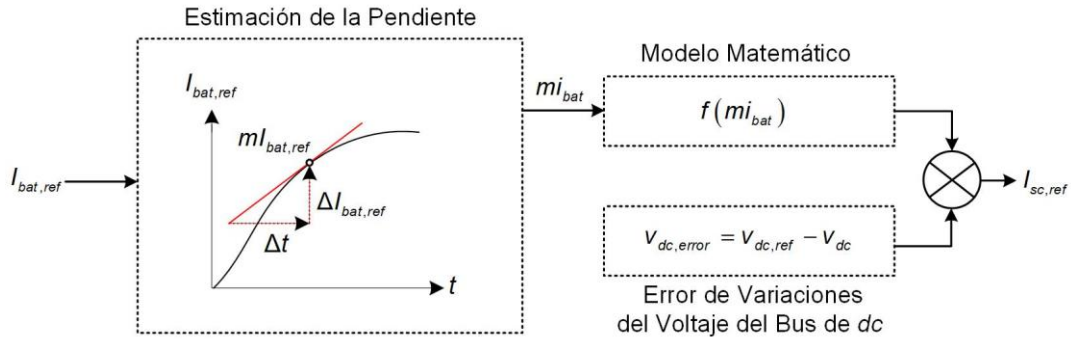


Fig. 4.3 Estimación de $I_{sc,ref}$ mediante el enfoque de la pendiente, un apropiado modelo matemático y $V_{dc,error}$.

De acuerdo con la Fig. 4.3, las tablas de búsqueda son una solución viable y precisa para resolver al modelo $f(mi_{bat})$. Sin embargo, la estimación de variables con base en tablas de búsqueda, requiere de un alto espacio de memoria y de tiempo para realizar una estimación con precisión. El tiempo largo de estimación es causado por el mecanismo de búsqueda intrínseco utilizado. Además, para mantener una estimación con precisión, los datos de las tablas necesitan ser reajustados con el paso del tiempo debido al proceso de degradación natural de las partes que conforman a un sistema de energía renovable. Otra solución, es resolver al modelo $f(mi_{bat})$ con base a un modelo matemático más detallado del bus de dc , el cual considere la dinámica de la turbina eólica, la red eléctrica y el sistema *HESS*. Sin embargo, esto complicaría su análisis, la descripción de su comportamiento y también conduciría a modelos de simulación complejos. Además, podría resultar en un aumento en la complejidad del modelo $f(mi_{bat})$ y dificultad de su implementación. Para superar estas dificultades específicas y a diferencia de los autores citados en la Tabla 4.1 y Tabla 4.2, un sistema difuso de 9 reglas, en el cual su salida se adiciona a $V_{dc,error}$, es utilizado como modelo $f(mi_{bat})$ para estimar la corriente de referencia $I_{sc,ref}$ con base en el análisis de la pendiente de corriente de las baterías. Este enfoque, mostrado en la Fig. 4.4, permite contribuir al diseño de un algoritmo *EMS* de fácil implementación para el proceso de balance de energía de un sistema *WECS* de 1 MW.

De acuerdo con la Fig. 4.4, la variable $I_{bat,ref}$, determinada por el controlador (4.6), es digitalizada por el bloque *ZOH* y procesada por un filtro digital pasa-bajas de primer orden a una razón de muestreo establecida por T_b . El resultado de este procesamiento se pasa por el bloque de la derivada discreta para obtener el valor de la pendiente de la batería, mi_{bat} . Antes de procesar la pendiente en el sistema difuso, esta es normalizada por la constante K_{f1} y

limitada dentro de un rango de operación seguro vía el bloque *Sat*. La salida del sistema difuso, f_{out} , así como $v_{dc,error}$ se normalizan mediante las constantes k_{f2} y k_{f3} , respectivamente. Seguido de la normalización, $f(v_{dc,error})$ se limita dentro un rango seguro de operación y se agrega a $f(mi_{bat})$ para mejorar la respuesta inicial y transitoria de los SCs durante repentinos desbalances de energía. Como resultado de esta agregación se obtiene la estimación de la corriente de referencia $i_{sc,ref}$, la cual es limitada dentro de un rango de operación seguro para evitar excesivas corrientes de carga y descarga en los SCs. El error de variaciones del voltaje del bus de *dc* se obtiene con base en la diferencia entre el valor de referencia $v_{dc,ref}$ y la medición eléctrica de v_{dc} , la cuales son atenuadas por un factor de 1000 volts así como digitalizadas vía el bloque *ZOH* a una razón de muestreo T_e . Luego de que v_{dc} es digitalizado, este es procesado por un filtro digital pasa-bajas de primer orden para remover condiciones de ruido aleatorio.

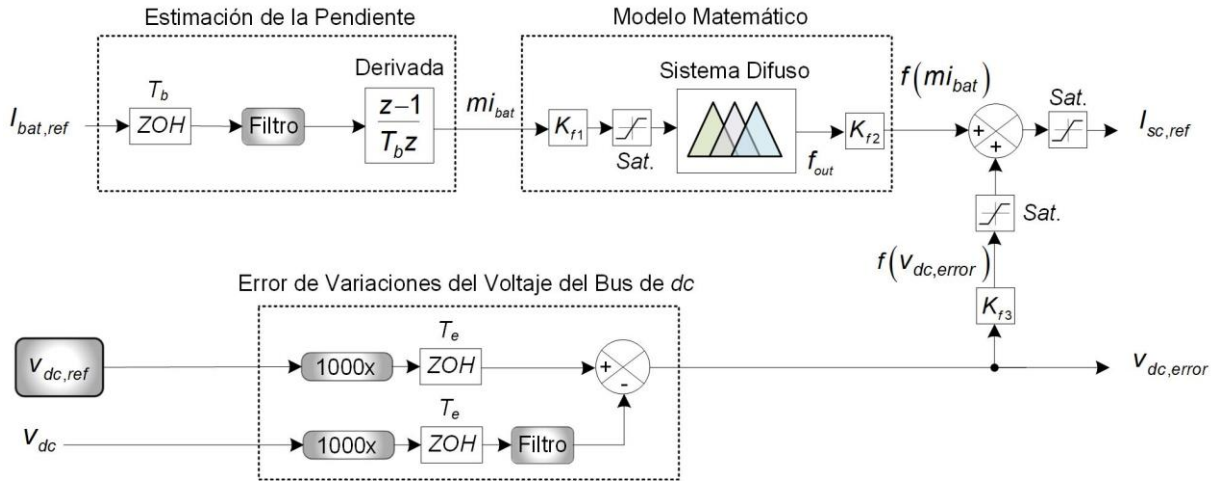


Fig. 4.4 Diagrama a bloques del sistema difuso utilizado en el algoritmo EMS propuesto.

El sistema difuso mostrado en la Fig. 4.4, el cual se conforma de tres pasos: fusificación, inferencia y defusificación, utiliza funciones de membresía triangulares simétricas con traslape para representar a la entrada la mi_{bat} y la salida f_{out} . A diferencia de los autores citados en la Tabla 4.1, el universo de discurso y dominio de estas funciones de membresía se diseñó con base en el siguiente planteamiento.

Considerando los parámetros de simulación de la Tabla 5.2 y que las pérdidas de potencia del convertidor de las baterías son mayores durante el proceso de descarga (es decir que $P_{gen} < P_{dem}$) [189] que en modo de carga (es decir que $P_{gen} > P_{dem}$) [190], entonces el valor absoluto

para el caso de la corriente de descarga de las baterías se mantendrá en aproximadamente 1.5 veces mayor que en el caso contrario. Esto ocasiona que durante una transición desde de P_{dem} a P_{gen} nominales, el valor absoluto de la pendiente de corriente de las baterías sea 1.5 mayor que durante una transición contraria. Por lo tanto las fluctuaciones de voltaje en el bus de dc y la V_e de la corriente de carga de las baterías, también presentarán valores mayores durante transiciones de P_{dem} a P_{gen} nominales que durante transiciones contrarias. Este planteamiento, de naturaleza no lineal y difusa, se puede apreciar en la Fig. 4.5.

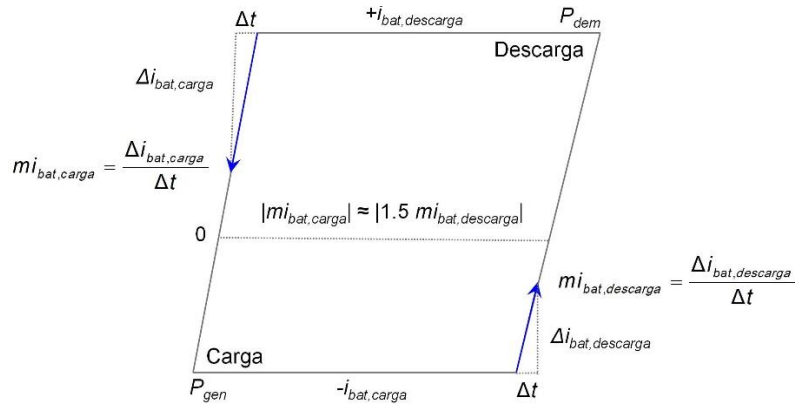


Fig. 4.5 Comportamiento aproximado de la pendiente de corriente de carga y descarga de las baterías.

Por lo anterior, en la Fig. 4.6 se muestra como se estableció el universo de discurso y dominio de las funciones de membresía de m_{ibat} y f_{out} para obtener una respuesta, en términos de valores absolutos, del sistema difuso de aproximadamente 1.5 veces mayor durante una transición de P_{dem} a P_{gen} nominales que durante una transición contraria. En comparación con el modelo propuesto por [147], esto contribuye a obtener un mejor balance de energía al mismo tiempo que lograr una mejor mitigación de las fluctuaciones de v_{dc} en el bus y minimizar la tasa de $V_{e,c/d}$ de corriente de las baterías. Los términos lingüísticos para representar a m_{ibat} y f_{out} son: *NB*, *NM*, *NS*, *Z*, *PS*, *PM* y *PB*.

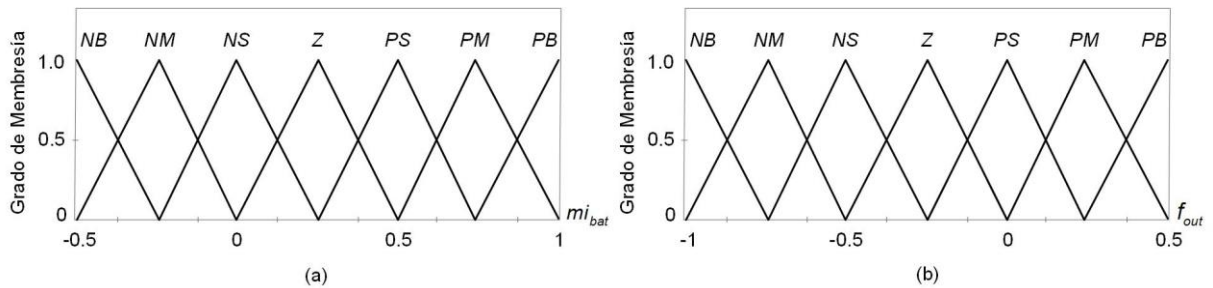


Fig. 4.6 Funciones de membresía de: (a) la pendiente de corriente m_{ibat} y (b) la salida del sistema difuso f_{out} .

Considerando el enfoque de la pendiente de la Fig. 4.3, la porción de $I_{sc,ref}$ se determina por el sistema difuso con base en el siguiente planteamiento; mientras que el valor de la pendiente de corriente de las baterías sea grande y de cierta dirección (+ o -), entonces el valor de la corriente de referencia $I_{sc,ref}$ debe ser directamente proporcional al valor de la pendiente y mantener la polaridad establecida por su dirección. Utilizando el planteamiento anterior como el conocimiento previo y cruzando esto con los conjuntos difusos indicados en la Fig. 4.6. Se obtiene el conjunto de reglas difusas mostradas en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3. Conjunto de reglas difusas implementadas en el sistema difuso.

mi_{bat}	f_{out}
NB	NB
NB	NM
NB	NS
NM	Z
NS	PS
Z	PM
PS	PB
PM	PB
PB	PB

Las 9 reglas difusas indicadas en la Tabla 4.3, se escriben e interpretan mediante la siguiente estructura:

- Si mi_{bat} es x_i entonces f_{out} es z_k .

donde $i = 1, 2, \dots, 5$ y $k = 1, 2, \dots, 5$. Los términos x_i y z_k son considerados como el antecedente y consecuente, respectivamente.

En la Fig. 4.7 se aprecia la superficie de mapeo del sistema difuso, la cual se genera mediante las reglas indicadas en la Tabla 4.3. Esta superficie permite visualizar apropiadamente la relación entre la variable de entrada y salida del sistema difuso.

Se puede ver en la Fig. 4.7, que el valor absoluto en gran parte del rango de salida del sistema difuso, con un factor de atenuación de 10,000 amperes, se mantiene en aproximadamente 1.5 mayor cuando se presenta el caso de una transición de P_{dem} a P_{gen} que en comparación con el caso contrario. Además, esta salida se encuentra limitada dentro de

una ventana de operación segura que abarca desde -0.66 hasta +0.39 amperes para contribuir a reducir condiciones de saturación en el convertidor *dc-dc* bidireccional que gestiona el flujo de potencia entre el bus de *dc* y los SCs.

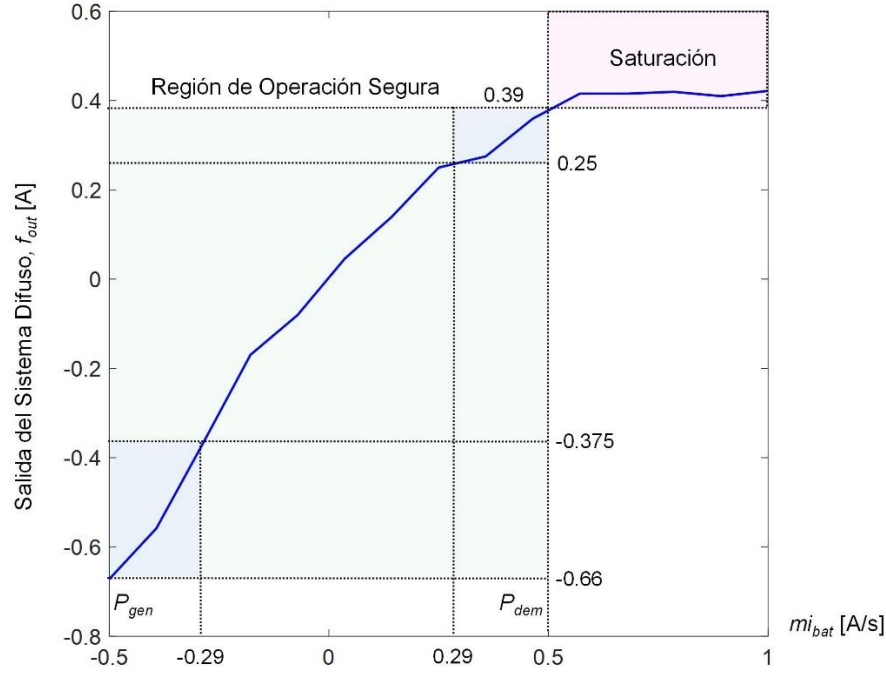


Fig. 4.7 Superficie de mapeo del sistema difuso utilizado en el algoritmo EMS.

De acuerdo con la Fig. 4.4, el método de inferencia utilizado en el sistema difuso es el Mamdani y la desfusificación es realizada mediante en el enfoque del centroide. De aquí, que la estimación de $I_{sc,ref}$ se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$I_{sc,ref} = f(m_{i_{bat}}) + f(v_{dc,error}) = f_{out}K_{f2} + v_{dc,error}K_{f3} \quad (4.7)$$

A diefencia del modelo propuesto por [147], el método de normalización de las constantes K_{f2} y K_{f3} se realizó con base en la respuesta transitoria de balance de energía, la cual se manifiesta como variaciones de voltaje v_{dc} montadas en el voltaje nominal del bus de *dc*. Esto, para terminar de sustentar una operación libre de condiciones de saturación en el convertidor *dc-dc* bidireccional de los SCs. Este método se describe a continuación.

Contemplando para el sistema WECS de la Fig. 4.1 los parámetros de simulación de la Tabla 5.2 mostrada en la sección 5.4 y el sistema difuso de la Fig. 4.4, entonces las variaciones de v_{dc} frente a transiciones de P_{dem} a P_{gen} y viceversa, se pueden apreciar en la Fig. 4.8 (a) y

Fig. 4.8 (b), respectivamente. Esto, estableciendo diferentes valores de la constante K_{f2} al mismo tiempo que la constante K_{f3} se mantiene en cero. En el mismo sentido, las variaciones de v_{dc} se muestran en la Fig. 4.8 (c) y Fig. 4.8 (d), pero ahora, variando la constante K_{f3} y manteniendo K_{f2} en cero.

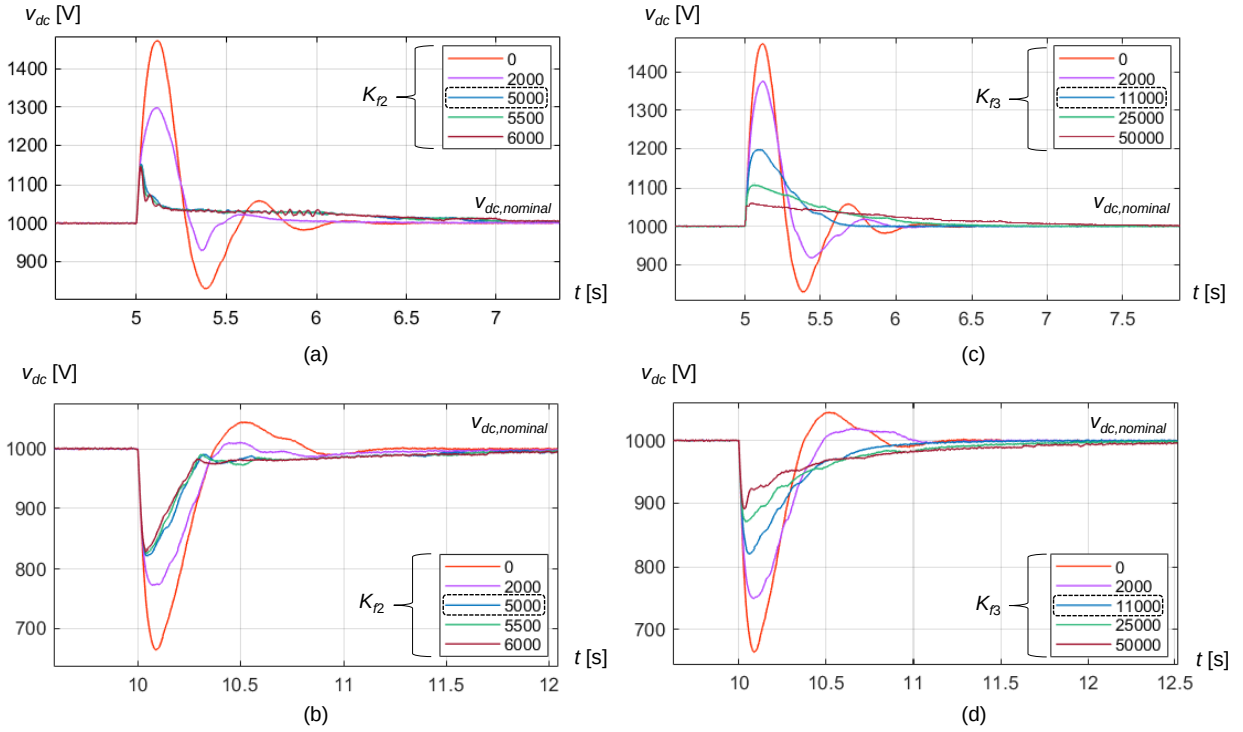


Fig. 4.8 Variaciones de (a) v_{dc} frente a transiciones de P_{dem} a P_{gen} y (b) viceversa con K_{f2} variable y $K_{f3} = 0$, además, de las variaciones de (c) v_{dc} frente a transiciones de P_{dem} a P_{gen} y (d) viceversa con $K_{f2} = 0$ y K_{f3} variable.

Es fácil notar en la Fig. 4.8 (a) y Fig. 4.8 (b) que cuando la constante K_{f2} toma valores mayores a 5000 unidades, entonces las variaciones de v_{dc} se reducen considerablemente frente a su valor nominal, $v_{dc,nom}$, al mismo tiempo que se comportan como una respuesta transitoria de tipo amortiguada acompañada de oscilaciones. Este mismo comportamiento ocurre en la Fig. 4.8 (c) y Fig. 4.8 (d), pero con valores de K_{f3} mayores a 11,000 unidades. Por todo lo anterior, las constantes K_{f2} y K_{f3} se fijaron en 5000 y 11,000 unidades, respectivamente. Siguiendo el método de normalización propuesto en [147], el cual consiste en dividir 2 veces P_{nom} entre el voltaje nominal de los sistemas ESS, estas constantes toman un valor de 3700 unidades. Este método de normalización resulta de fácil aplicación. Sin embargo, de acuerdo con la Fig. 4.8 este método conduce a una respuesta oscilatoria de v_{dc} al mismo tiempo que una mayor desviación de v_{dc} con respecto a $v_{dc,nom}$ y con menos amortiguamiento que en comparación con el método de normalización propuesto en esta tesis. Finalmente en la Fig.

4.9 se muestra con más detalle las interfaces de control, previamente discutidas y analizadas, utilizadas para activar los convertidores *dc-dc* bidireccionales de las baterías y supercapacitores así como para generar a $I_{bat,ref}$. Los selectores 1, 2 y 3 son utilizados para configurar los diferentes modos de operación vía las señales S_1 , S_2 y S_3 , las cuales son generadas mediante la máquina de estados.

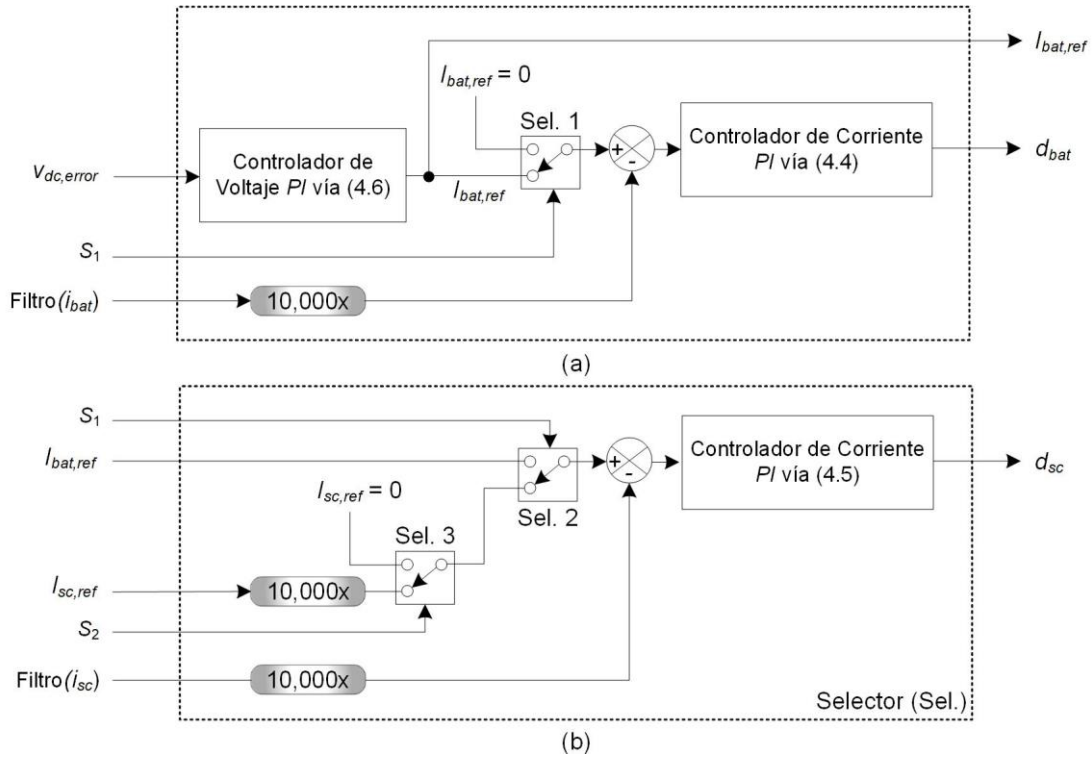


Fig. 4.9 Interfaces de control para controlar el convertidor *dc-dc* bidireccional de las: (a) baterías y (b) SCs.

4.2 Máquina de Estados

Como se mencionó previamente, la finalidad de la máquina de estados es automatizar tres modos de operación adicional al balance de energía, los cuales son: sobrecarga del sistema *HES*, carga de las baterías y carga de los SCs. El enfoque utilizado para lograr esta automatización, se describe a continuación. Conforme al esquemático de la Fig. 4.1 y el circuito equivalente del bus de *dc* de la Fig. 4.2, si en un instante de tiempo la potencia generada se mantiene constante, entonces la potencia de los SCs y baterías puede ser regulada con base en el control de la potencia de demanda vía la interfaz de control del inversor *dc-ac*. Por lo tanto, un controlador de carga/descarga que procese la diferencia entre la corriente de carga de los sistemas *ESS* y su valor actual puede determinar la potencia de demanda que debe ser

suministrada o tomada de la red eléctrica para mantener el balance de energía durante el proceso de carga de ambos sistemas ESS. De aquí, que coordinando las interfaces de control de los convertidores *dc-dc* bidireccionales, del inversor *dc-ac* y del controlador de carga/descarga así como el sistema difuso mediante una máquina de estados, es posible automatizar los tres modos de operación adicionales al balance de energía.

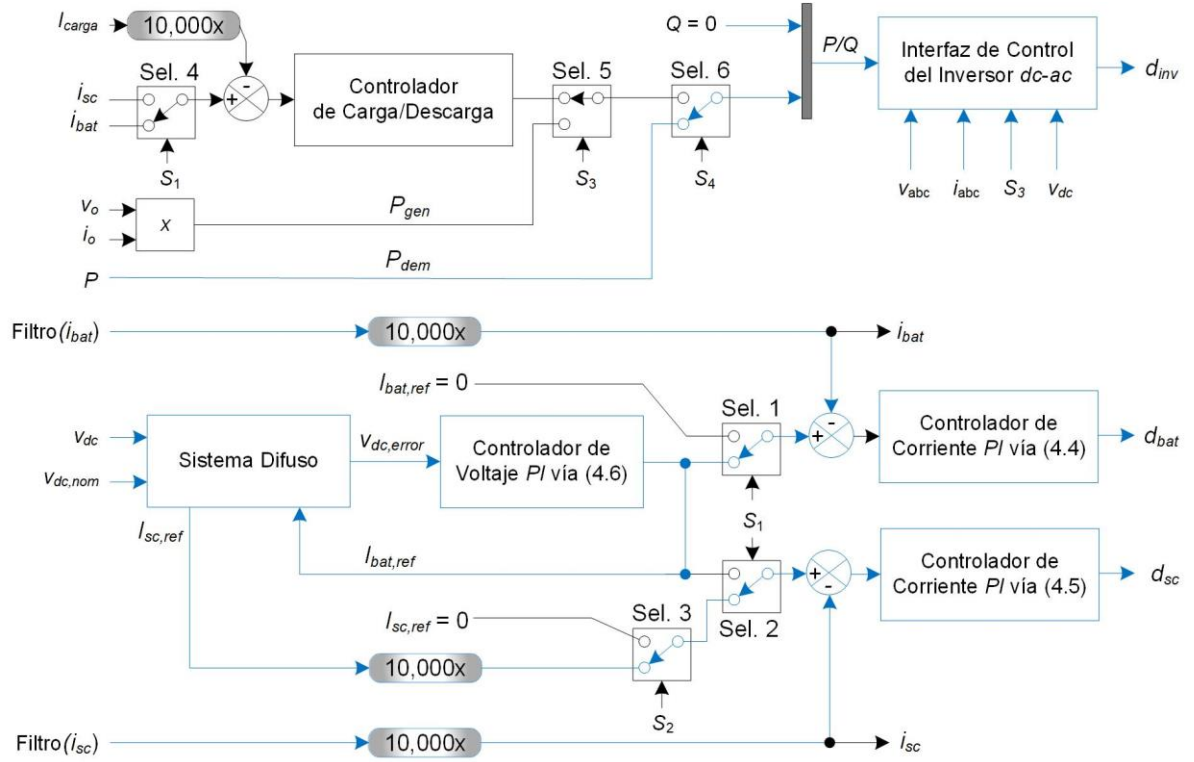


Fig. 4.10 Esquema de la automatización de los modos de operación: balance de energía.

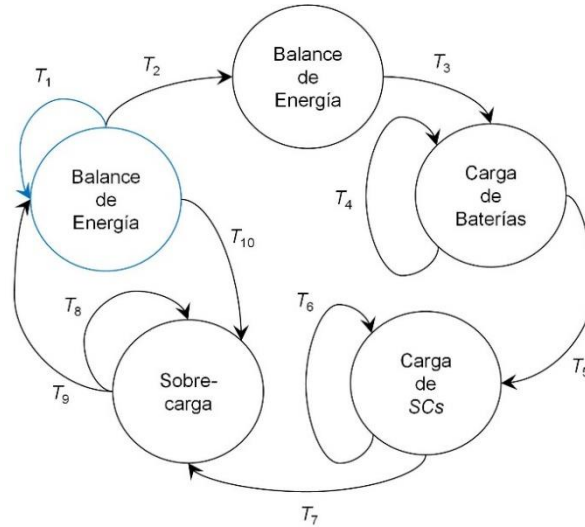


Fig. 4.11 Diagrama de la máquina de estados basado en el enfoque de los modos de automatización.

Tabla 4.4. Transiciones entre los diferentes modos de operación.

Modo	Transición	Condicion	Salidas	Descripción
Balance de Energía	T_1	$(60\% < SOC_{bat} < 90\%)$ && $(60\% < SOC_{sc} < 90\%)$		Las baterías y SCs mantienen el balance de energía al mismo tiempo que estos pueden absorber o suministrar energía de la red eléctrica o la turbina eólica
	T_9	$(SOC_{bat} < 90\%)$ && $(SOC_{sc} < 90\%)$	$S_1 = 1, S_2 = 1$ $S_3 = 0, S_4 = 1$	Después de ocurrir T_2 , se activa el modo de balance de energía como modo preactivación de carga de baterías. Esto, garantiza condiciones iniciales de operación iguales a cero en los diferentes controladores para evitar sobrepasos de potencia debidos a la transición de la máquina de estados
	T_2	$(SOC_{bat} < 60\%)$ $(SOC_{sc} < 60\%)$		
Carga de Baterías	T_3	$t > 5\text{ s}$	$S_1 = 1, S_2 = 0$ $S_3 = 0, S_4 = 0$	El inversor <i>dc-ac</i> puede suministrar o absorber energía de la red eléctrica para mantener una carga constante de las baterías al mismo tiempo que se mantiene el balance de energía
	T_4	$SOC_{bat} < 98\%$		
Carga de SCs	T_5	$SOC_{bat} > 98\%$	$S_1 = 0, S_2 = 0$ $S_3 = 0, S_4 = 0$	El inversor <i>dc-ac</i> puede suministrar o absorber energía de la red eléctrica para mantener una carga constante de las baterías al mismo tiempo que se mantiene el balance de energía
	T_6	$SOC_{sc} < 98\%$		
	T_7	$SOC_{sc} > 98\%$		
Sobrecarga	T_8	$(SOC_{bat} > 90\%)$ && $(SOC_{sc} > 90\%)$	$S_1 = 1, S_2 = 1$ $S_3 = 1, S_4 = 0$	Las baterías y SCs mantienen el balance de energía al mismo tiempo que estos pueden suministrar energía hacia la red eléctrica para evitar condiciones de sobrecarga en ambos sistemas ESS
	T_{10}	$(SOC_{bat} > 90\%)$ $(SOC_{sc} > 90\%)$		

En la Fig. 4.10 se puede observar el esquemático de la automatización de los modos de operación de acuerdo al enfoque previo y considerando la activación del modo de balance de energía así como centrando la atención en la coordinación de los diferentes controladores del sistema WECS y el sistema difuso que se muestran en la Fig. 4.1. Adicionalmente, en la Fig. 4.11 se muestra el diagrama de la máquina de estados que genera las señales S_1 , S_2 , S_3 y S_4 para lograr la coordinación entre las interfaces de control y el sistema difuso vía el enfoque del selector y con base en los estados de carga de las baterías y SCs. La Tabla 4.4 muestra las condiciones que deben cumplirse para accionar las transiciones entre los diferentes modos de operación así como su descripción. Además, de mostrar el estado de las salidas $S_1 - S_4$, en las cuales un valor de 1 y 0 forza a los selectores de la Fig. 4.10 a estar en una posición hacia abajo y arriba, respectivamente. La activación de estos selectores habilita las diferentes interfaces de control, incluyendo el sistema difuso, que son necesarias durante cada modo de

operación. Esto se puede observar también en la Fig. 4.10, en donde los bloques y líneas en color azul indican las áreas habilitadas para el modo específico de balance de energía.

4.3 Complejidad del Algoritmo EMS

El análisis del comportamiento del tiempo de ejecución, como se mencionó en la sección 3.3.2, permite validar si un algoritmo de cierta aplicación y complejidad puede ser implementado en tiempo real en un μC o procesador *DSP*. De aquí, que este análisis también se realiza con base en la teoría de la complejidad computacional [92], como sigue.

De acuerdo con la Tabla 2.1, un algoritmo *EMS* basado en la máquina de estados entra dentro de la clasificación de algoritmos de *B/M-L*. Por lo tanto, su complejidad se considera en términos de la teoría de la complejidad computacional como de tipo $O(1)$. Esto es debido a que este tipo de algoritmos se resuelve mediante operaciones como sumas, multiplicaciones, divisiones y/o comparaciones. Adicionalmente, los algoritmos de gestión de energía basados en sistemas difusos presentan una complejidad de tipo $O(n)$ debido al número de reglas que se requieren para establecer el modelo matemático del sistema difuso.

Desde que el algoritmo *EMS* propuesto combina un sistema difuso con una máquina de estados, entonces la complejidad de este algoritmo se representa como una suma de ambas complejidades, $O(n) + O(1)$. Sin embargo, de acuerdo con la teoría de la complejidad computacional, esta complejidad se simplifica con base al término n de mayor importancia. Por lo tanto, el análisis de la complejidad del tiempo de ejecución del algoritmo *EMS* propuesto se realiza con base en el sistema difuso y la expresión (4.8):

$$T_{ejec,est} = c_1 n + c_2 \quad (4.8)$$

De acuerdo con la expresión anterior y al sistema difuso de la Fig. 4.4, el término n representa el número de reglas del sistema difuso y la constante C_1 es el tiempo que le toma al sistema difuso en calcular un nuevo valor. La constante C_2 es el tiempo necesario para calcular tareas relacionadas con el error de variaciones del voltaje del bus de *dc*, $f(v_{dc,error})$, la estimación de la pendiente mi_{bat} así como la estimación de la corriente de referencia de los *SCS*, $I_{sc,ref} = f(mi_{bat}) + f(v_{dc,error})$. Estas tareas incluyen las operaciones de filtrado, normalización, atenuaciones, sumas, restas, la derivación y lecturas de señales eléctricas mediante los convertidores *ADC*.

En la Fig. 4.12 se puede apreciar el comportamiento del tiempo de ejecución estimado en color azul, el tiempo de ejecución experimental con base en un μC de 16 MHz y un procesador *DSP* de 84 MHz en color púrpura y verde, respectivamente. Las constantes C_1 y C_2 fueron obtenidas vía la herramienta de código automatizado de *Matlab*®. Esto considerando la implementación del sistema difuso de la Fig. 4.4, con una regla, en el microcontrolador ATmega328P de 16 MHz.

