

Sistemas de control de estructura variable para generación híbrida basada en pilas de combustible y módulos de almacenamiento no convencionales

Tesis de Doctorado presentada por

Jorge Luis Anderson Azzano

ante la
Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de La Plata
para acceder al grado académico de

DOCTOR EN INGENIERÍA



Dirección de tesis:

Dr. Paul F. Puleston y Dr. Jerónimo J. Moré

Jurados:

Dr. Cristian De Angelo, Dr. Miguel Aguirre y Dr. Ricardo Sánchez-Peña

La Plata, 2 de mayo de 2024

*Gracias a mi familia, los cimientos de este trabajo;
a toda esa gente linda que me acompañó durante el camino;
y, sobre todo, gracias a (y por) una universidad pública y gratuita.*

Índice general

Resumen	1
Introducción	5
1 Hacia un nuevo panorama: El hidrógeno como vector energético	11
1.1 Las energías renovables en la actualidad	11
1.2 Camino a la descarbonización: El hidrógeno	15
1.2.1 Los colores del hidrógeno	16
1.2.2 A nuevos rumbos	18
1.3 Resumen	21
1.4 Referencias del capítulo	21
2 La pila de combustible	25
2.1 Generación de energía eléctrica a partir del hidrógeno	25
2.1.1 ¿Cómo funciona la pila de combustible? Estructura y principio de operación.	26
2.1.2 Termodinámica de una celda de combustible	28
2.1.3 Modelo eléctrico	29
2.2 Clasificación de las FCs	31
2.2.1 FC de ácido fosfórico (PAFC)	31
2.2.2 FC de óxidos sólidos (SOFC)	31
2.2.3 FC de carbonato fundido (MCFC)	32
2.2.4 FC de membrana de intercambio de protones (PEMFC)	33
2.3 El sistema de pila de combustible tipo PEM	34
2.3.1 Suministro de reactantes	34
2.3.2 Gestión de agua y humedad	35
2.3.3 Control de temperatura	36
2.4 Integración de la FC en un SGEH	36
2.4.1 Topologías de interconexión	38
2.4.2 Modulo de pila de combustible (FCM)	41
2.4.2.1 Filtro de entrada	42
2.4.2.2 Convertidor de potencia	43
2.4.3 Sistema de almacenamiento de energía (ESS)	44
2.4.3.1 El supercapacitor como dispositivo auxiliar de la FC	45
2.5 Resumen	47
2.6 Referencias del capítulo	48

3	Fundamentos de la teoría de control por modos deslizantes	53
3.1	Los inicios del control por modos deslizantes	53
3.2	Conceptos preliminares	55
3.2.1	Sistema afín al control	55
3.2.2	Superficie de deslizamiento de orden k	56
3.2.3	Grado relativo de un sistema	57
3.3	El SMC de primera generación	58
3.3.1	El método de control equivalente	59
3.3.2	Condiciones de alcance y existencia del régimen deslizante	60
3.4	La segunda generación de algoritmos: el SMC de segundo orden	61
3.4.1	Modos deslizantes de segundo orden	62
3.4.2	El algoritmo <i>Twisting</i>	63
3.5	El algoritmo <i>Super-Twisting</i>	64
3.5.1	La ley de control	65
3.5.2	Convergencia del SOSM-STA	65
3.6	Resumen	68
3.7	Referencias del capítulo	69
4	Estabilidad en los sistemas de potencia controlados por SM	71
4.1	El problema de las CPL en microredes controladas por SM	71
4.2	Condiciones de estabilidad basado en Lyapunov empleando enfoque por estructura de Liénard	73
4.2.1	Topología con filtro capacitivo de primer orden	73
4.2.2	Topología con filtro de segundo orden capacitivo inductivo	76
4.3	Diseño de filtro basado en diagramas de conductancia	81
4.3.1	Criterio de diseño para filtro de primer orden	82
4.3.2	Criterio de diseño para filtro de segundo orden	83
4.3.3	Ejemplo de aplicación: Convertidor de CC/CC con filtro de segundo orden	87
4.3.3.1	Diseño del sistema de control	88
4.3.3.2	Ensayos de simulación	90
4.4	Extensión a módulos de potencia con fuente variable	92
4.4.1	La pila de combustible como fuente variable	93
4.4.2	Análisis de estabilidad para sistemas con FC	95
4.4.2.1	Caso A: Filtro de primer orden capacitivo	96
4.4.2.2	Caso B: Filtro de segundo orden inductivo capacitivo	97
4.5	Resumen	98
4.6	Referencias del capítulo	99
5	Control <i>Super-Twisting</i> para módulo de pila de combustible	101
5.1	Avances en el control de sistemas de FC por técnicas de SMC	101
5.2	Modelo eléctrico del módulo de pila de combustible	104
5.2.1	La pila de combustible	104
5.2.2	El sistema de acondicionamiento de energía.	105
5.3	Estrategia de control por modos deslizantes de segundo orden	107
5.3.1	Diseño de la variable de deslizamiento	108
5.3.2	Algoritmo SOSM <i>Super-Twisting</i>	109
5.3.3	Sintonización de los parámetros del controlador	110

5.3.4	Estudio de estabilidad mediante diagrama de conductancia	112
5.4	Validación por simulación	113
5.4.1	Primer ensayo: Seguimiento de referencia	114
5.4.2	Segundo ensayo: Robustez del controlador	117
5.5	Resumen	119
5.6	Referencias del capítulo	120
6	Adaptación de ganancias para algoritmo <i>Super-Twisting</i>	123
6.1	La reducción del <i>chattering</i> : Una revisión de las estrategias actuales	123
6.1.1	Estrategias para SM de primer orden	124
6.1.2	Estrategias para SM de segundo orden	125
6.1.2.1	Adaptación basada en <i>Switched-amplitude</i>	127
6.1.2.2	Adaptación basada en <i>Switched-time</i>	128
6.2	Algoritmo <i>Super-Twisting</i> con adaptación de ganancias	129
6.2.1	Problema del sistema auxiliar	130
6.2.2	El algoritmo de control por SOSM <i>Super-Twisting</i>	130
6.2.3	Ley de adaptación de ganancias basada en <i>Switched-time</i>	131
6.2.4	Análisis de estabilidad del sistema controlado	133
6.2.5	Estimación de la superficie de deslizamiento real de segundo orden	135
6.2.6	Selección de los parámetros	137
6.3	Resultados de simulación para aplicación en sistema de potencia	138
6.3.1	Sistema basado en convertidor CC/CC	138
6.3.2	Validación del algoritmo STBA <i>Super-Twisting</i>	140
6.3.2.1	Primer ensayo de simulación: Perturbación sinu- soidal con escalón de amplitud	140
6.3.2.2	Segundo ensayo de simulación: Perturbación con variación de amplitud en rampa	143
6.4	Resumen	145
6.5	Referencias del capítulo	146
7	Validación experimental de control STBA-STA para FCM	151
7.1	Plataforma experimental para evaluación de sistemas de FC	152
7.2	Diseño y sintonización de los controladores base	155
7.2.1	Controlador <i>Super-Twisting</i>	155
7.2.1.1	Estrategia de adaptación de ganancias	157
7.2.2	Controlador proporcional-integral	159
7.3	Resultados experimentales del control por STBA-STA	161
7.3.1	Primer ensayo: Seguimiento de referencia.	162
7.3.2	Segundo ensayo: Rechazo a perturbaciones.	163
7.4	Resumen	166
7.5	Referencias del capítulo	167
8	Extensión MIMO para control de SGEH basado en FC/SC	169
8.1	Hacia una movilidad con hidrógeno	169
8.2	Sistema de generación de energía híbrida	171
8.2.1	Modelo promediado del SGEH	171
8.2.2	Control supervisor externo	173
8.3	Control MIMO por STBA-STA para SGEH	174

8.3.1	Diseño de las variables de deslizamiento	174
8.3.2	Desacoplamiento de las señales de control	176
8.3.3	Controlador MIMO por STBA-STA	177
8.4	Resultados experimentales	179
8.5	Resumen	184
8.6	Referencias del capítulo	186
9	Conclusiones y trabajo futuro	189
9.1	Conclusiones	189
9.2	Trabajo futuro	191

Índice de figuras

1.1	Demanda de energía global según tipo de fuente. [1.4]	12
1.2	Nueva potencia instalada en el año 2022 según fuente renovable. [1.6]	13
1.3	Abastecimiento promedio de origen renovable en la demanda total de Argentina. [1.8]	14
1.4	Potencia instalada según fuente en Argentina en el año 2021. [1.8]	14
1.5	Ciclo completo de producción y consumo de energía a partir de hidrógeno limpio.	15
1.6	Clasificación del hidrógeno según recurso y proceso de producción involucrado.	17
1.7	Generación de energía eléctrica limpia a partir de hidrógeno verde.	18
1.8	Bus propulsado a partir de hidrógeno de la empresa Ballard [©] [1.24]	19
1.9	Potencia utilizada de FC según aplicación. [1.29]	20
2.1	Principio básico de funcionamiento de una celda de combustible.	26
2.2	Estructura elemental de una pila de combustible alimentada con hidrógeno.	27
2.3	Principales pérdidas en una celda de combustible.	29
2.4	Circuito eléctrico equivalente de una pila de combustible.	30
2.5	Módulos prototipo SOFC de 10kW de la empresa Bosch [©] [2.9] con una eficiencia mayor al 85 % aprovechando el calor residual.	32
2.6	Pila de Combustible tipo PEM VL II series Liquid-Cooled Systems de 135kW de Horizon Fuel Cell [©] [2.15].	33
2.7	Sistemas de control auxiliares para la operación de la pila de combustible.	35
2.8	Diagrama general de un sistema de energía híbrido basado en PEMFC.	37
2.9	Estructura de conexión directa sin convertidores	38
2.10	Estructura con un convertidor bidireccional CC/CC.	39
2.11	Estructura con un convertidor unidireccional.	40
2.12	Estructura con dos convertidores CC/CC en paralelo.	41
2.13	Diagrama general de un módulo de pila de combustible.	42
2.14	Filtro de entrada de segundo orden LC.	42
2.15	Convertidor CC/CC de potencia del tipo elevador.	43
2.16	Diagrama general de un sistema de almacenamiento de energía (ESS).	44
2.17	Convertidor CC/CC de potencia del tipo elevador bidireccional.	45
2.18	Esquema básico de una celda de supercapacitor.	46
2.19	Banco de supercapacitores de 48V y 165F de la empresa <i>Maxwell Technologies</i> [©] [2.44].	46
3.1	Representación de la superficie de deslizamiento en el espacio de estados.	54

3.2	Trayectorias del sistema conmutado en el SM de primer orden.	59
3.3	Representación de la superficie de deslizamiento de segundo orden en el espacio de estados.	62
3.4	Expansión del sistema original para aplicación de algoritmos SOSM.	63
3.5	Convergencia del algoritmo <i>Super-Twisting</i>	66
4.1	Diagrama esquemático de un sistema de acondicionamiento de potencia utilizado para el análisis de la ZD.	72
4.2	Esquema del circuito eléctrico equivalente para el filtro de entrada de primer orden con CPL.	73
4.3	Función especial de energía de Lyapunov para filtro capacitivo.	75
4.4	Esquema del circuito equivalente para el filtro de entrada de segundo orden con CPL.	77
4.5	Ilustración de la región de invarianza \mathcal{R} obtenida mediante las condiciones de estabilidad de Lyapunov.	80
4.6	Diagrama de conductancia para filtro de primer orden con potencia P_f variable.	83
4.7	Diagramas ilustrativos (a) de conductancia y (b) de la región de invarianza \mathcal{R} para el filtro de segundo orden con potencia P_f variable y valores fijos de f_c y C_f	84
4.8	Ejemplo de diseño: Diagramas (a) de conductancia y (b) de la región de invarianza \mathcal{R} para el filtro de segundo orden con capacitor C_f variable y valores fijos de frecuencia $f_c = 1$ kHz y potencia $P_f = 750$ W.	87
4.9	Diagrama eléctrico del módulo de potencia basado en filtro de entrada de segundo orden.	88
4.10	Respuesta temporal del sistema de potencia controlada para múltiples escalones de referencia.	90
4.11	Plano $i_s - v$ para las trayectorias estables con condición inicial internas a la región de invarianza $\mathcal{R}(750$ W).	91
4.12	Comportamiento inestable para condición inicial por fuera de $\mathcal{R}(750$ W); a) Plano corriente vs tensión de filtro; b) Potencia del filtro en función del tiempo; c) Tensión del filtro, v , en función del tiempo; d) Corriente de filtro, i_s , en función del tiempo.	91
4.13	Circuito eléctrico equivalente de la ZD para módulo de FC.	93
4.14	Curvas de polarización estática para las FCs H-5000 de Horizon [©] , S1-50C de PowerCell [©] y FCvelocity-9ssl de Ballard [©]	94
4.15	Curvas de conductancia del filtro de primer orden para la FC FCvelocity-9ssl de Ballard [©]	96
4.16	Curvas de conductancia del filtro de segundo orden para la FC FCvelocity-9ssl de Ballard [©]	97
4.17	Curvas de conductancia para las FCs S1-50C de PowerCell [©] y H-5000 de Horizon [©]	98
5.1	Esquema de un FCM como parte de un sistema de generación híbrida.	102
5.2	Esquema del modelo eléctrico para el módulo de pila de combustible.	104
5.3	Modelo de una pila de combustible de membrana de intercambio protónico; a) Circuito eléctrico equivalente; b) Curva de polarización.	105