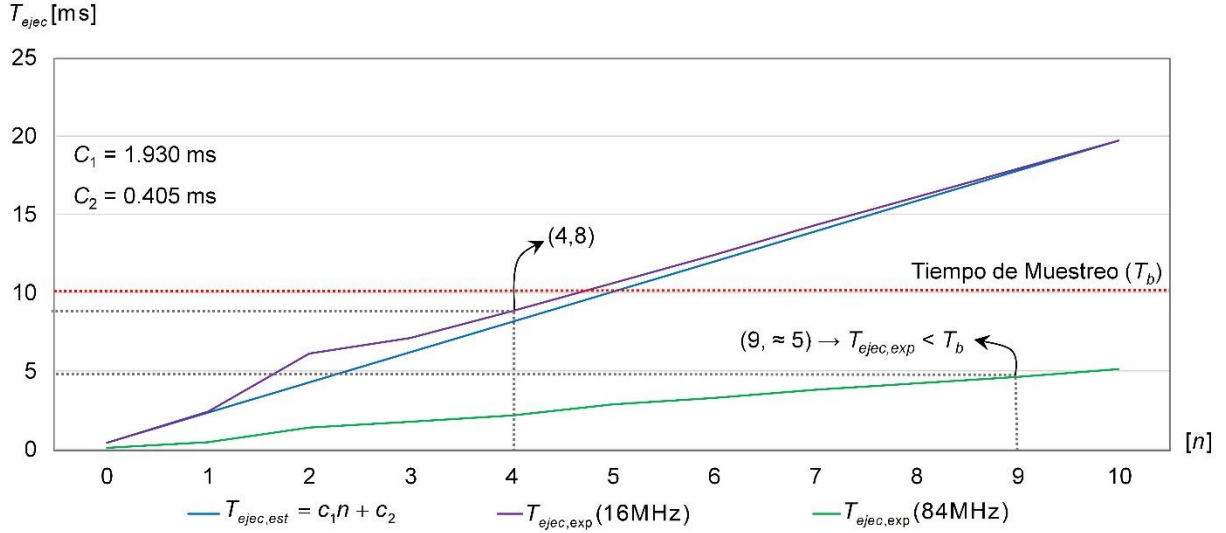


Fig. 4.12 Complejidad computacional del algoritmo EMS propuesto: comportamiento del tiempo de ejecución.

Es fácil notar en la Fig. 4.12 que dentro de un dominio de 0 a 10 reglas, el tiempo de ejecución estimado se comporta de manera similar frente al tiempo de ejecución experimental obtenido con el μC de 16 MHz. Por lo tanto la expresión (4.8) también puede ser utilizada para evaluar la complejidad computacional de sistemas difusos con un número de reglas mayor a diez.

También es fácil notar en la Fig. 4.12 que cuando el número de reglas coincide con las utilizadas en el sistema difuso de la Fig. 4.4, el μC de 16 MHz no puede cumplir con el tiempo de muestreo, T_b , que fue seleccionado para que el algoritmo EMS propuesto pueda operar apropiadamente en tiempo real. De aquí, que para cumplir con el tiempo T_b fue necesario analizar el tiempo de ejecución del algoritmo en un procesador *DSP* de 84 MHz, el cual puede ejecutar el modelo de la Fig. 4.4 en un tiempo de ejecución de aproximadamente 5 ms. Este tiempo de ejecución se encuentra muy por debajo de T_b , además, al proyectar este análisis hasta un dominio de 21 reglas el tiempo de ejecución resulta cerca de los 10 ms. De aquí, que

el algoritmo *MPPT* basado en el sistema difuso de la Fig. 3.21 puede ejecutarse en un procesador *DSP* con una velocidad de reloj de al menos de 84 MHz.

La implementación de algoritmos *EMS* que utilizan sistemas difusos de tipo *MISO* o *MIMO* tienden a relacionarse con un número elevado de reglas. Por lo tanto, con excepción a [147] y de acuerdo con el análisis previo del tiempo de ejecución, se asume que los algoritmos *EMS* listados en la Tabla 4.1 conducen a tiempos de ejecución mayores que al del algoritmo de gestión de energía propuesto.

Por todo lo anterior se reclama la primera y tercer contribución de esta tesis.

CAPÍTULO V

RESULTADOS

Las herramientas de simulación son ampliamente utilizadas para generar resultados que contribuyan en el proceso de evaluación y análisis de nuevos algoritmos de control así como para sustentar sus principales contribuciones en la ciencia. De aquí, que en este proyecto de tesis el sistema *WECS* y el algoritmo *MPPT* utilizan un enfoque de simulación *PIL*, mientras que para el algoritmo de gestión energía el circuito de simulación es llevado a cabo sin este enfoque. Los circuitos de simulación, la presentación de resultados y su discusión, se presentan a continuación.

5.1 Circuitos de Simulación del Algoritmo *MPPT*

Considerando las conexiones de la Fig. 3.1, así como el planteamiento de la interpolación lineal para estimar a Ω_m con base en i_o (previamente discutido en la sección 3.3.1) y el enfoque de simulación *PIL*, en la Fig. 5.1 se muestra el diagrama a bloques del circuito de simulación utilizado para generar los resultados del algoritmo *MPPT* vía los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT* para un sistema *WECS* de 400 W.

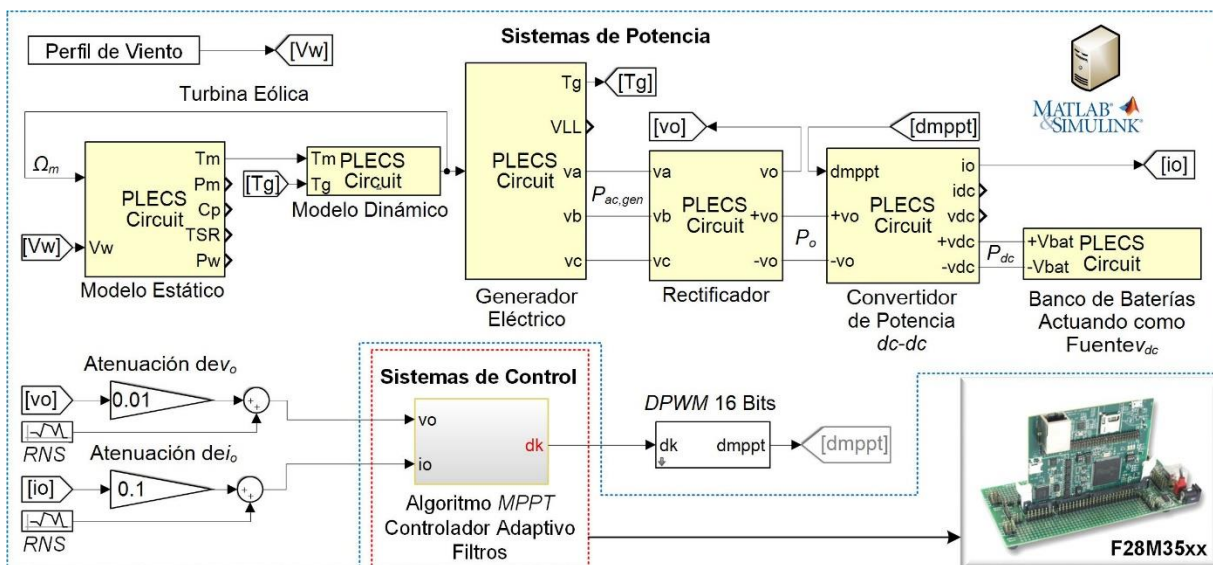


Fig. 5.1 Diagrama a bloques del sistema WECS con base en el enfoque de simulación PIL.

De acuerdo con la Fig. 5.1, por un lado se asume como sistemas de potencia: una turbina eólica pequeña, el generador *PMSG*, el puente de diodos trifásico, el convertidor de potencia *dc-dc* y un arreglo serie de baterías iones de litio (*Li-on*, *Lithium-ion*) de 200 V actuando como fuente de voltaje. El modelo matemático del arreglo de baterías fue tomado de [191]. Por otro lado, a excepción del modulador *DPWM*, se asume como sistemas de control: el algoritmo *MPPT*, el controlador adaptivo y los filtros *Kalman*. Los sistemas de potencia y de control fueron implementados, de acuerdo a lo presentado en las secciones 3.1 al 3.4, en el entorno de simulación *Simulink®/PLECS®* vía el enfoque de subsistemas personalizados y configurables. Este enfoque oculta adyacentemente los circuitos esquemáticos y/o modelos matemáticos utilizados para representar a los sistemas de potencia y/o de control. Obteniendo como resultado, una mejor organización de todo el circuito de simulación que representa al sistema *WECS* y el algoritmo *MPPT*.

El enfoque de simulación *PIL* de la Fig. 5.1 permite ejecutar los sistemas de control en la tarjeta embebida F28M35xx, y mediante una conexión serial los sistemas de control interactúan con los sistemas de potencia vía comunicación serial. En cada paso de tiempo, el simulador ejecuta la etapa de potencia durante un intervalo de muestra y exporta sus salidas hacia la tarjeta embebida, la cual ejecuta el código que corresponde a los sistemas de control durante un intervalo de muestra para determinar las acciones de control. Durante este intervalo de muestra, las acciones de control son devueltas por la tarjeta embebida hacia el simulador donde son ejecutados los sistemas de potencia. En este punto, se completa un ciclo de muestra de la simulación *PIL* y el simulador se prepara para ejecutar el siguiente intervalo de muestra.

De acuerdo con las Figs. 3.14, 3.18 y 3.21 que corresponden al algoritmo *MPPT* basado en los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, respectivamente, en las Figs. 5.2, 5.3 y 5.4 se detallan sus conexiones adyacentes (incluyendo los filtros y el mismo controlador adaptivo utilizado en cada uno de los tres enfoques), respectivamente. Estas conexiones adyacentes representan a los sistemas de control del sistema *WECS* de la Fig. 5.1.

El algoritmo *MPPT*, mostrado en las Figs. 5.2, 5.3 y 5.4, calcula un nuevo valor cada $T_a = 10$ ms, mientras que el controlador adaptivo se ejecuta en $T_c = 2.0 \cdot 10^{-4}$ s.

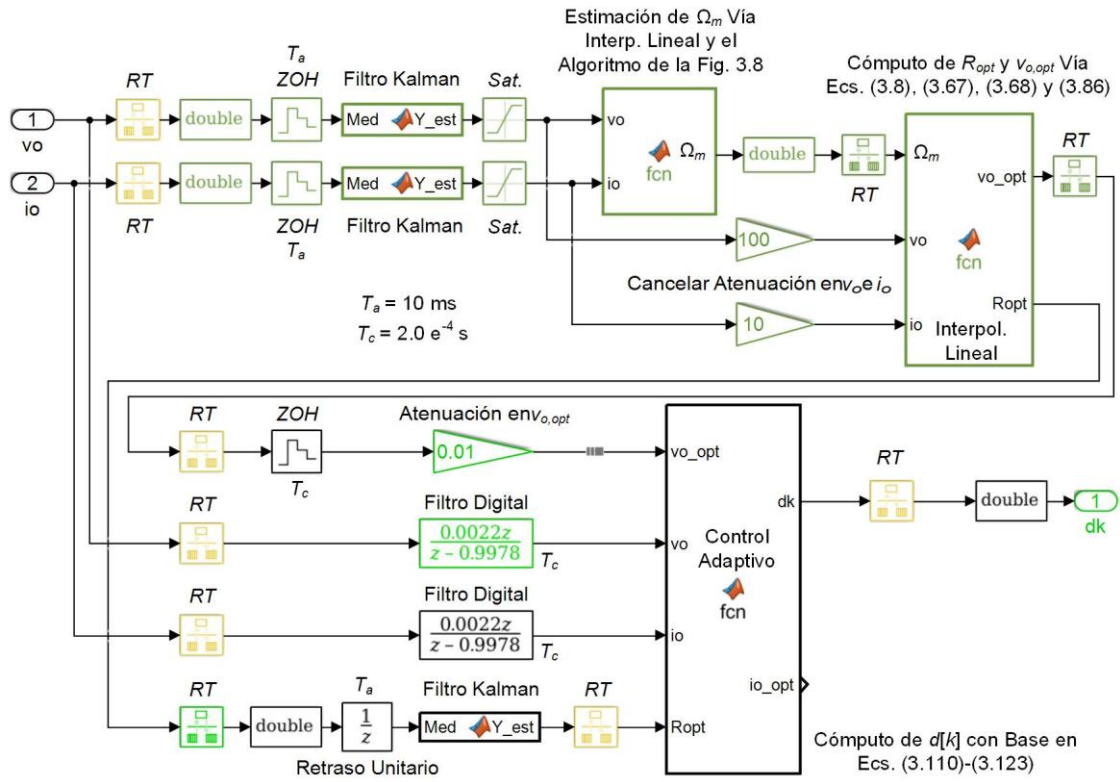


Fig. 5.2 Conexiones adyacentes del algoritmo MPPT basado en el enfoque CV-MPPT.

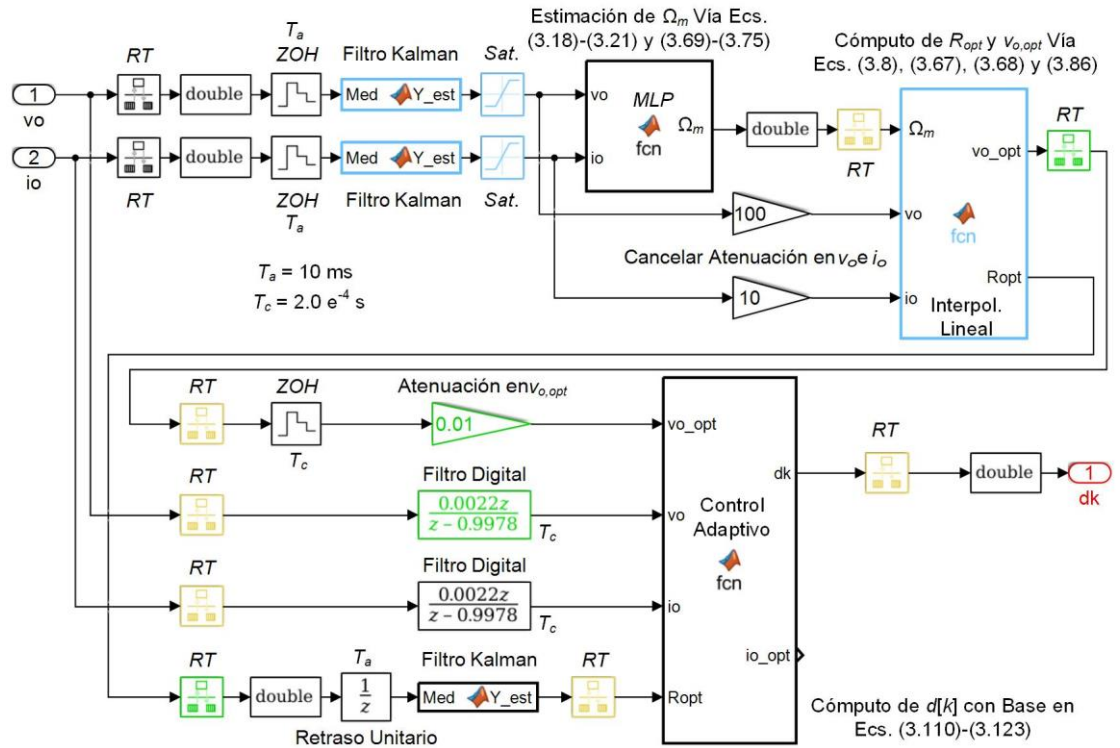


Fig. 5.3 Conexiones adyacentes del algoritmo MPPT basado en el enfoque CI-MPPT.

Los bloques de transición de velocidad (*RT*, *Rate Transition*) manejan la transferencia de datos entre bloques de simulación que operan a diferentes velocidades. Los bloques *double* convierten los datos del mundo real en un tipo de datos *double* para un cómputo apropiado de las operaciones dentro de la tarjeta embebida F28M35xx. El modelo de los tres enfoques *MPPT* así como una detallada descripción relacionada al proceso *MPPT* y el controlador adaptivo para lograr el *MPP* en la pequeña turbina eólica, fueron previamente presentados en las secciones 3.3 y 3.4.

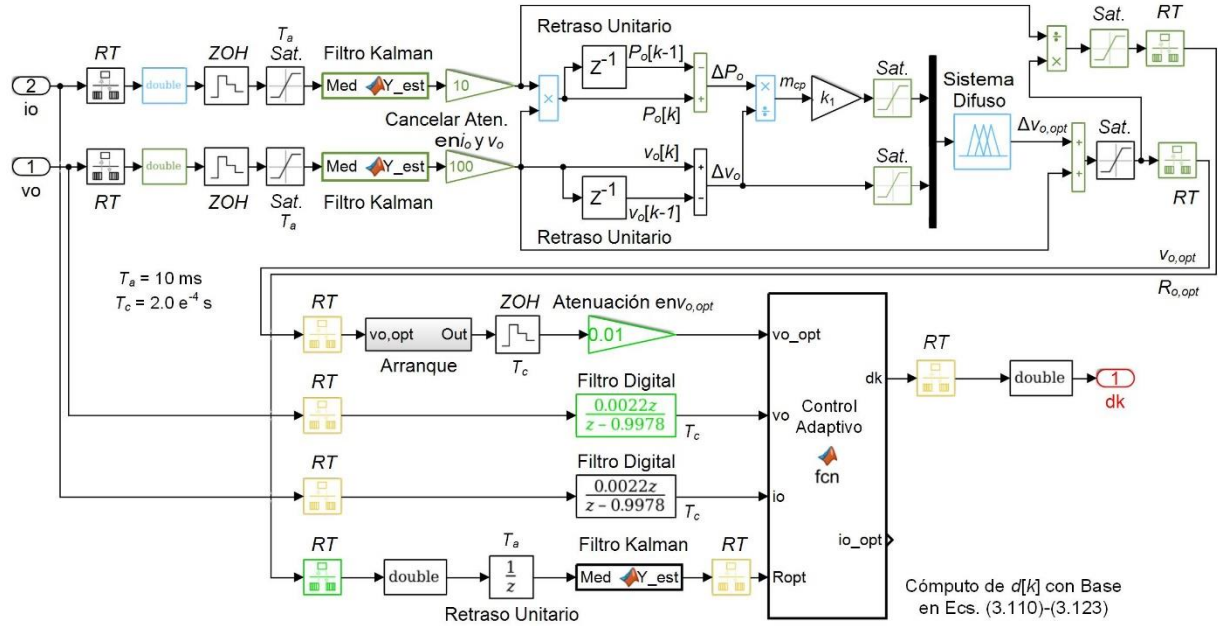


Fig. 5.4 Conexiones adyacentes del algoritmo *MPPT* basado en el enfoque *FL-MPPT*.

Las conexiones adyacentes que corresponden a los bloques de la *SWT* y el generador *PMSG* se pueden observar en las Figs. 5.5 y 5.6, respectivamente. Las conexiones adyacentes fueron establecidas con base en el modelo matemático de la *SWT* y el generador *PMSG*, los cuales fueron previamente presentados con detalle en las secciones 3.1 y 3.2.

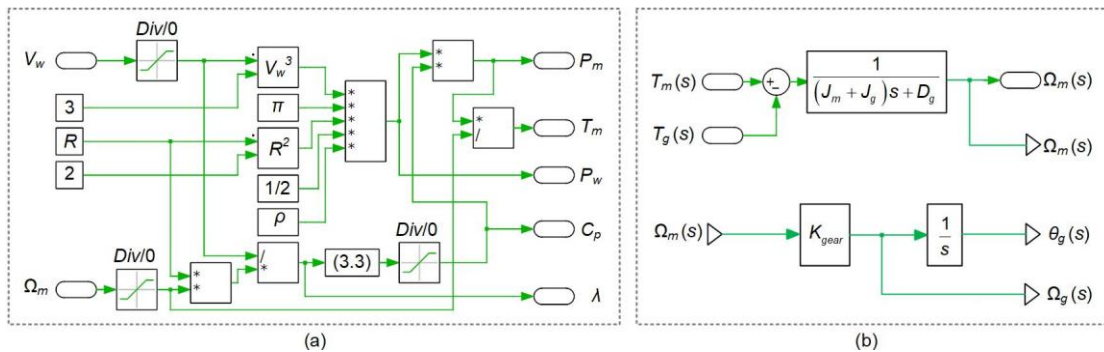


Fig. 5.5 Conexiones adyacentes de la *SWT*: (a) modelo estático y (b) dinámico.

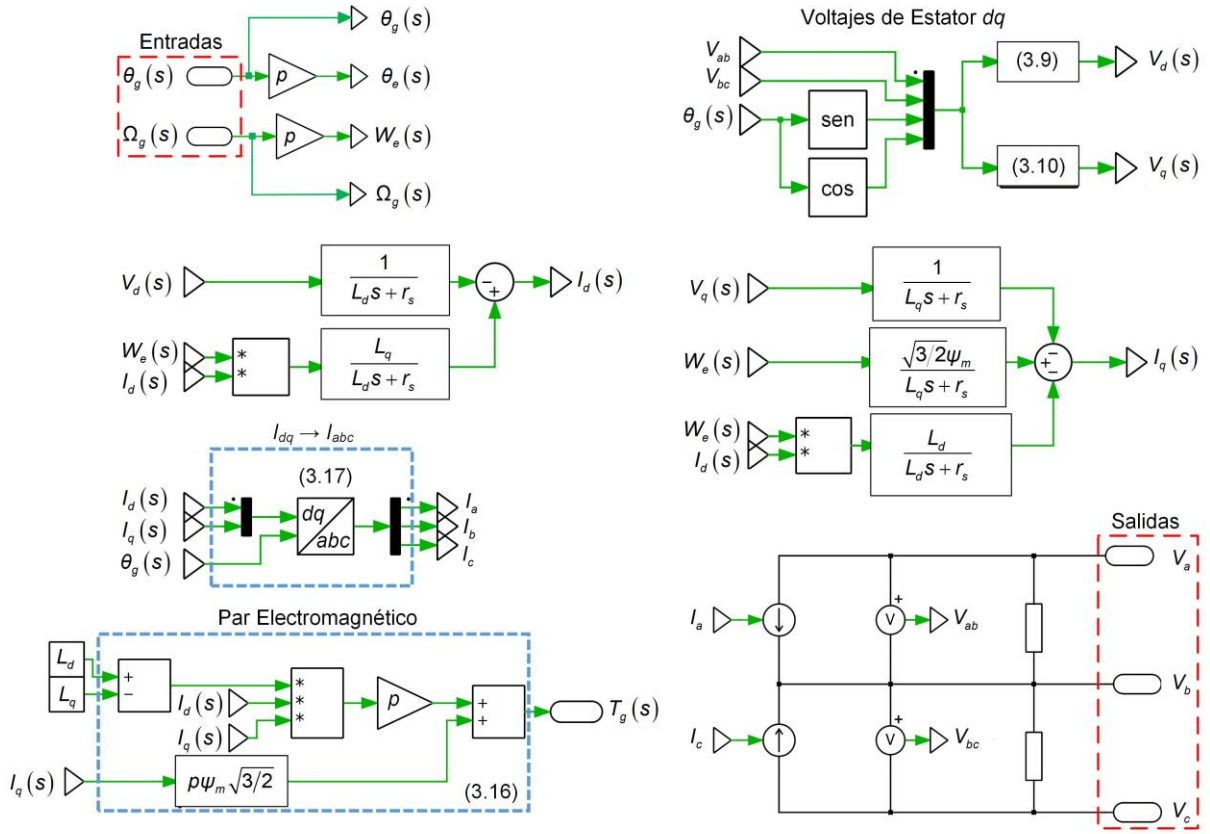


Fig. 5.6 Conexiones adyacentes del generador PMSG.

De acuerdo con la Fig. 5.5, el modelo estático y dinámico de la SWT procesa el potencial eólico asociado a V_w . Como resultado de este proceso, se obtiene a P_m , T_m y Ω_m . Asumiendo que $K_{gear} = 1$ ($\Omega_m = \Omega_g$), el modelo dinámico de la SWT convierte a Ω_g en la variable θ_g a través del bloque de integración, $1/s$, mientras que en modelo del generador PMSG las variables W_e y θ_e se obtienen con base en las entradas θ_g y Ω_g así como con el parámetro p . Las variables W_e y θ_e son utilizadas para obtener los voltajes de estator dq mediante (3.9) y (3.10). Estos voltajes de estator, así como la frecuencia angular W_e , son utilizados para determinar el cómputo de las corrientes de estator dq vía (3.11)-(3.15), las cuales son convertidas en corrientes de línea dentro del marco de referencia abc mediante (3.17). Los voltajes de salida del generador PMSG son obtenidas desde dos fuentes controladas por las corrientes de línea abc . Finalmente el torque electromagnético T_g es obtenido a través del cómputo de (3.16).

Los filtros, el algoritmo MPPT basado en los enfoques CV-MPPT, CI-MPPT y FL-MPPT así como el controlador adaptivo de la Fig. 5.1, fueron desarrollados con base en el enfoque de bloque de funciones de *Matlab*[®]/*Simulink*[®]. El puente de diodos trifásico, el convertidor de

potencia *dc-dc*, los sensores, el modulador *DPWM* y el arreglo de baterías, fueron tomados y configurados directamente de la librería de componentes electrónicos de *Simulink®/PLECS®*. En la Fig. 5.7 se muestra un esquema general para el algoritmo *MPPT* propuesto vía los tres enfoques. Este esquema muestra con claridad el proceso *MPPT* para lograr el *MPP* del sistema de conversión de energía eólica mostrado en la Fig. 3.1.



Fig. 5.7 Proceso *MPPT* para alcanzar el máximo punto de potencia de la SWT.

De acuerdo con la Fig. 5.7, los detalles de conexiones de simulación que corresponden a lo enfoques propuestos para el algoritmo *MPPT* y el controlador adaptivo (rectángulos verdes), se indicaron previamente en las Figs. 5.2, 5.3 y 5.4. Conforme a la ecuación (3.77) y la Fig. 5.7, se deduce que una deficiente estimación de la velocidad Ω_m y/o rastreo de $v_{o,opt}$ conducen a una desviación de la P_m , C_p y λ frente a sus valores óptimos. Causando desviaciones en la energía mecánica alcanzada vía el algoritmo *MPPT* propuesto ($E_m = P_m t$) frente a su valor máximo teórico ($E_{m,max} = P_{m,opt} t$). Como resultado de esto, la eficiencia del proceso *MPPT* es afectada de forma negativa. Esta eficiencia se determina mediante la división de E_m entre $E_{m,max}$, el resultado de esta división se multiplica por 100 para expresarla en porcentaje.

Por todo lo anterior y conforme a la Fig. 5.7, las evaluaciones del proceso *MPPT* vía los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, se centran en el desempeño de los filtros *Kalman* sobre los voltajes y corrientes de salida del *3P-DR*. Además, de la estimación de la velocidad Ω_m frente a sus valores óptimos, el proceso de rastreo de v_o frente a $v_{o,opt}$, el comportamiento del coeficiente C_p frente a su valor óptimo, la potencia P_m alcanzada frente a sus valores óptimos, la velocidad específica alcanzada frente a su valor óptimo y la cantidad de energía mecánica producida frente a su valor máximo teórico.

Antes de abordar las evaluaciones del proceso *MPPT*, a continuación se presenta el diagrama a bloques del circuito de simulación que corresponde al algoritmo *EMS* propuesto para un sistema *WECS* con sistema híbrido de almacenamiento de energía conformado de baterías y supercapacitores.

5.2 Circuito de Simulación para el Algoritmo *EMS*

Considerando el esquemático de la Fig. 4.1, en la Fig. 5.8 se muestra el diagrama a bloques del circuito de simulación utilizado para obtener los resultados del algoritmo *EMS* propuesto para un sistema *WECS* de 1 MW con sistema *HESS* compuesto de baterías y supercapacitores. Los rectángulos punteados que contienen a la turbina eólica, la red eléctrica convencional y el sistema *HESS*, así como el algoritmo *EMS* fueron implementados en el entorno de simulación *Matlab*®/*Simulink*® vía el enfoque de subsistemas personalizados y configurables para obtener una mejor organización de todo el circuito de simulación que representa al sistema *WECS* y el algoritmo *EMS* propuesto. En una forma simple y resumida, el control de la gestión del flujo de potencia vía el algoritmo *EMS* propuesto en el sistema *WECS* de la Fig. 5.8, se lleva a cabo de la siguiente manera. Por un lado, el sistema difuso determina las señales de control $v_{dc,error}$ e $I_{sc,ref}$ que activan a los convertidores *dc-dc* bidireccionales vía sus interfaces de control con base en las entradas $v_{dc,ref}$, v_{dc} , $I_{bat,ref}$ para absorber el excedente de potencia en el sistema *HESS* cuando $P_{gen} > P_{dem}$ y suministrar el faltante de potencia cuando $P_{gen} < P_{dem}$. Por otro lado y con base en las entradas $SOC_{bat\&sc}$, la máquina de estado realiza la coordinación entre el bloque de estimación de P/Q , las interfaces de control del sistema *HESS* y del inversor para activar los modos de sobrecarga del sistema *HESS*, carga de las baterías y de los SCs. Como resultado de esto, el balance de energía en el sistema *WECS* es alcanzado durante y la transición de los modos de operación del algoritmo

EMS propuesto. Esto, sin requerir de sistemas de comunicación complejos entre el algoritmo EMS, la turbina eólica, la CPG y el sistema híbrido de almacenamiento de energía.

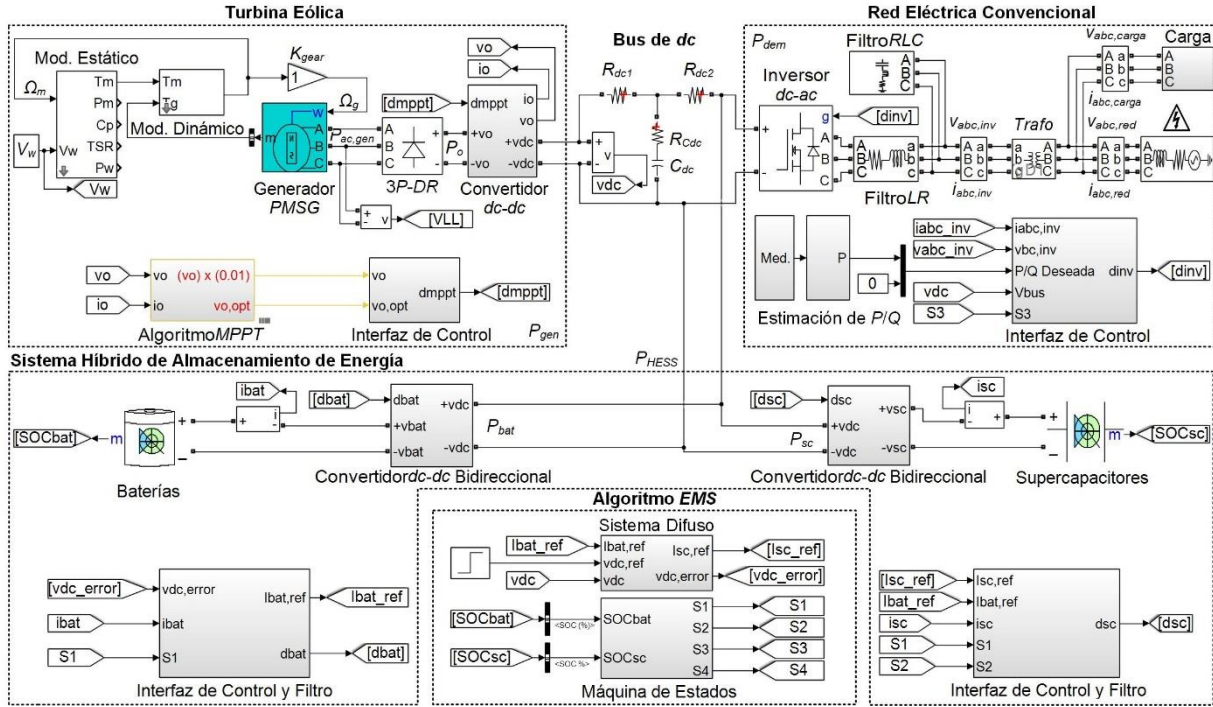
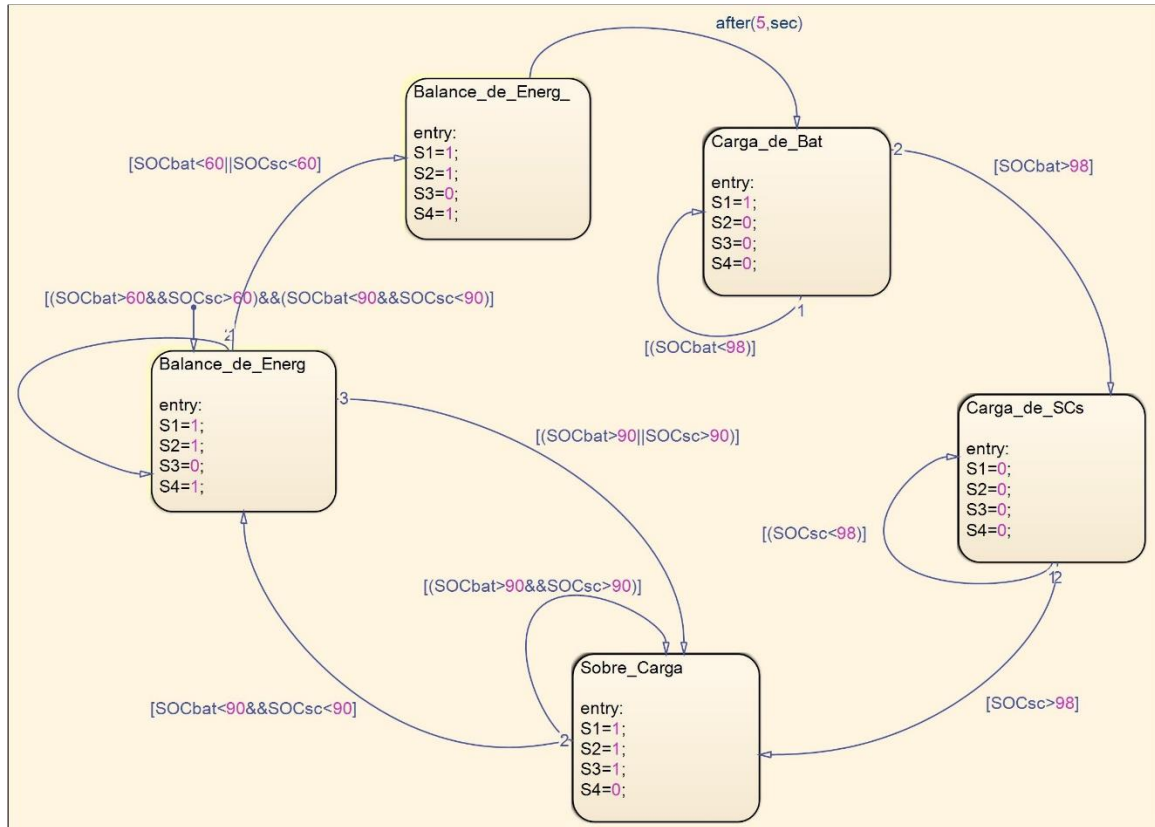
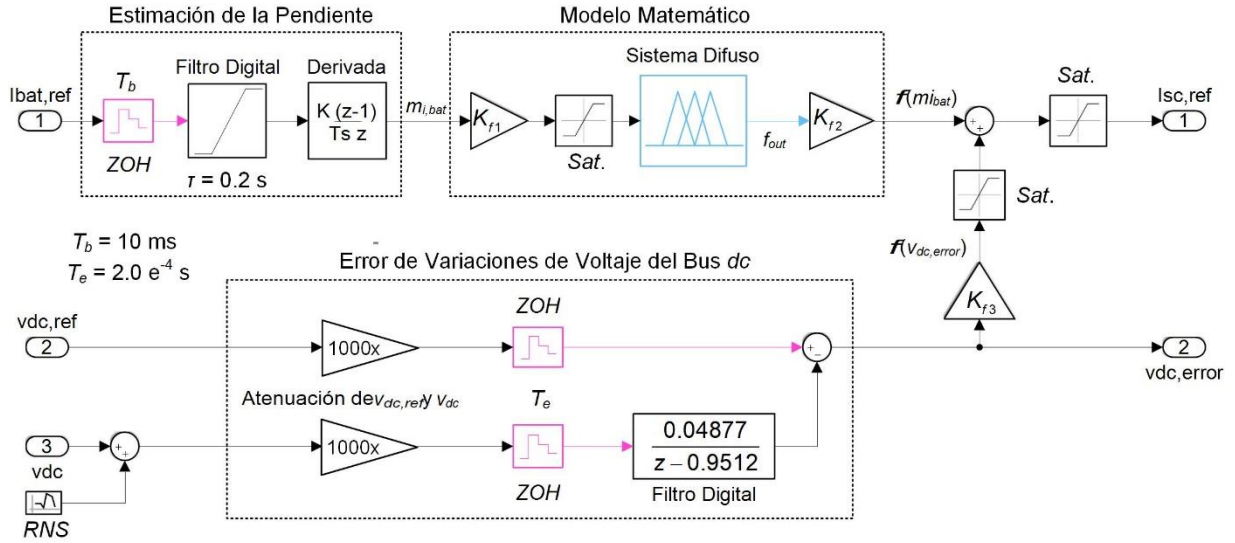


Fig. 5.8 Circuito de simulación del algoritmo EMS propuesto para un sistema de conversión de energía eólica con sistema HESS conformado por baterías y supercapacitores.

El modelo estático-dinámico de la turbina eólica, el algoritmo *MPPT*, el algoritmo *EMS*, las interfaces de control y filtros de la Fig. 5.8, fueron desarrollados con base en el enfoque de bloques personalizados y de funciones de *Matlab®/Simulink®*. El generador *PMSG*, el puente de diodos trifásico, el convertidor de potencia *dc-dc*, los convertidores *dc-dc* bidireccionales, los sensores, el inversor *dc-ac*, el filtro *RLC*, el filtro *LR*, el trafo, la carga, la red eléctrica, el arreglo de baterías y supercapacitores, fueron tomados y configurados directamente de la librería de componentes electrónicos de *Matlab®/Simulink®*.

De acuerdo con las Figs. 4.4, 4.11 y 5.8, en las Figs. 5.9 y 5.10 se detallan las conexiones adyacentes del sistema difuso y la máquina de estado, respectivamente. Es fácil de observar en las Figs. 5.9 y 5.10 que con las mediciones de $I_{bat,ref}$, SOC_{bat} y SOC_{sc} se puede mantener la operación de balance de energía, sobrecarga del sistema HESS, carga de las baterías y carga de los SCs. El modelo de ambas conexiones adyacentes así como una detallada descripción de sus diseños y del proceso de balance de energía que se alcanza mediante la combinación

del sistema difuso y la máquina de estados para conformar el algoritmo EMS, fueron ampliamente presentados en el Capítulo 4.



5.3 Resultados de Simulación del Algoritmo *MPPT*

En esta sección se presentan los resultados de simulación con base en el planteamiento de simulación *PIL* y el concentrado de parámetros de simulación de la Tabla 5.1 para demostrar el desempeño de los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, los cuales fueron propuestos para el algoritmo *MPPT* del sistema de conversión de energía eólica de la Fig. 3.1. Además, de demostrar el desempeño del controlador adaptivo utilizado para rastrear el $v_{o,opt}$ estimado por cada uno de los enfoques. Estos resultados de simulación ayudan a sustentar la séptima contribución de esta tesis.

Tabla 5.1. Parámetros utilizados en el enfoque de simulación *PIL*.

Turbina Eólica			Generador <i>PMSG</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
$J_m + J_g$	momento de inercia total	0.0055 kg·m ²	r_s	resistencia de fase	2.6 Ω
ρ	densidad del aire	1.225 kg/m ³	L_q y L_d	inductancias d-q	1.6 mH
R_r	radio	0.575 m	Ψ_m	flujo magnético	0.0592 v·s/rad
λ_{opt}	TSR óptimo	5.9088	k_{PMSG}	constante <i>EMF</i>	0.06722 v/(rad/s)
C_1, C_2		$5.837e^{-7}$, $2.823e^{-5}$	p	número de polos	6
C_3, C_4		0.000509, -0.004067	Puente de Diodos Trifásico		
C_5, C_6	constantes de (3.3)	0.01159, 0.005924	Símbolo	Parámetro	Valor
C_7		0.01586	V_D	caída de voltaje	0.7 V
C_8		0.005284	R_D	resistencia interna	42 m Ω
Convertidor de Potencia <i>dc-dc</i>			Controlador Adaptivo		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
L	inductor	80 mH	T_c	tiempo de muestreo	$2.0e^{-4}$ s
C_i	capacitor	470 μ f	b	bits del <i>DPWM</i>	16 bits
RC_i	resistencia interna de C_i	0.01 Ω	T_d	tiempo de actualiz.	$T_c/2$
f_s	Frec. de conmutación	5 kHz	$n_{v1}-n_{v3}, d_{v2}, d_{v3}$	constantes de C_{VPID}	(3.113) - (3.117)
V_{dc}	voltaje del bus de <i>dc</i>	200 V	$n_{i1}-n_{i3}, d_{i2}, d_{i3}$	constantes de C_{IPID}	(3.118) - (3.122)
Filtro <i>Kalman</i> de i_o y v_o			Algoritmo <i>MPPT</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
P_{k0}	covariancia inic. de error	0 y 0	T_a	tiempo de muestreo	0.01 s
Q	varian. de ruido de proc.	0.8 y 0.1	RNS para i_o y v_o (tiempo de muestra = $1.0e^{-3}$ s)		
R	covar. de ruido de med.	10 y 10	Símbolo	Parámetro	Valor
K_{k0}	ganancia inicial <i>Kalman</i>	0 y 0	RNS en i_o	media y variancia	0 y $5.0e^{-4}$
T_k	tiempo de muestreo	0.01 s	RNS en v_o	media y variancia	0 y $1.5e^{-4}$

El perfil de viento utilizado para evaluar el algoritmo *MPPT*, vía los tres enfoques, es mostrado en la Fig. 5.11. Este perfil contiene componentes de potencia de alta y baja

frecuencia, el cual se compone por una región de escalones y de fluctuaciones de viento con velocidades promedio por arriba de los 7 m/s. La región de fluctuaciones se diseñó con base en el modelo auto regresivo con media móvil (ARMA, *AutoRegressive Moving Average Models*), teoría desarrollada en [192].

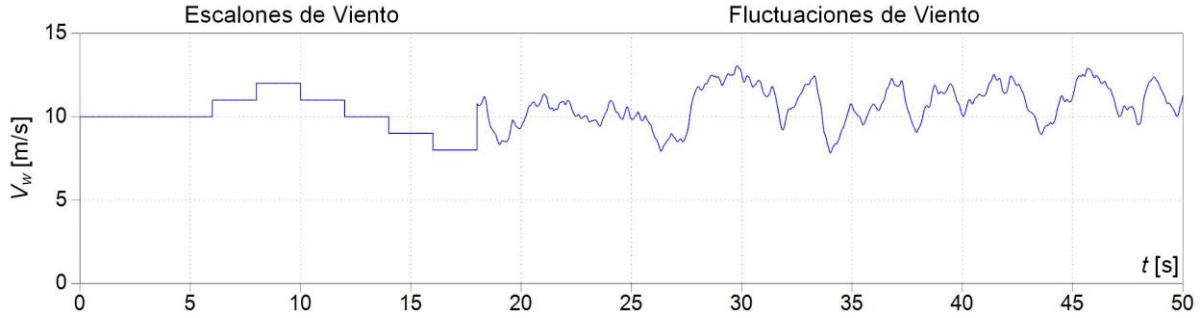


Fig. 5.11 Perfil de viento utilizado para evaluar el algoritmo *MPPT* basado en los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*.

Considerando el intervalo de viento de 20 a 24 segundos de la Fig. 5.11 y las señales de ruido aleatorio en el sistema *WECS*, la efectividad de los filtros *Kalman* para eliminar las *RNS* (líneas sólidas verdes) montadas en el voltaje y la corriente de salida del puente de diodos trifásico (líneas sólidas rojas) son ilustradas en las Figs. 5.12 (a) y (b), respectivamente. Esta efectividad se obtuvo para los filtros *Kalman* utilizados en el algoritmo *MPPT*, así como para los filtros digitales de primer orden utilizados en el controlador adaptivo.

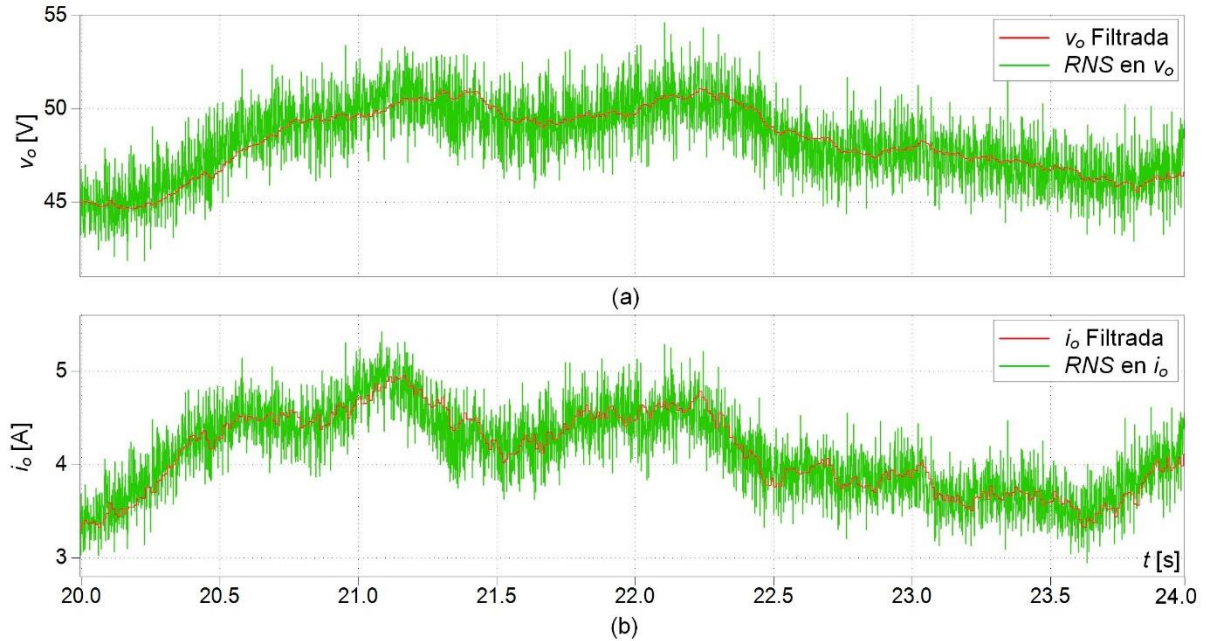


Fig. 5.12 Eliminación de señales de ruido aleatorio montado en: (a) el voltaje y (b) corriente de salida del puente de diodos trifásico vía los filtros *Kalman*.

El propósito de utilizar las *RNS* montadas en las señales eléctricas del sistema *WECS* es para evaluar el desempeño de los tres enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT* así como para evaluar el desempeño del controlador adaptivo bajo condiciones más reales.

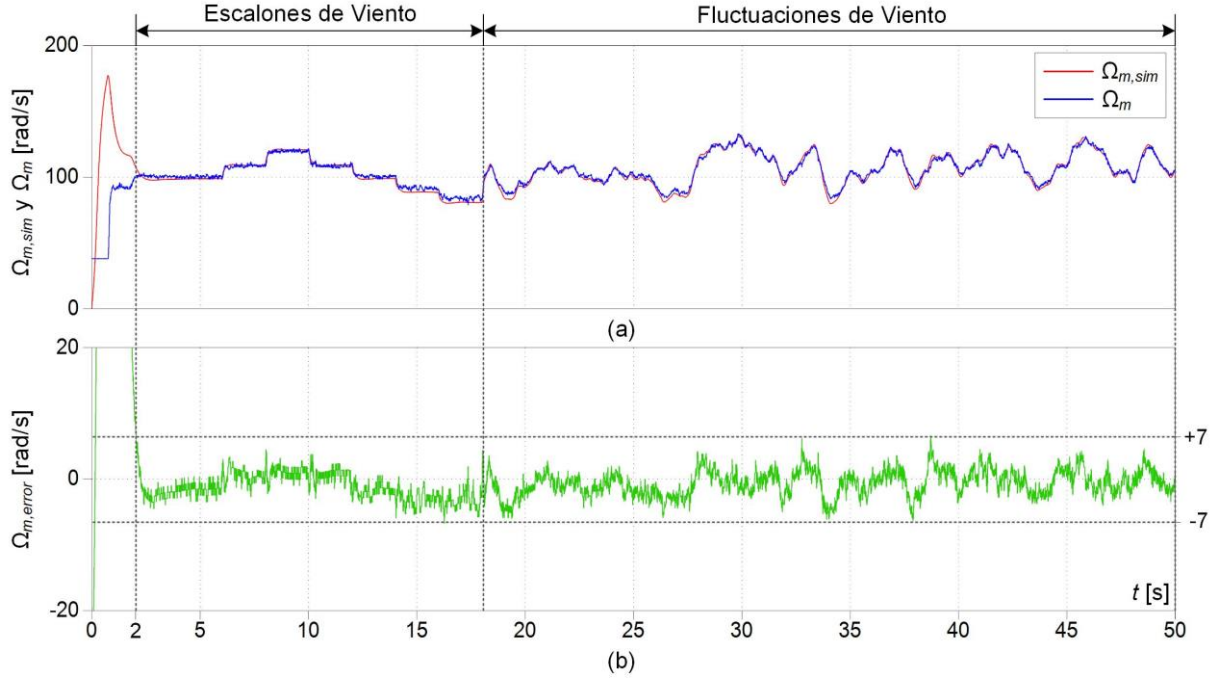


Fig. 5.13 Valor de: (a) simulación y estimado de Ω_m vía el enfoque *CV-MPPT*, y (b) sus errores de estimación.

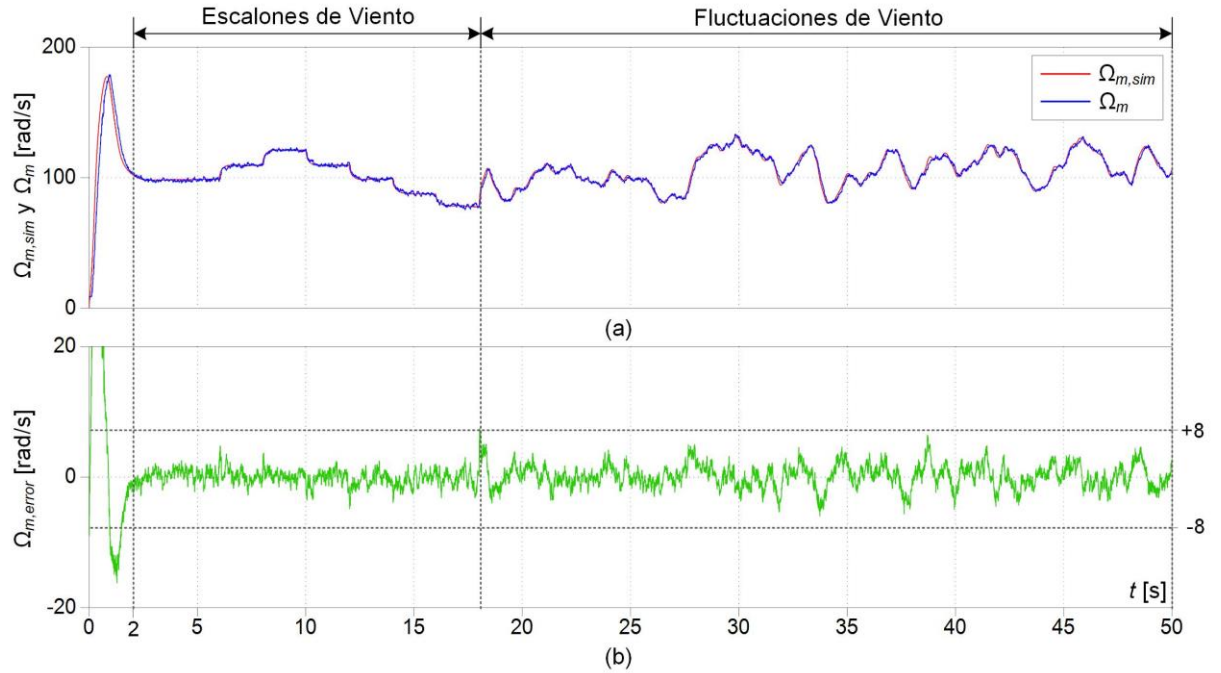


Fig. 5.14 Valor de: (a) simulación y estimado de Ω_m vía el enfoque *CI-MPPT*, y (b) sus errores de estimación.

El valor de simulación ($\Omega_{m,sim}$, líneas sólidas rojas) y estimado de Ω_m (líneas sólidas azules) mediante el enfoque *CV-MPPT* y *CI-MPPT* así como sus errores de estimación ($\Omega_{m,error}$, líneas sólidas verdes) con respecto a $\Omega_{m,sim}$, son mostrados en las Figs. 5.13 (a)-(b) y Figs. 5.14 (a)-(b), respectivamente.

El rendimiento del controlador adaptivo durante el proceso de rastreo de v_o (líneas sólidas verdes) frente al valor $v_{o,opt}$ (líneas sólidas azules) así como los errores del proceso de rastreo ($v_{o,error}$, líneas sólidas verdes) con respecto a $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT* es mostrado en las Figs. 5.15 (a)-(b), Figs. 5.16 (a)-(b) y Figs. 5.17 (a)-(b), respectivamente.

Evaluando la función polinómica (3.3) en el modelo de la Fig. 5.5 (a), el máximo valor de $C_p = 0.350756$ es alcanzado cuando $\lambda = 5.9088$. Estos valores, los cuales difieren ligeramente con respecto a los valores experimentales $C_{p,opt}$ y λ_{opt} indicados en la Fig. 3.2, son considerados como valores óptimos para evaluar la eficiencia aerodinámica en la *SWT* así como del proceso *MPPT*. De aquí, que la eficiencia aerodinámica alcanzada por el enfoque *CV-MPPT* ($C_{p,CV-MPPT}$), el enfoque *CI-MPPT* ($C_{p,CI-MPPT}$) y el enfoque *FL-MPPT* ($C_{p,FL-MPPT}$) es mostrada en la Fig. 5.18 (a), así como sus errores (líneas sólidas verdes) con respecto a $C_{p,opt}$ en la Figs. 5.18 (b), (c) y (d), respectivamente.

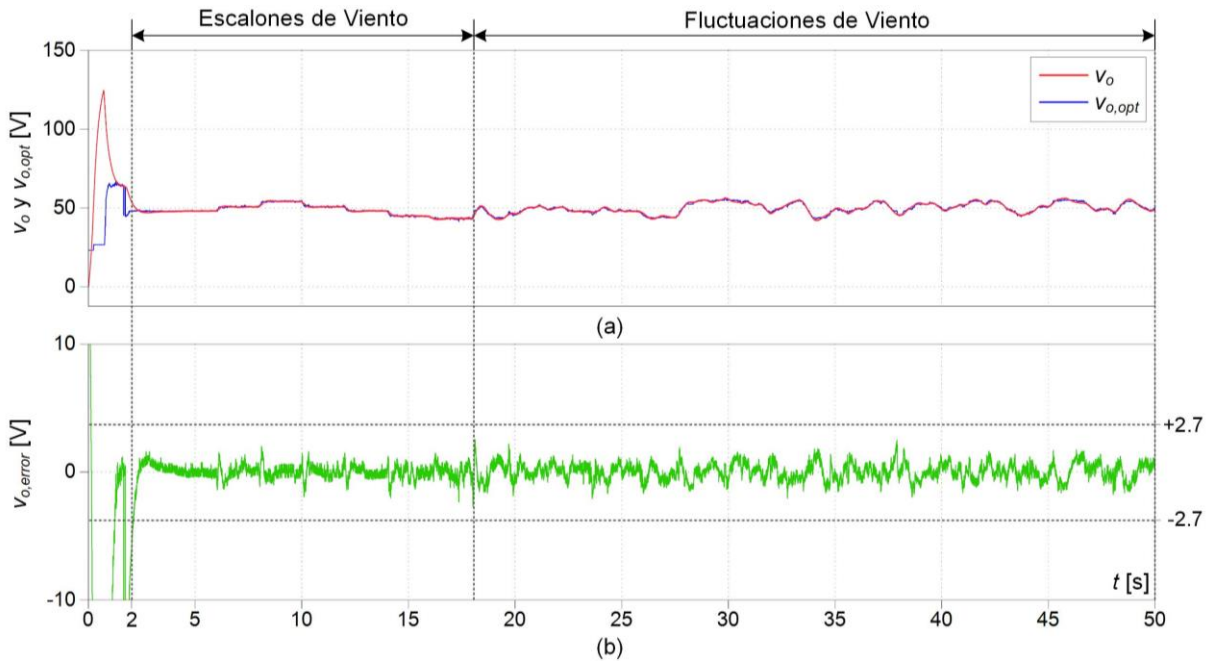


Fig. 5.15 Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque *CV-MPPT* y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.

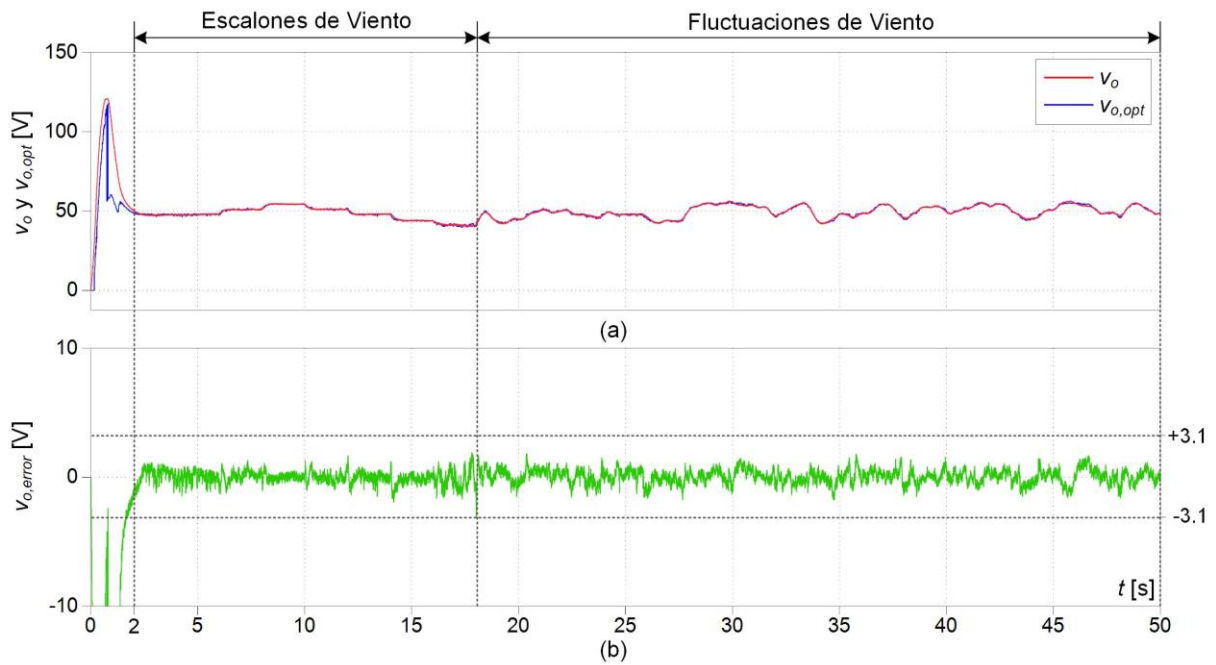


Fig. 5.16 Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque CI-MPPT y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.

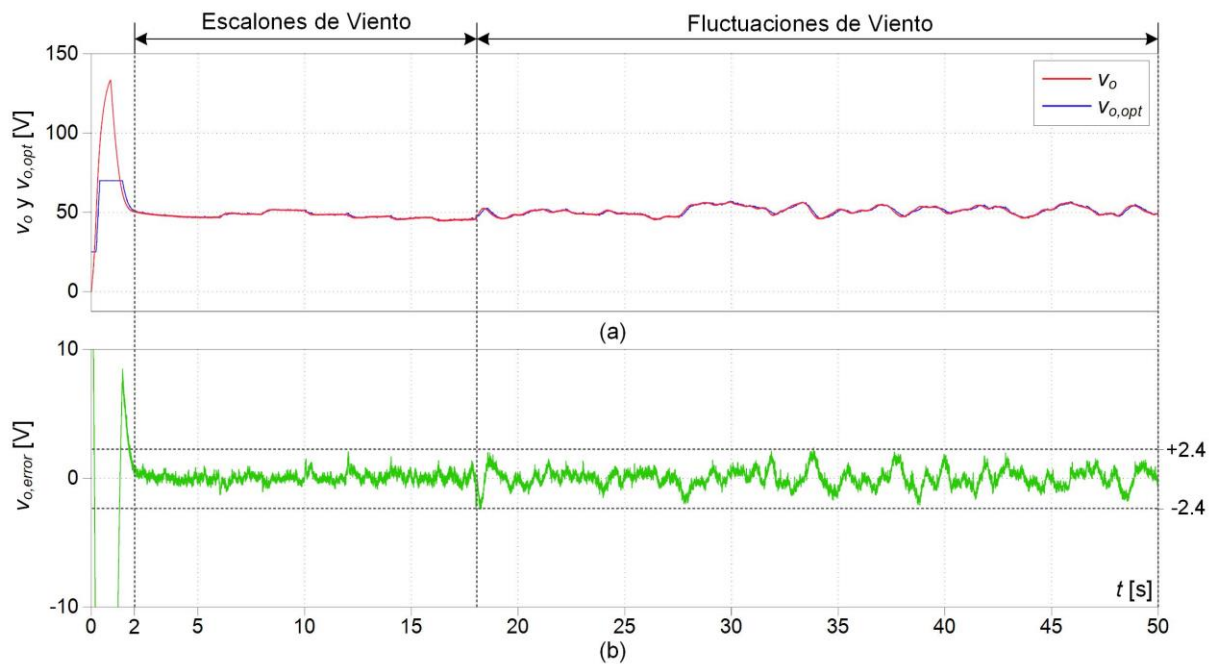


Fig. 5.17 Rendimiento del proceso de rastreo de: (a) v_o frente al valor de $v_{o,opt}$ utilizando el enfoque FL-MPPT y el controlador adaptivo, así como (b) sus errores durante el proceso de rastreo.

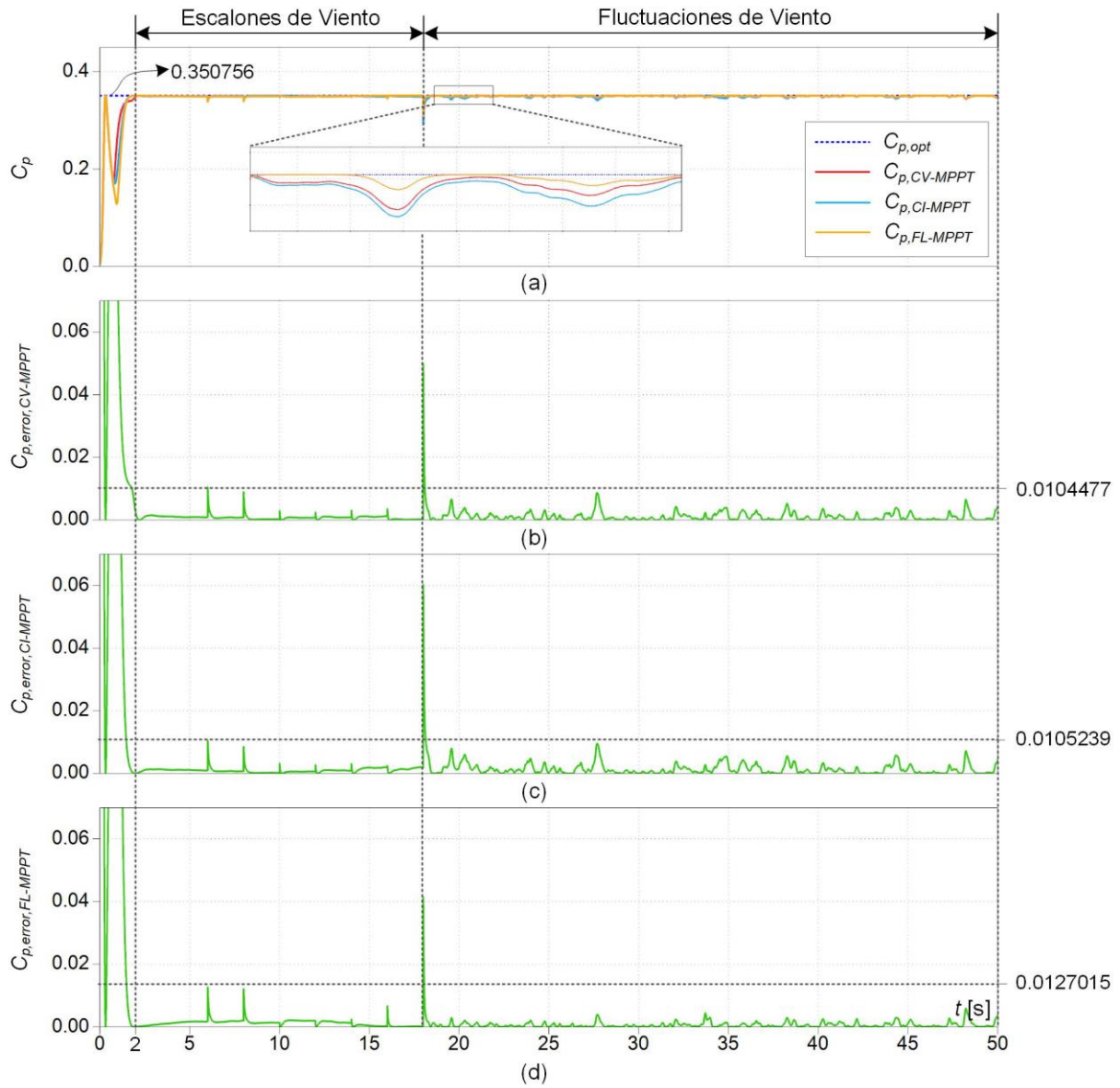


Fig. 5.18 Evaluación del algoritmo *MPPT*: (a) eficiencia aerodinámica alcanzada y sus errores utilizando (b) el enfoque *CV-MPPT*, $C_{p,error,CV-MPPT}$, (c) el enfoque *CI-MPPT*, $C_{p,error,CI-MPPT}$, y (d) el enfoque *FL-MPPT*, $C_{p,error,FL-MPPT}$.

La potencia mecánica alcanzada durante el proceso *MPPT* utilizando el enfoque *CV-MPPT* ($P_{m,CV-MPPT}$), el enfoque *CI-MPPT* ($P_{m,CI-MPPT}$) y el enfoque *FL-MPPT* ($C_{p,FL-MPPT}$) es mostrada en la Fig. 5.19 (a). Los errores del proceso *MPPT* (líneas sólidas verdes) que se obtienen vía *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT* se muestran en las Figs. 5.19 (b), (c) y (d), respectivamente. Los errores del proceso *MPPT* se obtienen con base en la diferencia entre la $P_{m,opt}$ y la P_m alcanzada por cada algoritmo *MPPT* propuesto. De forma similar fueron obtenidos los errores de estimación de Ω_m , de rastreo de $v_{o,opt}$ y de eficiencia aerodinámica.

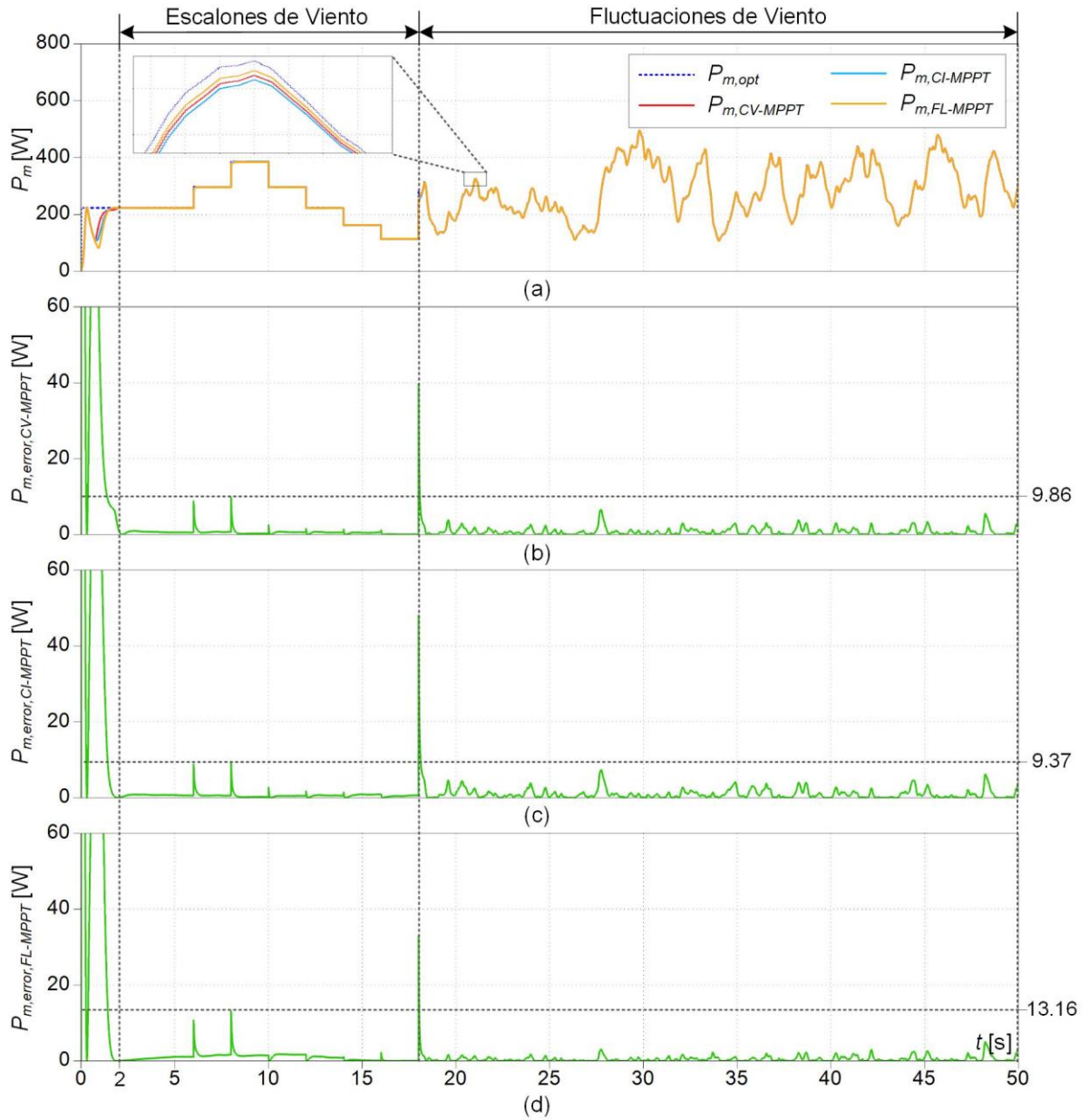


Fig. 5.19 Evaluación del proceso MPPT: (a) potencia mecánica alcanzada y los errores del proceso MPPT obtenidos vía (b) el enfoque CV-MPPT, $P_{m,error,CV-MPPT}$, (c) el enfoque CI-MPPT, $P_{m,error,CI-MPPT}$, y (d) el enfoque FL-MPPT, $P_{m,error,FL-MPPT}$.