5.4	Estructura del sistema de acondicionamiento basado en convertidor elevador.	106
5.5	Evolución de φ frente a perturbaciones a lo largo de todo el rango de operación del sistema.	111
5.6	Cotas obtenidas para las funciones φ y Γ	111
5.7	Diagrama de conductancia para la FC Nexa de 1.2kW.	113
5.8	Modelo de mayor orden empleado en los ensayos por simulación	114
5.9	Respuesta en el tiempo de la tensión de bus común v_{bus} con perturbación externa.	114
5.10	Perfil de referencia $i_{fcm,r}$ generado a partir del ciclo urbano de conducción IM240 de la EPA.	115
5.11	Seguimiento del sistema de control a la referencia de corriente del FCM $i_{fcm,r}$	116
5.12	Respuesta en el tiempo de la variable de deslizamiento σ y $\dot{\sigma}$	116
5.13	Esfuerzo de control de los algoritmos por SM de primer y segundo orden.	117
5.14	Respuesta estable de los estados de la dinámica cero v_f e i_f	118
5.15	Comparación de sistemas de control por SOSM-STA para diferentes sintonizaciones.	118
5.16	Deterioro en las características de robustez del SOSM-STA para ganancias reducidas.	119
6.1	Aproximación de la función signo por método de Región límite o <i>Boundary layer</i>	124
6.2	Lazo de control por SM dinámico o <i>Dynamical SMC</i>	125
6.3	Convergencia suave de los principales algoritmos SM de segundo orden.	126
6.4	Ilustración del intervalo de tiempo superpuesto \mathcal{T}_k	132
6.5	Diagrama de fase para una trayectoria convergente del algoritmo SOSM <i>Super-Twisting</i>	136
6.6	Esquema circuital del sistema de potencia bajo estudio.	138
6.7	Tensión de bus V_{bus} del primer ensayo.	141
6.8	Evolución temporal de la corriente del convertidor i_b	141
6.9	Respuesta temporal de la acción de control u	142
6.10	Variación del parámetro β	142
6.11	Evolución temporal de la variable de deslizamiento σ y su primer derivada.	143
6.12	Perturbación en la tensión de bus V_{bus} para el segundo ensayo.	143
6.13	Respuesta temporal de la corriente i_b en el segundo ensayo.	144
6.14	Esfuerzo de control u para ambos controladores ensayados.	144
6.15	Variación del parámetro β en el segundo ensayo.	145
6.16	Evolución temporal de la variable de deslizamiento σ y su derivada $\dot{\sigma}$ en el segundo ensayo.	145
7.1	Plataforma experimental en el <i>Institut de Robòtica i Informàtica Industrial</i> (UPC-CSIC), Barcelona, España.	153
7.2	Configuración del módulo de pila de Combustible utilizado en los ensayos experimentales.	154
7.3	Diagrama de implementación del algoritmo <i>Super-Twisting</i>	156

7.4	Respuestas temporales de las 3 sintonizaciones a un cambio de referencia abrupto.	156
7.5	Validación de la medición de corriente de la señal i_{fcm} controlada.	157
7.6	Esquema de la etapa contadora de cruces por cero.	158
7.7	Medición de la cantidad de cruces por cero de la variable de deslizamiento.	159
7.8	Diagrama de implementación del controlador proporcional-integral.	160
7.9	Respuesta de las tres sintonizaciones del control PI a un cambio de referencia del tipo escalón ($v_{fc} = 35V$).	161
7.10	Validación de la corriente i_{fcm} para el controlador PI.	162
7.11	Seguimiento a cambio en la referencia de tipo rampa para los sistemas de control.	163
7.12	Respuesta temporal de la corriente i_{fcm} y variación de la tensión v_{bus}	164
7.13	Respuesta temporal de los parámetros N y β del STBA-STA.	165
7.14	Acción de control de los algoritmos evaluados.	165
7.15	Respuesta temporal del SOSM-STA para $\beta = \beta_{\min}$	166
8.1	Diagrama esquemático de un vehículo eléctrico basado en FC/SC.	170
8.2	Modelo eléctrico del sistema de potencia híbrido basado en FC/SC.	171
8.3	Diagrama del control supervisor basado en separación por frecuencia.	174
8.4	Esquema completo del sistema de control para el sistema de generación de energía híbrida.	175
8.5	Perfil de potencia para el ciclo de conducción normalizado EPA IM240.	180
8.6	Respuesta temporal de la corriente del módulo de FC, i_{fcm}	181
8.7	Respuesta temporal de la corriente del banco de SCs, i_{ess}	181
8.8	Tensión regulada del bus CC en presencia de la perturbación de potencia.	182
8.9	Evolución temporal de las variables de deslizamiento, σ_{fcm} y σ_{ess}	183
8.10	Respuesta temporal de las acciones de control u_{fcm} y u_{ess}	183
8.11	Evolución temporal de los parámetros de control, β_{fcm} y β_{ess}	184
8.12	Variaciones de la tensión de la pila de combustible y del banco de supercapacitores.	185

Índice de tablas

4.1	Parámetros del módulo de potencia simulado	88
4.2	Frecuencias f_c mínimas según capacidad C_f	98
5.1	Parámetros ajustados empíricamente para la FC Nexa de 1.2kW. . .	106
5.2	Parámetros del sistema de acondicionamiento del FCM.	107
5.3	Parámetros del sistema de control	115
6.1	Parámetros del sistema de potencia	139
6.2	Parámetros del algoritmo STBA <i>Super-Twisting</i> propuesto	139
7.1	Sintonizaciones para el controlador STA	157
7.2	Parámetros del sistema de control utilizados en la plataforma. . . .	160
7.3	Sintonizaciones para el controlador PI	161
8.1	Parámetros eléctricos del SGEH	173
8.2	Parámetros de control del STBA-STA.	180

Lista de términos y abreviaturas

SGEH	Sistema de generación de energía híbrido
VE	Vehículo eléctrico
FC	<i>Fuel cell</i> (Pila de combustible)
PEM	<i>Proton exchange membrane</i> (Membrana de intercambio de protones)
FCM	<i>Fuel cell module</i> (Módulo de FC)
SC	Supercapacitor
SCB	<i>Supercapacitor bank</i> (Banco de SC)
BL	Batería de litio
ESS	<i>Energy storage system</i> (Sistema de almacenamiento de energía)
CC	Corriente continua
CPL	<i>Constant power load</i> (Carga de potencia constante)
SM	<i>Sliding modes</i> (Modos deslizantes)
SMC	<i>Sliding mode control</i> (Control por modos deslizantes)
FO-SMC	<i>First order SMC</i> (SMC de primer orden)
SOSM	<i>Second order sliding modes</i> (Modos deslizantes de segundo orden)
STA	<i>Super-Twisting algorithm</i> (Algoritmo Super-Twisting)
GR	Grado relativo
ZD	<i>Zero dynamics</i> (Dinámica de los ceros)
SISO	<i>Single-input single-output</i> (Una-entrada una-salida)
MIMO	<i>Multiple-input multiple output</i> (Múltiple-entrada múltiple-salida)
STA-GF	STA con ganancias fijas
STBA-STA	<i>Switched-time based adaptive STA</i>
SABA-STA	<i>Switched-amplitude based adaptive STA</i>

Resumen

El incremento de los desafíos energéticos y la creciente preocupación por el deterioro ambiental han suscitado una migración global hacia las energías renovables. De manera progresiva, el mundo se está encaminando hacia una generación de energía más sostenible, desarrollando e integrando cada vez más fuentes alternativas a la matriz energética. Sin embargo, a pesar de los importantes avances conseguidos hasta el momento, la investigación y el desarrollo continuo de estas tecnologías emergentes siguen en pleno auge, en búsqueda de nuevas soluciones para los numerosos desafíos que tenemos por delante.

En esta migración global hacia las energías alternativas, los sistemas de generación de energía híbridos basados en pilas de combustible de hidrógeno han atraído considerables inversiones a lo largo de todo el mundo para la producción de energía eléctrica. Este creciente interés en el hidrógeno y las pilas de combustible se fundamenta en su potencial para ser una fuente de energía limpia, móvil y sostenible cuando se combinan con otras fuentes alternativas. Su capacidad para reducir la dependencia del mundo en los combustibles fósiles y mitigar las emisiones contaminantes en sectores difíciles de descarbonizar ha hecho pensar que una economía basada en hidrógeno es posible.

En este sentido, la combinación de pilas de combustible con sistemas de almacenamiento no convencionales, como supercapacitores y/o baterías de litio, para su integración en sistemas de generación híbridos ha demostrado ser altamente prometedora. Sin embargo, esta estructura presenta también importantes desafíos para el desarrollo de sistemas de control eficientes y seguros. Las características del sistema altamente no lineales, sumado a su elevado nivel de perturbaciones e incertidumbres, requieren el diseño de controladores robustos que permitan mantener un buen desempeño en todas las regiones de funcionamiento del sistema.

De esta manera, a lo largo de la presente tesis nos dedicaremos al estudio y desarrollo de sistemas de control avanzados para hacer frente a estos nuevos desafíos. En particular, las estrategias de control por modos deslizantes han demostrado ser una potente técnica para el desarrollo de controladores robustos en entornos con mucha variabilidad. Sin embargo, esta metodología de control posee algunas desventajas que tendremos que sortear para lograr maximizar la eficiencia de los sistemas a base de hidrógeno. Es así que, como contribución en esta área de investigación, se realizarán aportes concretos que permitan mejorar estas estructuras de control avanzadas por medio de estrategias de adaptación de ganancias, para su aplicación en módulos de potencia renovables. Para llevar a cabo este estudio, comenzaremos la investigación desde el análisis inicial de las condiciones teóricas que aseguran el correcto funcionamiento de las propuestas realizadas hasta finalizar en su validación experimental en una plataforma a escala del sistema bajo estudio.

Abstract

The increase in energy challenges and the growing concern about environmental deterioration have sparked a global migration towards renewable energies. Gradually, the world is moving towards more sustainable energy generation, developing and integrating alternative sources into the energy matrix. Despite the significant progress made so far, ongoing research and development of these emerging technologies are still in full swing, seeking new solutions for the numerous challenges we face.

In this global migration towards alternative energies, hydrogen fuel cell-based hybrid power generation systems have attracted considerable investments worldwide for electricity production. This growing interest in hydrogen and fuel cells is based on their potential to be a clean, mobile, and sustainable energy source when combined with other alternatives. Their ability to reduce the world's dependence on fossil fuels and mitigate polluting emissions in hard-to-decarbonize sectors has led to the belief that a hydrogen-based economy is feasible.

In this regard, the combination of fuel cells with unconventional energy storage systems, such as supercapacitors and/or lithium batteries, for integration into hybrid generation systems, has proven to be highly promising. However, this structure also presents significant challenges for the development of efficient and safe control systems. The highly nonlinear nature of these systems, combined with their high level of disturbances and uncertainties, requires the design of robust controllers to ensure good performance across all operating regions of the system.

Therefore, throughout this thesis, we will focus on the study and development of advanced control systems to address these new challenges. In particular, sliding mode control strategies have proven to be a powerful technique for developing robust controllers in environments with high variability, such as systems involving fuel cells. However, this control methodology also has some disadvantages that we will need to overcome to maximize the efficiency of hydrogen-based systems and maintain the desired robustness characteristics. As such, as a contribution in this research area, specific contributions will be made to improve these advanced control structures through gain adaptation strategies, for their application in renewable power modules. To carry out this study, we will begin with the initial analysis of the theoretical conditions ensuring the correct functioning of the proposed approaches, and conclude with their experimental validation on a scaled platform of the system under study.

Introducción

Objetivo general de la investigación

La presente tesis se enmarca en el área de la ingeniería de control automático, especialmente enfocada en los desafíos asociados a la situación energética global y su transición hacia formas de generación de energía más limpias y sostenibles. En este contexto, el objetivo principal de esta investigación se centra en la búsqueda y el desarrollo de nuevas soluciones tecnológicas destinadas a mejorar la eficiencia y el rendimiento de los sistemas de generación de energía híbridos (SGEHs) que combinan fuentes alternativas de energía y módulos de almacenamiento no tradicionales. Esta temática se ha convertido en un área de I+D de crucial importancia en la actualidad, tanto a nivel nacional como internacional, principalmente motivada por la creciente demanda energética y la preocupación por su impacto ambiental.

En particular, los SGEHs basados en pilas de combustible (FCs, por sus siglas en inglés) de hidrógeno han recibido importantes inversiones a lo largo de todo el mundo para la generación de energía eléctrica. Este fuerte interés global en el hidrógeno y las pilas de combustible se debe a su potencial para constituir una fuente de energía limpia, portátil y sustentable cuando se combinan con otras fuentes alternativas. Tales sistemas son capaces de reducir la dependencia a los combustibles fósiles y disminuir las emisiones contaminantes a la atmósfera en sectores de la industria difíciles de descarbonizar. Aunque la integración de pilas de combustible con sistemas de almacenamiento no convencionales, como supercondensadores y/o baterías de litio, ha mostrado ser muy prometedora, también plantea desafíos considerables en términos de los sistemas de control asociados. En este sentido, a lo largo de este trabajo de investigación se centrarán los esfuerzos en estudiar y desarrollar nuevos sistemas de control avanzados que permitan resolver los problemas vinculados a estos SGEHs, particularmente para su aplicación tanto en sistemas estacionarios (micro-redes) como móviles (vehículos eléctricos).

De esta forma, los aportes de esta investigación serán llevados a cabo a lo largo de tres ejes principales. En primer lugar, se propondrán y desarrollarán nuevos métodos de estudio que permitan analizar de forma exhaustiva la estabilidad de los SGEHs que involucran FCs, particularmente frente a la presencia de cargas de potencia constante. En este sentido, se realizarán aportes específicos en el desarrollo de criterios de diseño que garanticen la operación segura de los módulos de potencia involucrados en todo su rango de funcionamiento. Estos criterios desarrollados no solo protegerán la operación del módulo de FC de comportamientos inestables, sino que también permitirán aprovechar al máximo la vida útil del dispositivo.

Posteriormente, una vez establecidas las regiones seguras de operación del sis-

tema, se proseguirá con la propuesta de nuevos algoritmos de control orientados a maximizar el rendimiento de conversión de energía eléctrica del SGEH en su conjunto. En particular, se buscará realizar aportes concretos en el diseño y desarrollo de estrategias de control por modos de deslizantes de segundo orden, que permitan mejorar la eficiencia del sistema controlado manteniendo las características de desempeño y robustez deseadas. Por último, los estudios y desarrollos realizados a lo largo de este trabajo serán evaluados exhaustivamente en una plataforma experimental a escala del SGEH bajo estudio, conformada por una pila de combustible real de uso comercial. Estos ensayos se encontrarán destinados a validar el desempeño de los sistemas de control propuestos, comparando su rendimiento con diferentes controladores disponibles en la bibliografía.

Organización y estructura de tesis

El contenido de la tesis se encuentra distribuido a lo largo de nueve capítulos. Los primeros tres capítulos tienen como principal objetivo sintetizar el estado del arte actual de los SGEHs basados en pilas de combustible de hidrógeno, así como su gestión por medio de estrategias de control empleando técnicas de modos deslizantes. A continuación, en los seis capítulos siguientes se encuentran plasmados los principales aportes y resultados de esta investigación. La tesis concluye en el capítulo nueve, donde se presentan las conclusiones finales y trabajo a futuro.

De esta forma, los capítulos se encuentran organizados de la siguiente manera:

- En el **Capítulo 1** se examina de manera concisa el estado actual de las energías renovables en la matriz energética mundial. Específicamente, se analiza el papel del hidrógeno como un vector energético versátil y limpio en el escenario actual, que puede complementar y potenciar enormemente a las energías renovables disponibles en la matriz moderna.
- En el **Capítulo 2** se continúa con los estudios sobre la generación de energía eléctrica a partir del hidrógeno, tomando como eje central de la discusión a la pila de combustible. En este sentido, se analiza el funcionamiento de la pila como fuente principal en un sistema de generación de energía híbrida que involucra múltiples fuentes de energía alternativas.
- En el **Capítulo 3** se presentan los conceptos fundamentales de la teoría de control por modos deslizantes. En particular, se analizan en mayor detalle las diferentes técnicas de control de segundo orden existentes, haciendo particular énfasis en la estrategia *Super-Twisting*.
- En el **Capítulo 4** se realiza un estudio exhaustivo sobre la estabilidad de los sistemas de energía operando bajo condiciones de potencia de carga constante. Este análisis es desarrollado utilizando herramientas no lineales con el objetivo garantizar no solo la estabilidad en un punto de operación determinado, sino también establecer el funcionamiento seguro del sistema en todo el rango de operación. Seguidamente, el estudio es extendido para su aplicación en sistemas basados en módulos de pilas de combustible. A partir de las condiciones de estabilidad halladas, se aportaron diferentes herramientas y procedimientos de diseños para la selección de los parámetros del sistema,

con el objetivo de asegurar el comportamiento estable del mismo. Esto fue realizado mediante la propuesta del uso de distintos diagramas de conductancias del sistema, que permitieron establecer una metodología gráfica y sencilla para su diseño.

- En el **Capítulo 5** se aborda la propuesta y el desarrollo de un sistema de control diseñado a partir de técnicas por modos deslizantes de segundo orden, para el control de un módulo de pila de combustible. En primer lugar, se desarrollaron las expresiones matemáticas que modelan la dinámica principal del sistema bajo estudio. Este modelo obtenido es posteriormente utilizado para el diseño del sistema de control por medio del algoritmo *Super-Twisting* de segundo orden. Una vez finalizada la propuesta inicial, se realizaron diferentes ensayos por simulación para la validación del sistema, que permitieron constatar el buen desempeño y la estabilidad de la estrategia propuesta, así como las principales dificultades de esta metodología.
- A partir de estos resultados, en el **Capítulo 6** se propone un nuevo mecanismo de adaptación de ganancias, basado en estrategias por conmutación de tiempo, para el algoritmo *Super-Twisting* estudiado. En este contexto, los aportes de este capítulo se centran en dos ejes principales. En primer lugar, se desarrollan las diferentes expresiones para la implementación de la ley de adaptación propuesta en el controlador *Super-Twisting* convencional, permitiendo su diseño de forma sencilla como una capa superior del algoritmo base. Posteriormente, se desarrollaron las condiciones teóricas que aseguran el funcionamiento estable de la estrategia propuesta, estableciendo una región estimada para la superficie real de deslizamiento donde las oscilaciones del sistema quedarán contenidas. Para finalizar el capítulo, el mecanismo de adaptación propuesto es validado por simulación para el caso de aplicación de un sistema de potencia basado en un convertidor CC/CC.
- En el **Capítulo 7**, la estrategia de adaptación propuesta anteriormente es desarrollada para su aplicación en un módulo de pila de combustible. De esta manera, a lo largo de este capítulo se realiza una validación experimental exhaustiva sobre el desempeño y las propiedades de robustez del sistema de control propuesto. Los ensayos experimentales son realizados en una plataforma real a escala, que integra una pila de combustible de uso comercial de 1.2kW. En este sentido, los resultados obtenidos permiten demostrar como el algoritmo propuesto otorga una importante mejora en el desempeño general del sistema, manteniendo las características de robustez del controlador base original.
- En el **Capítulo 8** se realiza una extensión del sistema de control propuesto en el capítulo anterior, para su aplicación en un SGEH completo, involucrando tanto al módulo de pila de combustible como a su sistema de almacenamiento asociado. Debido a que el sistema completo presenta múltiples entradas y salidas, este desarrollo final fue realizado por medio de una matriz de transformación no lineal de los estados, con el objetivo de simplificar su diseño. Finalmente, para concluir con los estudios de la estrategia de adaptación desarrollada, el desempeño del SGEH controlado fue evaluado de forma experimental asumiendo su operación bajo condiciones de demanda

fuertemente variables, definidas por el perfil de conducción de un vehículo eléctrico.

- Por último, en el **Capítulo 9** se presentan las principales conclusiones de esta tesis doctoral en conjunto con el trabajo a futuro de la investigación.

Principales aportes

A partir de los aportes realizados a lo largo de esta investigación, a continuación se detallan los diferentes trabajos publicados en el marco de la tesis doctoral. También se incluye un capítulo de libro, actualmente en revisión para su publicación y un artículo en una revista de divulgación científica.

Trabajos publicados en revistas internacionales

1. *Stability Criteria for Input Filter Design in Converters with CPL: Applications in Sliding Mode Controlled Power Systems*. **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré y Paul Puleston. *Energies* 2019, 12, 4048. DOI: 10.3390/en12214048
2. *Design and Stability Analysis of a Super-Twisting Controller for a PS-FBC based Fuel Cell Module*. **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré y Paul Puleston. *Advanced Control for Applications: Engineering and Industrial Systems*, 2019 John Wiley & Sons, Inc. DOI: 10.1002/adc2.19
3. Fuel cell module control based on Switched/Time-Based Adaptive Super-Twisting Algorithm: design and experimental validation. **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston y Ramón Costa-Castelló. *IEEE Transactions on Control System Technology* 2022. DOI: 10.1109/TCST.2022.3169441
4. *Control Super-Twisting con adaptación basada en cruce por cero. Análisis de estabilidad y validación*. **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston, Roda, V. y Ramón Costa-Castelló. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 20(1), pp. 104–114. DOI: 10.4995/riai.2022.17214.

Capítulo de libro (en prensa)

1. *Advanced Sliding Mode Control Techniques for Fuel Cell Based Hybrid Energy System*. Jorge Anderson, Jerónimo Moré y Puleston Paul. *Towards Energy Systems Integration for Multi-Energy Systems: From Operation to Planning in the Green Energy Context*, Springer Book, Editores: Carlos Ocampo-Martinez y Nicanor Quijano.

Artículos de divulgación científica

1. *Generación de energía limpia a base de hidrógeno y pilas de combustible*. **Jorge Anderson**, Juan Talpone, Jerónimo Moré y Paul Puleston. *Revista IN-GENIUM Conocimiento y Aplicaciones de la Ingeniería*, Academia de la Ingeniería de la Provincia de Buenos Aires, Número 5, 2023. ISBN: 2796-7042.

Trabajos publicados en congresos y jornadas nacionales

1. *Control Super-Twisting con adaptación basada en cruce por cero: Análisis de estabilidad y validación experimental.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston, Roda Vicente y Ramón Costa-Castelló. XIX Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2021). ISBN: 978-987-88-2891-6.
2. *Resultados de implementación de un controlador de ganancias adaptivas para sistemas de generación híbrida.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston, Ramón Costa-Castelló y Roda Vicente. IV Jornadas de Investigadores en Formación de la UNQ (JIF 2020), p. 52. ISSN: 2718-8663.
3. *Implementación y validación experimental del control de un sistema híbrido basado en pilas de combustible para vehículos eléctricos.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston, Roda Vicente y Ramón Costa-Castelló. 27^o Congreso Argentino de Control Automático (AADECA'20), 2020. ISBN: 978-987-46859-2-6.
4. *Control por Modos Deslizantes Super-Twisting con Adaptación de Ganancias: Aplicación a Módulo de Pila de Combustible.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston y Carolina Evangelista. XVIII Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2019). ISBN: 978-987-1648-44-3.
5. *Control de sistema híbrido de energía basado en pilas de combustible y supercapacitores.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré, Paul Puleston y Pedro Fornaro. Quintas Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión 2019, Facultad de Ingeniería UNLP. ISBN: 978-950-34-1749-2.
6. *Criterios de diseño de filtro para Módulo de Pila de Combustible: un enfoque por Lyapunov.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré y Paul Puleston. 26^o Congreso Argentino de Control Automático (AADECA'18). ISBN: 978-987-46859-0-2.
7. *Diseño y validación experimental de un Controlador Super-Twisting aplicado a un Módulo de Pila de Combustible.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré y Paul Puleston. “ Congreso Bienal de IEEE Argentina 2018 (ARGENCON2018)
8. *Control por modos deslizantes Super-Twisting aplicado a Módulo de Pilas de Combustible basado en Convertidor PS-FB.* **Jorge Anderson**, Jerónimo Moré y Paul Puleston. XVII Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2017). ISBN: 978-987-544-754-7
9. *Control Super-Twisting MIMO para un Módulo Híbrido de Pilas de Combustible/Supercapacitores en Modo de Conducción Discontinua.* Jerónimo Moré, Paul Puleston y **Jorge Anderson**. 25^o Congreso Argentino de Control Automático – Exposición de Instrumentos y Sistemas de Control (AADECA'16) ISBN 978-950-99994-9-7

Capítulo 1

Hacia un nuevo panorama: El hidrógeno como vector energético

El aumento de los desafíos energéticos y la creciente preocupación por el impacto ambiental han dirigido la atención global hacia las energías renovables como una solución clave. Progresivamente, el mundo está encaminándose hacia la generación de energía más sostenible, incorporando de manera significativa las fuentes renovables en la matriz energética global. A pesar de los avances alcanzados, la investigación y el desarrollo de estas tecnologías emergentes continúan en marcha, buscando alternativas cada vez más competitivas en el mercado global que satisfagan las demandas del futuro.

En este nuevo panorama de tecnologías emergentes, el hidrógeno se presenta como un recurso estratégico central a nivel global de cara al futuro. Cada vez más, los diferentes gobiernos y la industria están reconociendo el potencial del hidrógeno, destinando diferentes recursos para su desarrollo e investigación. Sin embargo, todavía queda un largo camino para que su aplicación en la generación de energía eléctrica sea realmente explotada. Principalmente debida a su grado de madurez tecnológica y su falta de competitividad económica, está claro que la investigación continua, la innovación tecnológica y la colaboración entre sectores público y privado son esenciales para desbloquear todo el potencial del hidrógeno en la generación de energía eléctrica y avanzar hacia un futuro más limpio y sustentable. Es así que, durante este primer capítulo, trataremos de adentrarnos en los principales desafíos y oportunidades que enfrenta el panorama de las energías renovables, centrándonos en la destacada posición que el hidrógeno ocupa en este escenario en constante evolución.

1.1. Las energías renovables en la actualidad

Aproximadamente el 80% de la energía utilizada a nivel mundial en la actualidad proviene de combustibles fósiles, una realidad que ha motivado una creciente preocupación debido a sus impactos negativos en el medio ambiente y la calidad de vida de las generaciones futuras. A lo largo de las últimas décadas, la humanidad ha sido testigo del deterioro ambiental causado por la quema masiva de carbón, petróleo y gas natural, contribuyendo al cambio climático, la contaminación del aire y la degradación de los ecosistemas.

Los combustibles fósiles provienen de fuentes de energía concentradas que evolucionaron a partir de restos de animales y plantas a lo largo de períodos muy largos de tiempo. En este sentido, las fuentes de energía fósil son una forma de energía solar almacenada, desarrollada a través de un proceso de conversión de la radiación solar durante millones de años. Sin embargo, al quemarse en conjunto con oxígeno, su combustión no solo se genera energía en forma de calor, sino que también produce gases de efecto invernadero, como el monóxido y dióxido de carbono (CO y CO₂, respectivamente), dióxido de azufre (SO₂), entre otros gases de escape [1.1].

Si bien el uso masivo de los combustibles fósiles se remonta a los albores de la Revolución Industrial [1.2], la evidencia científica es clara en cuanto a que esta práctica conlleva consecuencias devastadoras para la biodiversidad y sostenibilidad del ecosistema global. La excesiva dependencia de estos combustibles no solo agota los recursos naturales finitos de nuestro planeta, sino que también acelera peligrosamente los efectos adversos del cambio climático. En este contexto, la conciencia pública ha crecido en torno a la necesidad imperativa de buscar alternativas sostenibles y reducir la huella ambiental asociada con la producción y consumo de energía. Es así que, principalmente impulsadas por la transición energética hacia formas de energías más sustentables, y apoyado por diferentes compromisos internacionales como el Acuerdo de París [1.3], acuerdos bilaterales y diferentes programas impulsados por las Naciones Unidas, las energías renovables han ido ganando terreno de a poco.

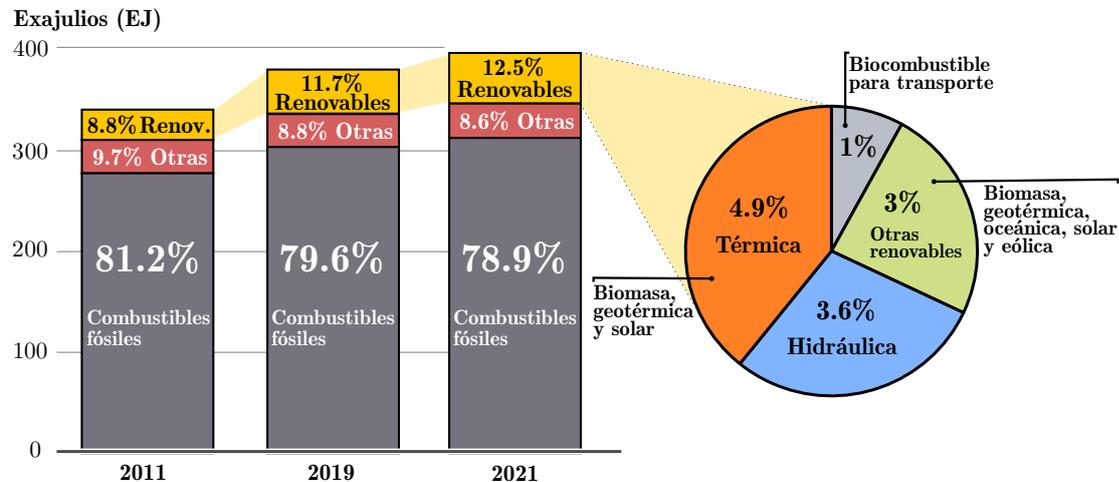


Figura 1.1: Demanda de energía global según tipo de fuente. [1.4]

Sin embargo, a pesar de la notable desaceleración en el crecimiento de la demanda de energía primaria en 2022, con un aumento de solo un 1,1 % en comparación con el 5,5 % registrado en 2021, la demanda global en general ha estado aumentando significativamente [1.4] (ver Figura 1.1). Particularmente, desde los niveles de consumo prepandémicos, el incremento ha sido superior al 16 % desde el 2011. En respuesta a estas necesidades energéticas, el aumento en el uso de combustibles fósiles, lamentablemente, también se ha intensificado. Aunque este aumento fue menor que el incremento en la demanda mundial, los últimos datos disponibles muestran que el crecimiento en el uso de combustibles fósiles superó al aumento en la producción de energía proveniente de fuentes renovables.