La velocidad específica alcanzada en la turbina eólica durante el proceso MPPT vía el enfoque CV-MPPT ($\lambda_{CV-MPPT}$), el enfoque CI-MPPT ($\lambda_{CI-MPPT}$) y el enfoque FL-MPPT ($\lambda_{FL-MPPT}$) con respecto a su valor óptimo, se muestra en la Fig. 5.20. La energía mecánica que el sistema WECS puede producir vía el enfoque CV-MPPT ($E_{m,CV-MPPT}$), el enfoque CI-MPPT ($E_{m,CI-MPPT}$) y el enfoque FL-MPPT ($E_{m,FL-MPPT}$) con respecto a su valor máximo teórico ($E_{m,max}$), es mostrada en la Fig. 5.21.

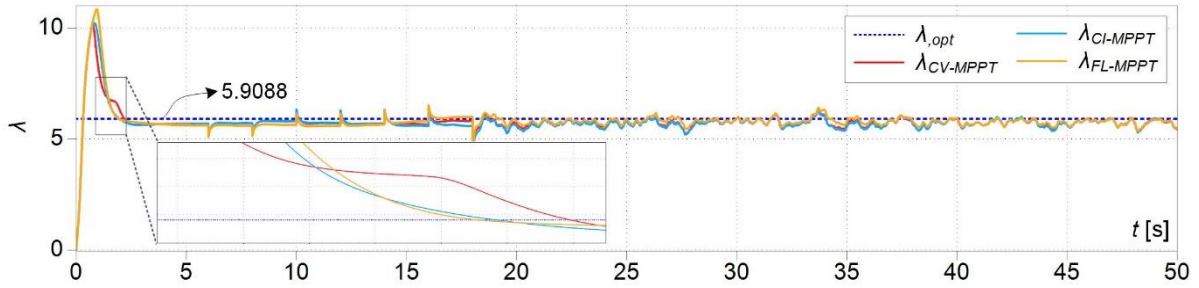


Fig. 5.20 Velocidad específica alcanzada, vía los tres enfoques en el algoritmo *MPPT*, frente a su valor óptimo.

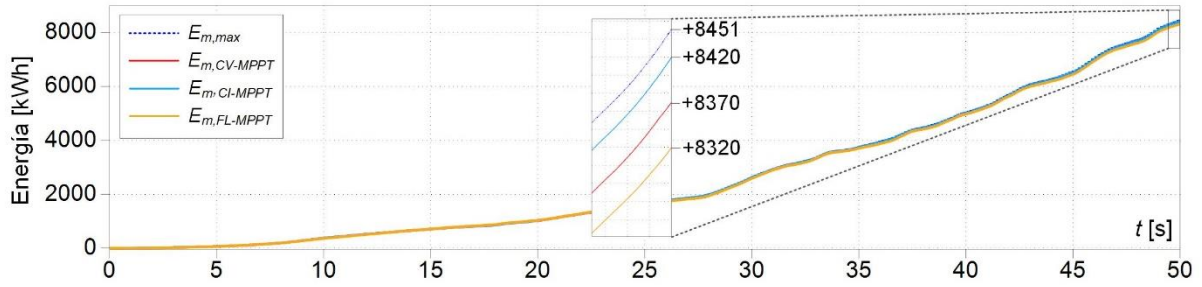


Fig. 5.21 Energía mecánica alcanzada por el sistema *WECS* vía los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*.

De los tres enfoques propuestos para el algoritmo del seguimiento del punto de máxima potencia de la turbina eólica, el enfoque *FL-MPPT* es el que más ventaja presenta en cuanto a la metodología de diseño. Lo anterior es debido a que no se requirieron de modelos matemáticos complejos del sistema conversión de energía eólica para establecer el modelo del sistema difuso, el cual mapea el $v_{o,opt}$ de la turbina eólica con base en las mediciones eléctricas de la corriente i_o y el voltaje v_o .

Por lo anterior, el enfoque *FL-MPPT* es el que se considera en el proceso *MPPT* del sistema de conversión de energía eólica de 1 MW, el cual se muestra en la Fig. 4.1.

5.4 Resultados de Simulación del Algoritmo *EMS*

Utilizando el programa de simulación *Matlab®/Simulink®* y los parámetros de simulación de la Tabla 5.2, en esta sección se presentan los resultados de simulación del algoritmo *EMS* propuesto para demostrar su desempeño durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo. Lo anterior, en el sistema de conversión de energía eólica de la Fig. 4.1. El desempeño del algoritmo de gestión de energía propuesto se compara con un algoritmo *EMS* que utiliza la técnica *EMS* de filtrado lineal (*LF-EMS*) convencional presentada en [21], cuyos parámetros también se indican en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. Parámetros de simulación del sistema WECS.

Turbina Eólica			Generador <i>PMSG</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
$J_m + J_g$	momento de inercia total	35000 kg•m ²	r_s	resistencia de fase	6 mΩ
ρ	densidad del aire	1.225 kg/m ³	L_s	induct. de armadura	0.1 mH
R_r	radio	38.49 m	Ψ_m	flujo magnético	1.62 v•s/rad
λ_{opt}	<i>TSR</i> óptimo	5.9088	K_{PMSG}	constante <i>EMF</i>	N/A
C_1, C_2		$5.837e^{-7}, 2.823e^{-5}$	p	número de polos	128
C_3, C_4		0.000509, -0.004067	Puente de Diodos Trifásico		
C_5, C_6	constantes de (3.3)	0.01159, 0.005924	Símbolo	Parámetro	Valor
C_7		0.01586	V_D	caída de voltaje	0.7 V
C_8		0.005284	R_D	resistencia interna	1 mΩ
Convertidor <i>dc-dc</i>			Interfaz de Control <i>MPPT</i> Linealizada en $V_w = 10$ m/s		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
L	inductancia	8 mH	T_c	tiempo de muestreo	$2.0e^{-4}$ s
C_i	capacitancia	10000 μf	b	bits del <i>DPWM</i>	16 bits
RC_i	resistencia interna de C_i	0.3 Ω	T_d	tiempo de actualiz.	$T_c/2$
f_s	frec. de conmutación	5 kHz	K_P	cte. proporcional	1000
V_{dc}	voltaje del bus de <i>dc</i>	1000 V	K_I	cte. integral	2
Filtro <i>Kalman</i> de i_o y v_o			Algoritmo <i>MPPT</i> y <i>EMS</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
P_{k0}	covariancia inic. de error	0 y 0	$T_a = T_b$	tiempo de muestreo	0.01 s
Q	varian. de ruido de proc.	0.8 y 0.1	<i>RNS</i> para i_o y v_o (tiempo de muestra = $1.0e^{-3}$ s)		
R	covar. de ruido de med.	10 y 10	Símbolo	Parámetro	Valor
K_{k0}	ganancia inicial <i>Kalman</i>	0 y 0	i_o	media y variancia	0 y $5.0e^{-4}$
T_k	tiempo de muestreo	0.01 s	v_o	media y variancia	0 y $1.5e^{-4}$
Baterías			<i>RNS</i> para i_{bat} , i_{sc} y v_{dc} (tiempo de muestra = $2.0e^{-4}$ s)		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
V_{nom} / I_{nom}	voltaje/corriente nominal	500 V/50 kAh	i_{bat} / i_{sc}	media y variancia	0/0 y 10/10
$R_{bat,nom}$	resistencia interna	0.1 mΩ	v_{dc}	media y variancia	0 y 10
Supercapacitores			Bus de <i>dc</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
V_{nom}	voltaje nominal	500 V	P_{nom}	potencia nominal	1 MW
C_{nom}	capacitancia nominal	2000 F	C_{bus}	capacitancia	200 mF
RC_{nom}	resistencia interna	0.1 mΩ	$RC_{bus}/R_{dc1,2}$	resist.: interna/bus-dc	10 mΩ/0.5 mΩ
Convertidores Bidireccionales <i>dc-dc</i>			Interf. de Control para <i>EMS</i> Propuesto Linealizadas en P_{nom}		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
L_{bat}, L_{sc}	inductancias	1 mH	T_e / T_d	tpo. muestreo/actual.	$2.0e^{-4}$ s / $T_e/2$
C_{bat}, C_{sc}	capacitancias	C_{bus}	b	bits del <i>DPWM</i>	16 bits
$RC_{bat,sc}$	resist. internas de $C_{bat,sc}$	0.1 mΩ	K_P / K_I	constantes de (4.6)	0.3974/0.0012
f_s	frec. de conmutación	5 kHz	K_P / K_I	cte. de (4.4) y (4.5)	102750/411

Tabla 5.2. Continuación; parámetros de simulación del sistema WECS.

Interf. de Control para <i>LF-EMS</i> Linealizadas en P_{nom}			Inversor <i>dc-ac</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
T_e / T_d	tpo. muestreo/actual.	$2.0e^{-4} \text{ s} / T_e/2$	$f_{p,inv}$	frec. de portadora	2 kHz
b	bits del DPWM	16 bits	f_{inv}	frecuencia nominal	60 Hz
KP / KI	constantes de (4.6)	0.85/0.000425	P_{inv}	potencia nominal	1 MW
KP / KI	cte. de (4.4) y (4.5)	60000/1200	$V_{t,inv}$	volt. nominal de fase	220 V
Filtro <i>LR</i>			Filtro Lineal Utilizado en <i>LF-EMS</i>		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
L	inductancia	530.52 μH	T	constante de tiempo	0.13 s
R	resistencia	1.7 m Ω	T_e	tiempo de muestreo	$2.0e^{-4} \text{ s}$
Interf. de Control para el Inversor <i>dc-ac</i> Linealizada en P_{nom}			Red Eléctrica Convencional		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
T_{inv}	tiempo de muestreo	$1.25e^{-4} \text{ s}$	f_{red}	frecuencia nominal	60 Hz
KP	cte. proporcional	3.5	$V_{L,red}$	Volt. nom. de línea	33 kV
KI	cte. integral	0.0007	$I_{SC,red}$	corr. de corto circuito	5000e ⁶ A
Filtro <i>RLC</i>			Carga		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
h	armónico	31	P / Q	Activa/Reactiva	0.5 MW / 0.5 MW
Q_{RLC}	factor de calidad	5	C_{nl}	Carga no lineal	0.5 MW
Controlador de Carga y Descarga			Trafo		
Símbolo	Parámetro	Valor	Símbolo	Parámetro	Valor
T_{inv}	tiempo de muestreo	$1.25e^{-4} \text{ s}$	P_{trafo}	potencia nominal	1 MW
KP	cte. proporcional	$1e^6$	$V_{t,primario}$	voltaje en el primario	220 V
KI	cte. integral	2000	$V_{L,secundario}$	voltaje en el secund.	33 kV

El algoritmo *EMS* propuesto también se compara con un algoritmo *EMS* que utiliza un sistema difuso de tipo *SISO* (*FL-SISO*), el cual fue presentado por [147], y contra el mismo sin considerar en su diseño las pérdidas de potencia (*EMS-WCPL*, *Energy Management System Without Considering Power Losses*) de los convertidores *dc-dc* bidireccionales del sistema *HESS*. Esto último implica que el paralelogramo de la Fig. 4.5 no presente deformidad y asimetría. Por lo tanto, el modelo del sistema difuso se diseña para que la salida f_{out} de la Fig. 5.9 responda simétricamente frente al comportamiento de la pendiente de corriente de las baterías.

Todas las comparaciones son evaluadas bajo el mismo esquema del sistema *WECS* mostrado en la Fig. 4.1 y los parámetros de la Tabla 5.2. Esto, con la finalidad de contribuir a sustentar la cuarta contribución de esta tesis.

Contemplando condiciones más realísticas (*RNS*) y el modo de balance de energía activado, en las Figs. 5.22 (a), (b) y (c) se muestra la efectividad de los filtros digitales de primer orden para eliminar las *RNS* (líneas sólidas verdes) montadas en v_{dc} , i_{bat} e i_{sc} , respectivamente.

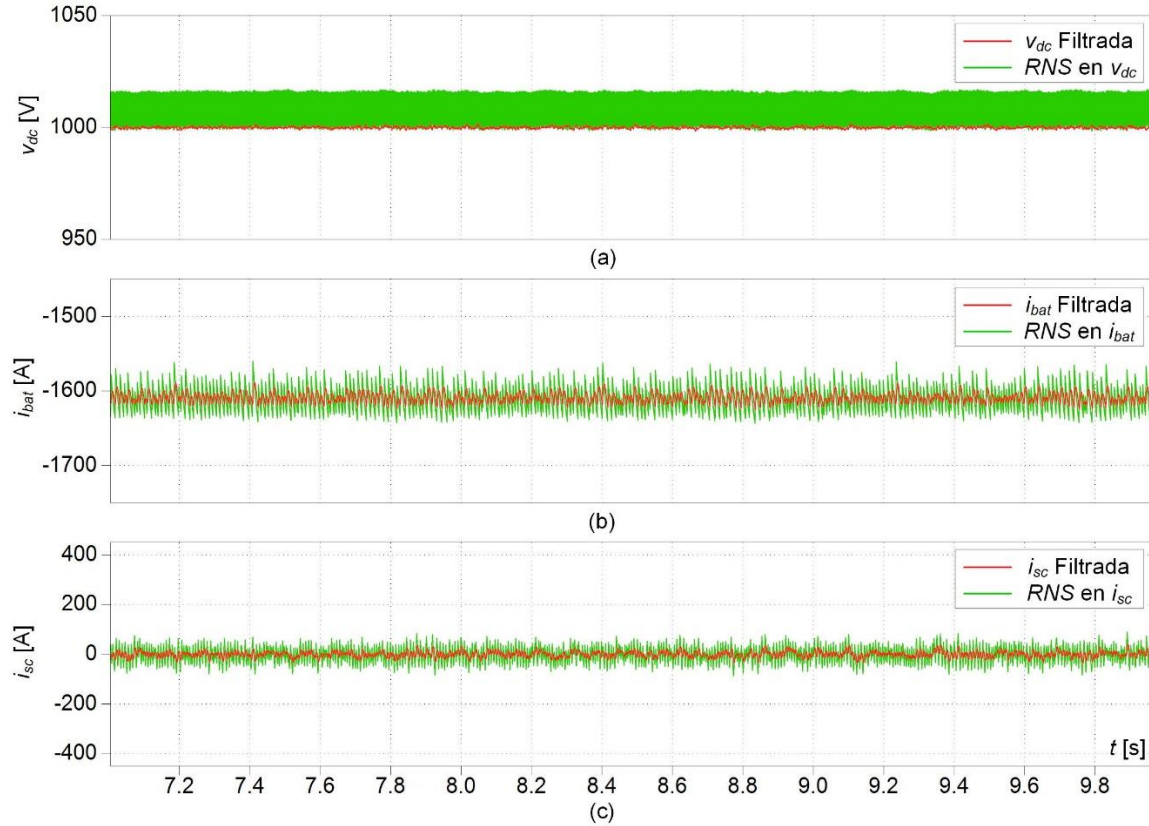


Fig. 5.22 Eliminación de señales de ruido aleatorio montado en: (a) el voltaje del bus de dc, v_{dc} , (b) la corriente de las baterías, i_{bat} , y (c) la corriente de los supercapacitores, i_{sc} , mediante filtros digitales.

El desempeño del algoritmo *EMS* propuesto durante el estado estacionario y transitorio de balance de energía se puede observar en la Fig. 5.23. Asumiendo un pulso de generación y demanda como se indica en la Fig. 5.23 (e), entonces el desempeño del algoritmo puede ser evaluado en términos de las variaciones v_{dc} , Fig. 5.23 (a), la corriente $i_{sc,ref}$ estimada vía el algoritmo *EMS*, Fig. 5.23 (b), la participación de los supercapacitores, Fig. 5.23 (c), y de las baterías, Fig. 5.23 (d).

El rendimiento del algoritmo *EMS* propuesto frente a los algoritmos *EMS-WCPL*, *FL-SISO* y *FL-EMS* durante el estado estacionario y transitorio de balance de energía se muestra en la Fig. 5.24. Asumiendo el pulso de generación y demanda de valores nominales que se indica en la Fig. 5.23 (e), el rendimiento puede ser evaluado en términos de las variaciones v_{dc} , Fig. 5.24 (a), la participación de los supercapacitores, Fig. 5.24 (b), y de las baterías, Fig. 5.24 (c).

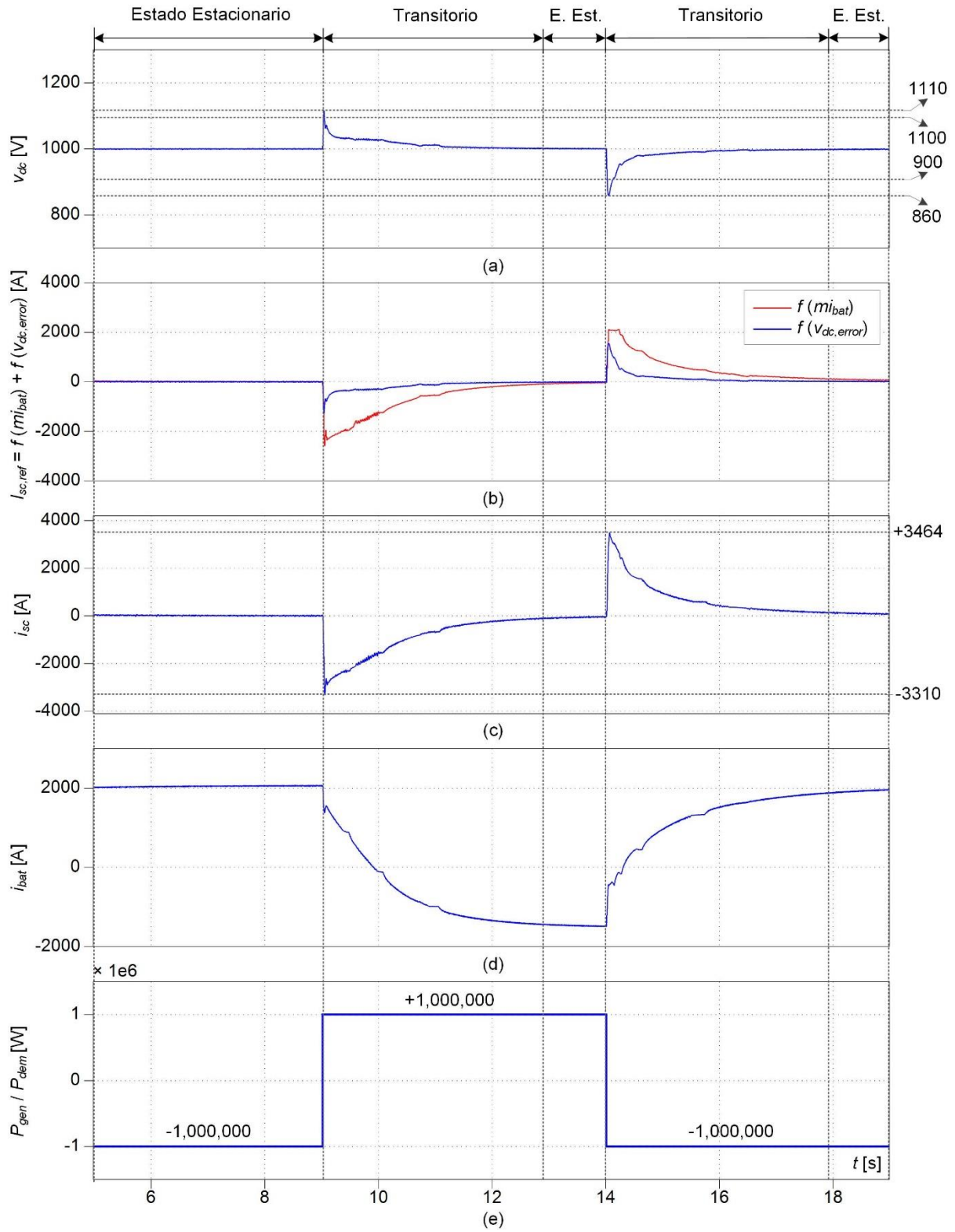


Fig. 5.23 Desempeño del algoritmo EMS: (a) variaciones de v_{dc} durante el estado estacionario y transitorio, (b) $I_{sc,ref}$ compuesta por $f(m_{ibat})$ y $f(V_{dc,error})$, (c) corriente de los SCs, (d) corriente de las baterías y (e) pulso de P_{gen}/P_{dem} .

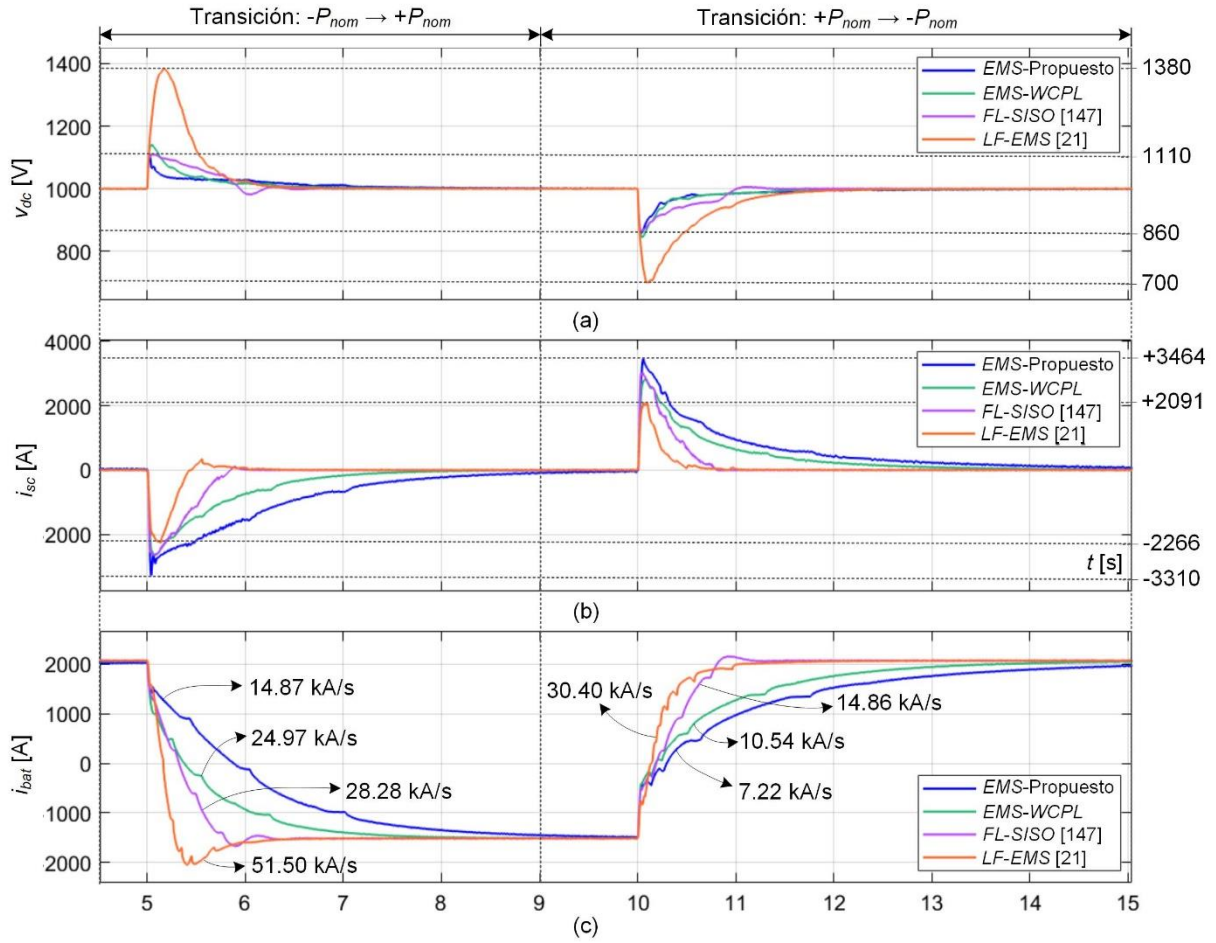


Fig. 5.24 Rendimiento del algoritmo *EMS* propuesto frente a los algoritmos *EMS-WCPL*, *FL-SISO* y *LF-EMS*: (a) variaciones de V_{dc} durante el estado estacionario y transitorio, (b) corriente de los SCs y (c) de las baterías.

Contemplando el perfil de generación y demanda de alto contenido de componentes de potencia de alta frecuencia de la Fig. 5.25 (e), la efectividad del algoritmo *EMS* propuesto frente a uno de los algoritmos *EMS*, más específicamente el algoritmo *LF-EMS*, para mantener un rango aceptable de errores de variaciones de voltaje en el bus de dc durante el modo de balance de energía se muestra en las Figs. 5.25 (a) y (b). Además, para lograr este rango aceptable en la Fig. 5.25 (c) se muestra la participación de los supercapacitores y en la Fig. 5.25 (d) la participación de las baterías. Es fácil notar en la Fig. 5.25 que el algoritmo *EMS* propuesto, en comparación con los otros algoritmos, permite reducir mejor la velocidad de carga/descarga de las baterías al mismo tiempo que aumentar significativamente la participación de los SCs durante un desbalance de energía de tipo transitorio. Resultando esto, en una reducción de las variaciones de V_{dc} . Lo anterior se discute y cuantifica en la sección 5.5.2.

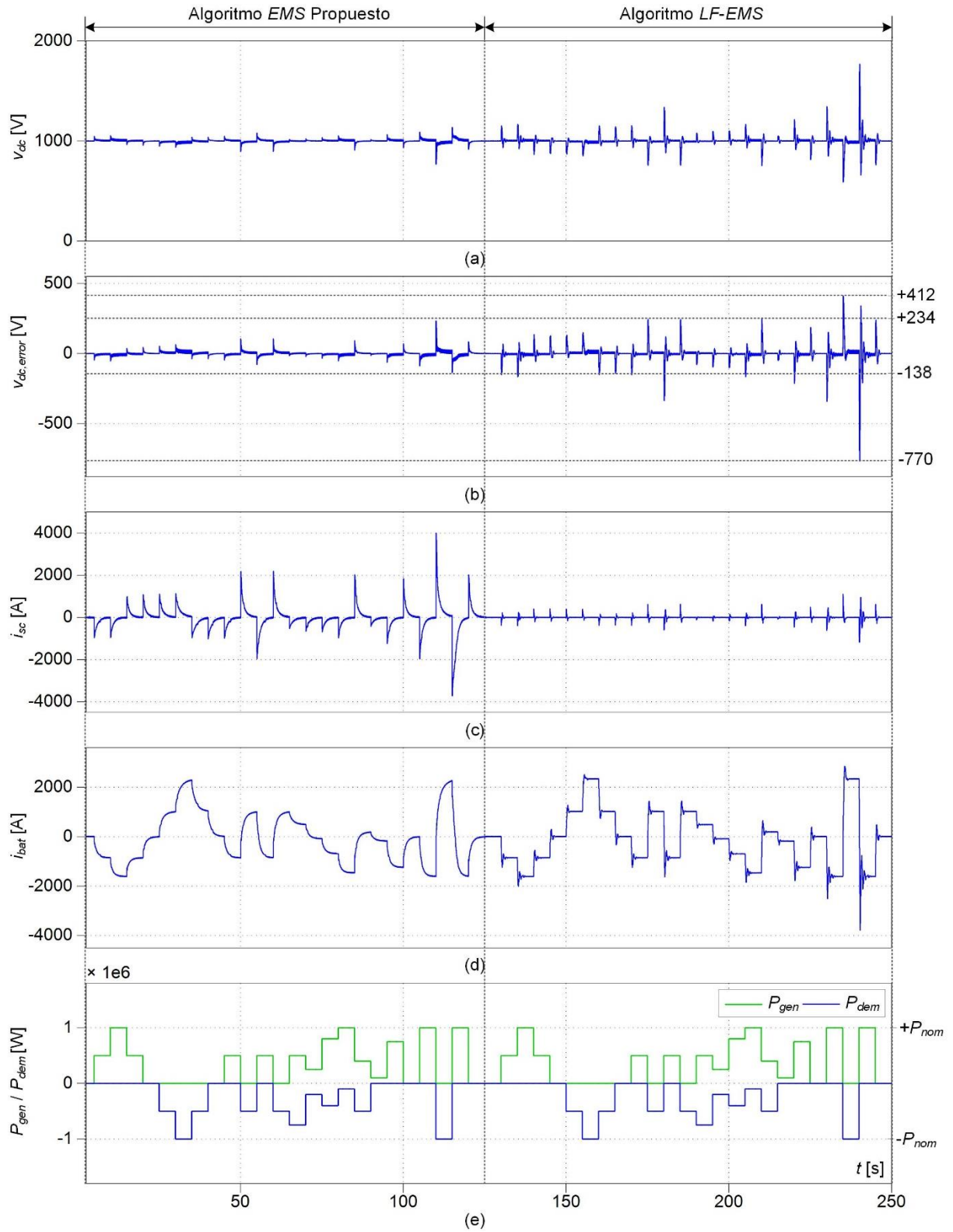


Fig. 5.25 Efectividad del algoritmo EMS propuesto frente al algoritmo FL-EMS: (a) variaciones de V_{dc} , (b) errores de variación de V_{dc} , $V_{dc,error}$, (c) corriente de los SCs, (d) corriente de las baterías y (e) el pulso de P_{gen}/P_{dem} .

El rango aceptable de variaciones del error de v_{dc} de la Fig. 5.25 (b), obtenido con base en el algoritmo *EMS* propuesto, permite que el inversor *dc-ac* del sistema *WECS* proporcione una calidad de energía aceptable en la *CPG* prescindiendo de su lazo externo de control de voltaje para contribuir a la regulación de v_{dc} . De aquí, que para demostrar esta aceptable calidad de energía en las Figs. 5.26 (a), (b), (c), (d) y (e) se muestra el comportamiento alcanzado de v_{dc} vía el algoritmo *EMS* propuesto, la frecuencia del inversor, el error de variaciones de la frecuencia del inversor con respecto a la frecuencia nominal de la *CPG*, el voltaje de fase del inversor y el error de variaciones del voltaje de fase del inversor con respecto al voltaje de fase nominal de la *CPG* ($V_{f,red} = V_{L,red}/\sqrt{3}$), respectivamente.

Los resultados de la Fig. 5.25 se generan considerando en el sistema *WECS* de la Fig. 4.1: el modo de balance de energía, los parámetros de carga indicados en Tabla 5.2 así como el perfil de generación y demanda de potencia eléctrica de la Fig. 5.26 (f). El perfil de generación se obtiene vía el algoritmo *MPPT* del sistema *WECS*, esto considerando un perfil de viento similar al de la Fig. 5.11 y el enfoque *FL-MPPT* de la Fig. 3.21. Las variaciones de frecuencia y de voltaje de fase del inversor son indicados frente a los valores límites establecidos por la norma Mexicana NOM-EM-007 [193] y la Americana *IEEE Std.* 1159 [194].

Considerando el perfil de generación y demanda de la Fig. 5.26 (f) así como el modo de balance de energía, entonces la calidad de energía del inversor *dc-ac* en términos de la potencia activa y reactiva, el voltaje y corriente de fase, la distorsión armónica total (*THD*, *Total Harmonic Distortion*) del voltaje de fase frente a los valores límite de la norma NOM-EM-007 y *IEEE Std* 1159, así como la *THD* de corriente frente a los valores límites de la norma Mexicana NOM-EM-007 y Americana *IEEE Std.* 519 [195] son indicados en las Figs. 5.27 (a), (b), (c), (d) y (e), respectivamente.

Los voltajes/corrientes trifásicos del inversor *dc-ac*, la carga no lineal y de la *CPG* durante la transición del intervalo $I_{8,inv}$ al $I_{9,inv}$, correspondiente a un escalón de P_{dem} que cambia desde $\frac{1}{2}$ de P_{inv} hasta su potencia nominal, son mostrados en las Figs. 5.28 (a)/(b), (c)/(d) y (e)/(f), respectivamente. Por un lado, las corrientes trifásicas típicas del inversor corresponden a una aceptable calidad de energía debido al efectivo balance de energía alcanzado vía el algoritmo *EMS* propuesto así como la efectividad de la interfaz de control del inversor y sus filtros. Por otro lado, las corrientes trifásicas de la *CPG* presentan una considerable deformación, la cual corresponde a una pobre *PQ*, debido a la presencia de la carga no lineal.

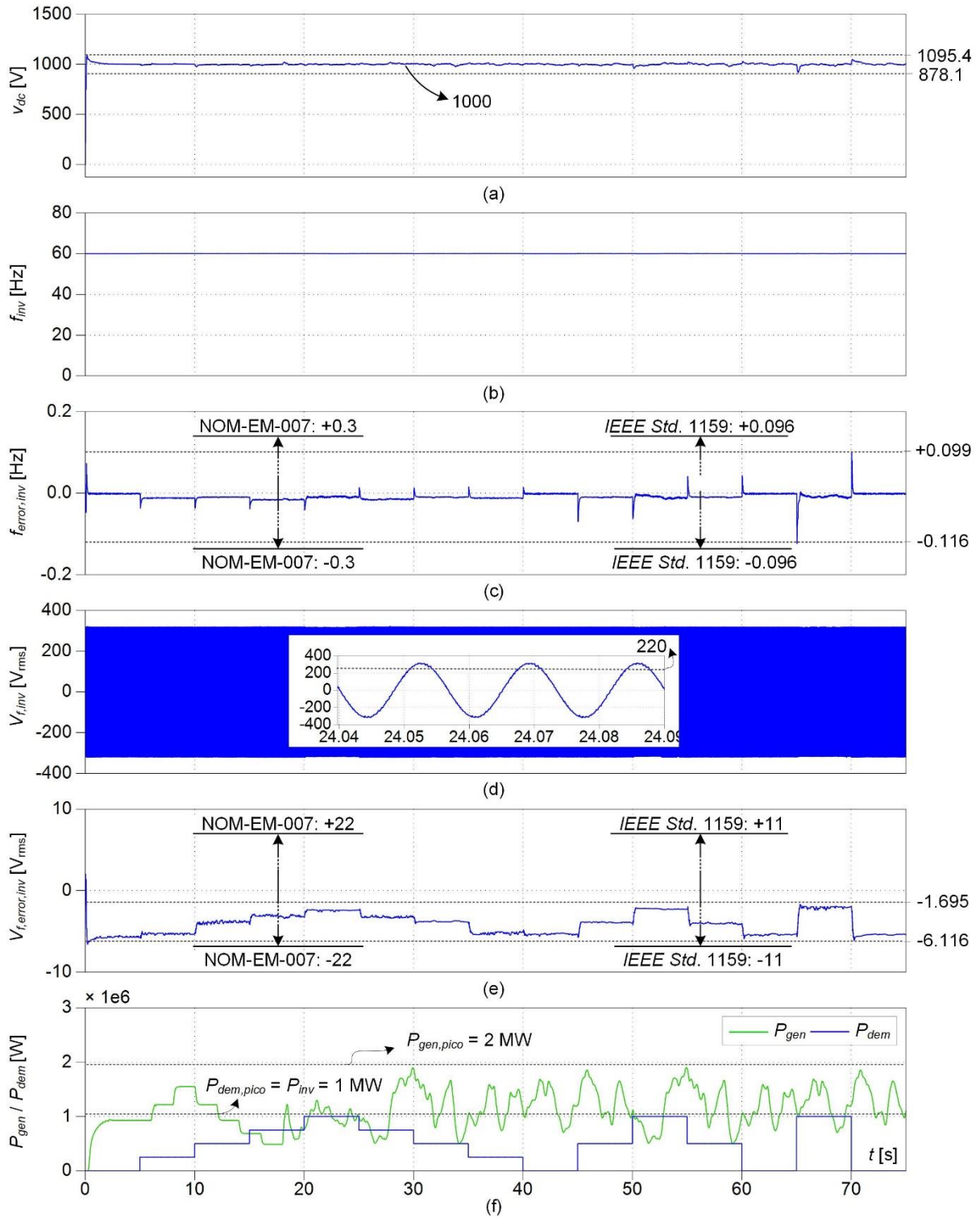


Fig. 5.26 Calidad de energía del inversor dc-ac durante el modo de balance de energía: (a) comportamiento alcanzado en V_{dc} vía el algoritmo EMS propuesto, (b) frecuencia (c) y sus errores de variación, $f_{error,inv}$, el (d) voltaje de fase, $V_{f,inv}$ y (e) sus errores de variación, $V_{f,error,inv}$, y (f) el perfil de P_{gen}/P_{dem} .