1.1. Las energías renovables en la actualidad

En este panorama mundial, la mayor parte de la energía requerida se suministra en forma de calor directo, que representó el 48,7% del consumo total en 2020, seguido por el combustible, incluyendo tanto líquidos como gaseosos utilizados para el transporte, y que representó el 28,6% [1.5]. En la suma de estos dos sectores, la incidencia de las energías renovables fue de solo el 7,6%. Sin embargo, cuando nos enfocamos en la proporción de energía eléctrica dentro del suministro de energético global, incluyendo la utilizada también para transporte y calefacción, vemos que el uso de la electricidad ha ido aumentando constantemente, pasando del 19% en 2010 al 22,7% en 2020. Este cambio refleja la creciente dependencia de la electricidad para satisfacer las necesidades energéticas en todos los sectores. En consonancia con esta tendencia, las energías renovables han logrado su mayor incidencia en este sector, contribuyendo con casi un tercio (30%) de la producción mundial de electricidad en 2022. Es así que, solo durante dicho año, se añadieron 348GW de nueva potencia instalada a la matriz eléctrica (ver Figura 1.2).

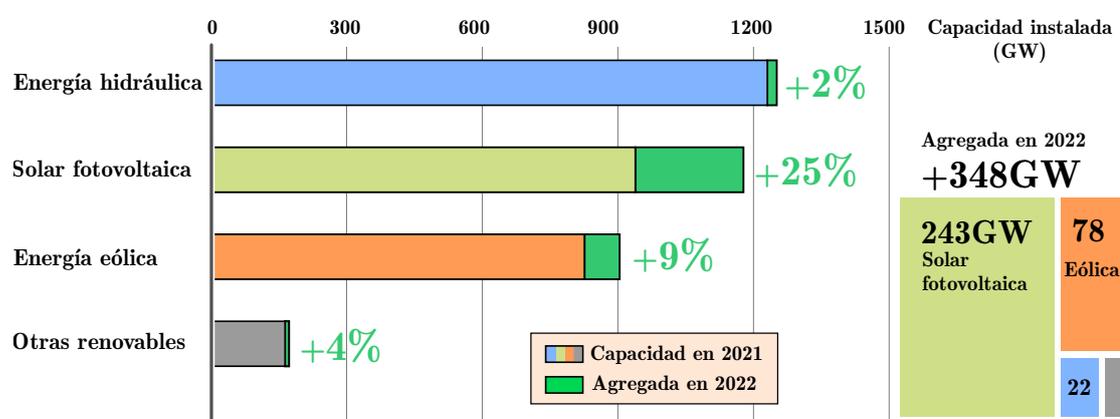


Figura 1.2: Nueva potencia instalada en el año 2022 según fuente renovable. [1.6]

Actualmente, las principales inversiones en fuentes alternativas para su uso en el sector eléctrico se encuentran asociadas a las fuentes de energía solar fotovoltaica y eólica. En particular, el mundo se encuentra volcándose mayoritariamente hacia la primera de ellas, donde en el año 2022 la tecnología solar fotovoltaica aumentó su inversión económica en un 36% con respecto al año anterior [1.7]. Esto resultó en una potencia agregada de 243GW en dicho año, superando ampliamente a las demás tecnologías e incorporando una potencia instalada total cercana a los 1.2TW en todo el mundo. Por su parte, la inversión sobre las tecnologías para sistemas eólicos viene decayendo, pero aún con niveles muy altos de inversión con respecto al resto de las renovables. Es así que durante el año 2022 se añadieron 78GW de potencia a la matriz energética, llegando a los 900GW en la capacidad instalada a nivel mundial [1.6].

En Argentina, el sector de energía renovable experimentó un crecimiento notable en la generación de electricidad durante el año 2021. Representando un hito en este avance, aproximadamente el 13% de la demanda total de energía eléctrica, equivalente a unos 17 TWh, provino de fuentes renovables. Esta cifra marcó un incremento significativo en comparación con el año anterior, donde las fuentes renovables abastecieron el 10% de la demanda del Mercado Eléctrico Mayorista (MEM) [1.8]. Este progreso refleja los esfuerzos continuos del país hacia el objetivo

establecido por la Ley 27.191 de alcanzar un suministro eléctrico que provenga en un 20 % de fuentes renovables para el año 2025 (ver Figura 1.3).

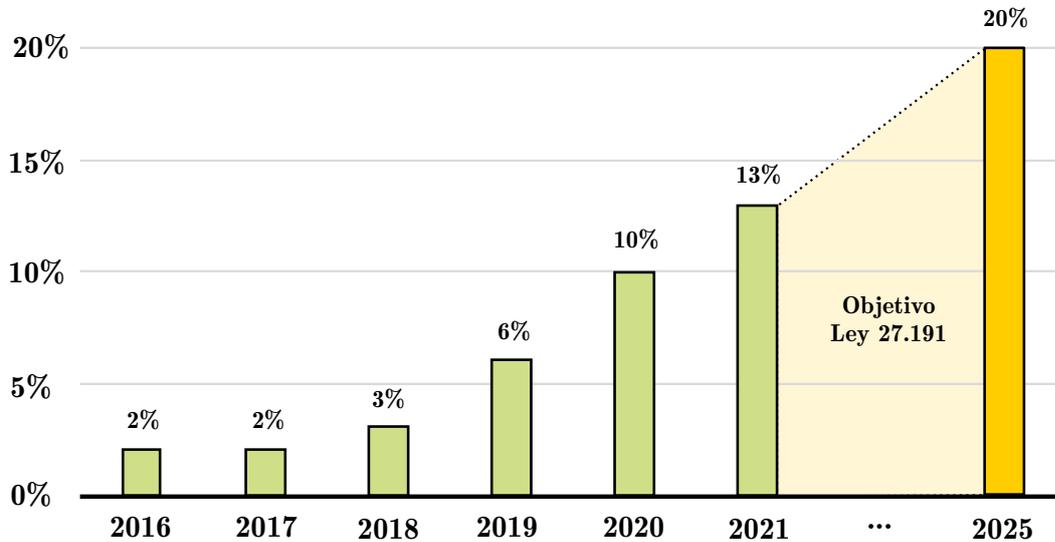


Figura 1.3: Abastecimiento promedio de origen renovable en la demanda total de Argentina. [1.8]

En el transcurso del año 2021, se pusieron en marcha 26 proyectos de gran escala, agregando un total de 1 GW al Sistema Argentino de Interconexión (SADI). De esta capacidad instalada, el 97 % corresponde a fuentes de energía renovable. Actualmente, Argentina cuenta con 187 proyectos operativos de energías renovables, que contribuyen con más de 5 GW a la matriz energética nacional distribuidos como se muestra la Figura 1.4.

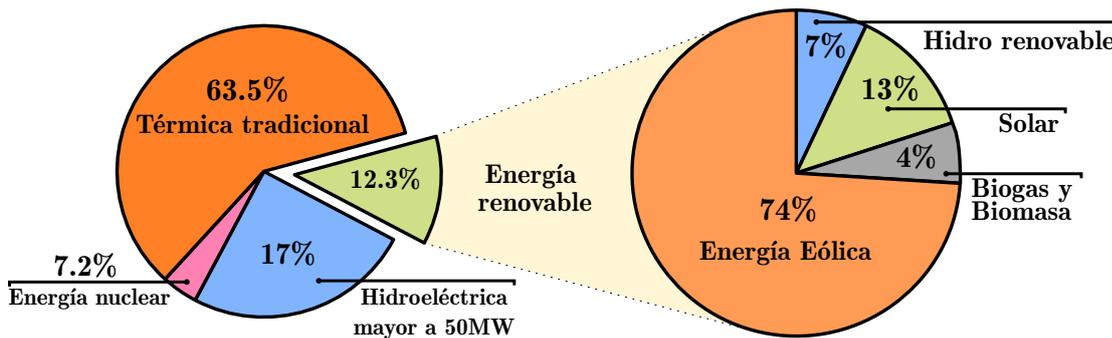


Figura 1.4: Potencia instalada según fuente en Argentina en el año 2021. [1.8]

El desglose de los proyectos inaugurados en 2021 revela una diversificación en las tecnologías empleadas: el 42,3 % corresponde a energía eólica, el 30,8 % a bioenergías, el 15,4 % a energía solar fotovoltaica y el 11,5 % a pequeños aprovechamientos hidroeléctricos. En términos de generación, la energía eólica lideró con un 74 %, seguida de la energía solar fotovoltaica con un 13 %, los pequeños aprovechamientos hidroeléctricos con un 7 % y las bioenergías con un 6 %, según

datos proporcionados por la Compañía Administradora del Mercado Mayorista Eléctrico Sociedad Anónima (CAMMESA) [1.9].

Si bien la potencia instalada de los sistemas de energía renovable viene incrementándose fuertemente, tanto a nivel nacional como mundial, todavía no es suficiente. Se estima que es necesario una aceleración anual de la potencia instalada en el mundo de 2.5 veces la actual, para lograr alcanzar el escenario de cero emisiones neta (más bien conocido como *Net-Zero Scenario* [1.10]) de la Agencia Internacional de Energía (IEA, por sus siglas en inglés) para el 2030. De esta manera, a medida que avanzamos hacia un futuro más sustentable, es imperativo explorar nuevas soluciones tecnológicas para la generación de energía eléctrica renovable.

1.2. Camino a la descarbonización: El hidrógeno

A pesar de los avances significativos en la adopción de las energías renovables en el cotidiano de nuestras vidas, el mundo todavía enfrenta desafíos importantes en la transición hacia un sistema energético más limpio y eficiente. La extremadamente baja incidencia de estas tecnologías en los sectores de transporte e industria hace evidente la necesidad de buscar nuevas formas de generación de energía. En este contexto, el hidrógeno emerge como una alternativa muy prometedora hacia el futuro. Su potencial como vector energético versátil y su capacidad para almacenar y transportar energía de manera eficiente lo convierten en una opción atractiva para reducir las emisiones en sectores difíciles de descarbonizar [1.11, 1.12]. Sin embargo, la escasa inversión en nuevas tecnologías emergentes, sumada a su baja competitividad económica actual en comparación con otras tecnologías como los sistemas fotovoltaicos y eólicos, han dificultado enormemente su desarrollo.

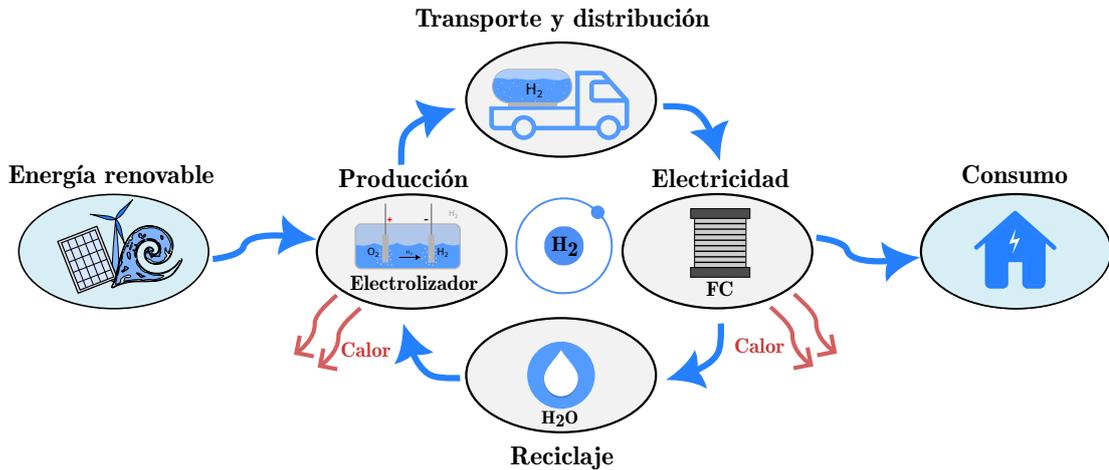


Figura 1.5: Ciclo completo de producción y consumo de energía a partir de hidrógeno limpio.

El uso del hidrógeno por la humanidad no es nuevo. Durante décadas, se ha utilizado ampliamente en la refinación, la industria química (como materia prima), la industria del acero (como agente reductor) y en otras aplicaciones especiales de la industria [1.2]. No obstante, el hidrógeno tiene un inmenso potencial para su de-

sarrollo en numerosas otras aplicaciones, como en el transporte, la producción de combustibles basados en hidrógeno (como amoníaco o hidrocarburos sintéticos), la mejora de biocombustibles, la calefacción a alta temperatura en la industria, y el almacenamiento y generación de electricidad, entre muchas otras [1.13]. Sin embargo, su aplicación a gran escala en estos sectores aún no ha sido completamente aprovechada, y se espera que los esfuerzos de descarbonización la impulsen considerablemente en el mediano y largo plazo.

En este contexto, la utilización masiva del hidrógeno como recurso clave en una matriz energética sostenible a nivel mundial se encuentra muy supeditada a superar todavía numerosos desafíos tecnológicos. Una completa explotación de los beneficios del hidrógeno, tanto a nivel energético como ambiental, solo es posible con un fuerte avance en el desarrollo de métodos con bajas emisiones de carbono, mínimos niveles de contaminación y económicamente más accesibles. Por lo tanto, avanzar hacia un ciclo completamente limpio, donde se minimice el impacto ambiental negativo en todas las etapas de producción, almacenamiento y transporte, uso y reciclaje (ver Figura 1.5), es crucial para una economía basada en hidrógeno. En este sentido, resulta fundamental promover e investigar procesos más eficientes y rentables para la producción y purificación del hidrógeno, desarrollar sistemas seguros de almacenamiento de hidrógeno con mayor densidad energética y perfeccionar los procesos de transformación eficiente de la energía química del hidrógeno en energía eléctrica útil, principalmente a través de celdas de combustible más duraderas y económicas [1.14].

Si bien es el elemento más abundante en el universo, el hidrógeno elemental no se encuentra en grandes cantidades de forma libre en la Tierra, lo que significa que necesita ser producido. Esto conlleva un gran desafío ya que la mayor producción de hidrógeno actual se basa principalmente en el uso de combustibles fósiles [1.13]. Estos procesos son ineficientes en términos energéticos y acentúan gravemente la emisión de gases de efecto invernadero al medioambiente. Sin embargo, una de las principales ventajas del hidrógeno es que puede ser obtenido a partir de diversas materias primas, mediante una variedad de tecnologías de proceso, como la química, la termoquímica y la electrolítica, entre otras [1.15]. Cada tecnología se encuentra en un grado de desarrollo distinto y ofrecen diferentes desafíos. La elección de la materia prima y la técnica de producción depende de numerosos factores como la disponibilidad del recurso, el nivel de madurez tecnológico del proceso, el tipo de demanda en el mercado, la política energética y los costos económicos asociados.

1.2.1. Los colores del hidrógeno

La clasificación del hidrógeno según colores se ha convertido en un concepto ampliamente aceptado en la comunidad para comprender los diversos procesos involucrados en su producción [1.16]. Esta distinción, resumida en la Figura 1.6, permite identificar fácilmente cuales son las técnicas utilizadas para producirlo, así como la fuentes de energía involucradas y su impacto ambiental. Los colores asociados con el hidrógeno, como verde, azul y gris, proporcionan una representación clara de su origen y proceso de producción, lo que ofrece información valiosa sobre su huella ambiental y su contribución a la mitigación del cambio climático.

Actualmente, la producción de hidrógeno se basa principalmente en la utiliza-

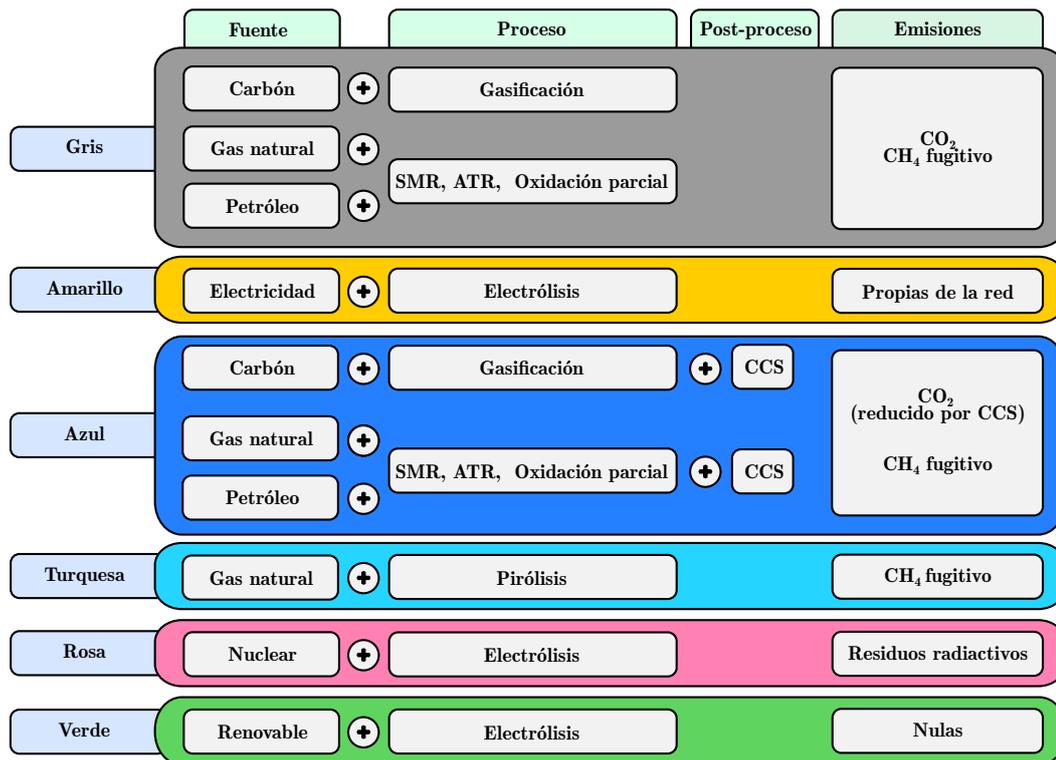


Figura 1.6: Clasificación del hidrógeno según recurso y proceso de producción involucrado.

ción de recursos fósiles, denominada en general como hidrógeno gris. En 2022 el 62 % de la producción se obtuvo a partir de gas natural, mientras el 21 % provino del carbón y 16 % como subproducto de la refinación de petróleo [1.13]. De entre los diferentes métodos para producir hidrógeno a partir de estos combustibles, las técnicas más importantes son las de reformado por vapor de metano (SMR, por sus siglas en inglés), gasificación, reformado por aire (ATR) y oxidación parcial [1.15]. En particular, el método más empleado en la actualidad es el SMR, responsable de aproximadamente tres cuartos de toda la producción de hidrógeno a nivel mundial. Durante este proceso se utiliza calor y presión para convertir el metano (CH₄) del gas natural en hidrógeno y dióxido de carbono (CO₂) utilizando agua a alta temperatura (700-1100°C) y presión.

Sin embargo, las emisiones de gases de efecto invernadero del hidrógeno gris son extremadamente altas, razón por la cual la industria se ha ido volcado poco a poco hacia el hidrógeno azul como un intento de mitigar estos efectos adversos [1.17]. Este hidrógeno es producido de igual manera que el hidrógeno gris, pero añadiendo una etapa adicional de captura y almacenamiento del carbono (o CCS, por sus siglas en inglés). Durante esta etapa, el CO₂ es recapturado y almacenado bajo tierra, evitando que se escape hacia la atmósfera. Aunque idealmente esta innovadora estrategia aspira a una emisión nula de carbono, en la práctica no se logra capturar la totalidad de los gases, alcanzando en el mejor de los casos un éxito del 85 % [1.18]. Más aún, el SMR suele involucrar también un porcentaje de fuga del gas metano no recapturado, el cual posee efectos extremadamente peligrosos sobre el cambio climático. Por último, es importante resaltar que el

carbono no utilizado debe ser almacenado de forma permanente bajo tierra, lo que podría tener implicaciones peligrosas en el futuro.

De esta manera, la preocupación por la continua emisión de gases invernaderos de estos procesos ha puesto en la mira al hidrógeno verde como una alternativa más sostenible y segura para el medio ambiente [1.19, 1.20]. La idea detrás de este tipo de hidrógeno es la utilización de fuentes de energía renovable, como la energía eólica, la energía hidroeléctrica o la energía solar, para su producción por medio de la electrólisis del agua. Durante este proceso, el agua es dividida en sus componentes de oxígeno (O) e hidrógeno a partir de energía eléctrica, sin generar ningún gas de efecto invernadero en el proceso. A diferencia del hidrógeno gris y azul, el hidrógeno verde no está asociado con emisiones de carbono, ya que la electricidad utilizada en la electrólisis proviene de fuentes renovables y no de la quema de combustibles fósiles. Así producido, este puede ser posteriormente convertido a energía eléctrica a partir de una pila de combustible, a través del proceso inverso de la electrólisis, satisfaciendo la demanda energética de forma completamente limpia (ver Figura 1.7).

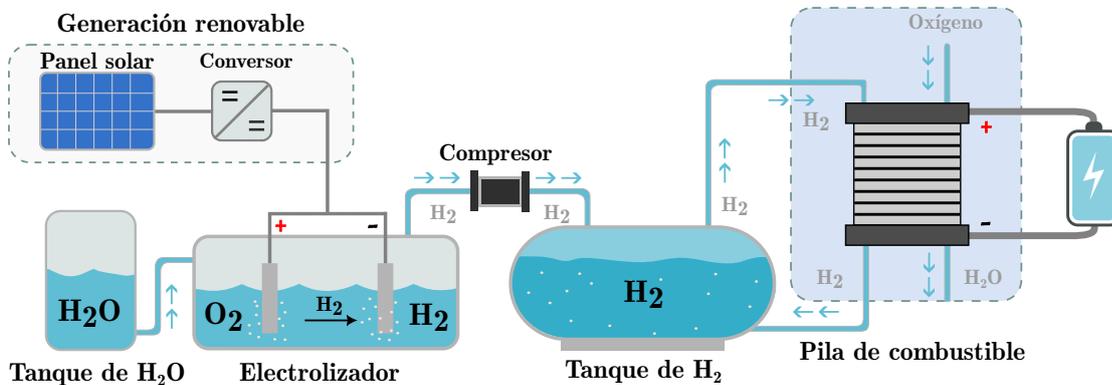


Figura 1.7: Generación de energía eléctrica limpia a partir de hidrógeno verde.

Los costos asociados al desarrollo de electrolizadores a gran escala, junto con el precio de la energía eléctrica proveniente de fuentes renovables, plantean desafíos importantes para la viabilidad económica del hidrógeno verde en el contexto actual [1.21, 1.22]. No obstante, se estima que en los próximos años, impulsado principalmente por el avance de los sistemas fotovoltaicos y eólicos, esta forma de producción de hidrógeno comience a ganar relevancia, lo que podría llevarlo a competir con el hidrógeno gris y azul [1.13]. En este proceso, una transición parcial hacia el hidrógeno amarillo, donde la electricidad necesaria se obtiene directamente de la red eléctrica, puede acelerar el desarrollo de esta tecnología. Por supuesto, la huella de carbono asociada a este tipo de hidrógeno no es nula, ya que está fuertemente ligada a la matriz energética actual, basada principalmente en combustibles fósiles [1.23].

1.2.2. A nuevos rumbos

Como discutíamos al principio de esta sección, la utilización del hidrógeno por la sociedad moderna no es algo novedoso. Durante el año 2022 la industria alcanzó niveles de consumo mayores a las 95Mt anuales de hidrógeno entre los diferentes

sectores, principalmente en aplicaciones tradicionales como la refinación y el sector químico [1.13]. De estas 95Mt, 53Mt fueron utilizadas en la industria química (aproximadamente el 55% del total) para la producción de amoníaco (33%), metanol (17%) y en el sector del hierro y el acero (5%). Por su parte, 41Mt de hidrógeno (aproximadamente el 43%) durante ese año fueron utilizadas para la refinación en la industria petrolera. Adicionalmente, otros usos tradicionales del hidrógeno como la fabricación de componentes electrónicos, fabricación de vidrio o procesamiento de metales solo consumieron alrededor de 1Mt anual (aproximadamente el 1%).



Figura 1.8: Bus propulsado a partir de hidrógeno de la empresa Ballard[©] [1.24]

Sin embargo, se espera que en los próximos años la utilización del hidrógeno en nuevas aplicaciones tome cada vez más relevancia. En particular, la industria del transporte ha comenzado a dar importantes pasos en este sentido [1.25]. Actualmente, casi todas las compañías automotrices más importantes han sacado al mercado diversos vehículos comerciales, tanto para aplicaciones particulares como en la industria, que utilizan el hidrógeno como su principal fuente de energía para la propulsión (ver Figura 1.8). No obstante, aunque es posible y existen prototipos en la actualidad, reemplazar los combustibles fósiles tradicionales en los vehículos con motores de combustión interna (ICE, por sus siglas en inglés) por vehículos alimentados con hidrógeno no elimina por completo las emisiones, ya que pueden producir óxidos de nitrógeno (NO_x) durante el proceso [1.26].

De esta manera, la movilidad a partir del hidrógeno ha ido migrando a lo largo de los años hacia el sector de los vehículos eléctricos (VEs). En esta clase de vehículos, el hidrógeno no es utilizado como combustible, sino que es transformado a electricidad a través de una pila de combustible para el accionamiento de una máquina eléctrica impulsora. Poco a poco, el uso de los vehículos eléctricos de pilas de combustible (FCEV, por sus siglas en inglés) [1.27] por vía terrestre ha ido en aumento, a tal punto que, en 2022 se observó un crecimiento del 45% en el consumo de hidrógeno en este rubro con respecto al año anterior [1.13]. Si bien este aumento muestra una clara tendencia del progreso en este sector, la demanda de hidrógeno

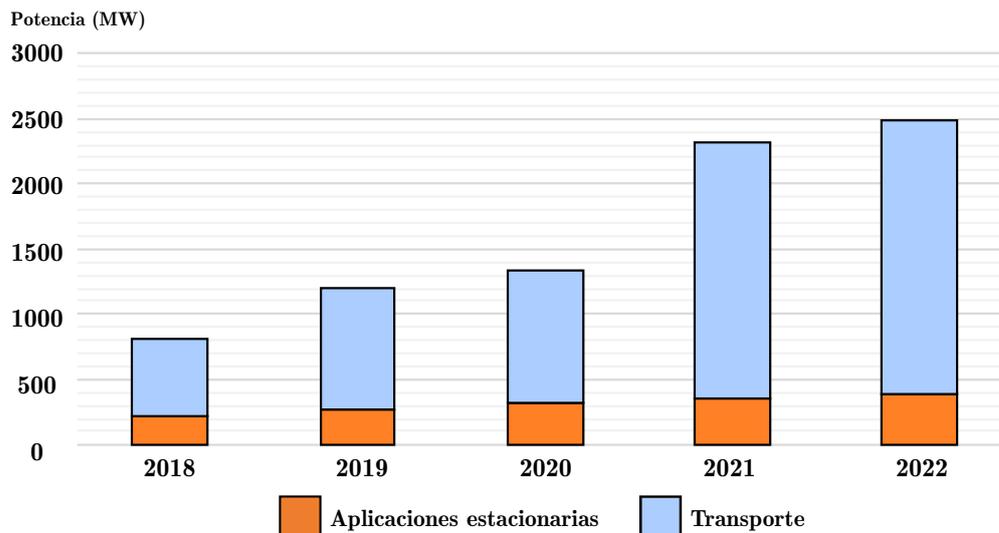


Figura 1.9: Potencia utilizada de FC según aplicación. [1.29]

a nivel mundial en el 2022 fue menor a 35kt. Asimismo es importante destacar que diferentes tipos de transportes, tanto aéreos como marítimos, se encuentran en distintas etapas de desarrollo, aunque con una menor incidencia en el mercado comparado con los vehículos terrestres.

Por otro lado, también impulsado por el importante desarrollo de las FCs, el rubro de la generación eléctrica posee una importante proyección a futuro [1.28]. Es así que, en la actualidad, existen diferentes tecnologías comerciales para la utilización del hidrógeno en unidades de generación. Sin embargo, la generación eléctrica estacionaria a base de hidrógeno tiene actualmente una penetración muy baja en el mercado energético, por debajo del 0,2% al 2022. Es más, cuando se compara la potencia instalada de este rubro en el mercado energético, con respecto a la potencia eléctrica utilizada en el sector del transporte, vemos un crecimiento bastante bajo en esta aplicación. La potencia de FCs para el uso en transporte supera por cinco veces a la potencia instalada para la generación de electricidad [1.29].

Sin embargo, diferentes informes técnicos han puesto el foco recientemente en la viabilidad de la cogeneración de calor y electricidad (más conocida como CHP) a partir de hidrógeno, particularmente para el sector residencial [1.30]. La idea de estos sistemas es la generación conjunta de electricidad y calor a partir de una pila de combustible de hidrógeno [1.31]. En particular, los sistemas de cogeneración de pequeño escala, o micro-CHP, se encuentran disponible comercialmente y en funcionamiento para su aplicación en zonas residenciales, con potencias eléctricas desde algunos hasta cientos de kW, a lo largo de todo el mundo (principalmente en Japón, Estados Unidos y Europa) [1.13].