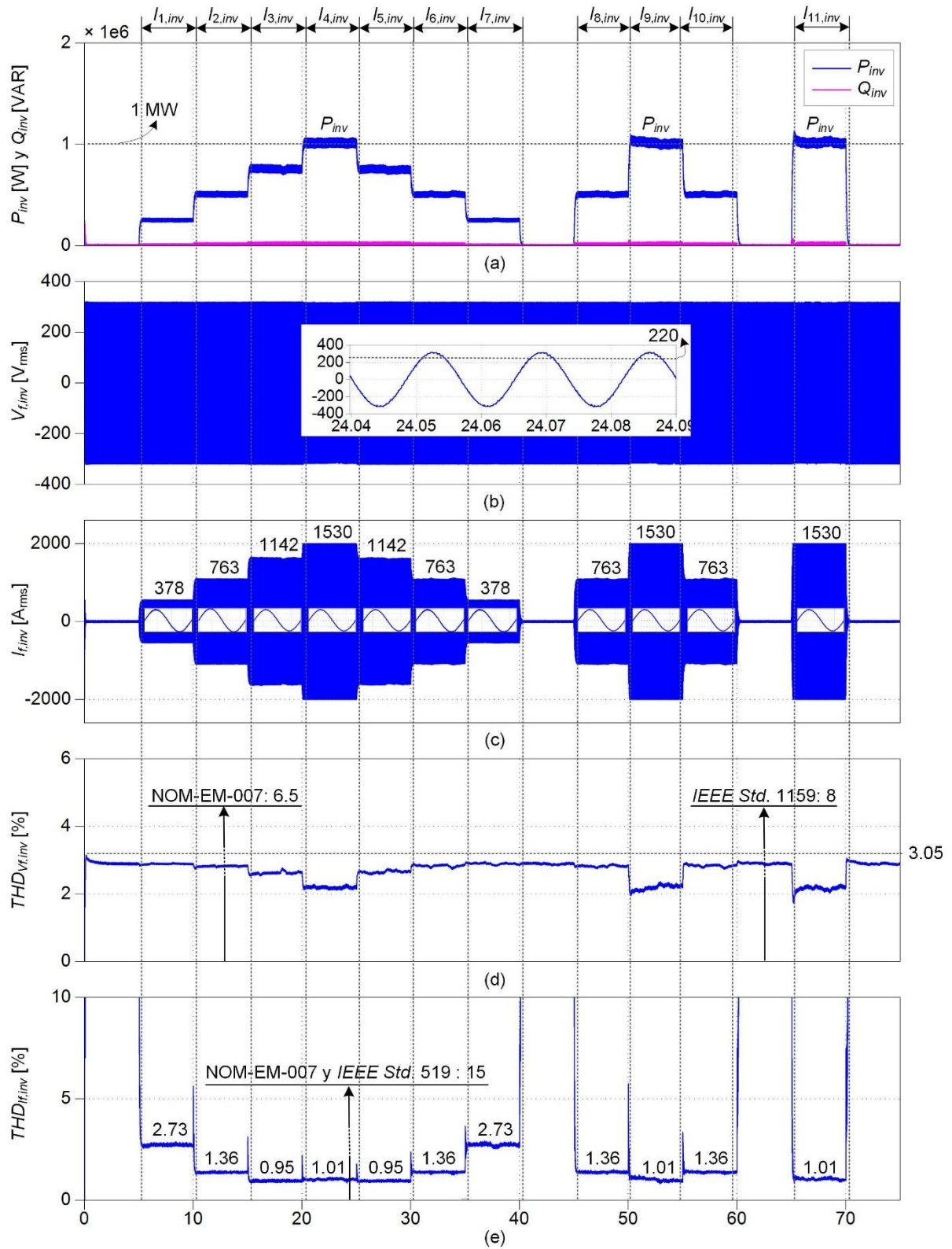


Fig. 5.27 Calidad de energía del inversor dc-ac: (a) potencia activa, P_{inv} , y reactiva, Q_{inv} , (b) el voltaje, $V_{f,inv}$, y (c) corriente, $I_{f,inv}$, de fase, la distorsión armónica total de (d) la corriente, $THD_{I_{f,inv}}$, y (e) el voltaje, $THD_{V_{f,inv}}$, de fase.

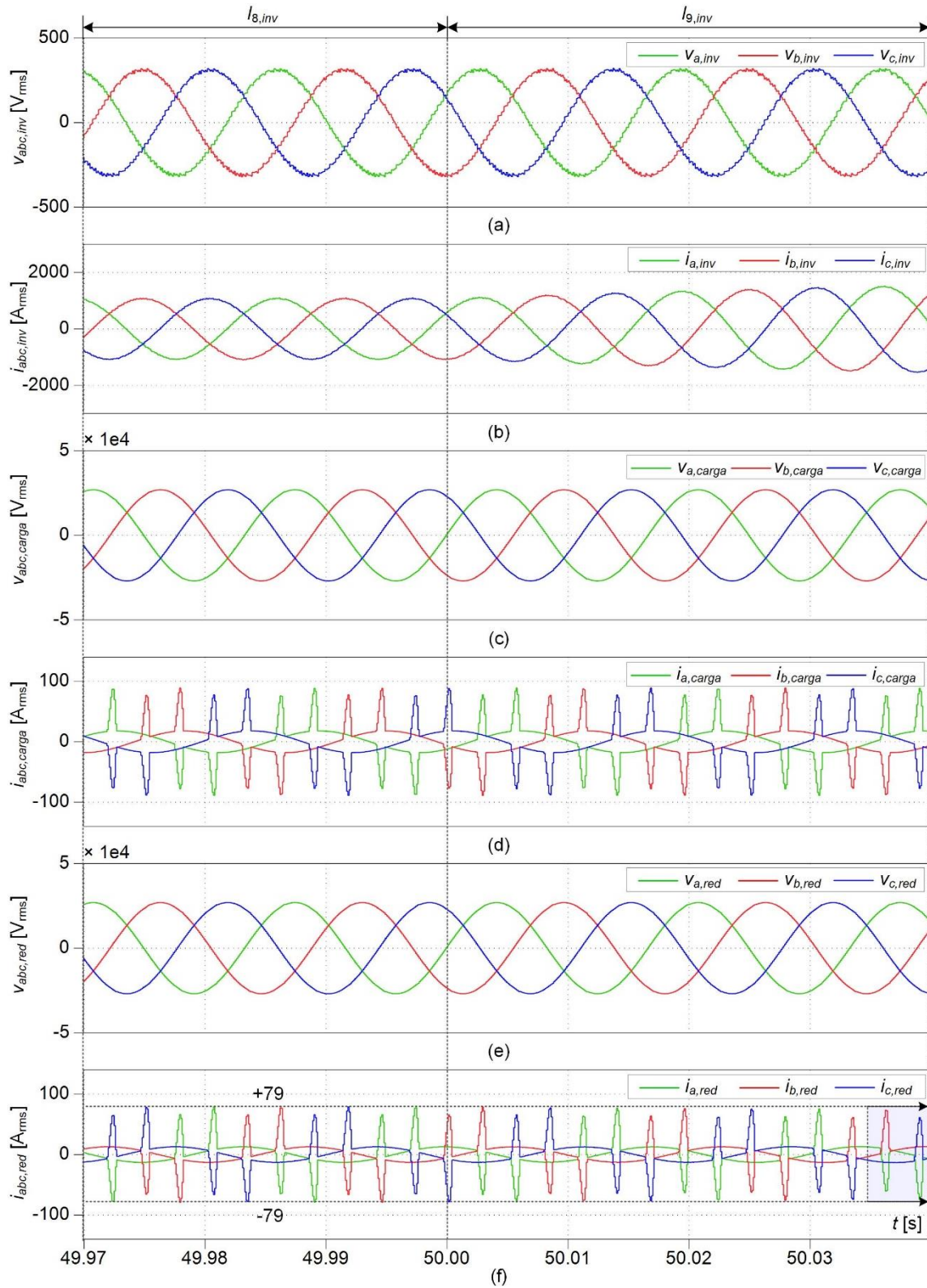


Fig. 5.28 Voltajes/corrientes trifásicos del: (a)/(b) inversor dc - ac , (c)/(d) la carga no lineal y (e)/(f) la red eléctrica convencional durante la transición del intervalo $I_{8,inv}$ al $I_{9,inv}$.

El desempeño del algoritmo *EMS* propuesto durante la transición de los diferentes modos de operación se muestra en la Fig. 5.29. Este desempeño se puede valorar en términos del comportamiento de la corriente de los SCs, Fig. 5.29 (a), de la corriente de las baterías, Fig. 5.29 (b), de los errores de variación de la f_{inv} , Fig. 5.29 (c), de la potencia activa y reactiva del inversor, Fig. 5.29 (d), y del error de variaciones del voltaje de fase del inversor, Fig. 5.29 (e).

Asumiendo el perfil de generación y demanda de la Fig. 5.26 (f), en la Tabla 5.3 se muestra los parámetros de calidad de energía del inversor que se alcanzaron vía el algoritmo *EMS* propuesto considerando un esquema de control de corriente en el inversor durante cada modo de operación. Esto, frente a los valores límites establecidos por la norma Americana y Mexicana. Finalmente, en la Tabla 5.4 se muestra el comportamiento de la capacidad de carga y de los ciclos de carga/descarga de las baterías que se alcanzaron mediante el algoritmo *EMS* propuesto y los algoritmos *EMS-WCPL*, *FL-SISO* y *LF-EMS*. Esto bajo diferentes niveles de profundidad de descarga (*DOD*, *Depth of Discharge*). Los resultados de la Tabla 5.4 fueron obtenidos al evaluar en las baterías los diferentes perfiles de corriente de la Fig. 5.24 (c). Esto último, considerando en el simulador dos mil horas de evaluación y las baterías con capacidad nominal de voltaje de 500 V a 1000 Ah de corriente nominal.

Tabla 5.3. La *PQ* del inversor alcanzada vía el algoritmo *EMS* propuesto considerando un esquema de control de corriente en el inversor *dc-ac* durante los modos de operación.

Parámetro	Sobrecarga	Carga de Bat.	Carga de SCs	Balance	IEEE Std 1159™	NOM-EM-007
Variaciones de V_{dc}	^a ±6.76%	^a ±6.27%	^a ±7.63%	^a ±12.19%	---	---
Variaciones de f_{inv}	^b ±0.12%	^b ±0.17%	^b ±0.18%	^b ±0.19%	±0.16%	±0.5%
Variaciones de $v_{f,inv}$	±2.67%	±2.70%	±2.69%	±2.78%	±5%	±10%
THD de Voltaje	±2.90%	±3.15%	±3.03%	±3.05%	≤ 8%	≤ 6.5%
THD de Corriente	$\frac{1}{20} P_{nom} \rightarrow P_{nom}$				≤ 15%	≤ 15%

^a Se incluyen los transitorios que son causados al activarse el modo de operación.

^b Ocurren dentro de una ventana de 0.5 s, muy por debajo de la ventana establecida por la norma americana (10 min).

Tabla 5.4. Comportamiento de la capacidad de carga y de los ciclos de carga/descarga de las baterías.

Algoritmo	Capacidad [%]	No. de Ciclos	DOD [%]
EMS Propuesto	82.85	1985	40
EMS-WCPL	82.61	2013	
FL-SISO [147]	82.49	2026	
LF-EMS [21]	82.24	2056	
EMS Propuesto	88.81	1295	20
EMS Propuesto	71.88	3255	100

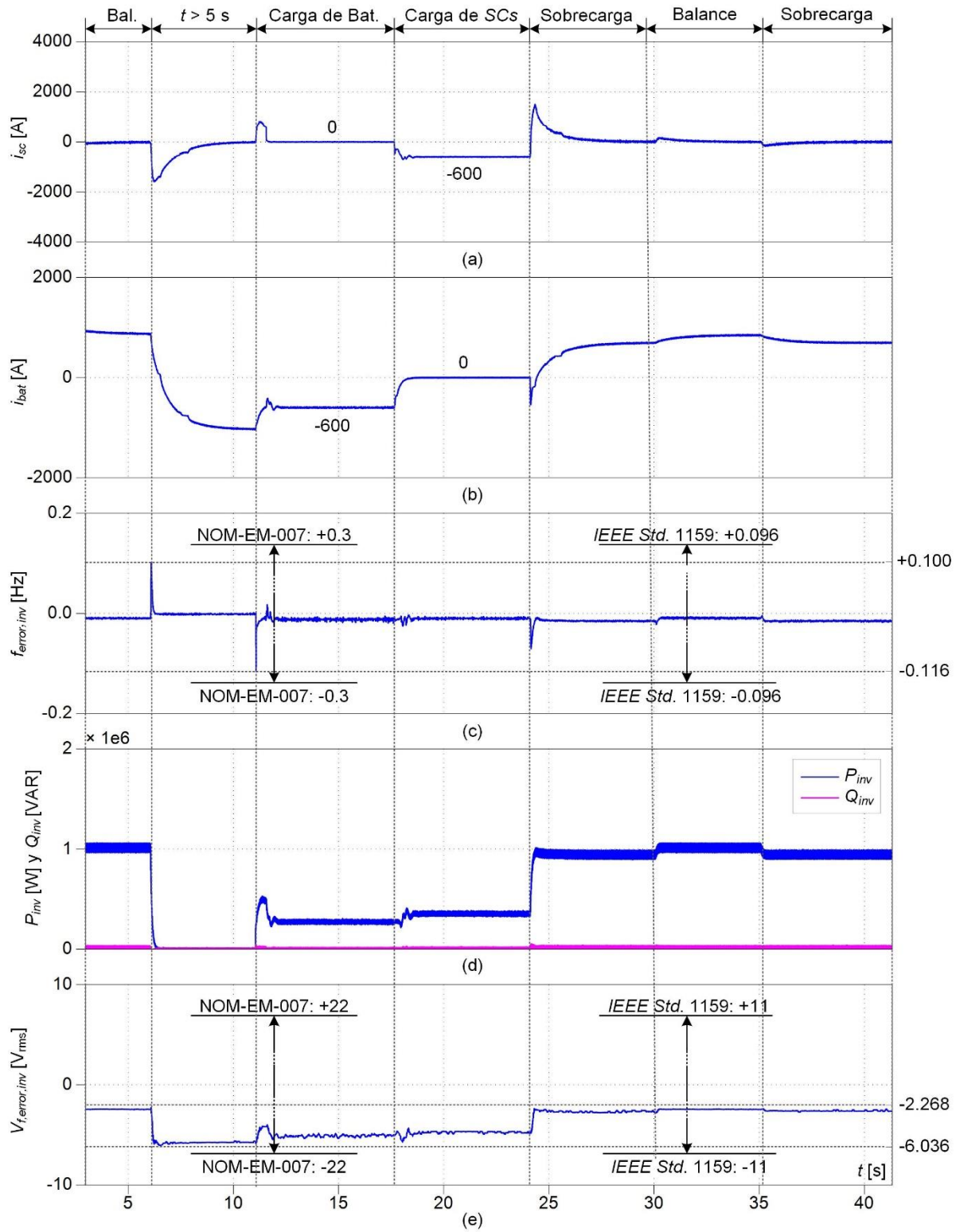


Fig. 5.29 Transición de los diferentes modos de operación: (a) corriente de los SCs, (b) corriente de las baterías, (c) errores de variación de la f_{inv} , (d) potencia activa, P_{inv} , y reactiva, Q_{inv} , así como los errores de variación del $V_{t,inv}$.

5.5 Discusión de Resultados

Esta sección presenta la discusión de los resultados de simulación con relación al desempeño y efectividad de los enfoques de control propuestos para el algoritmo *MPPT*, el controlador adaptivo y el sistema de gestión de energía. La finalidad de esta discusión es para sustentar la segunda contribución de esta tesis, así como la cuarta y quinta contribución.

5.5.1 Algoritmo *MPPT* y el Controlador Adaptivo

En las Figs. 5.12 (a) y (b) se puede apreciar que las señales de ruido aleatorio son removidas con una aceptable eficacia de las señales eléctricas v_o e i_o vía los filtros *Kalman* antes que cualquiera de los enfoques de control propuestos para el algoritmo *MPPT* y el controlador adaptivo estimen y procesen un nuevo valor $v_{o,opt}$. De aquí, que el desempeño de estos enfoques de control es garantizado.

A pesar de estas condiciones de ruido aleatorio así como la región de escalones y fluctuaciones de viento de la Fig. 5.11 que son aplicados al sistema *WECS*, en la Fig. 5.13 (a) y Fig. 5.14 (a) se demuestra que la velocidad rotacional, Ω_m , es estimada con precisión vía el planteamiento de la Fig. 3.8 del enfoque *CV-MPPT* y por el modelo modular *MLP* del enfoque *CI-MPPT*, respectivamente. Esta precisión corresponde a una variación de errores de estimación de Ω_m dentro del rango de ± 7 rad/s para el enfoque *CV-MPPT* y de ± 8 rad/s para el enfoque *CI-MPPT*, o bien una variación de error porcentual de Ω_m del $\pm 5\%$ y $\pm 7\%$, respectivamente, frente a su valor de simulación, $\Omega_{m,sim}$. La variación de error porcentual se determina con base en la máxima diferencia absoluta de $\Omega_{m,sim}$ y Ω_m , luego esta diferencia se divide por Ω_m y se multiplica por 100 para expresar su resultado en términos de porcentaje. Además, de la métrica de variación de errores, la métrica de variación porcentual se adopta para expresar la precisión de los enfoques de control propuestos en posteriores resultados de simulación.

De acuerdo con el planteamiento propuesto en los algoritmos *MPPT*, para extraer y rastrear el máximo punto de potencia de la *SWT* es necesario obtener el valor de $v_{o,opt}$ y $R_{o,opt}$. Por un lado, el valor $v_{o,opt}$ se determina utilizando (3.67) y (3.68) vía interpolación lineal con base a la velocidad rotacional, Ω_m , estimada por el enfoque *CV-MPPT* o el enfoque *CI-MPPT*. Por otro lado, el algoritmo *FL-MPPT* estima el valor de $v_{o,opt}$ con base en la implementación del planteamiento indicado en la Fig. 3.20 vía el sistema difuso. El valor de $R_{o,opt}$ se determina, en

los tres enfoques *MPPT* propuestos, con base en la división de $v_{o,opt}$ entre la medición de la corriente i_o . Por lo anterior, el proceso de rastreo en la Fig. 5.15 (a), Fig. 5.16 (a) y Fig. 5.17 (a) demuestra que el enfoque propuesto para el controlador adaptivo contribuye con la estabilidad en el sistema *WECS* durante el proceso *MPPT* a pesar de que la dinámica de los filtros *Kalman*, el momento de inercia de la *SWT* así como el amplio perfil de velocidades de viento pueden causar considerables oscilaciones y sobrepasos durante el proceso *MPPT* del sistema *WECS*. La Fig. 5.15 (b), Fig. 5.16 (b) y Fig. 5.17 (b) demuestran que los errores del proceso de rastreo del máximo punto de potencia de la *SWT* varían dentro de una ventana de ± 2.7 V, ± 3.1 V y ± 2.4 V. Estas ventanas de variación corresponden en los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, a una precisión del $\pm 7\%$, $\pm 8\%$ y el $\pm 6\%$, respectivamente.

La precisión con que se rastrea el máximo punto de potencia de la *SWT* vía los enfoques de control propuestos para el algoritmo *MPPT* y el controlador adaptivo, conducen a que la eficiencia aerodinámica, C_p , de la *SWT* opere cerca de su valor óptimo [ver Fig. 5.18 (a)] frente a las regiones de escalones y fluctuaciones de viento aplicadas en el sistema *WECS*. En las Figs. 5.18 (b), (c) y (d) se demuestra que la mayoría de los errores de eficiencia aerodinámica se mantienen la mayor parte del tiempo dentro de un máximo valor de 0.0104477, 0.0105239 y 0.0127015 para los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, respectivamente. Estos valores corresponden a una precisión de eficiencia aerodinámica del -2.97%, -3.00% y el -3.62% para los tres enfoques, respectivamente. Lo anterior, frente al valor óptimo de eficiencia aerodinámica de la *SWT* ($C_{p,opt} = 0.350756$).

Con base en la eficiencia aerodinámica alcanzada, la Fig. 5.19 (a) muestra que la potencia mecánica se logra, vía los tres enfoques propuestos para el algoritmo *MPPT*, con una precisión libre de oscilaciones frente a su valor óptimo ($P_{m,opt}$). Esta precisión corresponde a un error de variaciones del proceso *MPPT* que se mantiene la mayor parte del tiempo dentro de un máximo valor de 9.86 W mostrado en la Fig. 5.19 (b), 9.37 W en la Fig. 5.19 (c) y 13.16 W en la Fig. 5.19 (d) para los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*. En el orden que fueron mencionados, estos valores son menores al 2.46%, 2.34% y el 3.29% de la potencia nominal de la pequeña turbina eólica, $P_{nom,SWT} = 400$ W.

La variación de errores del proceso *MPPT* alcanzada por los tres enfoques de control conduce a que la velocidad específica de la *SWT* opere cerca de su valor óptimo, el cual es mostrado en la Fig. 5.20. Además, de obtener una energía mecánica total de aproximadamente

8420 kWh, 8370 kWh y 8320 kWh en los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, respectivamente. Lo anterior, frente a su valor máximo teórico de 8451 kWh, el cual se indica en la Fig. 5.21 con líneas de color azul y punteadas.

La cantidad de energía mecánica alcanzada en el sistema *WECS* vía los enfoques de control propuestos para el algoritmo *MPPT* y el desempeño del controlador adaptivo, resultan finalmente en una eficiencia para el proceso *MPPT* (η_{MPPT}) del 99.63%, 99.04% y 98.44% con relación a los enfoques *CV-MPPT*, *CI-MPPT* y *FL-MPPT*, respectivamente. Como se mencionó previamente, la eficiencia del proceso *MPPT* se determina al dividir la energía mecánica alcanzada vía los enfoques propuestos entre el valor máximo teórico, el resultado de esta división se multiplica por 100 para expresarla en forma de porcentaje.

La Tabla 5.5 muestra un concentrado de resultados de los enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT*.

Tabla 5.5. Concentrado de resultados de los enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT*.

Algoritmo	Ω_m vs. $\Omega_{m,sim}$	V_o vs. $V_{o,opt}$	C_p vs. $C_{p,opt}$	P_m vs. $P_{nom} = 400W$	E_m [kWh]	η_{MPPT}	$T_{ejec,exp}$
<i>CV-MPPT</i>	$\pm 5\%$	$\pm 7\%$	-2.97%	2.46%	8420	99.63%	
<i>CI-MPPT</i>	$\pm 7\%$	$\pm 8\%$	-3.00%	2.34%	8370	99.04%	≈ 4 ms (16 MHz)
<i>FL-MPPT</i>	--	$\pm 6\%$	-3.62%	3.29%	8320	98.44%	≈ 10 ms (84 MHz)

De acuerdo a los hallazgos previos y la Tabla 5.5, los enfoques propuestos para el algoritmo *MPPT* y el controlador adaptivo logran alcanzar en el sistema *WECS* una eficiencia del proceso *MPPT* mayor al 98% con respecto a su valor máximo teórico. Esto, sin requerir del uso de sensores mecánicos para la medición del viento y la velocidad rotacional de la *SWT* o algún metodo de comunicación adicional con la energía transferida al bus de corriente directa. De aquí, que se reclama la segunda contribución de esta tesis.

5.5.2 Sistema de Gestión de Energía

El desempeño de los filtros digitales durante la tarea rutinaria de eliminar *RNS* montado en las señales eléctricas v_{dc} , i_{bat} e i_{sc} , se puede apreciar en las Figs. 5.22 (a), (b) y (c), respectivamente. Este desempeño contribuye favorablemente en la operación del algoritmo *EMS*, así como en los demás sistemas de control del sistema *WECS*.

Al aplicar el pulso de P_{gen}/P_{dem} de la Fig. 5.23 (e) sobre el sistema WECS, el algoritmo EMS determina el valor de $I_{sc,ref}$ durante los transitorios de desbalance de energía, que de acuerdo con la Fig. 5.23 (b), se conforma por la suma de $f(mi_{bat})$ con $f(v_{dc,error})$. Este valor de $I_{sc,ref}$ conduce a que los supercapacitores suministren o absorban, en el bus de dc , picos de corriente de hasta los +3464 A y -3310 A, respectivamente. Además, de proporcionar una lenta respuesta transitoria, tal y como se indica en la Fig. 5.23 (c). De aquí, que en la Fig. 5.23 (d) se aprecia como la velocidad con que las baterías suministran o absorben corriente del bus de dc durante el transitorio, es reducida. Una vez terminado los transitorios, las baterías mantienen la potencia eléctrica necesaria para evitar desviaciones de estado estacionario y que los supercapacitores participen innecesariamente. A pesar de que el sistema WECS es sometido a un pulso de P_{gen}/P_{dem} que contiene considerables componentes de baja y alta frecuencia, los resultados previos demuestran una favorable participación de los supercapacitores y baterías durante el proceso de balance de energía. Por un lado, esta favorable participación conduce a una variación de voltaje en el bus de dc durante desbalances de energía de tipo transitorio, ver Fig. 5.23 (a), dentro del rango de los 860 a los 1110 volts con respecto al voltaje nominal del bus de dc ($v_{dc,nom} = 1000$ V). Por otro lado, las variaciones de voltaje durante el estado estacionario se mantienen dentro de un rango aceptable del $\pm 10\%$ (900 a 1100 volts) con respecto a $v_{dc,nom}$.

De acuerdo con la discusión de resultados de la Fig. 5.23, se deduce que el algoritmo EMS garantiza que las variaciones del voltaje en el bus de dc se encuentren cerca o dentro de una ventana aceptable del $\pm 14\%$ de $v_{dc,nom}$ durante desbalances de energía de tipo transitorio, mientras que para las de tipo de estado estacionario dentro del $\pm 10\%$. Esto para cualquier perfil de generación y demanda de potencia similar al de la Fig. 5.23 (e) o con un perfil con menor contenido de componentes de potencia de baja y alta frecuencia. De aquí, que en los siguientes dos párrafos se discute el rendimiento del algoritmo EMS propuesto frente a los algoritmos EMS-WCPL, FL-SISO [147] y LF-EMS [21] utilizando los perfiles de P_{gen}/P_{dem} de la Fig. 5.23 (e) y la Fig. 5.25 (e), respectivamente.

Como se puede observar en la Fig. 5.24 (c), durante un transitorio de desbalance de energía la velocidad de carga de las baterías vía el algoritmo EMS propuesto es de 14.87 kA/s mientras que para los algoritmos EMS-WCPL, FL-SISO [147] y LF-EMS [21] es de 24.97 kA/s, 28.28 kA/s y 51.50 kA/s, respectivamente. En este mismo orden que fueron mencionados, la velocidad de descarga de las baterías se mantiene en 7.22 kA/s, 10.54 kA/s, 14.86 kA/s y

30.40 kA/s, respectivamente. Estos resultados demuestran que el algoritmo *EMS* propuesto frente al algoritmo *LF-EMS* [21] y el algoritmo *FL-SISO* [147], logra una reducción de 3 y 1.9 veces la velocidad de carga/descarga de las baterías, respectivamente. Además, de lograr una reducción considerable de los picos de corriente en las baterías, ver Fig. 5.24 (c), así como de lograr una mayor participación inicial y transitoria de los SCs, ver Fig. 5.24 (b). Es fácil notar en esta última figura que la respuesta inicial de los SCs alcanzada con el algoritmo *EMS* propuesto es de al menos 1.46 y 1.65 veces superior a la respuesta inicial obtenida vía el algoritmo *LF-EMS* [21] durante la descarga y la carga de las baterías, respectivamente.

Los resultados anteriores, más específicamente a los relacionados con el algoritmo *EMS* propuesto, conducen a mantener las variaciones del voltaje del bus de *dc* frente a un transitorio de desbalance de energía dentro de una ventana del +11% y -14% con respecto a su valor nominal, ver Fig. 5.24 (a). Lo anterior implica que el algoritmo *EMS* propuesto logra mantener una ventana de variación del voltaje del bus de *dc* con valores de voltaje que van desde los 860 a los 1110 volts, mientras que en el algoritmo *LF-EMS* [21] esta ventana fluctúa dentro de los 700 a los 1380 volts (+38% y -30% con respecto a $v_{dc,nom}$). Por lo tanto, en comparación con el algoritmo *LF-EMS* [21], el algoritmo *EMS* propuesto logra reducir de 2 a 3 veces las variaciones de voltaje de tipo transitorias en el bus de *dc* ante repentinos y profundos cambios de generación y demanda.

En la Fig. 5.25 (c) se observa que con el algoritmo *EMS* propuesto se obtiene una favorable participación de los supercapacitores frente al algoritmo *LF-EMS* [21] durante el proceso de balance de energía. Resultando esto, en una disminución considerable de los picos de corriente de las baterías así como de la velocidad con que estas absorben o suministran energía en el bus de *dc*, ver Fig. 5.25 (d). De aquí, que las variaciones de error de v_{dc} de la Fig. 5.25 (b), alcanzadas mediante el algoritmo de gestión de energía propuesto, se mantienen dentro de los -138 a los +234 volts, mientras que en el algoritmo *LF-EMS* [21] están dentro de los -770 a los +412 volts. De acuerdo a estos resultados se deduce que con el algoritmo *EMS* propuesto y el algoritmo *LF-EMS* [21], las variaciones de error de v_{dc} se mantienen menores al $\pm 24\%$ y $\pm 77\%$ de $v_{dc,nom}$, respectivamente, durante desbalances de energía de tipo transitorio. Esto, demuestra que el algoritmo *EMS* propuesto logra una reducción significativa de al menos 1.7 a 5.5 veces las variaciones del voltaje en el bus de *dc*, ver Fig. 5.25 (a), que en comparación con el algoritmo *LF-EMS* [21]. En ambos algoritmos *EMS*, el error de

variaciones de v_{dc} se mantiene dentro de la ventana del $\pm 10\%$ de $v_{dc,nom}$ durante el estado estacionario de balance de energía.

La reducción significativa de variaciones de v_{dc} , permite que el inversor $dc-ac$ del sistema WECS opere, bajo un esquema de control de corriente, como una fuente de energía activa/reactiva con aceptable PQ . Además, de prescindir de un lazo externo de control de voltaje, el cual es convencionalmente utilizado para contribuir a la regulación de v_{dc} y la mitigación de sus variaciones. De aquí, que a continuación se discuten los parámetros de PQ alcanzados vía el efectivo balance de energía obtenido mediante el algoritmo *EMS* propuesto y el esquema de interconexión del sistema WECS (Fig. 4.1) con la red eléctrica convencional. Lo anterior, considerando el modo de balance de energía activado así como el perfil fluctuante y pulsante de P_{gen}/P_{dem} de la Fig. 5.26 (f), el cual contiene un significativo contenido de componentes de potencia de alta y baja frecuencia. Además, de considerar las condiciones de la carga no lineal, ver sus parámetros en Tabla 5.2, situada entre el inversor $dc-ac$ y la CPG.

Se puede notar en la Fig. 5.26 (a), que las variaciones del voltaje v_{dc} se mantienen dentro de una ventana del $\pm 12.19\%$ con respecto a su valor nominal durante los transitorios y el estado estacionario del proceso de balance de energía. Además, de que la frecuencia indicada en la Fig. 5.26 (b) y sus errores de variación indicados en la Fig. 5.26 (c) se mantienen la mayor parte del tiempo dentro de los límites establecidos por la norma NOM-EM-007 (± 0.3 Hz = $\pm 0.5\%$ de la f_{red}) y la norma *IEEE Std. 1159* (± 0.096 Hz = $\pm 0.16\%$ de la f_{red}). Adicionalmente, en las Figs. 5.26 (d) y (e) se demuestra que el voltaje de fase del inversor y sus errores de variación se encuentran dentro de los límites establecidos por la norma NOM-EM-007 (± 22 V = $\pm 10\%$ del $V_{f,red}$) y la norma *IEEE Std 1159* (± 11 V = $\pm 5\%$ del $V_{f,red}$).

Las variaciones aceptables de la frecuencia y del voltaje de fase del inversor $dc-ac$, así como su interfaz de control y filtros *RLC/LR*, permiten mantener un apropiado intercambio de flujo de potencia activa entre el inversor y la CPG. Además, de mantener un intercambio nulo de energía reactiva, tal y como se puede observar en la Fig. 5.27 (a). De aquí, que el voltaje [Fig. 5.27 (b)] y corriente [Fig. 5.27 (c)] de fase del inversor presenten un contenido de *THD*, durante los intervalos $I_{1,inv} - I_{11,inv}$, por debajo de los límites establecidos por las normas NOM-EM-007/*IEEE-Std. 1159* (6.5%/8%) y la normas NOM-EM-007/*IEEE-Std. 519* (15%), los cuales se indican en las Fig. 5.27 (d) y (e), respectivamente.

Las típicas formas de onda de los voltajes/corrientes trifásicas del inversor *dc-ac*, la carga no lineal y de la *CPG* durante la transición del intervalo $I_{8,inv}$ al $I_{9,inv}$ de la Fig. 5.27, se muestran en las Figs. 5.28 (a)/(b), (c)/(d) y (e)/(f), respectivamente. Es fácil notar que las corrientes trifásicas del inversor se mantienen dentro de los parámetros de *PQ* que fueron previamente discutidos, mientras que las corrientes trifásicas de la red eléctrica convencional se ven severamente afectadas por la carga no lineal. Además, que durante ambos intervalos los voltajes trifásicos del inversor se encuentran ligeramente desfasados con los voltajes trifásicos de la *CPG*. Esto conduce a un intercambio favorable del flujo de potencia activa que se tiene entre el inversor y la *CPG*, tal y como se indicó previamente en la Fig. 5.27 (a). Adicionalmente, es fácil notar que tiempo después de que ocurre la transición del intervalo $I_{8,inv}$ al $I_{9,inv}$, la demanda de picos de corriente en la *CPG* (debido a la carga no lineal) empieza a disminuir, ver rectángulo azul de la Fig. 5.28 (f). Esto resulta, en un impacto positivo en la reducción de los armónicos en la *CPG*. Este comportamiento, es debido principalmente al aumento de potencia activa del inversor *dc-ac* hacia la *CPG*. De aquí, que el inversor mediante un enfoque de control adecuado puede dedicarse a tareas relacionadas con el sistema eléctrico, tales como la estabilización local de su frecuencia y voltaje, o bien, para la mitigación de armónicos.