Por último, cabe mencionar que la utilización del hidrógeno para la generación eléctrica no se encuentra limitado únicamente a las aplicaciones de generación estacionaria o de transporte. Las aplicaciones de electrónica portátil también han ido expandiéndose en el mercado, principalmente motivado por las propiedades de escalabilidad en potencia y volumen de las FCs. Si bien en lo que respecta a potencia, esta aplicación no llega en su totalidad a 1 MW, la cantidad de dispositivos

desarrollados viene creciendo progresivamente.

1.3. Resumen

En este capítulo, analizamos brevemente el estado actual de las energías renovables en la matriz energética mundial. Aunque su incidencia aún es significativamente inferior con respecto a la dependencia global en los combustibles fósiles, a medida que pasan los años estamos presenciando un cambio gradual en esta tendencia. Principalmente impulsado por los sistemas de energía fotovoltaico y solar, las energías renovables han logrado una penetración notable en la infraestructura global, especialmente en la red eléctrica donde consiguieron alcanzar una participación cercana al 30%. Este crecimiento refleja un interés sólido por parte de la sociedad en estas tecnologías, propiciando el terreno para continuar investigando y desarrollando nuevas alternativas. Sin embargo, aún nos enfrentamos a un largo camino para alcanzar las metas establecidas para la reducción de emisiones contaminantes en los distintos sectores. Desafortunadamente, diversas estimaciones señalan que cumplir con estos objetivos será muy difícil empleando únicamente las tecnologías renovables actuales.

Dentro de este panorama mundial, el surgimiento del concepto del hidrógeno como vector energético empieza a cobrar cada vez más fuerza. Este ofrece una solución versátil y limpia que puede complementar y potenciar el papel de las energías renovables en la matriz energética. Una de las principales ventajas del hidrógeno radica en posibilidad de ser generado mediante diversos métodos, algunos de los cuales son completamente limpios, con una emisión nula de carbono u otros gases de efecto invernadero, como es el caso del hidrógeno verde. Esta característica lo convierte en un componente clave para integrarse con las energías renovables, ya que puede ser generado a partir de fuentes intermitentes como la solar y la eólica durante los períodos de menor demanda. Sumado a esto, la versatilidad del hidrógeno para su aplicación en diferentes aplicaciones, permiten una transversalidad en toda la matriz energética. Desde el transporte hasta la industria, pasando por la generación de electricidad y la calefacción, el hidrógeno encuentra espacio en una variedad de aplicaciones, contribuyendo así a la descarbonización en sectores donde las energías tradicionales no lo consiguen.

En este sentido, la progresiva migración de la matriz energética global hacia el sector eléctrico pone a la pila de combustible en el eje central para esta transición. La conversión de la energía del hidrógeno en energía eléctrica, con agua y calor como únicos subproductos, hacen pensar que una generación sustentable a base de hidrógeno es posible. Es así que, en el próximo capítulo, nos adentraremos en entender más a fondo el funcionamiento de la FC y como puede ser vinculada con otras fuentes de energía alternativa, para su participación en un sistema de generación distribuido con múltiples recursos.

1.4. Referencias del capítulo

- [1.1] Volker Quaschnig. *Renewable Energy and Climate Change, 2nd Edition*. Wiley, February 2019.

- [1.2] Simon Pirani. *Burning Up: A Global History of Fossil Fuel Consumption*. Pluto Books, August 2018.
- [1.3] United Nations Framework Convention on Climate Change. Adoption of the Paris Agreement. 21st Conference of the Parties, Paris: United Nations., 2015.
- [1.4] REN21. *Renewables 2023 Global Status Report Collection, Global Overview*, 2023.
- [1.5] REN21. *Renewables 2023 Global Status Report Collection, Energy Demand*, 2023.
- [1.6] REN21. *Renewables 2023 Global Status Report Collection, Energy Supply*, 2023.
- [1.7] REN21. *Renewables 2023 Global Status Report Collection, Economic & Social Value Creation*, 2023.
- [1.8] Secretaria de Energía Ministerio de Economía de Argentina. Energías renovables. Gran Escala 2021, 2022.
- [1.9] CAMMESA. Informe Anual 2021. Mercado Eléctrico Mayorista, 2022.
- [1.10] IEA. Net Zero Roadmap: A Global Pathway to Keep the 1.5 °C Goal in Reach, 2023.
- [1.11] N. P. Brandon and Z. Kurban. Clean energy and the hydrogen economy. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 375(2098):20160400, June 2017.
- [1.12] International Energy Agency (IEA). *Technology Roadmap: Hydrogen and Fuel Cells*. Paris, France., 2015.
- [1.13] International Energy Agency (IEA). *Global Hydrogen Review 2023*. Paris, France., 2023.
- [1.14] Wolfgang Lubitz and William Tumas. Hydrogen: An Overview. *Chemical Reviews*, 107(10):3900–3903, October 2007.
- [1.15] Santanu Kumar Dash, Suprava Chakraborty, and Devaraj Elangovan. A Brief Review of Hydrogen Production Methods and Their Challenges. *Energies*, 16(3):1141, January 2023.
- [1.16] Jimena Incer-Valverde, Amira Korayem, George Tsatsaronis, and Tatiana Morosuk. “Colors” of hydrogen: Definitions and carbon intensity. *Energy Conversion and Management*, 291:117294, September 2023.
- [1.17] Osama Massarweh, Maha Al-khuzaei, Manal Al-Shafi, Yusuf Bicer, and Ahmad S. Abushaikha. Blue hydrogen production from natural gas reservoirs: A review of application and feasibility. *Journal of CO2 Utilization*, 70:102438, April 2023.

- [1.18] Robert W. Howarth and Mark Z. Jacobson. How green is blue hydrogen? *Energy Science & Engineering*, 9(10):1676–1687, August 2021.
- [1.19] Ayatte. I. Atteya, Dallia Ali, Mamdud Hossain, and Nazmi Sellami. A Comprehensive Review on The Potential of Green Hydrogen in Empowering the Low-Carbon Economy: Development Status, Ongoing Trends and Key Challenges. *Green Energy and Environmental Technology*, 2, December 2023.
- [1.20] Gaetano Squadrito, Gaetano Maggio, and Agatino Nicita. The green hydrogen revolution. *Renewable Energy*, 216:119041, November 2023.
- [1.21] Rami S. El-Emam and Hasan Özcan. Comprehensive review on the techno-economics of sustainable large-scale clean hydrogen production. *Journal of Cleaner Production*, 220:593–609, May 2019.
- [1.22] Bidattul Syirat Zainal, Pin Jern Ker, Hassan Mohamed, Hwai Chyuan Ong, I.M.R. Fattah, S.M. Ashrafur Rahman, Long D. Nghiem, and T M Indra Mahlia. Recent advancement and assessment of green hydrogen production technologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 189:113941, January 2024.
- [1.23] Ivan Panić, Aleksandar Cuculić, and Jasmin Ćelić. Color-Coded Hydrogen: Production and Storage in Maritime Sector. *Journal of Marine Science and Engineering*, 10(12):1995, December 2022.
- [1.24] Ballard Power Systems, Inc. *Case Study: Fuel Cell Zero-Emission Buses for Foshan and Yunfu, China*, 2019.
- [1.25] Omar Fakhreddine, Yousef Gharbia, Javad Farrokhi Derakhshandeh, and A. M. Amer. Challenges and Solutions of Hydrogen Fuel Cells in Transportation Systems: A Review and Prospects. *World Electric Vehicle Journal*, 14(6):156, June 2023.
- [1.26] Joonsik Hwang, Krishna Maharjan, and HeeJin Cho. A review of hydrogen utilization in power generation and transportation sectors: Achievements and future challenges. *International Journal of Hydrogen Energy*, 48(74):28629–28648, August 2023.
- [1.27] Anchasa Pramuanjaroenkij and Sadık Kakaç. The fuel cell electric vehicles: The highlight review. *International Journal of Hydrogen Energy*, 48(25):9401–9425, March 2023.
- [1.28] Daniel Akinyele, Elijah Olabode, and Abraham Amole. Review of Fuel Cell Technologies and Applications for Sustainable Microgrid Systems. *Inventions*, 5(3):42, August 2020.
- [1.29] Environmental Resources Management (ERM). *The Fuel Cell Industry Review*, 2022.
- [1.30] Paul E. Dodds. The role of hydrogen and fuel cells in providing affordable, secure low-carbon heat, 2014.

- [1.31] Sen Yu, Yi Fan, Zhengrong Shi, Jing Li, Xudong Zhao, Tao Zhang, and Zixuan Chang. Hydrogen-based combined heat and power systems: A review of technologies and challenges. *International Journal of Hydrogen Energy*, 48(89):34906–34929, November 2023.

Capítulo 2

La pila de combustible

A lo largo de los últimos años, las pilas de combustible han ocupado un lugar central en la generación de electricidad a partir del hidrógeno. La conversión de energía química a eléctrica por medio de la oxidación del hidrógeno es un proceso extremadamente limpio y altamente eficiente, el cual genera únicamente agua y calor como subproductos. Con un enfoque continuo en la investigación y la innovación, se espera que estos dispositivos electroquímicos desempeñen un papel cada vez más importante en la transición hacia un futuro energético más sustentable. Sin embargo, a pesar de su potencial para una expansión en el sector comercial, esta tecnología todavía enfrenta grandes desafíos, especialmente debido al elevado costo de sus componentes principales y una limitada vida útil.

De esta manera, en el presente capítulo nos adentraremos brevemente en el estado del arte de las pilas de combustible alimentadas con hidrógeno para la generación de energía eléctrica. Comenzaremos por entender la estructura básica y el funcionamiento de estos dispositivos, estudiando los procesos químicos implicados. A continuación, seguiremos analizando las diferentes tecnologías existentes, caracterizadas principalmente por el tipo de electrolítico empleado y el proceso químico involucrado. Por último, finalizaremos el capítulo con una breve reseña sobre el papel que juegan las FCs en los sistemas de generación híbridos, analizando las diferentes topologías de integración disponibles en la literatura.

2.1. Generación de energía eléctrica a partir del hidrógeno

Como se viene discutiendo previamente, las pilas de combustible son dispositivos electroquímicos que convierten energía química del hidrógeno directamente en energía eléctrica mediante su oxidación [2.1]. A diferencia de las baterías, en la que los reactivos requeridos para el proceso de conversión se encuentran almacenados dentro del dispositivo, las FCs están diseñadas para permitir el reabastecimiento continuo del combustible y el oxidante de forma externa. Esto significa que pueden generar energía eléctrica de forma ininterrumpida, siempre y cuando no se detenga el suministro externo de reactivos. A su vez, dado que el proceso electroquímico involucrado no está definido por un ciclo de Carnot, la eficiencia lograda por estos dispositivos es bastante elevada, pudiendo alcanzar el 80/85 % si se aprovecha el calor residual [2.2].

De esta manera, para poder adentrarnos en su funcionamiento, en esta sección comenzaremos por estudiar la estructura general de una pila de combustible. Si bien los procesos químicos involucrados vienen definidos por el tipo de dispositivo empleado, pudiendo variar de una tecnología a otra, este primer análisis nos servirá para entender su operación elemental. Una vez entendido su funcionamiento base, proseguiremos el análisis para derivar en un modelo eléctrico de la FC, que describa la característica de tensión generada en función de la corriente eléctrica de salida.

2.1.1. ¿Cómo funciona la pila de combustible? Estructura y principio de operación.

El principio básico de funcionamiento de una pila de combustible es sumamente sencillo [2.3]. La FC es un arreglo de celdas individuales conectadas en serie, cada una de estas celdas conformada principalmente por tres piezas superpuestas: dos electrodos porosos, el ánodo y el cátodo, separados por una lámina de electrolito, como se muestra en la Figura 2.1. El electrolito es un material que conduce iones, como protones o hidroxilos (OH^-), mientras impide el paso de electrones. Por su parte, los electrodos porosos deben permitir la difusión de los gases hacia su cara opuesta, donde las interacciones químicas son producidas.

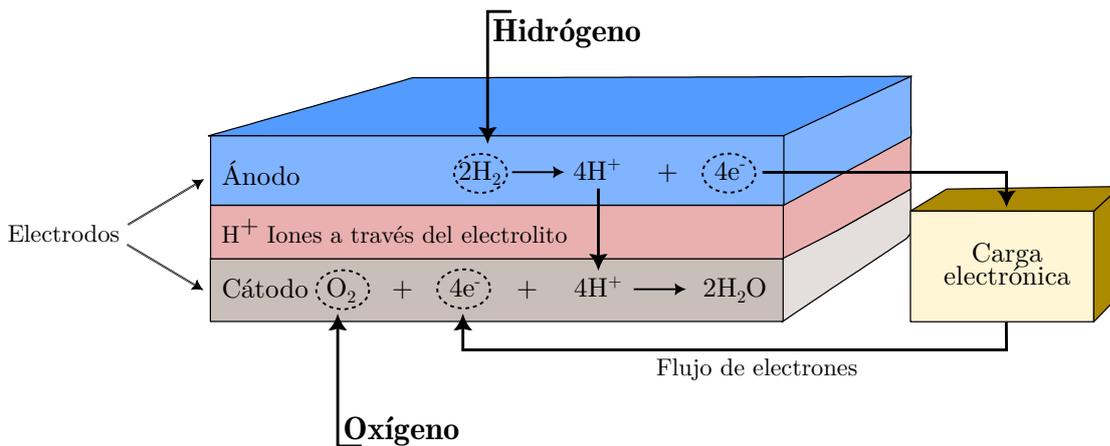


Figura 2.1: Principio básico de funcionamiento de una celda de combustible.

En este sentido, el proceso químico involucrado viene dado, a partir de las moléculas de hidrógeno (H_2) y oxígeno (O_2), por la reacción:



la cual se encuentra dividida en dos subreacciones producidas en cada uno de los electrodos. En primera instancia, dos moléculas de hidrógeno son separadas en el ánodo para generar electrones (e^-) e iones de hidrógeno (H^+) libres, mediante la reacción:



Por su parte, en el cátodo se vuelven a combinar los electrones e iones libres con

2.1. Generación de energía eléctrica a partir del hidrógeno

el oxígeno, para la generación de agua:



Para facilitar las reacciones químicas, entre los electrodos y el electrolítico se incluye a su vez una capa catalizadora que permite que estos procesos ocurran de forma más eficiente. Esto no solo aumenta la rapidez de la reacción, sino que permite que la misma ocurra en condiciones menos exigentes de presión y temperatura.