No solo el inversor puede utilizarse en tareas relacionadas con la *CPG*, sino también puede utilizarse en tareas relacionadas con el sistema *HESS*, tales como realizar acciones relacionadas a mantener sus niveles de estado de carga dentro de rangos definidos al mismo tiempo que se mantenga el balance de energía en el sistema *WECS*. De aquí, que en la Fig. 5.29 se muestra el desempeño alcanzado del algoritmo *EMS* propuesto frente a la transición de sus diferentes modos de operación relacionados con el estado de carga de los sistemas de almacenamiento de energía que conforman al sistema *HESS*. En la Fig. 5.29 (a) se puede observar que durante el modo de carga de las baterías, estas reciben un valor constante establecido por el usuario de 600 amperes mientras que la corriente en los *SCs* se mantiene en cero, ver Figs. 5.29 (a) y (b). Similarmente, durante el modo de carga de los *SCs*, su corriente se mantiene en un valor constante de 600 amperes al mismo tiempo que la corriente de las baterías se mantiene en cero. Dentro de estos dos modos de operación, el balance de energía se mantiene mediante el control de la potencia activa del inversor *dc-ac* vía el algoritmo *EMS* propuesto y las diferentes interfaces de control del sistema *WECS*. En el modo de sobrecarga de las baterías y *SCs* se transfiere la mayor parte del tiempo energía hacia la red eléctrica convencional al mismo tiempo que se mantiene el balance de energía mediante el

algoritmo *EMS*, tal y como se puede apreciar en las Figs. 5.29 (a), (b) y (d). Durante la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS*, el error de variaciones de frecuencia del inversor se mantienen casi siempre dentro de la ventana establecida por la norma NOM-EM-007 ($\pm 0.3 \text{ Hz} = \pm 0.5\%$ de la f_{red}) y la norma *IEEE Std. 1159* ($\pm 0.096 \text{ Hz} = \pm 0.16\%$ de la f_{red}), ver Fig. 5.29 (c). De forma similar, en la Fig. 5.29 (e) se puede apreciar que el error de variaciones del voltaje de fase del inversor se mantiene de entre los -2.268 a los -6.3036 V_{rms} , muy por debajo de la ventana establecida por la norma NOM-EM-007 ($\pm 22 \text{ V} = \pm 10\%$ del $V_{f,red}$) y la norma *IEEE Std. 1159* ($\pm 11 \text{ V} = \pm 5\%$ del $V_{f,red}$). Durante todos los modos de operación la turbina eólica se mantiene operando en modo *MPPT* con el fin de contribuir a garantizar una carga constante en el sistema *HESS*, el balance de energía o bien transferir la energía eólica a la *CPG*. Todos los resultados anteriores conducen a un intercambio favorable de potencia activa/reactiva entre el inversor y la red eléctrica convencional durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS* propuesto, tal y como se muestra en la Fig. 5.29 (e). Adicionalmente, el algoritmo *EMS* propuesto y el esquema de control de corriente del inversor permiten mantener los parámetros de calidad de energía del inversor del sistema *WECS* dentro de valores aceptables durante cada modo de operación del algoritmo, tal y como se puede apreciar en la Tabla 5.3.

Finalmente, en la Tabla 5.4 se puede apreciar que en comparación con los algoritmos *FL-SISO* [147] y *LF-EMS* [21], el algoritmo *EMS* propuesto permite reducir los ciclos de carga y descarga de las baterías en un 2.06% y 3.57%, respectivamente, al mismo tiempo que la capacidad de carga se mantiene ligeramente superior. También se puede apreciar en los dos últimos renglones de la Tabla 5.4, que a menor profundidad de descarga en las baterías menor es la cantidad de sus ciclos de carga/descarga al mismo tiempo que su capacidad de carga aumenta de forma considerable.

Estos últimos resultados demuestran que el algoritmo *EMS* propuesto conduce a un impacto positivo en la vida útil de las baterías en términos de su capacidad de carga y su cantidad de ciclos de carga/descarga.

La Tabla 5.6 muestra un concentrado de resultados del algoritmo *EMS* propuesto frente a los algoritmos *EMS-WCPL*, *FL-SISO* [147] y *LF-EMS* [21] considerando el modo de balance de energía. Los resultados con relación al voltaje máximo ($v_{dc,max}$) y mínimo ($v_{dc,min}$) del bus de *dc*, la corriente máxima ($i_{sc,max}$) y mínima ($i_{sc,min}$) de los *SCs* así como la velocidad de carga

($V_{e,c,bat}$) y descarga ($V_{e,d,bat}$) de las baterías; se realizaron con base en las gráficas de la Fig. 5.24. Los tiempos de ejecución (T_{ejec}) mediante las gráficas de la Fig. 4.12.

Tabla 5.6. Concentrado de resultados del algoritmo *EMS* propuesto frente a los algoritmos *EMS-WCPL*, *FL-SISO* [147] y *LF-EMS* [21] considerando el modo de balance de energía.

Algoritmo	$V_{dc,max}/V_{dc,min}$ vs. $V_{dc,nom}$	$i_{sc,max}$	$i_{sc,min}$	$V_{e,c,bat}$	$V_{e,d,bat}$	T_{ejec} (84 MHz)
<i>EMS</i> -Propuesto	+11.10%/-14.00%	3464 A	3310 A	14.87 kA/s	7.22 kA/s	≈ 5 ms (9 Reglas)
<i>EMS-WCPL</i>	+14.10%/-15.40%	2802 A	2660 A	24.97 kA/s	10.54 kA/s	≈ 3 ms (5 Reglas)
<i>FL-SISO</i> [147]	+11.00%/-13.90%	3029 A	2646 A	28.28 kA/s	14.86 kA/s	≈ 3 ms (5 Reglas)
<i>LF-EMS</i> [21]	+38.00%/-30.00%	2091 A	2266 A	51.50 kA/s	30.40 kA/s	--

Basados en los hallazgos previos así como en las Tablas 5.3, 5.4 y 5.6, se reclama la cuarta y quinta contribución de esta tesis.

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES

En este proyecto de tesis, el objetivo principal fue desarrollar un algoritmo *EMS* capaz de mantener un efectivo balance de energía en un sistema *WECS* de 1 MW con un sistema híbrido de almacenamiento de energía conformado por baterías y supercapacitores. Como se analizó anteriormente, en los últimos años los investigadores han propuesto diversos algoritmos *EMS* con base en diferentes enfoques para mantener el balance de energía en diversas aplicaciones. La mayoría de esos algoritmos fueron diseñados considerando enfoques de alta complejidad. Además, de que su efectividad y desempeño no fue demostrada frente a escenarios que consideren perfiles de generación y demanda de potencia eléctrica de tipo pulsantes rectangulares bipolares libres de *offset dc*. No considerar este tipo de escenarios puede conducir a situaciones de oscilación e inestabilidad en el sistema *WECS* frente a severos perfiles de generación y demanda eléctrica con alto contenido de componentes de potencia de alta y baja frecuencia. También se encontró, que estos algoritmos no centran la atención en la calidad de energía del sistema *WECS* al mismo tiempo que una operación *MPPT* de la turbina eólica durante los modos de operación y transición del algoritmo *EMS*.

A diferencia de las propuestas presentadas por los investigadores, en este proyecto de tesis, se propuso un enfoque diferente y de baja complejidad en el diseño del algoritmo *EMS*. Este enfoque consistió en la combinación de un sistema difuso con una máquina de estados. El sistema difuso analiza el comportamiento de la pendiente de corriente de las baterías para controlar la $V_{e,c/d}$ del sistema *HESS* y la máquina de estados automatiza tres modos de operación adicionales: sobrecarga del sistema *HESS*, carga de los *SCs*. Los resultados derivados de simulación, demostraron que el balance de energía se alcanzó con efectividad durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS* al mismo tiempo que se mantuvo una operación *MPPT* de la turbina eólica. La efectividad del algoritmo *EMS* propuesto se logró a pesar de que el sistema *WECS* fue sometido a severos perfiles de generación y demanda de potencia eléctrica, así como a condiciones de ruido aleatorio montado en las señales eléctricas del sistema. Además, de que el flujo de la potencia eléctrica del inversor hacia la *CPG*, se alcanzó con una aceptable calidad de energía. De acuerdo con el objetivo particular de esta tesis, también se propusieron tres enfoques originales en el diseño del algoritmo *MPPT*, el cual se integró con un controlador adaptivo. Se obtuvo una baja

complejidad computacional del algoritmo *MPPT* basado en el enfoque de redes neuronales y del sistema difuso. Los resultados de simulación demostraron un eficiente proceso *MPPT* libre de sensores mecánicos.

Como resumen de los enfoques propuestos para los algoritmos *MPPT* y *EMS*, tenemos:

El primer enfoque utilizado en el algoritmo *MPPT* se le nombró como *CV-MPPT* y se presentó en la sección 3.3.1. Este enfoque utiliza una estrategia con base en el desarrollo del modelo matemático del sistema *WECS* (conformado de una *SWT* conectada a un puente de diodos trifásico vía un generador *PMSG*) para imponer trayectorias óptimas de voltaje que relacionan las variables eléctricas y mecánicas del sistema *WECS*. Como resultado de esto, el rastreo del máximo punto de potencia de la *SWT* puede ser alcanzado mediante mediciones eléctricas, prescindiendo de esta forma de algún tipo de sensor mecánico. Uno de los trabajos más cercanos a esta estrategia, impone una trayectoria óptima de corriente, $i_{o,opt}$, en función al voltaje, v_o , de salida del *3P-DR*. Luego, la corriente $i_{o,opt}$ es rastreada por un lazo de control de corriente, el cual es linealizado en un punto de operación, para forzar a la *SWT* a operar cerca de su máximo punto de potencia. A diferencia de este trabajo y partiendo del modelo del sistema *WECS*, se obtuvo un algoritmo para estimar la velocidad rotacional, Ω_m , de la *SWT* en función a i_o , v_o , y $V_{línea}$ así como imponer una trayectoria óptima para el voltaje, $v_{o,opt}$, de salida del *3P-DR* en función de la Ω_m . El valor de $v_{o,opt}$ es dividido por i_o para determinar a la resistencia óptima, R_{opt} , de salida del *3P-DR*. Luego el $v_{o,opt}$ y la R_{opt} son utilizados por un controlador adaptivo para rastrear el máximo punto de potencia de la *SWT* y contribuir con la estabilidad en el sistema *WECS* durante el rastreo ante un amplio rango de velocidades de viento, es decir para diferentes puntos de operación, y condiciones de ruido eléctrico. Como resultado de esto, se alcanzó una eficiencia en el proceso *MPPT* del 99.63% frente a su valor máximo teórico. Lo anterior bajo una operación libre de sensores mecánicos.

Estimar la velocidad Ω_m de la *SWT* en función de i_o , v_o y $V_{línea}$ utilizando modelo analítico del sistema *WECS*, conduce a un esfuerzo computacional de consideración. Esto, debido principalmente a que la solución de la estimación de Ω_m se realiza mediante iteraciones. Esto fue solucionado en el enfoque *CV-MPPT* mediante dos alternativas. La primera consistió en construir una trayectoria que determina a Ω_m en función de i_o mediante la solución de la velocidad Ω_m , en función de i_o , v_o y $V_{línea}$, en simulación utilizando el método de iteraciones. La segunda alternativa consistió en utilizar inteligencia computacional basada en redes

neuronales para estimar a Ω_m en función de i_o y v_o . De aquí, que al combinar la inteligencia computacional con la trayectoria óptima de voltaje $v_{o,opt}$ impuesta mediante el enfoque CV-MPPT surge el segundo enfoque que se utilizó en el algoritmo MPPT, el cual fue llamado como enfoque CI-MPPT.

El enfoque CI-MPPT, explicado en la sección 3.3.2, utiliza un enfoque de redes neuronales modulares tipo perceptrón multicapa y el modelo matemático del sistema WECS para relacionar las variables eléctricas y mecánicas del sistema. Luego, con base en esta relación y la trayectoria óptima de $v_{o,opt}$, la SWT puede ser llevada a operar en su punto máximo de potencia. Comúnmente, la implementación de este tipo de enfoques en el algoritmo MPPT requiere del uso de uno o más sensores mecánicos, así como de un elevado número de neuronas. El uso de sensores mecánicos conduce a una implementación impráctica del algoritmo MPPT para sistemas WECS pequeños (400W). Adicionalmente, un número elevado de neuronas incrementa el tiempo de ejecución del algoritmo MPPT, lo que conduce a un impacto negativo en su complejidad computacional. Con la implementación del enfoque modular MLP, el cual se diseñó con base en los modos de conducción de corriente del 3P-DR, fue posible obtener un nuevo modelo para estimar la Ω_m en función de i_o y v_o . Eliminando por completo el uso de sensores mecánicos y reduciendo el número de neuronas en el modelo modular MLP. La velocidad Ω_m estimada por el enfoque modular MLP es utilizada para determinar la trayectoria óptima de voltaje, $v_{o,opt}$, la cual se obtuvo en el enfoque CV-MPPT. Luego, se determina R_{opt} mediante la división de $v_{o,opt}$ entre i_o . El valor de $v_{o,opt}$ y R_{opt} son utilizados por el controlador adaptivo para contribuir con la estabilidad en el sistema WECS durante el proceso de rastreo del máximo punto de potencia de la SWT. A pesar, de que el sistema WECS se sometió a un perfil de viento con un amplio rango de velocidades y a condiciones de ruido eléctrico, el algoritmo MPPT basado en el enfoque CI-MPPT logró alcanzar una eficiencia del 99.04% en el proceso MPPT frente a su valor máximo teórico. Lo anterior bajo una operación libre de sensores mecánicos.

El tercer enfoque utilizado en el algoritmo MPPT se presentó en la sección 3.3.3 y su diseño se basó en un sistema difuso. De aquí, que a este enfoque se le dio el nombre de FL-MPPT. A diferencia de las metodologías utilizadas en los enfoques CV-MPPT e CI-MPPT, este tipo de enfoque permite diseñar modelos matemáticos que relacionan las variables eléctricas y mecánicas del sistema WECS basados en la experiencia del diseñador. Esto, sin requerir del conocimiento previo de modelos matemáticos complejos del sistema WECS así como de sus

parámetros eléctricos. Estas relaciones, obtenidas vía el modelo del sistema difuso, pueden utilizarse para obtener el máximo punto de potencia de la *SWT*. Por un lado, algunos autores consideran viable diseñar este tipo de enfoques para el algoritmo *MPPT* contemplando los parámetros eléctricos del sistema *WECS* o incluso variables que requieran ser medidas mediante sensores mecánicos. Por otro lado, es común que el número de reglas utilizadas en el modelo matemático del sistema difuso sea mayor a 25. El uso de parámetros eléctricos obliga a reajustar con el paso del tiempo el modelo del sistema difuso, debido a la degradación natural de los componentes electro-mecánicos del sistema *WECS*. El uso de sensores mecánicos y un número elevado de reglas conducen a una implementación impráctica para sistemas *WECS* pequeños (400W), así como de elevar el coste computacional del algoritmo. La consideración del comportamiento de la pendiente en la curva típica de potencia de un sistema *WECS*, permitió obtener un modelo difuso para estimar la trayectoria óptima $v_{o,opt}$ en función de i_o y v_o . Eliminando por completo el uso de sensores mecánicos, el reajuste del modelo difuso, así como obtener un sistema difuso de solo 21 reglas. Al igual que en los enfoques *CV-MPPT* e *CI-MPPT*, el controlador adaptivo procesa el valor $v_{o,opt}$ para forzar a la *SWT* a operar en su punto de máxima potencia y contribuir con la estabilidad en el sistema *WECS*. La eficiencia obtenida del proceso *MPPT*, vía el enfoque *FL-MPPT*, fue del 98.44% frente a su valor máximo teórico. Lo anterior bajo una operación libre de sensores mecánicos.

El rastreo de la trayectoria óptima de voltaje, $v_{o,opt}$, u otra trayectoria ($i_{o,opt}$, $\Omega_{m,opt}$, λ_{opt} , entre otras) mediante un controlador, es una tarea sumamente crítica para lograr el *MPP* de una turbina eólica y contribuir con la estabilidad en el sistema *WECS*. Comúnmente, el controlador *PI* es el esquema de control más ampliamente utilizado para rastrear estas trayectorias. Sin embargo, estos controladores suelen ser linealizados en un punto de operación específico, es decir para una velocidad de viento específica. Considerando que la naturaleza del viento es estocástica, un controlador linealizado en un punto de operación no garantiza el obtener el mínimo margen de fase de 30° y ganancia de 10 dB para mitigar las oscilaciones y sobrepasos en el sistema *WECS* durante el proceso de rastreo de la trayectoria óptima. Estas oscilaciones y sobrepasos pueden propagarse en los sistemas de potencia, la carga y/o la turbina eólica causando daños irreversibles. Un algoritmo que sea capaz de adaptar los parámetros del controlador durante el proceso de rastreo de la trayectoria óptima, puede ayudar a superar esta problemática. En este sentido, se han diseñado algoritmos que utilizan diferentes enfoques, tales como: lógica difusa, modos deslizantes y la regla de *MIT*. A diferencia de estos

enfoques, se desarrolló un algoritmo basado en un enfoque de cancelación de ganancias, polos y ceros del sistema a controlar considerando el valor de R_{opt} en el modelo matemático del convertidor *dc-dc* Boost en tiempo discreto y los criterios de estabilidad de Bode. Este enfoque permitió adaptar los parámetros de un controlador conformado por un lazo externo e interno de control digital *PID* con filtro derivativo de primer orden. A pesar de que el sistema *WECS* se sometió a un perfil de viento estocástico y a condiciones de ruido eléctrico, el algoritmo propuesto en el controlador adaptivo logró alcanzar en los tres enfoques diseñados para el algoritmo *MPPT*, un rastreo de la trayectoria $v_{o,opt}$ libre de oscilaciones y sobrepasos con una precisión menor al $\pm 8\%$.

El algoritmo *EMS*, presentado en el Capítulo 4, se diseñó mediante un enfoque basado en la combinación de un sistema difuso con una máquina de estados para mantener un proceso efectivo de balance de energía de un sistema *WECS* con sistema híbrido de almacenamiento de energía compuesto de baterías y supercapacitores. Lo anterior, durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS*. De acuerdo con el análisis de literatura presentado en el Capítulo 2, existen tres principales enfoques, o bien, técnicas *EMS*: básicas, basadas en reglas y en optimización. En el diseño de un algoritmo *EMS* vía las técnicas básicas no se requiere del conocimiento previo del modelo matemático del sistema *WECS* ni del conocimiento del perfil de generación y demanda de potencia eléctrica, además, este tipo técnicas conducen a algoritmos *EMS* fáciles de implementar en tiempo real y de baja complejidad computacional. Sin embargo, este tipo de técnicas ofrecen un control limitado del proceso de balance de energía y no consideran cuestiones relacionadas con la vida útil de los sistemas *ESS*. Dentro de las técnicas *EMS* basadas en reglas, existen algoritmos de *B/M-L*, donde sus reglas se implementan vía máquinas de estados, estructuras condicionales “*if-then*” y/o tablas de búsqueda. Este tipo de técnicas *EMS*, además de que sí consideran cuestiones relacionadas con la vida útil de los sistemas *ESS* y que ofrecen un control razonable de balance de energía, también presentan las mismas ventajas que las técnicas *EMS* básicas. Sin embargo, la transición entre las reglas de este tipo de técnicas es de carácter rígido, lo cual causa considerables oscilaciones al sistema *WECS* durante su balance de energía. Además, las tablas de búsqueda requieren de un alto espacio de memoria y de tiempo para realizar estimaciones de variables con alta precisión. Adicionalmente, los algoritmos de *B/M-L*, tienen que ser reajustados debido a la constante degradación natural de los componentes electro-mecánicos del sistema *WECS*. Las técnicas *EMS* basadas en optimización, conducen

al diseño de algoritmos *EMS* inteligentes que permiten un sobresaliente control del proceso de balance de energía al mismo tiempo que consideran cuestiones relacionadas con la vida útil de los sistemas *ESS*. Sin embargo, este tipo de técnicas suelen incrementar la complejidad del algoritmo *EMS*. Además, el diseño de algoritmos *EMS* basados en técnicas de optimización puede requerir del conocimiento previo de modelos matemáticos complejos del sistema *WECS* así como de sus perfiles de generación y demanda eléctrica. Profundizando en el análisis de literatura se descubrió que estas problemáticas se han tratado de superar mediante algoritmos *EMS* diseñados vía enfoques basados en sistemas difusos. Sin embargo, las siguientes problemáticas fueron encontradas en estos enfoques. La mayoría de estos algoritmos *EMS* presentan una alta complejidad computacional, o bien tiempo largo de ejecución del algoritmo, debido a que los sistemas difusos utilizados fueron de tipo *MISO* o *MIMO*. El desempeño y efectividad de estos algoritmos no fue demostrado bajo una demanda y generación de tipo pulsante y bipolar con forma rectangular libre de *dc offset*. Ninguno de estos algoritmos *EMS* centran la atención en la calidad de la energía del sistema renovable, es decir rangos aceptables de frecuencia, voltaje y armónicos, al mismo tiempo que una operación *MPPT* de la fuente renovable durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS*. Por último, no considerar en el diseño del algoritmo *EMS* información del estado transitorio de balance de energía, las pérdidas de potencia de los convertidores *dc-dc* bidireccionales así como un método de normalización de las salidas del sistema difuso con base en la respuesta transitoria del balance de energía, también causa un impacto negativo en el balance de energía y cuestiones relacionadas con la vida útil de los sistemas *ESS*.

Para superar las problemáticas anteriores, se propuso utilizar en el diseño del algoritmo *EMS* un sistema difuso tipo *MIMO* de 9 reglas, en las cuales se consideró las pérdidas de potencia de los convertidores *dc-dc* bidireccionales. La salida de este sistema difuso se normalizó con base en la respuesta transitoria del balance de energía y se adicionó al error de variaciones de v_{dc} para aumentar la respuesta inicial de los *SCs* durante un desbalance de energía de tipo transitorio. En este sistema difuso solo se analizó como una única entrada, la pendiente de corriente de las baterías. Por todo lo anterior, se logró obtener respuesta sobresaliente durante desbalances de energía del sistema *WECS* de tipo transitorio. Este sistema difuso se combinó con una máquina de estados, la cual permitió coordinar el sistema difuso con las diferentes interfaces de control del sistema *WECS* para mantener rangos definidos de estado de carga de los sistemas *ESS*. Las entradas a esta máquina de estados

fueron dos, las cuales corresponden a los estados de carga de los sistemas *ESS*. Esta combinación también permitió mantener una baja complejidad computacional en el algoritmo *EMS*. Adicionalmente, la combinación del sistema difuso con la máquina de estados en el algoritmo *EMS* permitió centrar la atención en la calidad de energía del sistema renovable al mismo tiempo que lograr una operación *MPPT* de la fuente renovable durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo.

Para probar la efectividad del algoritmo *EMS* propuesto, el sistema *WECS* fue severamente sometido bajo diferentes perfiles de generación y demanda eléctrica así como a condiciones de ruido eléctrico. El enfoque utilizado en el algoritmo *EMS* logró mitigar, frente a un algoritmo *EMS* que utiliza la técnica *EMS* de filtrado lineal (llamado algoritmo *LF-EMS*) y otro que utiliza un sistema difuso *SISO* (llamado algoritmo *LF-SISO*), los desbalances de energía de tipo transitorio y de estado estacionario. Estos desbalances se manifiestan como oscilaciones y/o desviaciones de voltaje en el enlace v_{dc} , con respecto a su voltaje nominal ($v_{dc,nom}$), del sistema *WECS*. En comparación con el algoritmo *LF-EMS* y *LF-SISO*, el algoritmo *EMS* propuesto logró reducir de 3 y 1.9 veces la velocidad de carga/descarga de las baterías durante un transitorio del modo de balance de energía, respectivamente, al mismo tiempo que reducir los picos de corriente en las baterías e incrementar la participación inicial y transitoria de los SCs. Estos resultados permitieron mantener las variaciones de v_{dc} dentro de una ventana del $\pm 14\%$ de $v_{dc,nom}$ durante el transitorio de desbalance de energía, la cual resultó de 2 a 3 veces menor a la ventana obtenida con el algoritmo *LF-EMS*. Durante el estado estacionario de balance de energía las variaciones de v_{dc} se mantuvieron muy por debajo de una ventana del $\pm 10\%$ de $v_{dc,nom}$.

El proceso efectivo de balance de energía alcanzado en el sistema *WECS* mediante el algoritmo *EMS* propuesto así como los filtros *RLC/LR* y el esquema de control de corriente del inversor *dc-ac*, permitió un intercambio de flujo de potencia activa entre el inversor y la *CPG* con una aceptable calidad de energía durante y la transición de los diferentes modos de operación del algoritmo *EMS*. Esta aceptable calidad de energía aseguró las siguientes condiciones de operación del sistema *WECS*. Las variaciones de v_{dc} también se mantuvieron dentro de la ventana del $\pm 14\%$ de $v_{dc,nom}$. La frecuencia del inversor se mantuvo casi siempre dentro de los límites establecidos por las normas NOM-EM-007 ($\pm 0.5\%$ de la f_{red}) e *IEEE Std* 1159 ($\pm 0.16\%$ de la f_{red}). Las variaciones de voltaje del inversor no sobrepasaron los límites establecidos en la normas NOM-EM-007 ($\pm 10\%$ del $V_{f,red}$) e *IEEE Std* 1159 ($\pm 5\%$ del $V_{f,red}$).

La distorsión armónica total del voltaje del inversor no sobrepasó los límites establecidos por las normas NOM-EM-007 (6.5%) e *IEEE Std. 1159* (8%), mientras que el factor *THD* en la corriente del inversor se mantuvo dentro de los límites establecidos por las normas NOM-EM-007 (15%) e *IEEE Std. 519* (15%). Por último, se demostró que en comparación con los algoritmos *FL-SISO* y *LF-EMS*, el algoritmo *EMS* propuesto permitió reducir los ciclos de carga y descarga de las baterías en un 2.06% y 3.57%, respectivamente; al mismo tiempo que la capacidad de carga se mantuvo ligeramente superior. Estos últimos resultados combinados con un rango definido del estado de carga de los sistemas *ESS* conducen a un impacto positivo en su vida útil.

6.2 Trabajo Futuro

Por un lado, los enfoques propuestos en el algoritmo *MPPT* (establecer modelos matemáticos del sistema *WECS*, el enfoque modular *MLP* y la introducción del comportamiento de la pendiente de la curva típica de potencia de un sistema *WECS* en un sistema difuso) se pueden aplicar a sistemas *WECS* pequeños (400 W) con base en otros tipos de generadores eléctricos para realizar el seguimiento del *MPP* de la turbina eólica. Esto daría como resultado un algoritmo *MPPT* de baja complejidad computacional al mismo tiempo que conseguir un eficiente proceso *MPPT* libre de sensores mecánicos. Además, que resultaría en una práctica implementación en tiempo real sin necesidad de programar tareas de mantenimiento debido al uso de sensores mecánicos.

Por otro lado, el enfoque propuesto en el algoritmo *EMS* (la combinación del sistema difuso con la máquina de estados) se puede utilizar como estrategia de gestión de energía de cualquier sistema de energía renovable, u otra aplicación que se encuentre hibridada con sistemas de almacenamiento de alta densidad de potencia y energía. Esto conduciría a un apropiado balance de energía y una implementación del algoritmo *EMS* de baja complejidad computacional, Además, de una apropiada calidad de energía del sistema renovable durante y la transición de los modos de operación del algoritmo *EMS*.

6.3 Publicaciones

Las publicaciones derivadas de esta investigación, se listan a continuación:

“Estrategias de Control en la Calidad de Energía para Fuentes Renovables: Una Revisión,” *Revista Congreso Nacional de Mecatrónica, Tecnologías de la Información Agrícola (CONAMTI)*, vol. 4, no. 7, pp. 34–40, 2017, ISSN 2395-8510.

“Control and Energy Management System Techniques in Renewable Sources: A Brief Review,” *14th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, Cholula México, 2018, pp. 139-145, ISBN 978-1-5386-7428-4.

“Aerodynamic Frequency Domain Model for Evaluating Small Wind Turbines,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans USA, 2020, pp. 3276-3281, ISBN 978-1-7281-4829-8.

“Mechanical Sensorless MPPT Algorithm for Wind Energy Conversion System using Modular Multilayer Perceptron and Processor-in-the-Loop Approach,” *Electric Power Systems Research de Elsevier*, vol. 186, pp. 106409, 2020, ISSN: 0378-7796.

GLOSARIO

Siglas y Términos

(s)	Representación de variables eléctricas/mecánicas y sistemas en la frecuencia
(t)	Representación de variables eléctricas/mecánicas y sistemas en tiempo continuo
(z)	Representación de variables eléctricas/mecánicas y sistemas en tiempo discreto
[k], [k-1]	Representación del tiempo de muestreo actual y el anterior de una variable
ac	Corriente alterna (<i>alternating current</i>)
act	Sistemas de almacenamiento de energía que se encuentra en conexión activa (<i>active</i>)
ADC	Convertidor analógico digital (<i>Analog to Digital Converter</i>)
AFLC	Controlador de lógica difuso adaptivo (<i>Adaptive Fuzzy Logic Controller</i>)
ANN	Red neuronal artificial (<i>Artificial Neural Network</i>)
ARMA	Modelo auto regresivo con media móvil (<i>AutoRegressive Moving Average Models</i>)
ARTC	Control adaptivo en tiempo real (<i>Adaptive Real-Time Control</i>)
BRP	Pulsos rectangulares bipolares (<i>Bipolar Rectangular Pulses</i>)
BSA	Algoritmo de búsqueda de retroceso (<i>Backtracking Search Algorithm</i>)
BTB	Conversión ac/dc/ac (<i>Back-To-Back</i>)
B/M-L	Lógica bivaluada/multivaluada (<i>Bivalued/Multivalued Logic</i>)
CCM	Modo continuo de conducción (<i>Continuous Conduction Mode</i>)
C _{nl}	Carga no lineal
CPG	Red eléctrica convencional (<i>Conventional Power Grid</i>)

CT	Conmutación de voltajes (<i>Commutation of Voltages</i>) del generador síncrono de imanes permanentes
d	Ciclo de trabajo (<i>Duty Cycle</i>)
DAC	Convertidor de señales digitales a analógicas (<i>Digital to Analog Converter</i>)
dc	Corriente directa (<i>direct current</i>)
DC Offset	Componente de corriente continua
DCM	Modo discontinuo de conducción (<i>Discontinuous Conduction Mode</i>)
Dco	Control por caída (<i>Droop Control</i>)
DFG	Generador de combustible 166urbin (<i>Diesel-Fueled Generator</i>)
DG	Generación distribuida (<i>Distributed Generation</i>)
DOD	Profundidad de descarga (<i>Depth of Discharge</i>)
DP	Programación dinámica (<i>Dynamic Programming</i>)
DPWM	Modulador de ancho de pulso digital (<i>Digital Pulse Width Modulation</i>)
EG	Generador eléctrico (<i>Electric Generator</i>)
EMD	Modo de descomposición empírica (<i>Empirical Mode Decomposition</i>)
EMF	Fuerza electromotriz (<i>Electromotive Force</i>)
EMS	Sistema de gestión de energía (<i>Energy Management System</i>)
ESS	Sistemas de almacenamiento de energía (<i>Energy Storage Systems</i>)
FC	Celda de combustible (<i>Fuel Cell</i>)
FEMD	Descomposición difusa de forma empírica (<i>Fuzzy Empirical Mode Decomposition</i>)
FL	Lógica difusa (<i>Fuzzy Logic</i>)
GA	Algoritmos genéticos (<i>Genetic Algorithm</i>)
GH	Sistema de generación de hidrógeno (<i>GH, Generator of Hydrogen</i>)
GM	Margen de ganancia (<i>Gain Margin</i>)
GNG	Gas neuronal creciente (<i>Growing Neural Gas</i>)

<i>GRBFN</i>	Red de función de base radial gaussiana (<i>Gaussian Radial Basis Function Network</i>)
<i>GRCO</i>	Corte de la relación de oro (<i>Gold Ratio Cut Off</i>)
<i>h</i>	Armónico
<i>HESS</i>	Sistema híbrido de almacenamiento de energía (<i>Hybrid Energy Storage System</i>)
$I_{1,inv}, \dots, I_{11,inv}$	Representación de regiones en el tiempo en las señales eléctricas de un sistema de corriente alterna
$i_{a1}-i_{a12}$ y $v_{a1}-v_{a12}$	Representación de intervalos en una forma de onda de corriente y voltaje de fase del generador síncrono de imanes permanentes
<i>CI</i>	Inteligencia Computacional (<i>Computational Intelligence</i>)
<i>IG</i>	Generador de inducción (<i>Induction Generator</i>)
<i>IPSO</i>	Optimización mejorada del enjambre de partículas (<i>Improved Particle Swarm Optimisation</i>)
<i>KVL</i>	Ley de voltajes de Kirchhoff (<i>Kirchhoff Voltage Laws</i>)
<i>LF</i>	Filtrado lineal (<i>Linear Filtering</i>)
<i>Li-on</i>	Iones de litio (<i>Lithium-ion</i>)
<i>LP</i>	Programación lineal (<i>Lineal Programming</i>)
<i>LPF</i>	Filtro pasa-bajas (<i>Low-Pass Filter</i>)
<i>LR</i>	Inductivo Resistivo
<i>MSIES</i>	Sensores Mecánicos y/o eléctricos (<i>Mechanical Sensors/Electrical Sensors</i>)
<i>MIMO</i>	Múltiples entradas, 167urbine167s salidas (<i>Multiple Input, Multiple Output</i>)
<i>MISO</i>	Múltiples entradas, salida única (<i>Multiple Input, Single Output</i>)
<i>MIT</i>	Instituto de Tecnología de Massachusetts (<i>Massachusetts Institute of Technology</i>)

<i>MLP</i>	Redes neuronales modulares tipo perceptrón multilcapa (<i>Multilayer Perceptron</i>)
<i>MOL</i>	Controlador de pérdida óhmica mínima (<i>Minimum Ohmic Loss</i>)
<i>MPC</i>	Modelo de control predictivo (<i>Model Predictive Control</i>)
<i>MPP</i>	Punto de máxima de potencia (<i>Maximum Power Point</i>)
<i>MPPT</i>	Seguimiento del punto de máxima potencia (<i>Maximum Power Point Tracker</i>)
<i>N</i>	Negativo (<i>Negative</i>)
<i>NARX</i>	Redes neuronales basadas en el método autoregresivo no lineal con entrada externa (<i>Nonlinear Autoregressive with External Input</i>)
<i>NB</i>	Negativo grande (<i>Negative Big</i>)
<i>NCM</i>	Modo de no conducción (<i>Non-Conduction Mode</i>)
<i>NF</i>	Neuro difusos (<i>Neuro-Fuzzy</i>)
<i>NM</i>	Negativo mediano (<i>Negative Medium</i>)
<i>NMPC</i>	Modelo de control predictivo no lineal (<i>Nonlinear Model Predictive Control</i>)
<i>NS</i>	Negativo pequeño (<i>Negative Small</i>)
<i>P</i>	Positivo (<i>Positive</i>)
<i>P&O</i>	Control por perturbación y observación (<i>Perturbation and Observation</i>)
<i>pas</i>	Sistemas de almacenamiento de energía que se encuentra en conexión pasiva (<i>passive</i>)
<i>3P-DR</i>	Puente de diodos trifásico (<i>Three-Phase Diode Rectifier</i>)
<i>PB</i>	Positivo grande (<i>Positive Big</i>)
<i>PI</i>	Proporcional integral (<i>Proportional Integral</i>)
<i>PID</i>	Proporcional integral derivativo (<i>Proportional Integral Derivative</i>)
<i>PIL</i>	Procesador en el bucle (<i>Processor-in-the-Loop</i>)
<i>PM</i>	Positivo mediano (<i>Positive Medium</i>)