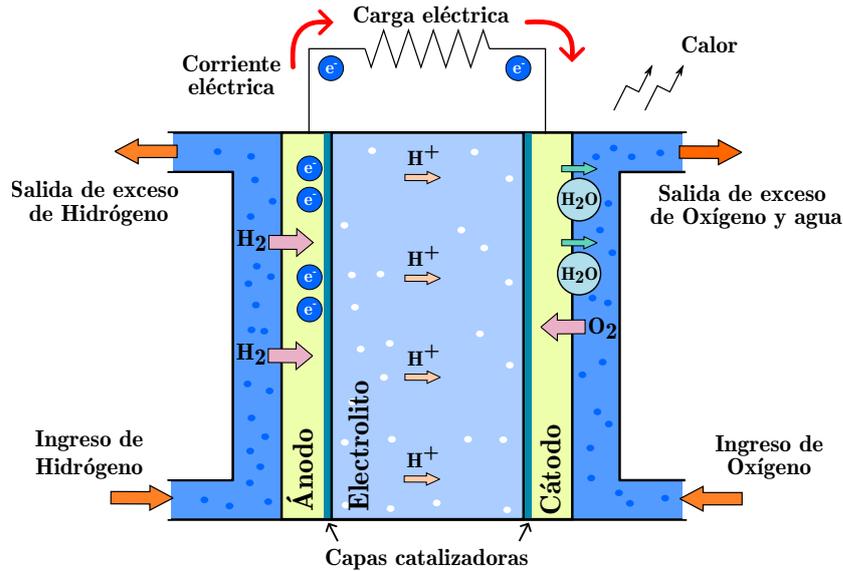


Figura 2.2: Estructura elemental de una pila de combustible alimentada con hidrógeno.

En la Figura 2.2, se presenta una representación esquemática de una celda de combustible construida con electrodos porosos. Aquí, se ilustran los gases reactantes (H_2 y O_2), así como el producto de la reacción (H_2O), junto con las direcciones de flujo de iones y electrones a través de la celda. Al inicio, el hidrógeno H_2 , gas combustible, ingresa por el electrodo negativo (ánodo) y se disocia con la ayuda de la capa catalizadora, formando iones positivos H^+ y electrones e^- . Estos iones positivos de hidrógeno H^+ migran a través del electrolito hacia el cátodo, mientras que los electrones quedan libres en el ánodo. De esta manera, si existe un camino eléctrico conectando el ánodo y el cátodo, los electrones viajarán a lo largo de él, generando una corriente eléctrica.

Por otro lado, el oxígeno (O_2), gas oxidante (proveniente del aire, por ejemplo), se difunde a través del electrodo opuesto (cátodo) hasta alcanzar el catalizador. Allí, los iones H^+ y los electrones e^- se combinan nuevamente con el oxígeno O_2 para formar moléculas de agua H_2O . Es importante destacar que, a partir de las reacciones producidas en la pila, se libera calor como resultado del proceso. La cantidad de calor generado depende de las características específicas de la celda de combustible, incluyendo su diseño y materiales utilizados [2.3].

Para que todo este proceso ocurra eficientemente, los diferentes elementos de la celda de combustible juegan un papel fundamental. En este sentido, los electrodos porosos no solo tienen que poder difundir los gases a su cara opuesta, sino que

también deben ser capaces de distribuirlos de manera uniforme para lograr una interacción eficiente en toda la superficie de reacción. Adicionalmente, una vez producida la reacción, también deben ser capaces de conducir los gases producto fuera del dispositivo. Por último, deben ser muy buenos conductores eléctricos, con el objetivo de ofrecer un camino de baja resistencia a la circulación de electrones hacia el circuito externo.

Por su parte, el electrolito también desempeña varias funciones importantes. Si bien su principal función es evitar la conducción de electrones, permitiendo el flujo de iones, también necesitan actuar como una barrera para los gases combustibles (el hidrógeno) y oxidantes, impidiendo su mezcla [2.4]. Por otro lado, en las pilas de combustible con electrolito líquido, los gases se difunden a través de una fina película de electrolito sólida con pequeños poros. Estos poros permiten que el electrodo se moje, lo que facilita las reacciones en su superficie, por lo que hay que mantener la película hidratada en todo momento.

2.1.2. Termodinámica de una celda de combustible

Las reacciones catalíticas de oxidación del hidrógeno en el ánodo y reducción del oxígeno en el cátodo generan una diferencia de potencial eléctrico entre los electrodos. Esta diferencia de potencial puede ser utilizada en un circuito externo si el electrolito permite el transporte de masa iónica pero aísla eléctricamente ambos electrodos. La cantidad de energía producida en el proceso electroquímico se puede calcular a partir de los cambios en la energía libre de Gibbs (g_f), es decir, la diferencia entre la energía libre de Gibbs de los productos y los reactivos. En el caso particular de las celdas alimentadas con hidrógeno puro, el producto es agua destilada (H_2O) y los reactivos son hidrógeno y oxígeno [2.1]. Por lo tanto, la diferencia de energía disponible para realizar trabajo externo viene dada por:

$$\Delta g_f = g_{f(prod)} - g_{f(react)} = g_{f(H_2O)} - g_{f(H_2)} - g_{f(O_2)}. \quad (2.4)$$

El valor de Δg_f depende fuertemente de las temperaturas y presiones del hidrógeno y el oxígeno, y viene definido por la expresión:

$$\Delta g_f = \Delta g_{f(T_{fc})}^0 - RT_{fc} \ln \left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.5)$$

donde R es la constante de los gases ideales, T_{fc} la temperatura de la celda de combustible, P_{H_2} es la presión parcial del hidrógeno, P_{O_2} la presión del oxígeno, P_{H_2O} la presión del vapor de agua y Δg_f^0 los cambios de energía a $1atm$ de presión estándar, el cual varía con la temperatura.

De esta manera, si se considera que el proceso electroquímico es completamente reversible, entonces la energía libre de Gibbs podría convertirse en energía eléctrica. En este caso ideal, por cada mol de hidrógeno se generan dos moles de electrones, realizando un trabajo eléctrico:

$$W = -2FE \quad (2.6)$$

donde F es la constante de Faraday y E la tensión a circuito abierto de la celda de combustible. Si toda la energía libre de Gibbs es utilizada idealmente para

realizar dicho trabajo eléctrico, entonces la diferencia de tensión de la pila, E , viene definida como:

$$E = -\frac{\Delta g_f}{2F} = -\frac{\Delta g_{f(T_{fc})}^0}{2F} + \frac{RT_{fc}}{2F} \ln \left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}} \right). \quad (2.7)$$

Esta diferencia de potencial generada a partir del proceso idealmente reversible es comúnmente llamada *Tensión de Nerst*, o simplemente tensión reversible [2.5]. A condiciones de temperatura y presiones estándares ($25^\circ C$ a $1atm$), esta tensión ideal toma el valor de $E_0 = 1,229V$, aunque en la práctica suele ser un poco menor.

2.1.3. Modelo eléctrico

Además de la tensión reversible generada por la celda de combustible a circuito abierto, su tensión de salida varía fuertemente con las condiciones de carga del sistema. Estas variaciones son ocasionadas por pérdidas eléctricas irreversibles, que contribuyen a una caída importante de tensión con el incremento de la corriente.

En este sentido, la curva característica de la tensión de salida de una celda individual V_{celda} , en función de la corriente de carga, puede ser descrita considerando sus tres pérdidas más relevantes [2.6]:

$$V_{celda} = E - \Delta V_{act} - \Delta V_{conc} - \Delta V_{ohm} \quad (2.8)$$

donde ΔV_{act} , ΔV_{conc} y ΔV_{ohm} son las pérdidas irreversibles de activación, concentración y óhmicas, respectivamente. Sus efectos principales se muestran en la Figura 2.3, para condiciones de temperatura y presiones constantes.

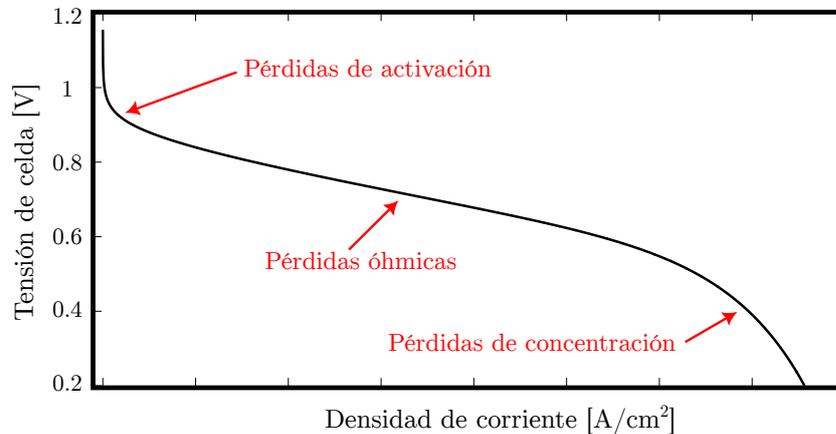


Figura 2.3: Principales pérdidas en una celda de combustible.

Como se observa en la figura, a bajas corrientes de operación se produce una importante caída de tensión debido al gasto de energía necesario para iniciar la reacción química. Estas pérdidas por activación, ΔV_{act} , son descritas en la práctica mediante la ecuación logarítmica de Tafel. Por su parte, la caída de tensión ΔV_{conc} representa las pérdidas debidas a cambios en las concentraciones de los reactivos, lo que produce una reducción en sus presiones parciales. Esta caída de tensión puede describirse empíricamente mediante una ley exponencial, lo que conlleva a una pérdida importante a alta corriente. Por último, las pérdidas ΔV_{ohm}

ocurren a causa de la inherente resistencia eléctrica e iónica de los electrodos y el material electrolito, lo que resulta en una pérdida lineal.

Además de las pérdidas estáticas producidas en la celda, también existe un efecto dinámico importante producido entre el electrodo y el electrolito, que debe ser tenido en cuenta en el modelado. Cuando dos materiales diferentes entran en contacto, pueden provocar una acumulación de carga en sus superficies. Este fenómeno, conocido como efecto de doble capa (o *double layer effect* en inglés), se produce cerca de la interfaz entre el electrodo y el electrolito, produciendo un efecto similar al de un capacitor eléctrico. Ante variaciones instantáneas en la corriente de carga, la tensión eléctrica no se ajusta de manera inmediata, sino que lo hace de forma gradual en función de la corriente.

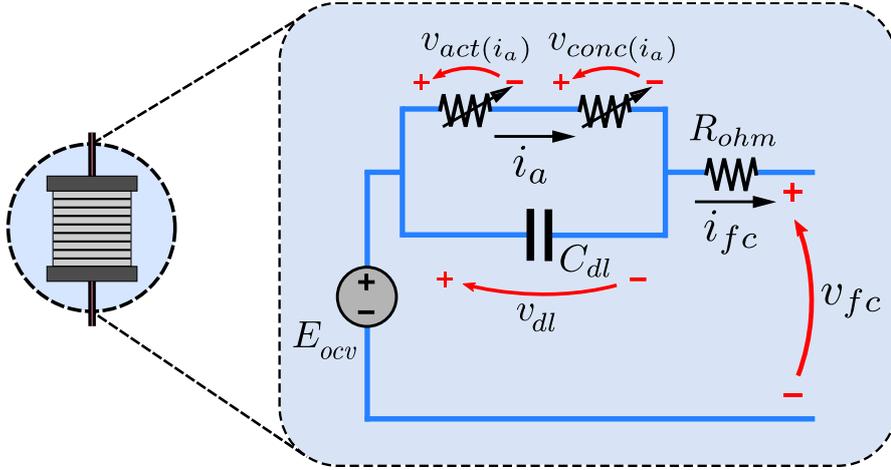


Figura 2.4: Circuito eléctrico equivalente de una pila de combustible.

Considerando todos los efectos descriptos, la tensión de salida de una pila de combustible v_{fc} como función de su corriente de salida i_{fc} (ver Figura 2.4), compuestas por N_{stack} celdas conectadas en serie, puede ser expresada matemáticamente como [2.6]:

$$\begin{cases} v_{fc} &= E_{ocv} - v_{dl} - R_{ohm}i_{fc} \\ C_{dl} \frac{dv_{dl}}{dt} &= i_{fc} - i_a \end{cases} \quad (2.9)$$

donde E_{ocv} es la tensión real a circuito abierto, R_{ohm} representa las pérdidas lineales y v_{dl} es la caída de tensión a través de la capacitancia eléctrica C_{dl} , que describe el efecto de doble capa, y se expresa como:

$$v_{dl} = N_{stack}(v_{act}(i_a) + v_{conc}(i_a)) \quad (2.10)$$

donde v_{act} y v_{conc} son las pérdidas de activación y concentración respectivamente, funciones altamente no lineales dependientes de la corriente i_a . De acuerdo a lo comentado previamente, ambos términos pueden ser representados matemáticamente como:

$$v_{act}(i_a) = A_t \ln(i_a) \quad y \quad (2.11)$$

$$v_{conc}(i_a) = m \exp(ni_a) \quad (2.12)$$

donde A_t es la pendiente de la ecuación de Tafel y m y n son coeficientes obtenidos de forma empírica.

El modelo matemático anteriormente descrito puede entenderse fácilmente a partir de su analogía con un circuito eléctrico equivalente, como lo muestra la Figura 2.4. Más adelante, en el Capítulo 5, volveremos a estas expresiones cuando analicemos a la pila de combustible y su integración con un sistema de potencia.

2.2. Clasificación de las FCs

A pesar que el principio de funcionamiento es similar para todas las FCs, las reacciones involucradas en el proceso de conversión de energía eléctrica pueden variar según la tecnología utilizada. Entre las múltiples clasificaciones de las FCs, la más común se basa en su distinción según el tipo de electrolito empleado. Cada clase de electrolito no solo determina el ion que participa en la reacción, sino que también ejerce una gran influencia en la temperatura de operación del dispositivo, los requisitos de humidificación y hasta los materiales utilizados en los electrodos dentro del diseño. A continuación, en esta sección daremos un breve repaso de las principales tecnologías de pilas de combustible disponibles actualmente.

2.2.1. FC de ácido fosfórico (PAFC)

Las pilas de combustible de ácido fosfórico, o *Phosphoric Acid Fuel Cell* (PAFC), son las primeras FCs utilizadas comercialmente en diferentes aplicaciones, como por ejemplo en hospitales, hoteles, oficinas, aeropuertos y escuelas. Gracias a esto, es una de las tecnologías más maduras hasta el momento. Sin embargo, su eficiencia de conversión es relativamente baja, alrededor del 40 y 50 %, cuando se la utiliza solo para la generación de electricidad.

En este tipo de pilas se utiliza ácido fosfórico en estado líquido como electrolito [2.7]. El mismo está contenido en una matriz de silicona y teflón de estructura porosa que evita fugas del electrolito por efecto capilar. Poseen una buena tolerancia a impurezas en el hidrógeno, lo que implica que puede operar de forma más eficiente con combustible contaminado. Las PAFC pueden operar con una variada combinación de rangos de temperaturas (entre 150 a 200°C), presiones y densidades de corriente. Sin embargo, es una tecnología costosa que posee una baja densidad de potencia cuando se la compara con otras pilas.