<i>PM</i>	Margen de fase (<i>Phase Margin</i>)
<i>PMSG</i>	Generador síncrono de imanes permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>)
<i>PQ</i>	Calidad de energía (<i>Power Quality</i>)
<i>PS</i>	Positivo pequeño (<i>Positive Small</i>)
<i>PSF</i>	Realimentación de la señal de potencia (<i>Power Signal Feedback</i>)
<i>PSO</i>	Optimización por enjambre de partículas (<i>Particle Swarm Optimization</i>)
<i>US</i>	Escalones unipolares (<i>Unipolar Steps</i>)
<i>PV</i>	Fotovoltaicos (<i>Photovoltaics</i>)
<i>PW</i>	Seguimiento de potencia (<i>Power Follower</i>)
<i>PWM</i>	Modulador de ancho de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
<i>RBFN</i>	Red de función de base radial (<i>Radial Basis Function Network</i>)
<i>RES</i>	Fuentes de energía renovables (<i>Renewable Energy Sources</i>)
<i>RLC</i>	Resistivo Inductivo Capacitivo
<i>RMS</i>	Valor eficaz de una señal (<i>Root Medium Square</i>)
<i>RNN</i>	Red neuronal recurrente (<i>Recurrent Neural Network</i>)
<i>RNS</i>	Señales de ruido aleatorio (<i>Random Noise Signals</i>)
<i>RT</i>	Transición de velocidad (<i>Rate Transition</i>)
<i>SCIG</i>	Generador de inducción de jaula de ardilla (<i>Squirrel Cage Induction Generator</i>)
<i>SCs</i>	Supercapacitores (<i>Supercapacitors</i>)
<i>SISO</i>	Entrada única, salida única (<i>Single Input, Single Output</i>)
<i>SMES</i>	Almacenamiento de energía magnética por superconducción (<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>)
<i>SMR</i>	Rectificador en modo conmutado (<i>Switched Mode Rectifier</i>)
<i>SOFC</i>	Pila de combustible de óxido sólido (<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>)

SRG	Generador de reluctancia conmutada (<i>Switched Reluctance Generator</i>)
ST	Máquina de estados (<i>State Machine</i>)
SVM	Máquina de vectores de soporte (<i>Support Vector Machines</i>)
SWT	Pequeña 170urbine eólica (<i>Small Wind Turbine</i>)
TCS	Estrategia de control por termostato (<i>Thermostat Control Strategy</i>)
THD	Distorsión armónica total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
TLS	Observador de orden completo de mínimos cuadrados totales (<i>Total Least Squares</i>)
TSR	Control de velocidad específica (<i>Tip Speed Ratio</i>)
URP	Pulsos rectangulares unipolares (<i>Unipolar Rectangular Pulses</i>)
URTP	Pulsos trapezoidales rectangulares unipolares (<i>Unipolar Rectangular Trapezoidal Pulses</i>)
VSI	Inversor de fuente de voltaje (<i>Voltage Source Inverter</i>)
WECS	Sistema de conversión de energía eólica (<i>Wind Energy Conversion System</i>)
WT	Turbina eólica (<i>Wind Turbine</i>)
WTr	Desacoplamiento de frecuencia mediante la aplicación de la transformada de wavelet (<i>WTr, Wavelet Transform</i>)
Z	Cero (<i>Zero</i>)
ZOH	Retenedor de orden cero (<i>Zero Order Hold</i>)

Variables y Parámetros

$\tilde{d}$	Incertidumbre de un controlador de modo deslizante integral
β	Ángulo de ataque de la turbina eólica
$\%Bat\&SC$	Porcentaje de potencia compartido con que deben participar las baterías y los supercapacitores
$*P_{bat,ref}$	Potencia de referencia óptima de las baterías determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
$*P_{sc,ref}$	Potencia de referencia óptima de los supercapacitores determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
$*P_{smes,ref}$	Potencia de referencia óptima de <i>SMES</i> determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
$\partial P_j / \partial t$	Razón de cambio de potencia de los supercapacitores en la rama <i>j</i> -ésima
μ_{i_o}	Media de la corriente de salida del puente de diodos trifásico
μ_{v_o}	Media del voltaje de salida del puente de diodos trifásico
μ_{Ω_m}	Media de la velocidad angular de la turbina eólica
A	Grado participación inicial de los supercapacitores
A_1 y B_1	Coeficientes de Fourier utilizados para expresar las componentes armónicas fundamentales de la corriente de fase del generador <i>PMSG</i>
A_0	Componente de corriente directa de la corriente de fase del generador <i>PMSG</i>
A_r	Área del rotor de la turbina eólica
aux	Variables temporales
b	Número de bits del modulador <i>DPWM</i>
$c_1, \dots, c_4$	Ceros de las funciones de transferencia de energía de v_o e i_L respecto a d
C_{bat}	Capacitancia del convertidor <i>dc-dc</i> bidireccional de las baterías
C_{sc}	Capacitancia del convertidor <i>dc-dc</i> bidireccional de los supercapacitores

C_{bus} o C_{dc}	Capacitor del bus de dc
C_i	Capacitancia de entrada del convertidor $dc-dc$ situado del lado del rotor de la turbina eólica
c_{i1} y c_{i2}	Ceros del controlador C_{iPID}
C_{iPID}	Función de transferencia del controlador digital de corriente utilizado en el controlador adaptivo
C_{nom}	Capacitancia nominal de los supercapacitores
CO_2	Concentración de dióxido de carbono (<i>Carbon Dioxide</i>)
C_p	Coeficiencia de potencia de la turbina eólica
$C_{p,CV-MPPT}$	Eficiencia aerodinámica alcanzada por el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$C_{p,error,CV-MPPT}$	Errores de eficiencia aerodinámica obtenidos con el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$C_{p,error,FL-MPPT}$	Errores de eficiencia aerodinámica obtenidos con el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$C_{p,error,CI-MPPT}$	Errores de eficiencia aerodinámica obtenidos con el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
$C_{p,FL-MPPT}$	Eficiencia aerodinámica alcanzada por el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$C_{p,CI-MPPT}$	Eficiencia aerodinámica alcanzada por el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
$C_{p,opt}$	Coeficiente de potencia óptimo de la turbina eólica
c_{v1} y c_{v2}	Ceros del controlador C_{vPID}
CV_{bat}	Ciclo de vida de las baterías
C_{vPID}	Función de transferencia del controlador digital de voltaje utilizado en el controlador adaptivo
d_{bat}	Ciclo de trabajo del convertidor $dc-dc$ que gestiona el flujo de potencia de las baterías
D_{dc}	Diodo de salida del convertidor $dc-dc$ situado del lado del rotor de la turbina eólica
d_{fc}	Ciclo de trabajo del convertidor $dc-dc$ que gestiona el flujo de potencia de una celda de combustible

D_g	Fricción mecánica en el modelo dinámico de la turbina eólica debida al generador <i>PMSG</i>
d_{i2} y d_{i3}	Constantes de control de C_{iPID}
d_{inv}	Ciclo de trabajo del inversor <i>dc-ac</i> situado del lado de la <i>CPG</i>
d_{mppt} , $d_{mppt,eólico}$ o d	Variables utilizadas para representar el ciclo de trabajo del convertidor <i>dc-dc</i> situado del lado del rotor de la turbina eólica
$d_{mppt,solar}$	Ciclo de trabajo de un convertidor <i>dc-dc</i> situado del lado del arreglo <i>PV</i>
d_{opt}	Ciclo de trabajo óptimo
dP	El flujo de potencia excedente que debe distribuirse en los supercapacitores
d_{sc}	Ciclo de trabajo del convertidor <i>dc-dc</i> que gestiona el flujo de potencia de los supercapacitores
d_{smes}	Ciclo de trabajo del convertidor <i>dc-dc</i> que gestiona el flujo de potencia de <i>SMES</i>
d_{v2} y d_{v3}	Constantes de control de C_{vPID}
E	Valor <i>RMS</i> de la <i>EMF</i> inducida del generador <i>PMSG</i>
e^{-aTs} y e^{-bTs}	Polos de las funciones de transferencia de energía de v_o e i_L respecto a d
E_{bat}	Energía disponible en las baterías
E_{HESS}	Energía disponible en un sistema híbrido de almacenamiento de energía
e_i	Señal de error del controlador C_{iPID}
e_{ibat}	Señal de error de las baterías determinada en la técnica <i>EMS</i> de <i>FL</i>
e_k ($k=1, 2, 3$)	Fuerzas <i>EMF</i> sinusoidales del generador <i>PMSG</i> inducidas por el rotor de una pequeña turbina eólica
E_{pk}	Valor pico de la <i>EMF</i> inducida del generador <i>PMSG</i>
E_{sc}	Energía disponible en los supercapacitores
e_u	Voltaje de error del puente de diodos trifásico
e_v	Señal de error del controlador C_{vPID}

$f(m_{ibat})$	Modelo matemático para estimar una porción de la corriente de referencia de los supercapacitores
$f_{error,inv}$	Errores de variación de la frecuencia del inversor <i>dc-ac</i>
f_{inv}	Frecuencia nominal del inversor <i>dc-ac</i>
f_{out}	Salida del sistema difuso utilizado en el algoritmo <i>EMS</i> propuesto
$f_{p,inv}$	Frecuencia de portadora utilizada en la técnica conmutación del inversor <i>dc-ac</i>
f_{red}	Frecuencia de la red eléctrica convencional
f_{red}	Frecuencia nominal de la red eléctrica convencional
f_s	Frecuencia de conmutación de los convertidores <i>dc-dc</i> del sistema <i>WECS</i>
f_{sgm}	Funciones sigmoideas de activación de las capas ocultas de la estructura modular <i>MLP</i>
G	Radiación solar
$G_{i_L,d}$	Función de transferencia de i_L respecto a d
G_{pred}	Predicción de la radiación solar disponible en un sitio
G_{T_D}	Función de transferencia del retardo T_d
$G_{v_o,d}$	Función de transferencia de v_o respecto a d
i_a, i_b y i_c o i_{abc}	Variables utilizadas para representar las corrientes trifásicas de fase de un sistema de corriente alterna
$i_{abc,carga}$	Corrientes trifásicas de la carga no lineal
$i_{abc,inv}$	Corrientes trifásicas del inversor <i>dc-ac</i>
$i_{abc,red}$	Corrientes trifásicas de la red eléctrica convencional
i_{bat}	Corriente de las baterías
$i_{bat,error}$	Error, e , de variaciones de corriente de la baterías
$i_{bat,opt}$	Corriente de referencia óptima de las baterías determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en optimización

$i_{bat,pico}$	Corriente pico de las baterías
$i_{bat,ref}$	Corriente de referencia de las baterías determinada por una técnica <i>EMS</i> básica
$I_{bat,ref}$	Corriente de referencia de las baterías determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
i_{comp}	Corriente necesaria para compensar las desviaciones del bus de <i>dc</i> vía la técnica <i>EMS</i> de <i>FL</i>
I_d y I_q o I_{dq}	Variables utilizadas para representar las corrientes del estator del generador <i>PMSG</i> en los ejes <i>dq</i>
i_{dc}	Corriente del bus de <i>dc</i>
$i_{dc,bat}$	Corriente de las baterías transferida o absorbida al bus de <i>dc</i>
$i_{dc,sc}$	Corriente de los supercapacitores transferida o absorbida al bus de <i>dc</i>
i_{dem}	Corriente demandada por la carga eléctrica
$I_{f,inv}$	Corriente de fase del inversor <i>dc-ac</i>
$i_{fc,opt}$	Corriente de referencia óptima de la <i>FC</i> determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en optimización
$I_{FC,ref}$	Corriente de referencia de una celda de combustible
$I_{g,opt}$	Corrientes de fase óptimas del generador <i>SRG</i>
i_{gen}	Corriente eléctrica generada por la turbina eólica
i_L	Corriente del inductor <i>L</i>
i_{motor}	Corriente del motor de un vehículo eléctrico
i_o	Corriente de salida del puente de diodos trifásico
$i_{o(n)}$	Corriente de salida del <i>3P-DR</i> normalizada
$i_{o,opt} = i_{L,opt}$	Trayectoria óptima de corriente de salida del puente de diodos trifásico que corresponde al <i>MPP</i> de la turbina eólica
$I_{q,opt}$	Corriente óptima de un generador eléctrico en el eje <i>q</i>
i_{sc}	Corriente de los supercapacitores

$i_{sc,max}$ e $i_{sc,min}$	Corriente máxima y mínima de los SCs
$i_{sc,opt}$	Corriente de referencia óptima de los supercapacitores determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en optimización
$I_{SC,red}$	Corriente de corto circuito de la red eléctrica convencional
$i_{sc,ref}$	Corriente de referencia de los supercapacitores determinada por una técnica <i>EMS</i> básica
$I_{sc,ref}$	Corriente de referencia de los supercapacitores determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
$I_{smes,ref}$	Corriente de referencia de <i>SMES</i> determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en reglas
$i_{smes,ref}$	Corriente de referencia de <i>SMES</i> determinada por una técnica <i>EMS</i> básica
J_g	Momento de inercia del generador <i>PMSG</i>
J_m	Momento de inercia de las alabes y el rotor de la turbina eólica
k_1	Factor de escalamiento para normalizar a la pendiente de la curva típica de potencia eléctrica de salida del <i>3P-DR</i>
K_1 y K_2	Ganancia del sistema $G_{v_{od}}$ y $G_{i_{ld}}$
K_D	Grado de participación de los supercapacitores
k_d	Factor de degradación para limitar la producción de la turbina eólica
K_{DPMW}	Ganancia del modulador <i>DPWM</i>
k_{EMD}	El orden del filtro de modo de descomposición empírica
K_{f1}	Constante para normalizar la pendiente de la corriente de las baterías
K_{f2}	Constante para normalizar la salida del sistema difuso utilizado en el algoritmo <i>EMS</i> propuesto
K_{f3}	Constante para normalizar al error de variaciones de voltaje del bus de <i>dc</i>
K_{DFG}	Señal de control para el interruptor de un generador de combustible diésel
K_{gear}	Relación de la caja de cambios de una turbina eólica

K_i	Ganancia del controlador C_{iPID}
K_{k0}	Ganancia inicial <i>Kalman</i>
K_P y K_I	Constantes proporcional e integral de un controlador digital <i>PI</i>
k_{p1} y k_{i1}	Constante proporcional e integral de la interfaz de control de corriente de las baterías
k_{p2} y k_{i2}	Constante proporcional e integral de la interfaz de control de corriente de las supercapacitores
k_{p3} y k_{i3}	Constante proporcional e integral de la interfaz de control de voltaje de las baterías
k_{PMSG}	Constante de la <i>EMF</i> inducida del generador <i>PMSG</i>
K_{pot}	Coeficiente de potencia que relaciona el límite de potencia de carga/descarga de una celda de combustible y la batería con P_{dem}
K_{PV}	Señal de control para el interruptor de un sistema fotovoltaico
k_u	Constante que relaciona la velocidad angular de la turbina eólica con el voltaje de salita del puente de diodos trifásico
K_v	Ganancia del controlador C_{vPID}
$E_{m,CV-MPPT}$	Energía mecánica alcanzada en el sistema <i>WECS</i> con el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$E_{m,FL-MPPT}$	Energía mecánica alcanzada en el sistema <i>WECS</i> con el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$E_{m,CI-MPPT}$	Energía mecánica alcanzada en el sistema <i>WECS</i> con el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
K_{WT}	Señal de control para el interruptor de una turbina eólica
L	Inductancia del convertidor <i>dc-dc</i> situado del lado del rotor eólico de la <i>WT</i>
L_{bat} y L_{sc}	Inductancias de los convertidores <i>dc-dc</i> bidireccionales del sistema <i>HESS</i>
L_d y L_q o L_{dq}	Variables utilizadas para representar las inductancias del estator del generador <i>PMSG</i> en los ejes <i>dq</i>

L_{H2}	Porcentaje del nivel de un tanque de hidrógeno
L_s	Inductancia de fase del generador <i>PMSG</i>
m	Proporción que existe entre el voltaje V_o , V_D y E_{pk}
$m_{2/0-2/3}^{bound}$	Límite de conducción entre los modos conducción 2/0-2/3 del 3P-DR
$m_{2/3-3/3}^{bound}$	Límite de conducción entre los modos conducción 2/3-3/3 del 3P-DR
m_{cp}	Pendiente de la curva típica de potencia eléctrica de salida del 3P-DR
m_{ibat}	Pendiente de la corriente de las baterías
M_p	Sobrepaso máximo de una variable eléctrica o mecánica del sistema <i>WECS</i>
n	Eficiencia relacionada al proceso de conversión de P_w a P_o
$n_{i1}, \dots, n_{i3}$	Constantes de control de C_{iPID}
NO_x	Óxidos de nitrógeno
$n_{v1}, \dots, n_{v3}$	Constantes de control de C_{vPID}
$^{\circ}C$	Grados centígrados
$OP_{off,line}$	Optimización fuera de línea
p	Número de polos del generador <i>PMSG</i>
P/Q	Potencia activa y reactiva en un sistema eléctrica de corriente alterna
$P_{ac,gen}$	Potencia eléctrica de salida del generador <i>PMSG</i>
$P_{ac,red}$	Potencia de la red eléctrica convencional
$P_{balance}$	Balance de potencia de un sistema <i>WECS</i> o red de una <i>DG</i>
$P_{bat,max}$	Potencia máxima disponible en las baterías
$P_{bat,ref}$	Potencia de referencia de las baterías
P_{cj}	Potencia de los SCs de la rama <i>j-ésima</i>
P_{dc}	Potencia eléctrica del bus de <i>dc</i>
P_{dem} o D_e	Variables utilizadas para representar el perfil de demanda de potencia eléctrica

P_{error}	Potencia necesaria para mantener el balance de energía en un sistema de energía renovable
P_{ESS}	Potencia disponible en un sistema de almacenamiento de energía
$P_{FC,ref}$	Potencia de referencia de una celda de combustible
P_g	Potencia de un generador eléctrico
P_{gen} o G_e	Variables utilizadas para representar el perfil de generación de potencia eléctrica
P_{HESS}	Potencia disponible en un sistema híbrido de almacenamiento de energía
p_{i1} y p_{i2}	Polos del controlador C_{iPID}
P_{inv}	Potencia nominal del inversor $dc-ac$
P_{inv}/Q_{inv}	Potencia activa y reactiva del inversor $dc-ac$
P_{k0}	Covariancia inicial de error de un filtro <i>Kalman</i>
P_{lf}	Componente de potencia de baja frecuencia de un filtro lineal
P_m	Potencia mecánica de la turbina eólica
$P_{m,CV-MPPT}$	Potencia mecánica alcanzada por el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$P_{m,error,CV-MPPT}$	Errores del proceso <i>MPPT</i> obtenidos con el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$P_{m,error,FL-MPPT}$	Errores del proceso <i>MPPT</i> obtenidos con el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$P_{m,error,CI-MPPT}$	Errores del proceso <i>MPPT</i> obtenidos con el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
$P_{m,FL-MPPT}$	Potencia mecánica alcanzada por el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$P_{m,CI-MPPT}$	Potencia mecánica alcanzada por el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
$P_{m,opt}$	Potencia mecánica óptima de la turbina eólica
P_{nom}	Potencia nominal de los convertidores $dc-dc$ bidireccionales del sistema <i>HESS</i>
$P_{nom,SWT}$	Potencia nominal de la pequeña turbina eólica
P_o	Potencia eléctrica de salida del puente de diodos trifásico

$P_{o,opt}$	Trayectoria óptima de potencia eléctrica de salida del 3P-DR que corresponde al <i>MPP</i> de la turbina eólica
P_{pv}	Potencia disponible por un sistema fotovoltaico
P_{sc}	Potencia disponible en los supercapacitores
$P_{sc,opt}$	Potencia de referencia óptima de los supercapacitores determinada por una técnica <i>EMS</i> basada en optimización
$P_{sc,ref}$	Potencia de referencia de los supercapacitores
$P_{sme,ref}$	Potencia de referencia de <i>SMES</i>
P_{SOFC}	Potencia disponible en una pila de combustible de óxido sólido
$P_{SOFC,ref}$	Potencia de referencia de una pila de combustible de óxido sólido
p_{v1} y p_{v2}	Polos del controlador C_{VPID}
P_w o P_{WT}	Variables utilizadas para representar la potencia disponible por el viento
Q	Variancia de ruido de proceso de un filtro <i>Kalman</i>
Q_1	Transistor de potencia del convertidor <i>dc-dc</i> situado del lado del rotor eólico de la turbina eólica
Q_{RLC}	Factor de calidad del filtro <i>RLC</i>
R	Covarianza de ruido de medición de un filtro <i>Kalman</i>
R_{bat} y R_{sc}	Proporción de participación de las baterías y los supercapacitores para el control del flujo de potencia entre <i>HESS</i> y P_{dem}/P_{gen}
$R_{bat,nom}$	Resistencia interna de las baterías
$RC_{bat,sc}$	Resistencia interna de C_{bat} y C_{sc}
RC_{dc} o RC_{bus}	Variables utilizadas para representar la resistencia interna de C_{dc}
R_{Ci}	Resistencia interna del capacitor C_i
RC_{nom}	Resistencia interna de los supercapacitores
R_{dc1}	Resistencia interna del bus de <i>dc</i> del lado de la turbina eólica
R_{dc2}	Resistencia interna del bus de <i>dc</i> del lado de la red eléctrica convencional

R_{Ddc}	Resistencia interna del diodo D_{dc}
R_{dump}	Carga de volcado de un sistema WECS
R_L	Resistencia interna del inductor L
R_{opt}	Resistencia de salida del puente de diodos trifásico, la cual se determina mediante la división de v_o entre i_o
R_{Q_1}	Resistencia interna de Q_1
R_r	Radio del rotor de la turbina eólica
r_{ri} y r_{cj}	Proporciones para corregir el coeficiente de caída en la rama de la batería y el supercapacitores
r_s	Resistencia de fase del generador $PMSG$
σ_{i_o}	Desviación estándar de la corriente de salida del $3P-DR$
SOC_{bat}	Estado de carga de las baterías
$SOC_{bat,sup}$ y $SOC_{bat,inf}$	Umbral superior e inferior de estado de carga de las baterías
SOC_{sc}	Estado de carga de los supercapacitores
$SOC_{sc,sup}$ y $SOC_{sc,inf}$	Umbral superior e inferior de estado de carga de los supercapacitores
SOC_{smes}	Estado de carga de $SMES$
S_1-S_4	Señales de control para activar los selectores
σ_{v_o}	Desviación estándar del voltaje de salida del $3P-DR$
σ_{Ω_m}	Desviación estándar de la velocidad angular de la turbina eólica
t	Tiempo
T_a	Tiempo de muestreo de los algoritmos $MPPT$
T_b	Tiempo de cómputo del algoritmo EMS propuesto
T_c	Tiempo de cómputo del controlador adaptivo
T_d	Tiempo de actualización de la señal $DPWM$

T_{DPWM}	Período del modulador <i>DPWM</i>
T_e	Tiempo de muestreo para los filtros e interfaces de control de los convertidores <i>dc-dc</i> bidireccionales del sistema <i>HESS</i>
$T_{ejec,est}$	Tiempo de ejecución estimado del algoritmo <i>EMS</i>
$T_{ejec,exp}$	Tiempo de ejecución experimental del algoritmo <i>EMS</i>
T_g	El par electromagnético del generador <i>PMSG</i>
$THD_{If,inv}$	Distorsión armónica total de la corriente de fase el inversor <i>dc-ac</i>
$THD_{Vf,inv}$	Distorsión armónica total del voltaje de fase del inversor <i>dc-ac</i>
T_{inv}	Tiempo de muestreo del inversor <i>dc-ac</i>
T_k	Tiempo de muestreo para los filtros <i>Kalman</i> de i_o y v_o
T_m	El par mecánico de la turbina eólica
T_{PK}	Predicción de la hora en que se dará el próximo pico de demanda en una red eléctrica
T_s	Tiempo de muestreo del controlador adaptivo
t_s	Tiempo de asentamiento de v_o
T_1-T_{10}	Transiciones de la máquina de estados
u	Señal de control de las interfaces de control de las técnicas <i>EMS</i> de <i>DCo</i>
u_{bat}	Señal de control determinada por la interfaz de control de la baterías en la técnica <i>EMS</i> de <i>FL</i>
u_{sc}	Señal de control determinada por la interfaz de control de los supercapacitores en las técnicas <i>EMS</i> de <i>FL</i> y <i>ANN</i>
V_a o V_{bc}	Variables utilizadas para representar los voltajes de línea del generador <i>PMSG</i>
V_a, V_b y V_c, V_{abc}	Variables utilizadas para representar los voltajes trifásicos de línea en un sistema de corriente alterna
$V_{abc,carga}$	Voltajes trifásicos de la carga no lineal
$V_{abc,inv}$	Voltajes trifásicos del inversor <i>dc-ac</i>

$V_{abc,red}$	Voltajes trifásicos de la red eléctrica convencional
V_{an}, V_{bn} y V_{cn}	Variables utilizadas para representar los voltajes trifásicos de fase en un sistema de corriente alterna
V_{bat}	Voltaje de las baterías
V_{bati}	Voltaje de la batería de la rama i -ésima
V_{Ci}	Variaciones de voltaje en el capacitor C_i
V_D	Umbral de caída de voltaje a través de un diodo
V_d y V_q o V_{dq}	Variables utilizadas para representar los voltajes del estator del generador <i>PMSG</i> en los ejes dq
V_{dc}	Voltaje en el bus de dc
$V_{dc,error}$	Error, e , de variaciones del voltaje del bus de dc
$V_{dc,max}$ y $V_{dc,min}$	Voltaje máximo y mínimo del bus de dc
$V_{dc,nom}$	Voltaje nominal del bus de dc
$V_{dc,ref}$	Voltaje de referencia o nominal del bus de dc
VD_{dc}	Voltaje de polarización del diodo D_{dc}
$V_{e,c,bat}$	Velocidad de carga de las baterías
$V_{e,d,bat}$	Velocidad de descarga de las baterías
$V_{f,error,inv}$	Errores de variación del voltaje de fase del inversor $dc-ac$
$V_{f,red}$	Voltaje nominal de fase de la red eléctrica convencional
V_L	Variaciones de voltaje en el inductor L
$V_{L,inv}$	Voltaje nominal de línea del inversor $dc-ac$
$V_{L,red}$	Voltaje nominal de línea de la red eléctrica convencional
$V_{línea}$	Voltaje de línea en un sistema de corriente alterna
V_{nom} e I_{nom}	Variables utilizadas para respresentar el voltaje y corriente nominal de las baterías y supercapacitores
V_o o v_o	Variables utilizadas para representar el voltaje de salida del <i>3P-DR</i>

$V_{o(n)}$	Voltaje de salida del puente de diodos trifásico normalizado
$V_{o,error}$	Errores del proceso de rastreo de $v_{o,opt}$
$V_{o,lim}^{CCM-DCM}$	Región límite entre el modo <i>CCM</i> y <i>DCM</i> de las corrientes de fase del generador <i>PMSG</i>
$V_{o,lim}^{DCM-NCM}$	Región límite entre el modo <i>DCM</i> y <i>NCM</i> de las corrientes de fase del generador <i>PMSG</i>
$V_{o,opt}$ o $v_{o,opt}$	Variables utilizadas para representar la trayectoria óptima de voltaje del <i>3P-DR</i> que corresponde al <i>MPP</i> potencia de la turbina eólica
$V_{o,prog}$	Voltaje programado en la salida del <i>3P-DR</i> para activar su modos de conducción (3/3, 2/3 y 2/0)
vR_{Ci}	Variaciones de voltaje en la resistencia R_{Ci}
vR_L	Variaciones de voltaje en la resistencia R_L
V_{sc}	Voltaje de los supercapacitores
V_{veh}	Velocidad de un vehículo eléctrico
V_w	Velocidad del viento
$w_1, \dots, w_5$	Pesos de la capa de salida de la estructura modular <i>MLP</i>
$w_{1,1}, \dots, w_{2,5}$	Pesos de la capa oculta de la estructura modular <i>MLP</i>
W_e o w_e	Variables utilizadas para representar la frecuencia angular eléctrica del generador <i>PMSG</i>
$w_{in,1}, \dots, w_{in,5}$	Pesos de los sesgos de entrada de la estructura modular <i>MLP</i>
w_{out}	Peso del sesgo de salida de la estructura modular <i>MLP</i>
x_i e y_j	Variables utilizadas para expresar los antecedentes de las reglas de un sistema difuso
$X_{SOC,sc}$ y $X_{SOC,bat}$	Normalización del estado de carga de los supercapacitores y baterías
y_{HESS}	Proporción utilizada para calcular la nueva potencia de referencia del sistema <i>HESS</i>

Z	Impedancia equivalente de fase en el generador <i>PMSG</i>
Z^{-1}	Retraso unitario de una variable eléctrica o mecánica del sistema <i>WECS</i>
$z_1, \dots, z_4$	Salidas de la estructura modular <i>MLP</i>
z_k	Variable utilizada para expresar el consecuente de las reglas de un sistema difuso
α	Ángulo alfa, región donde las corrientes de fase del generador <i>PMSG</i> son nulas (no conducción)
β_{opt}	Ángulo de ataque óptimo de la turbina eólica
γ	Ángulo gamma, región donde los voltajes de fase del generador <i>PMSG</i> se encuentran en corto circuito
δ	Ángulo delta, corresponde al desfase existente entre el voltaje de fase y e_a del generador <i>PMSG</i>
$\Delta I_{bat,ref}$	Cambios de la corriente de referencia de las baterías
$\Delta I_{dem,BT}$	Término de corrección de corriente de salida de las baterías
ΔP_{bat} y ΔP_{sc}	Grado de modificación para las potencias de referencia de las baterías y los supercapacitores
ΔP_{bati}	Potencia desequilibrada en la rama <i>i-ésima</i> de la batería
ΔP_{cj}	Potencia desequilibrada en la rama <i>j-ésima</i> de los supercapacitores
ΔP_{HESS}	Grado de modificación para las potencias de referencia del sistema <i>HESS</i>
ΔP_o	Cambios de la potencia eléctrica de salida del puente de diodos trifásico
ΔSOC_{bat}	Cambios del estado de carga de las baterías
ΔSOC_{sc}	Cambios del estado de carga de los supercapacitores
Δt	Cambios del tiempo
Δv_o	Cambios de voltaje de salida del puente de diodos trifásico
δ_{WT}	Tasa de fluctuación de la energía eólica
η_{bat}	Eficiencia de las baterías

θ	Ángulo teta, el cual representa un periodo completo (2π) de los voltajes y corrientes del generador <i>PMSG</i>
θ_e	Posición angular eléctrica del generador <i>PMSG</i>
θ_g	Posición angular del generador <i>PMSG</i>
λ	Velocidad tangencial de la punta de un alabe o el <i>TSR</i> de la turbina eólica
$\lambda_{CV-MPPT}$	Velocidad específica alcanzada con el algoritmo <i>CV-MPPT</i>
$\lambda_{FL-MPPT}$	Velocidad específica alcanzada con el algoritmo <i>FL-MPPT</i>
$\lambda_{CI-MPPT}$	Velocidad específica alcanzada con el algoritmo <i>CI-MPPT</i>
λ_{opt}	Valor de <i>TSR</i> óptimo, el cual corresponde al <i>MPP</i> de la turbina eólica
ρ	Densidad del aire
τ	Constante de tiempo de respuesta de los supercapacitores
$T_{2do,LPF}$	Constante de tiempo de un filtro lineal pasabajas de segundo orden
T_{filtro}	Constante del filtro lineal utilizado en la técnica <i>EMS</i> de <i>FL</i>
T_{sc} y T_{bat}	Tasas máximas de carga/descarga de los supercapacitores y baterías
φ	Ángulo característico de la impedancia equivalente de fase en el generador <i>PMSG</i>
φ_{opt}	Ángulo característico óptimo de la impedancia equivalente de fase en el generador <i>PMSG</i>
ψ_m	Constante de enlace de flujo magnético establecida por los imanes permanentes del generador <i>PMSG</i>
Ω_g	Velocidad angular del generador <i>PMSG</i>
Ω_m	Velocidad angular de la turbina eólica
$\Omega_{m(n)}$	Velocidad angular de la turbina eólica normalizada
$\Omega_{m,error}$	Errores de estimación de velocidad angular de la turbina eólica
$\Omega_{m,opt}$	Velocidad angular óptima de la turbina eólica
$\Omega_{m,sim}$	Valor de simulación de la velocidad angular de la turbina eólica

REFERENCIAS

- [1] P. Kumar, S. Roy, H.B. Karayaka, Y. Yan, and Y. Alqudah, "Investigations into best cost battery-supercapacitor hybrid energy storage system for a utility scale PV array," *J. Energy Storage*, vol. 22, no. 1, February, pp. 50–59, 2019.
- [2] B. Madaci, R. Chenni, E. Kurt, and K. Eddine, "Design and control of a stand-alone hybrid power system," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 29, pp. 12485–12496, 2016.
- [3] S.K. Kollimalla *et al.*, "DC grid voltage regulation using new HESS control strategy," vol. 8, no. 2, pp. 772–781, 2017.
- [4] V.M. Miñambres-Marcos, M.Á. Guerrero-Martínez, F. Barrero-González, and M.I. Milanés-Montero, "A grid connected photovoltaic inverter with battery-supercapacitor hybrid energy storage," *Sensors*, vol. 17, no. 8, p. 1856, 2017.
- [5] J. Kumar, A. Agarwal, and V. Agarwal, "A review on overall control of DC microgrids," *J. Energy Storage*, vol. 21, no. November 2018, pp. 113–138, 2019.
- [6] W. Jing, C. Hung Lai, S.H.W. Wong, and M.L.D. Wong, "Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: a review," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 4, pp. 461–469, 2017.
- [7] A. Etxeberria, I. Vechiu, A. Etxeberria, J.M. Vinassa, and H. Camblong, "Hybrid energy storage systems for renewable energy sources integration in microgrids: a review," in *9th International Power and Energy Conference (IPEC)*, 2010, pp. 532–537.
- [8] "El suministro de la electricidad; un equilibrio entre generación y consumo," *Red Eléctrica de España*, 2009.
- [9] R. Hemmati and H. Saboori, "Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – a review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 65, pp. 11–23, 2016.
- [10] D. Zammit, C. Spiteri Staines, A. Micallef, and M. Apap, "MPPT with current control for a PMSG small wind turbine in a grid-connected DC microgrid," *Green Energy Technol.*, vol. PartF10, no. January 2018, pp. 205–219, 2018.
- [11] R. Tiwari, K. Kumar, R.B. Neelakandan, S. Padmanaban, and P.W. Wheeler, "Neural network based maximum power point tracking control with quadratic boost converter for PMSG—wind energy conversion system," *Electron.*, vol. 7, no. 2, 2018.
- [12] K.J. Bunker and W.W. Weaver, "Multidimensional droop control for wind resources in dc microgrids," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 11, no. 3, pp. 657–664, 2017.
- [13] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, and E. Berthelot, "An innovative control strategy of a single converter for hybrid fuel cell/supercapacitor power source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4024–4031, 2010.

- [14] R.P. Eviningsih, M. Ratna Ika Putri, A. Priyadi, and M.H. Purnomo, "Controlled bidirectional converter using PID for charging battery in the stand-alone wind turbine system with modified P&O to obtain MPPT," no. 4, pp. 69–73, 2017.
- [15] A. Gee and R.W. Dunn, "Design and analysis of a sliding-mode power electronic controlled battery/supercapacitor hybrid energy storage system for remote wind power applications," in *46th International Universities' Power Engineering Conference (UPEC)*, 2011.
- [16] Y. Kim, J. Zhao, and R.J. Harrington, "Performance analysis of energy storage systems connected to a doubly fed induction generator," in *IEEE Green Energy and Systems Conference (IGESC)*, 2015, pp. 30–34.
- [17] M.Y. Worku, S. Arabia, and M.A. Abido, "Supercapacitor energy storage system for fault ride through in grid-connected PV array," in *Saudi Arabia Smart Grid Conference (SASG)*, 2014.
- [18] R. Sathishkumar, S.K. Kollimalla, and M.K. Mishra, "Dynamic energy management of micro grids using battery super capacitor combined storage," in *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2012, pp. 1078–1083.
- [19] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, and N.N. Lakshmi, "A new control strategy for interfacing battery supercapacitor storage systems for PV system," in *IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, 2014.
- [20] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, A. Ukil, and H. B. Gooi, "DC grid voltage regulation using new HESS control strategy," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 2, pp. 1–50, 2011.
- [21] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, and N.L. Narasamma, "Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1137–1144, 2014.
- [22] W. Li and G. Joós, "A power electronic interface for a battery supercapacitor hybrid energy storage system for wind applications," in *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2008, pp. 1762–1768.
- [23] A.M. Gee, F.V.P. Robinson, and R.W. Dunn, "Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 1, pp. 24–33, 2013.
- [24] Z. Zheng, X. Wang, and Y. Li, "A control method for grid-friendly photovoltaic systems with hybrid energy storage units," in *4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, 2011, no. 51007044, pp. 1437–1440.
- [25] S.K. Kollimalla, S. Member, M.K. Mishra, and S. Member, "Coordinated control and energy management of hybrid energy storage system in PV system," in *International Conference On Computation Of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC)*, 2014, pp. 363–368.

- [26] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, 2009.
- [27] E. Schaltz, A. Khaligh, and P.O. Rasmussen, "Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3882–3891, 2009.
- [28] J.J. Awerbuch and C.R. Sullivan, "Control of ultracapacitor-battery hybrid power source for vehicular applications," in *IEEE Energy 2030 Conference (ENERGY)*, 2008, no. November.
- [29] X. Wang, D. Yu, S. Le Blond, Z. Zhao, and P. Wilson, "A novel controller of a battery-supercapacitor hybrid energy storage system for domestic applications," *Energy Build.*, vol. 141, pp. 167–174, 2017.
- [30] J. Gao, F. Sun, H. He, G.G. Zhu, and E.G. Strangas, "A comparative study of supervisory control strategies for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 15, no. 3, pp. 506–518, 2007.
- [31] F. Zhang *et al.*, "Power management strategy research for DC microgrid with hybrid storage system," in *IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, 2015, no. Dc, pp. 62–68.
- [32] D. Thakur, "Power management strategies for a wind energy source in an isolated microgrid and grid connected system," Ph.D. dissertation, The University of Western Ontario, 2015.
- [33] E. Ozatay, B. Zile, J. Anstrom, and S. Brennan, "Power distribution control coordinating ultracapacitors and batteries for electric vehicles," *Proc. Am. Control Conf.*, vol. 5, pp. 4716–4721, 2004.
- [34] N. Mendis, K.M. Muttaqi, and S. Perera, "Management of battery-supercapacitor hybrid energy storage and synchronous condenser for isolated operation of PMSG based variable-speed wind turbine generating systems," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 944–953, 2014.
- [35] N. Mendis, K. Muttaqi, and S. Perera, "Management of low- and High- frequency power components in demand-generation fluctuations of a DFIG-based wind dominated RAPS system using hybrid energy storage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 2258–2268, 2014.
- [36] S.Z. Hassan, H. Li, T. Kamal, and M. Awais, "Stand-alone wind power system with battery / supercapacitor hybrid energy storage," *Int. J. Sustain. Eng.*, vol. 7, no. 2, pp. 103–110, 2014.
- [37] H. Zhou, T. Bhattacharya, D. Tran, T.S.T. Siew, and A.M. Khambadkone, "Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications," *Power*, vol. 26, no. 3, pp. 923–930, 2011.

- [38] G. Xu, L. Xu, D. Morrow, and D. Chen, "Coordinated DC voltage control of wind turbine with embedded energy storage system," *IEEE Transactions Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1036–1045, 2012.
- [39] S. Teleke, M.E. Baran, S. Bhattacharya, and A.Q. Huang, "Rule-based control of battery energy storage for dispatching intermittent renewable sources," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 1, no. 3, pp. 117–124, 2010.
- [40] H. Yang, X. Sun, Y. Zhang, Y. Chen, and B. Ren, "Study on coordinate control strategy for photovoltaic generation and hybrid energy storage system," in *IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2016, pp. 2339–2344.
- [41] A. Gee and R. Dunn, "Novel battery/supercapacitor hybrid energy storage control strategy for battery life extension in isolated wind energy conversion systems," in *45th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, 2010.
- [42] H. Zheng, S. Li, C. Zang, and W. Zheng, "Coordinated control for grid integration of PV array, battery storage, and supercapacitor," in *IEEE Power & Energy Society General Meeting (PES)*, 2013.
- [43] C. Serir, D. Rekioua, N. Mezzai, and S. Bacha, "Supervisor control and optimization of multi-sources pumping system with battery storage," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 45, pp. 20974–20986, 2016.
- [44] H. Marzougui, A. Kadri, M. Amari, and F. Bacha, "Improvement of energy management algorithm for fuel cell electrical vehicle with fuzzy logic," in *18th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 2017, pp. 212–217.
- [45] X. Yang, H. Yue, and J. Ren, "Fuzzy empirical mode decomposition for smoothing wind power with battery energy storage system," in *International Federation of Automatic Control (IFAC)*, 2017, vol. 50, no. 1, pp. 9099–9104.
- [46] S. Wang *et al.*, "Design and advanced control strategies of a hybrid energy storage system for the grid integration of wind power generations," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 9, no. 2, pp. 89–98, 2015.
- [47] X. Feng, H.B. Gooi, and S.X. Chen, "Hybrid energy storage with multimode fuzzy power Allocator for PV systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, no. 2, pp. 389–397, 2014.
- [48] C. Gao, J. Zhao, J. Wu, and X. Hao, "Optimal fuzzy logic based energy management strategy of battery/supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles," in *12th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*, 2016, pp. 98–102.
- [49] A. Mohamed, V. Salehi, and O. Mohammed, "Real-time energy management algorithm for mitigation of pulse loads in hybrid microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1911–1922, 2012.
- [50] Z. Cabrane, M. Ouassaid, and M. Maaroufi, "Battery and supercapacitor for photovoltaic

- energy storage: a fuzzy logic management,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 8, pp. 1157–1165, 2017.
- [51] P. García, J.P. Torreglosa, L.M. Fernández, and F. Jurado, “Optimal energy management system for stand-alone wind turbine/photovoltaic/hydrogen/battery hybrid system with supervisory control based on fuzzy logic,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 38, no. 33, pp. 14146–14158, 2013.
 - [52] H. Zhao, Q. Wu, C. Wang, L. Cheng, and C.N. Rasmussen, “Fuzzy logic based coordinated control of battery energy storage system and dispatchable distributed generation for microgrid,” *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 3, no. 3, pp. 422–428, 2015.
 - [53] A. Derrouazin, M. Aillerie, N. Mekakia-Maaza, and J.P. Charles, “Multi input-output fuzzy logic smart controller for a residential hybrid solar-wind-storage energy system,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 148, pp. 238–250, 2017.
 - [54] Z. Roumila, D. Rekioua, and T. Rekioua, “Energy management based fuzzy logic controller of hybrid system wind/photovoltaic/diesel with storage battery,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 42, no. 30, pp. 19525–19535, 2017.
 - [55] I. Toshifumi, K. Masanori, and T. Akira, “A hybrid energy storage with a SMES and secondary battery,” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 15, no. 2, pp. 1915–1918, 2005.
 - [56] O. Erdinc, B. Vural, and M. Uzunoglu, “A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system,” *J. Power Sources*, vol. 194, no. 1, pp. 369–380, 2009.
 - [57] L.W. Chong, Y.W. Wong, R.K. Rajkumar, and D. Isa, “An optimal control strategy for standalone PV system with battery-supercapacitor hybrid energy storage system,” *J. Power Sources*, vol. 331, pp. 553–565, 2016.
 - [58] L.K. Gan, J.K.H. Shek, and M.a. Mueller, “Optimisation sizing of hybrid wind-diesel systems using linear programming technique,” in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2014.
 - [59] A.C. Luna *et al.*, “Mixed-integer-linear-programming-based energy management system for hybrid PV-wind-battery microgrids: modeling, design, and experimental verification,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2769–2783, 2017.
 - [60] V.I. Herrera, H. Gaztañaga, A. Milo, and A. Saez-de-ibarra, “Optimal energy management of a battery-supercapacitor based light rail vehicle using genetic algorithms,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 1359–1366.
 - [61] V.I. Herrera, A. Saez-de-Ibarra, A. Milo, H. Gaztanaga, and H. Camblong, “Optimal energy management of a hybrid electric bus with a battery-supercapacitor storage system using genetic algorithm,” in *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, 2015, no. 6, pp. 3–5.

- [62] J.W. Grizzle, "Power management strategy for a parallel hybrid electric truck," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 11, no. 6, pp. 839–849, 2003.
- [63] L. Xiaofeng, H. Meipin, S. Shaojian, and Y. Yimin, "Battery-supercapacitor electric vehicles energy management using DP based predictive control algorithm," in *IEEE Symposium on Computational Intelligence in Vehicles and Transportation Systems (CIVTS)*, 2014, no. 1.
- [64] J. Shen, A. Khaligh, and S. Member, "A supervisory energy management control strategy in a battery ultracapacitor hybrid energy storage system," *IEEE Trans. Transp. Electr.*, vol. 1, no. 3, pp. 223–231, 2015.
- [65] M. Ortúzar, J. Moreno, J. Dixon, and S. Member, "Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: implementation and evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2147–2156, 2007.
- [66] J.N. Marie-Francoise, H. Gualous, and A. Berthon, "Artificial neural network control and energy management in 42 V DC link," in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2005, vol. 9, pp. 1–8.
- [67] G. Capizzi, F. Bonanno, and C. Napoli, "Recurrent neural network-based control strategy for battery energy storage in generation systems with intermittent renewable energy sources," in *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2011, pp. 336–340.
- [68] A.G. Baciú and G. Livint, "Wavelet transform and neural network based control strategy for hybrid energy system," in *11th International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN)*, 2017, vol. 2017–Janua, pp. 62–67.
- [69] E.H.K. Fung, Y. Wang, and Y.K. Wong, "Adaptive neural-fuzzy controller (ANFC) based energy management system for battery/ultracapacitor electric vehicle," in *International Mechanical Engineering Congress and Exposition (ASME)*, 2012, no. November, pp. 283–289.
- [70] N. Varghese and P. Reji, "Battery charge controller for hybrid stand alone system using adaptive neuro fuzzy inference system," in *International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2016, pp. 171–175.
- [71] Y.Y. Chia, L.H. Lee, N. Shafiabady, and D. Isa, "A load predictive energy management system for supercapacitor-battery hybrid energy storage system in solar application using the Support Vector Machine," *Appl. Energy*, vol. 137, pp. 588–602, 2015.
- [72] Y.Y. Chia, "Integrating supercapacitors into a hybrid energy system to reduce overall costs using the genetic algorithm (GA) and support vector machine (SVM)," Ph.D. dissertation, University of Nottingham, 2014.
- [73] A.M. Dizqah, A. Maheri, K. Busawon, and A. Kamjoo, "A multivariable optimal energy management strategy for standalone DC microgrids," *Power Syst. IEEE Trans.*, vol. 30, no. 5, pp. 2278–2287, 2015.

- [74] S. Liu, J. Peng, L. Li, X. Gong, and H. Lu, "A MPC based energy management strategy for battery-supercapacitor combined energy storage system of HEV," in *Proceedings of the 35th Chinese Control Conference (CCC)*, 2016, vol. 2016–August, pp. 8727–8731.
- [75] Amin, B.R. Trilaksono, A. Sasongko, A.S. Rohman, C.J. Dronkers, and R. Ortega, "Model predictive control of hybrid fuel cell/battery/supercapacitor power sources," in *International Conference on System Engineering and Technology September (ICSET)*, 2012, pp. 1–6.
- [76] S.K. Kollimalla, A. Ukil, and H.B. Gooi, "Optimization of charge/discharge rates of a battery using a two-stage rate-limit control," vol. 8, no. 2, pp. 516–529, 2017.
- [77] X. Zhang, Y. Chen, Y. Zhou, Z. Xu, Z. Huang, and W. Liu, "An adaptive energy allocation strategy for battery/supercapacitor hybrid energy storage system," in *29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, 2017, pp. 7007–7012.
- [78] Y. Zhang and Y.W. Li, "Energy management strategy for supercapacitor in droop-controlled DC microgrid using virtual impedance," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, vol. PP, no. 99, p. 1.
- [79] X. Zhao, Y.W. Li, H. Tian, and X. Wu, "Energy management strategy of multiple supercapacitors in a DC microgrid using adaptive virtual impedance," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 4, pp. 1174–1185, 2016.
- [80] A. Hajizadeh and M.A. Golkar, "Fuzzy neural control of a hybrid fuel cell/battery distributed power generation system," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 3, no. 4, p. 402, 2009.
- [81] T. Wang, H. Kamath, and S. Willard, "Control and optimization of grid-tied photovoltaic storage systems using model predictive control," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 1010–1017, 2014.
- [82] B. Hredzak, V.G. Agelidis, and M. Jang, "A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1469–1479, 2014.
- [83] M. Baumann, M. Buchholz, and K. Dietmayer, "Model predictive control of a hybrid energy storage system using load prediction," in *IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA)*, 2017.
- [84] C. Abbey, K. Strunz, and G. Joós, "A knowledge-based approach for control of two-level energy storage for wind energy systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 2, pp. 539–547, 2009.
- [85] J. Han, S.K. Solanki, and J. Solanki, "Coordinated predictive control of a wind/battery microgrid system," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 296–305, 2013.
- [86] Z. Deng, Y. Xu, W. Gu, and Z. Fei, "Finite-time convergence robust control of battery

- energy storage system to mitigate wind power fluctuations,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 91, pp. 144–154, 2017.
- [87] P. Vicenc, R. Costa-Castelló, and J.L. Sampietro, “Economic MPC for the energy management of hybrid vehicles including fuel cells and supercapacitors,” in *11th International Conference on Control (CONTROL)*, 2016, pp. 4–6.
 - [88] L. Cheng, P. Acuna, R.P. Aguilera, J. Jiang, J. Fletcher, and C. Baier, “Model predictive control for energy management of a hybrid energy storage system in light rail vehicles,” in *11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2017, pp. 683–688.
 - [89] A. Santucci, A. Sornioti, and C. Lekakou, “Model predictive control for the power-split between supercapacitor and battery for automotive applications,” in *IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, 2013.
 - [90] Xiaolei Hu and M. Srinivasan, “Optimization of battery energy storage system with supercapacitor for renewable energy applications,” in *8th International Conference on Power Electronics (ECCE)*, 2011, pp. 1552–1557.
 - [91] M. Mao, Y. Liu, P. Jin, H. Huang, and L. Chang, “Energy coordinated control of hybrid battery-supercapacitor storage system in a microgrid,” in *4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2013.
 - [92] C. Lai and S. Barbara, “Fundamentals of algorithms,” no. 173, pp. 173–234.
 - [93] F. Zhang, Z. Xu, and K. Meng, “Optimal sizing of substation-scale energy storage station considering seasonal variations in wind energy,” *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 10, no. 13, pp. 3241–3250, 2016.
 - [94] D. Kumar and K. Chatterjee, “A review of conventional and advanced MPPT algorithms for wind energy systems,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 55, pp. 957–970, 2016.
 - [95] A. Dahbi, N. Nait-Said, and M.S. Nait-Said, “A novel combined MPPT-pitch angle control for wide range variable speed wind turbine based on neural network,” *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 22, pp. 9427–9442, 2016.
 - [96] U. Seedadee, S. Vaivudh, N. Ketjoy, and P. Maneechot, “Power control system of small scale wind turbine using PSF technique,” vol. 10, no. 1, pp. 67–74, 2015.
 - [97] B. Lahfaoui, S. Zouggar, B. Mohammed, and M. Larbi, “Real time study of P&O MPPT control for small wind PMSG turbine systems using Arduino microcontroller,” *Energy Procedia*, vol. 111, no. September 2016, pp. 1000–1009, 2017.
 - [98] Q. Li, R. Li, K. Ji, and W. Dai, “Kalman filter and its application,” in *8th International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems (ICINIS)*, 2016, no. 10, pp. 74–77.
 - [99] A.M. Eltamaly and H.M. Farh, “Maximum power extraction from wind energy system

- based on fuzzy logic control,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 97, pp. 144–150, 2013.
- [100] S. Papathanassiou, “Models for variable speed wind turbines,” Ph.D. dissertation, National Technical University of Athens, 1997.
 - [101] Festo Didactic, “Small-scale wind power electricity generation training system,” <https://www.labvolt.com/>. accessed 23 October 2019.
 - [102] Z. Dai, “Generic wind turbine generator model comparison based on optimal parameter fitting,” Ph.D. dissertation, University of Toronto, 2014.
 - [103] W.K. Ahmed, “Mechanical modelling of wind turbine: comparative study,” *Int. J. Renew. Energy Res.*, vol. 3, no. 1, pp. 3–6, 2013.
 - [104] C. Wang, W. Lin, and X. Le, “Modelling of a PMSG wind turbine with autonomous control,” *Math. Probl. Eng.*, vol. 2014, no. May, pp. 1–9, 2014.
 - [105] M. Davari and Y.A.R.I. Mohamed, “Robust DC-link voltage control of a full-scale PMSG wind turbine for effective integration in DC grids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 4021–4035, 2017.
 - [106] L.G. Gonzáles Morales, “Mejora de la eficiencia y de las prestaciones dinámicas en procesadores electrónicos de potencia para pequeños aerogeneradores s  ncrnicos operando en r  gimen de velocidad variable,” Tesis Doctoral, Universitat Polit  cnica de València, 2011.
 - [107] H. Matayoshi, A. Motin, M. Datta, and T. Senjyu, “Control strategy of PMSG based wind energy conversion system under strong wind conditions,” *Energy Sustain. Dev.*, vol. 45, pp. 211–218, 2018.
 - [108] M.F. Iacchetti, G.M. Foglia, A. Di Gerlando, and A.J. Forsyth, “Analytical evaluation of surface-mounted PMSG performances connected to a diode rectifier,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 4, pp. 1367–1375, 2015.
 - [109] G.M. Foglia, A. Di Gerlando, M.F. Iacchetti, and R. Perini, “Comprehensive steady-state analytical model of a three-phase diode rectifier connected to a constant DC voltage source,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 9, pp. 1927–1938, 2013.
 - [110] A. Urtasun, P. Sanchis, I. San Martín, J. López, and L. Marroyo, “Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking,” *Renew. Energy*, vol. 55, pp. 138–149, 2013.
 - [111] N.H. Saad, A.A. El-Sattar, and M.E. Metally, “Artificial neural controller for torque ripple control and maximum power extraction for wind system driven by switched reluctance generator,” *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 9, no. 4, Ain Shams University, pp. 2255–2264, 2016.
 - [112] M. Pucci and M. Cirrincione, “Neural MPPT control of wind generators with induction machines without speed sensors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 37–47,

2011.

- [113] X. Yin and W. Zhang, "Recurrent neural network based adaptive integral sliding mode power maximization control for wind power systems," *Renew. Energy*, 2018.
- [114] M.C. Di Piazza and M. Pucci, "Induction-machines-based wind generators with neural maximum power point tracking and minimum losses techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 944–955, 2016.
- [115] J. Aymen, Z. Ons, and M.M. Nejib, "Performance assessment of a wind turbine with variable speed wind using artificial neural network and neuro-fuzzy controllers," *Int. J. Syst. Appl. Eng. Dev.*, vol. 11, pp. 167–172, 2017.
- [116] L. Tian, Q. Lu, and W.Z. Wang, "A gaussian RBF network based wind speed estimation algorithm for maximum power point tracking," in *Energy Procedia*, 2011, vol. 12, pp. 828–836.
- [117] C.Y. Lee, P.H. Chen, and Y.X. Shen, "Maximum power point tracking (MPPT) system of small wind power generator using RBFNN approach," *Expert Syst. Appl.*, vol. 38, no. 10, pp. 12058–12065, 2011.
- [118] S. Wu, Y. Wang, and S. Cheng, "Extreme learning machine based wind speed estimation and sensorless control for wind turbine power generation system," *Neurocomputing*, vol. 102, pp. 163–175, 2013.
- [119] C.M. Hong, C.H. Chen, and C.S. Tu, "Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind generation system without mechanical sensors," *Energy Convers. Manag.*, vol. 69, pp. 58–67, 2013.
- [120] R. Sitharthan, M. Karthikeyan, D.S. Sundar, and S. Rajasekaran, "Adaptive hybrid intelligent MPPT controller to approximate effectual wind speed and optimal rotor speed of variable speed wind turbine," *ISA Trans.*, no. xxxx, 2019.
- [121] C. Wei, Z. Zhang, W. Qiao, and L. Qu, "An adaptive network-based reinforcement learning method for MPPT control of PMSG wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 11, pp. 7837–7848, 2016.
- [122] A. Karakaya and E. Karakaş, "Implementation of neural network-based maximum power tracking control for wind turbine generators," *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 22, no. 6, pp. 1410–1422, 2014.
- [123] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, 2013.
- [124] A. Mesemanolis, C. Mademlis, and I. Kioskeridis, "High-efficiency control for a wind energy conversion system with induction generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 958–967, 2012.

- [125] J. Lee and Y. Kim, "Sensorless fuzzy-logic-based maximum power point tracking control for a small-scale wind power generation systems with a switched-mode rectifier," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 2, pp. 194–202, 2016.
- [126] M. Bezza, B. El Moussaoui, and A. Fakkar, "Sensorless MPPT fuzzy controller for DFIG wind turbine," in *Energy Procedia*, 2012, vol. 18, pp. 339–348.
- [127] S. Chekkal, N.A. Lahaçani, D. Aouzellag, and K. Ghedamsi, "Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 59, pp. 166–175, 2014.
- [128] X.X. Yin, Y.G. Lin, W. Li, Y.J. Gu, P.F. Lei, and H.W. Liu, "Sliding mode voltage control strategy for capturing maximum wind energy based on fuzzy logic control," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 70, pp. 45–51, 2015.
- [129] X.X. Yin, Y.G. Lin, W. Li, H.W. Liu, and Y.J. Gu, "Fuzzy-logic sliding-mode control strategy for extracting maximum wind power," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 30, no. 4, pp. 1267–1278, 2015.
- [130] A. El Yaakoubi, A. Asselman, A. Djebli, and E.H. Aroudam, "A MPPT strategy based on fuzzy control for a wind energy conversion system," *Procedia Technol.*, vol. 22, pp. 697–704, 2016.
- [131] X. Yin, M. Lei, and H. Pan, "Direct optimal power extraction control for a tidal turbine system based on fuzzy power tuning," *Ocean Eng.*, vol. 170, no. May, pp. 426–433, 2018.
- [132] N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins, *Power electronics: converters, applications and design*, 3rd Ed. John Wiley & Sons, New York, 2004.
- [133] Z.M. Dalala, Z.U. Zahid, W. Yu, Y. Cho, and J.S. Lai, "Design and analysis of an MPPT technique for small-scale wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 3, pp. 756–767, 2013.
- [134] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, 2006.
- [135] M.M.R. Singaravel and S.A. Daniel, "MPPT with single DC-DC converter and inverter for grid-connected hybrid wind-driven PMSG-PV system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4849–4857, 2015.
- [136] H. Fathabadi, "Novel maximum electrical and mechanical power tracking controllers for wind energy conversion systems," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 5, no. 4, pp. 1739–1745, 2017.
- [137] A. Urtasun, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Small wind turbine sensorless MPPT: robustness analysis and lossless approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 4113–4121, 2014.

- [138] Y. Xia, K.H. Ahmed, and B.W. Williams, "A new maximum power point tracking technique for permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3609–3620, 2011.
- [139] N. Mendis, K.M. Muttaqi, S. Sayeef, and S. Perera, "Standalone operation of wind turbine-based variable speed generators with maximum power extraction capability," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 822–834, 2012.
- [140] Y. Chen, G. Xiong, W. Li, J. Qian, and B. Hu, "The design of boost circuit in small wind generation system," in *IEEE International Conference on Service Operations and Logistics, and Informatics (SOLI)*, 2013, no. 2, pp. 354–359.
- [141] T. Nuchkrua and T. Leephakpreeda, "Adaptive PID control of DC-link voltage via DC/DC buck-boost converter," vol. 18, no. 2, pp. 42–53, 2013.
- [142] A. Aicha, M. Youcef, H. Said, and A. Tayeb, "Intelligent maximum power tracking control of PMSG wind energy conversion system," in *5th International Conference on Electrical Engineering - Boumerdes (ICEE-B)*, 2017, vol. 2017–Janua, pp. 1–6.
- [143] L.V. Bellinaso, H.H. Figueira, M.F. Basquera, R.P. Vieira, H.A. Grundling, and L. Michels, "Cascade control with adaptive voltage controller applied to photovoltaic boost converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1903–1912, 2019.
- [144] R.K. Subroto, L. Ardhenta, and E. Maulana, "A novel of adaptive sliding mode controller with observer for DC/DC boost converters in photovoltaic system," in *5th International Conference on Electrical, Electronics and Information Engineering: Smart Innovations for Bridging Future Technologies (ICEEIE)*, 2018, vol. 2018–Janua, pp. 9–14.
- [145] L. Ardhenta, R.K. Subroto, and P. Kuswiradyo, "Adaptive control for buck converter in hybrid power system based on DMRAC method," in *Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics Seminar (EECCIS)*, 2019.
- [146] K. Ogata, *Discrete-time control systems*, 2nd Ed. Prentice Hall, Upper Saddle River, 1995.
- [147] R. Bhosale, S. Member, and V. Agarwal, "Fuzzy logic control of the ultracapacitor interface for enhanced transient response and voltage stability of a DC microgrid," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 1, pp. 712–720, 2019.
- [148] E. Chok, Y.S. Lim, and K.H. Chua, "Novel fuzzy-based control strategy for standalone power systems for minimum cost of electricity in rural areas," *Sustain. Energy Technol. Assessments*, vol. 31, no. December 2018, pp. 199–211, 2019.
- [149] T. Dhia, N.A. Mardiyah, and Nurhadi, "Fuzzy logic control design in hybrid energy storage system super-capacitor battery for electric vehicle," *Kinet. Game Technol. Inf. Syst. Comput. Network, Comput. Electron. Control*, vol. 4, no. 1, pp. 75–86, 2019.
- [150] I.J. Cohen, D.A. Wetz Jr., B.J. Mcree, Q. Dong, and J.M. Heinzl, "Fuzzy logic control of a hybrid energy storage module for use as a high rate prime power supply," *IEEE Trans.*

- Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 24, no. 6, pp. 3887–3893, 2017.
- [151] J.J. Martínez, J.A. Padilla-medina, S. Cano-andrade, A. Sancen, J. Prado, and A.I. Barranco, “Development and application of a fuzzy control system for a lead-acid battery bank connected to a DC microgrid,” *Int. J. Photoenergy*, vol. 2018, 2018.
 - [152] C.R. Raghavendran, “An intelligent energy management system for grid connected DFIG based wind system,” 2019.
 - [153] R. Jangid, “Development of advance energy management strategy for standalone hybrid wind & PV,” no. Icassit, pp. 1217–1223, 2019.
 - [154] X. Zhang, L. Liu, and Y. Dai, “Fuzzy state machine energy management strategy for hybrid electric UAVs with PV/fuel cell/battery power system,” vol. 2018, 2018.
 - [155] G. Wu, K.Y. Lee, L. Sun, and Y. Xue, “Fuzzy logic control strategy for hybrid PV array with fuel-cell and ultra-capacitor in a microgrid,” in *International Federation of Automatic Control (IFAC)*, vol. 50, no. 1, pp. 5554–5559.
 - [156] A.A. Ferreira, J.A. Pomilio, S. Member, G. Spiazzi, and L.D.A. Silva, “Energy management fuzzy logic supervisory for electric vehicle power supplies system,” *Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 107–115, 2008.
 - [157] F. Akar, Y. Tavlasoglu, and B. Vural, “An energy management strategy for a concept battery/ultracapacitor electric vehicle with improved battery life,” *Trans. Transp. Electrifi.*, vol. 3, no. 1, pp. 191–200, 2017.
 - [158] P.F. Trovao, M.A. Roux, and M.R. Dubois, “Energy- and power-split management of dual energy storage system for a three-wheel electric vehicle,” *Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 7, pp. 5540–5550, 2017.
 - [159] M. Sellali, S. Abdeddaim, A. Betka, A. Djerdir, S. Drid, and M. Tiar, “Fuzzy-super twisting control implementation of battery/super capacitor for electric vehicles,” *ISA Trans.*, no. xxxx, 2019.
 - [160] Y. Krim, D. Abbes, S. Krim, and M.F. Mimouni, “Control and fuzzy logic supervision of a wind power system with battery/supercapacitor hybrid energy storage,” in *7th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2018, pp. 180–187.
 - [161] S.M. Shyni and R. Ramadevi, “Fuzzy logic controller based energy management (FLCBEM) for a renewable hybrid system,” *2019 11th International Conference on Advanced Computing (ICoAC)*, 2019, pp. 333–337.
 - [162] W.C. De Carvalho, R.P. Bataglioli, R.A.S. Fernandes, and D.V. Coury, “Fuzzy-based approach for power smoothing of a full-converter wind turbine generator using a supercapacitor energy storage,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 184, no. March, p. 106287, 2020.
 - [163] A. Saidi, A. Harrouz, I. Colak, K. Kayisli and R. Bayindir, “Performance enhancement of

- hybrid solar PV-wind system based on fuzzy power management strategy: a case study,” *2019 7th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, 2019, pp. 126-131.
- [164] Q. Zhang and G. Li, “Experimental study on a semi-active battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicle application,” *Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 1, pp. 1014–1021, 2020.
 - [165] S. Dusmez and A. Khaligh, “A supervisory power-splitting approach for a new ultracapacitor–battery vehicle deploying two propulsion machines,” *Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1960–1971, 2014.
 - [166] M. Masum, S. Khan, S. Member, O. Faruque, and A. Newaz, “Fuzzy logic based energy storage management system for MVDC power system of all electric ship,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 2, pp. 798–809, 2017.
 - [167] G. Wu *et al.*, “Optimal control strategy for a wind power hybrid energy storage system considering output power amendment,” *14th IET Int. Conf. AC DC Power Transm.*, vol. 2019, no. Acdc 2018, pp. 2732–2735, 2019.
 - [168] R. Sarrias-mena, L.M. Fernández-ramírez, C.A. García-vázquez, and F. Jurado, “Fuzzy logic based power management strategy of a multi-MW doubly- fed induction generator wind turbine with battery and ultracapacitor,” *Energy*, vol. 70, pp. 561–576, 2014.
 - [169] M. Faisal, M.A. Hannan, and S. Member, “Backtracking search algorithm based fuzzy charging-discharging controller for battery storage system in microgrid applications,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 159357–159368, 2019.
 - [170] M. Zandi, A. Payman, J. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, and F. Meibody-tabar, “Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications,” *Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 2, pp. 433–443, 2011.
 - [171] T. Wu, W. Yu, and L. Guo, “A study on use of hybrid energy storage system along with variable filter time constant to smooth DC power fluctuation in microgrid,” *IEEE Access*, pp. 175377–175385, 2019.
 - [172] L.W. Chong, Y.W. Wong, R.K. Rajkumar, and D. Isa, “An optimal control strategy for standalone PV system with battery-supercapacitor hybrid energy storage system,” *J. Power Sources*, vol. 331, pp. 553–565, 2016.
 - [173] R. Sepehrzad, A. Reza, M. Esmail, and A. Reza, “Intelligent energy management and multi-objective power distribution control in hybrid micro-grids based on the advanced fuzzy-PSO method,” *ISA Trans.*, no. xxxx, 2020.
 - [174] F. Ni, L. Yan, J. Liu, M. Shi, J. Zhou, and X. Chen, “Electrical power and energy systems fuzzy logic-based virtual capacitor adaptive control for multiple HESSs in a DC microgrid system,” *Electr. Power Energy Syst.*, vol. 107, no. May 2018, pp. 78–88, 2019.
 - [175] W. Dong, Q. Yang, X. Fang, and W. Ruan, “Adaptive optimal fuzzy logic based energy management in multi-energy microgrid considering operational uncertainties,” *Appl. Soft*

- Comput. J.*, no. xxxx, p. 106882, 2020.
- [176] M. Elsis, N. Bazmohammadi, J.M. Guerrero, and M.A. Ebrahim, "Energy management of controllable loads in multi-area power systems with wind power penetration based on new supervisor fuzzy nonlinear sliding mode control," *Energy*, vol. 221, p. 119867, 2021.
 - [177] T. Mahto, H. Malik, V. Mukherjee, and M.A. Alotaibi, "Renewable generation based hybrid power system control using fractional order-fuzzy controller," *Energy Reports*, vol. 7, pp. 641–653, 2021.
 - [178] B. Benlahbib *et al.*, "Power management and DC link voltage regulation in renewable energy system," *2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2019, pp. 1-6.
 - [179] Y. Han *et al.*, "An energy management system based on hierarchical control and state machine for the PEMFC-battery hybrid tramway," *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2017, pp. 1-5.
 - [180] M. Saleh, S. Member, Y. Esa, S. Member, and A. Mohamed, "Centralized control for DC microgrid using finite state machine," *2017 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, 2017, pp. 1-5.
 - [181] J. Wang, C. Zhao, A. Pratt, and M. Baggu, "Design of an advanced energy management system for microgrid control using a state machine," *Appl. Energy*, vol. 228, no. June, pp. 2407–2421, 2018.
 - [182] Y. Wang, Z. Sun, and Z. Chen, "Energy management strategy for battery/supercapacitor/fuel cell hybrid source vehicles based on finite state machine," *Appl. Energy*, vol. 254, no. August, p. 113707, 2019.
 - [183] K.M.S.Y. Konara, M.L. Kolhe, and A. Sharma, "Power dispatching techniques as a finite state machine for a standalone photovoltaic system with a hybrid energy storage," *AIMS Energy*, vol. 8, no. November 2019, pp. 214–230, 2020.
 - [184] K.M.S.Y. Konara, M. Kolhe, and A. Sharma, "Power flow management controller within a grid connected photovoltaic based active generator as a finite state machine using hierarchical approach with droop characteristics," *Renew. Energy*, vol. 155, pp. 1021–1031, 2020.
 - [185] D. Trigkas, C. Ziogou, S. Voutetakis, and S. Papadopoulou, "Supervisory control of energy distribution at autonomous RES-powered smart-grids using a finite state machine approach," *2018 5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, 2018, pp. 415-420.
 - [186] M.S. Khan and M.R. Iravani, "Supervisory hybrid control of a micro grid system," *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*, 2007, pp. 20-24.
 - [187] D.R. López Flores, J.A. Pineda Gómez, S.R. Herrera, M.S. Alvarado, and J.A. Duarte Moller, "Tracking control of the maximum power point (MPPT) in a small wind turbine

- (SWT) for isolated residential applications,” *WSEAS Trans. Circuits Syst.*, vol. 12, no. 8, pp. 253–261, 2013.
- [188] Tleis, “Modelling of voltage-source inverters, wind turbine and solar photovoltaic (PV) generators,” *Published by Elsevier Ltd*, 2019.
- [189] J.V. Gragger, A. Haumer, and M. Einhorn, “Averaged model of a buck converter for efficiency analysis,” *Engineering Letters*, 2010.
- [190] P. Abdoul, A. Honadia, F.I. Barro, and M. Sané, “Performance analysis of a boost converter with components losses,” *Energy and Power Engineering*, pp. 399–413, 2018.
- [191] M. Chen, S. Member, and G.A. Rinc, “Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I–V performance,” *Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.
- [192] E.B. Muhandu, T. Senjyu, A. Uehara, T. Funabashi and C.H. Kim, “LQG design for Megawatt-Class WECS with DFIG based on functional Models' fidelity prerequisites,” *in IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, Dec. 2009, pp. 893-904.
- [193] Comisión Reguladora de Energía, “Norma oficial mexicana de emergencia NOM-EM-007-CRE-2017,” https://www.dof.gob.mx/nota_detalle_popup.php?codigo=5498552, accesada 22 Noviembre 2020.
- [194] IEEE Std. 1159, “IEEE recommended practice for monitoring electric power quality,” 2019.
- [195] IEEE Std. 519, “IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” 2014.