2.2.2. FC de óxidos sólidos (SOFC)

Las pilas de combustible tipo SOFC (*Solid Oxide Fuel Cell*, en inglés) utilizan un electrolito sólido cerámico que reduce la corrosión y elimina los problemas asociados al uso de electrolitos líquidos. El material preferido que se utiliza es el zirconio estabilizado con ytrio [2.8], un excelente conductor a altas temperaturas de iones de oxígeno cargados negativamente (O^{2-}).

En estas FCs, la reducción del oxígeno del aire en el cátodo genera iones O^{2-} . Estos iones posteriormente viajan a través del electrolito sólido hacia el ánodo, donde el combustible se descompone en iones de hidrógeno y electrones. En la interfaz ánodo-electrolito, los iones de hidrógeno se combinan con los iones de oxígeno conducidos desde el cátodo, liberando electrones en el proceso.



Figura 2.5: Módulos prototipo SOFC de 10kW de la empresa Bosch©[2.9] con una eficiencia mayor al 85 % aprovechando el calor residual.

Para que el electrolito cerámico pueda alcanzar una conductividad iónica aceptable, se necesitan temperaturas cercanas a los $1000^{\circ}C$. Gracias a esto, se pueden lograr una tasa de reacción elevada sin necesidad de catalizadores costosos. Más aún, a estas temperaturas el reformado interno del hidrógeno también es posible, y combustibles como el gas natural pueden ser utilizados directamente dentro de la FC, sin necesidad de una unidad separada. Es decir, que esta pila de combustible también puede operar con metano (CH_4), o incluso monóxido de carbono (CO) [2.10].

Sin embargo, debido a la alta temperatura de operación, el tiempo de arranque de las SOFCs es considerable y su rendimiento es muy sensible a las fluctuaciones de temperatura. Incluso una pequeña disminución del 10 % en la temperatura puede resultar en una caída del 12 % en la eficiencia del sistema, principalmente debido al aumento de la resistencia interna en la conductividad de los iones de oxígeno en el electrolito cerámico [2.11]. Las altas temperaturas alcanzadas también requieren el uso de aislantes térmicos sofisticados para proteger el módulo y mantener la temperatura adecuada. No obstante, estos sistemas pueden ser utilizados para la cogeneración aprovechando el calor residual, y así aumentar la eficiencia global del sistema en un ciclo combinado (ver Figura 2.5) [2.12].

2.2.3. FC de carbonato fundido (MCFC)

En las FCs de carbonato fundido, o *molten carbonate fuel cells* (MCFC), el electrolito consiste en un fundido de carbonatos de litio, sodio y potasio. La eficiencia de conversión de este tipo de FCs es cercana al 60 % con una temperatura de operación de aproximadamente $650^{\circ}C$. A estas temperaturas la sal del electrolito es líquida, por lo que se comporta como un buen conductor iónico. Para contener el electrolito, generalmente se utiliza una matriz cerámica porosa e inerte, normalmente de aluminato de litio ($LiAlO_2$).

Si bien es una tecnología similar a la SOFC, en el sentido de que puede operar con una variedad de combustibles, las MCFC son más susceptibles a la corrosión de sus componentes debido a la utilización de carbonato fundido. Esto encarece la tecnología ya que es necesario un mayor costo de mantenimiento, a la vez que reduce enormemente su vida útil [2.13].

2.2.4. FC de membrana de intercambio de protones (PEMFC)

Las pilas de combustible de membrana de intercambio de protones, conocidas en inglés como *Proton Exchange Membrane Fuel Cells* o simplemente PEMFCs, emplean una membrana hidratada de tipo polimérico que actúa como conductor de iones. El electrolito estándar utilizado suele ser un polímero sólido perfluorado compuesto por cadenas similares al Teflón [2.14]. Este material combina estabilidad mecánica, química y térmica con una alta conductividad protónica, cuando está adecuadamente humidificado. Por su parte, los electrodos suelen estar hechos de un compuesto de carbono poroso recubierto con un catalizador como platino, para mejorar la eficiencia de las reacciones electroquímicas. Los catalizadores son esenciales en esta tecnología y constituyen uno de los componentes más caros del dispositivo [2.4].

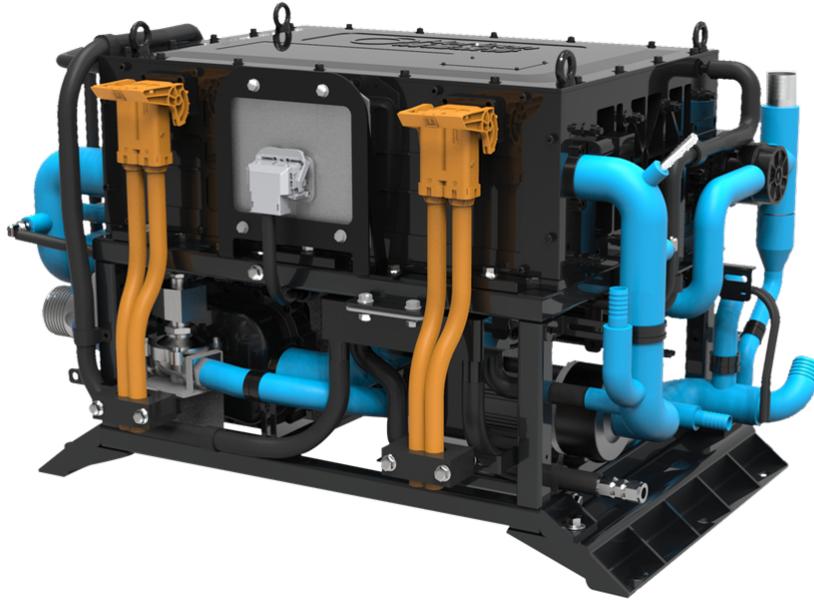


Figura 2.6: Pila de Combustible tipo PEM VL II series Liquid-Cooled Systems de 135kW de Horizon Fuel Cell© [2.15].

En este tipo de pilas, el combustible empleado para su oxidación es directamente hidrógeno suministrado a través del ánodo, con un elevado grado de pureza para evitar una contaminación del catalizador. Por su parte, el oxígeno utilizado como reactante puede ser suministrado directamente en forma de aire atmosférico, incluso tolerando la presencia de CO_2 , lo que permite simplificar enormemente

el proceso. El electrolito sólido que separa ambos electrodos es capaz de conducir los protones del hidrógeno evitando la circulación de electrones, tal como fue explicado en la Sección 2.1.1.

Una de las principales ventajas de esta tecnología radica en su capacidad para operar con niveles de temperaturas muy bajos, típicamente de 60 a 80°C. Esto le confiere particular relevancia en aplicaciones que requieran una rápida puesta en marcha, como en los vehículos eléctricos (ver Figura 2.6). Adicionalmente, sus diseños compactos, de bajo volumen y peso, sumado a una elevada densidad de potencia, la hacen especialmente adecuada para su uso en dispositivos portátiles y móviles, donde el espacio y el peso son críticos. Además, las presiones de trabajo de esta tecnología son relativamente bajas (entre 1 y 2 atm), lo que las hace más seguras y reduce el costo de los materiales necesarios para su construcción.

Por último, en esta tecnología la energía eléctrica generada es completamente limpia, con agua y calor como únicos subproductos. Sin embargo, desde un punto de vista eléctrico, las condiciones de salida son muy variables, con una fuerte dependencia no lineal con las condiciones de funcionamiento, como la temperatura, corriente de carga, presiones parciales y niveles de humedad de los gases entrantes. Por este motivo, la integración de las PEMFCs en los sistemas de generación híbridos presenta grandes desafíos si se quiere maximizar la eficiencia global del sistema y aumentar su vida útil. En este sentido, tanto los sistemas de control auxiliares (ya sea control de presión, temperatura, entre otros), como los sistemas de control asociados al acondicionamiento de la potencia eléctrica, juegan un papel fundamental para lograr condiciones de funcionamiento óptimas para la PEMFC [2.1, 2.16].

2.3. El sistema de pila de combustible tipo PEM

Si bien el principio de funcionamiento básico de la pila de combustible es simple, su implementación efectiva requiere un sistema auxiliar sofisticado que lo asista para regular las diferentes variables de control. Este sistema auxiliar debe ser capaz de suministrar los reactantes necesarios (como hidrógeno y aire) a la FC, en las condiciones adecuadas de presión, temperatura, humedad y pureza. Además, debe ser capaz de manejar los productos de la reacción de manera eficiente, asegurando la eliminación adecuada de subproductos no deseados, como el agua o el dióxido de carbono del aire, manteniendo a la vez un entorno operativo limpio y controlado.

En la Figura 2.7 se muestra un esquema típico de implementación de un sistema de control auxiliar, para una FC del tipo PEM alimentada con hidrógeno y aire ambiental. Cada uno de los subsistemas mostrados requieren un control complejo, que permita a la FC trabajar en las condiciones óptimas de operación, de manera segura y confiable. A partir de este esquema, se pueden diferenciar tres subsistemas principales con sus respectivas etapas de control.

2.3.1. Suministro de reactantes

Este subsistema se encarga de los circuitos de suministro de hidrógeno y aire u oxígeno a los correspondientes electrodos. El principal objetivo de esta etapa es proporcionar un flujo adecuado de estos gases reactantes, que permita garantizar una respuesta rápida del sistema en condiciones de operación transitorias.

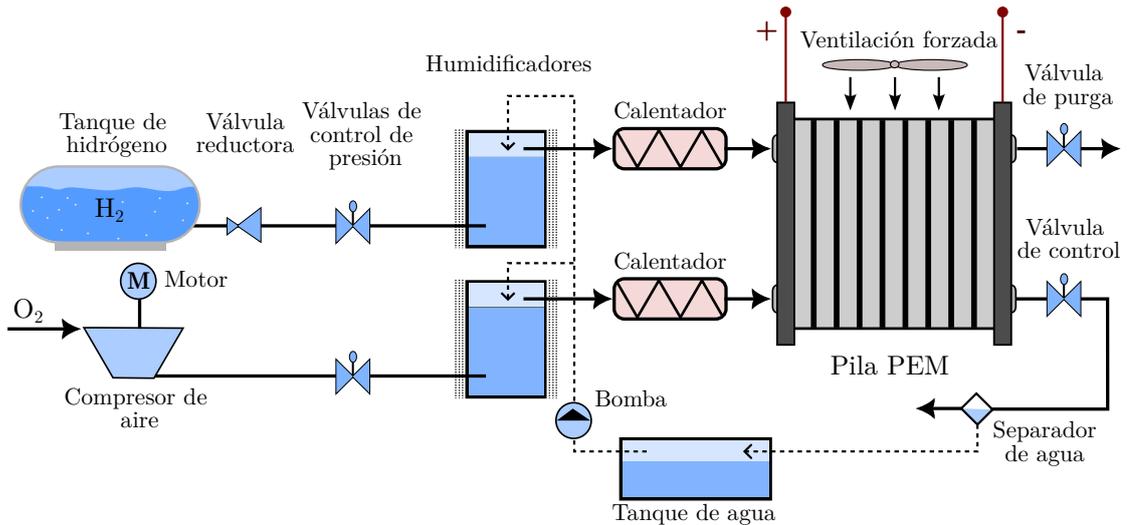


Figura 2.7: Sistemas de control auxiliares para la operación de la pila de combustible.

El circuito de alimentación de hidrógeno consta de un tanque presurizado de hidrógeno puro, el cual es conectado al ánodo a través de una válvula reductora de presión y una válvula controlada de presión. Generalmente, se incluye también una válvula de purga que se abre periódicamente para eliminar el agua acumulada [2.17]. En las pilas tipo PEM, el hidrógeno debe ser suministrado con un alto grado de pureza [2.18], necesitando un contenido de monóxido de carbono menor a las 20ppm. Por su parte, el almacenamiento de hidrógeno es un tema de investigación activa, siendo las principales opciones gas comprimido, líquidos criogénicos o hidruros metálicos sólidos [2.19].

El circuito de aire está compuesto principalmente por un compresor, que suministra al cátodo aire comprimido captado desde la atmósfera. Dependiendo del tipo de FC, el aire puede ser suministrado tanto por un compresor, como por un ventilador o una fuente de aire comprimido, aunque esta última se utiliza principalmente solo en entornos de laboratorio. Los ventiladores son utilizados comúnmente en diseños de cátodos abiertos que operan a presión ambiente. Sin embargo, los compresores de aire brindan autonomía y flexibilidad al sistema, permitiendo un control preciso de las presiones de trabajo. Por lo general, estos compresores se encuentran conectados eléctricamente a la pila, convirtiéndose en parte de sus pérdidas o cargas parásitas y, por lo tanto, reduciendo la cantidad de energía disponible para las cargas externas.

2.3.2. Gestión de agua y humedad

El objetivo de este subsistema en las pilas PEM es mantener la membrana polimérica (electrolito) húmeda, con un adecuado balance de agua. Esto se debe a que su rendimiento depende fuertemente de la hidratación del electrolito [2.20]. En este sentido, una buena humidificación de las membranas poliméricas es un asunto sumamente importante, especialmente para garantizar una vida útil plena. En caso contrario, a niveles de humedad por debajo de los valores recomendados, el contenido de agua del ionómero disminuye, lo que reduce la conductividad y

afecta negativamente la cinética de las reacciones de reducción y oxidación [2.21].

Por lo tanto, la humedad del aire en una PEMFC debe ser controlada cuidadosamente. El aire debe estar lo suficientemente seco como para evaporar el agua producida, pero no tanto como para mantener un nivel mínimo de humedad en la membrana electrolítica. En general, se estima que la humedad debe estar por encima del 80 % para prevenir el secado excesivo, pero debe ser inferior a la saturación total, o de lo contrario el agua líquida se acumularía en los electrodos [2.6].

Bajo ciertas condiciones, la cantidad de agua producida por la misma reducción del oxígeno en el cátodo es suficiente para mantener una hidratación adecuada de la membrana. Sin embargo, en la mayoría de los casos se requiere un sistema de humidificación de gas adicional, por lo menos en la línea del cátodo, con el objetivo de tener un control preciso sobre esta variable. Por lo tanto, ambos reactantes, el hidrógeno y el aire, son generalmente humidificados antes de inyectarse a la FC [2.1] utilizando los humidificadores detallados en la figura.

2.3.3. Control de temperatura

El control térmico de una FC es crítico, ya que su rendimiento depende fuertemente de la temperatura. En el caso de una pila PEM, la temperatura óptima de funcionamiento generalmente oscila entre 60°C y 80°C, ya que permite una reacción electroquímica eficiente sin causar daños a la membrana de intercambio de protones o a los materiales del electrodo [2.22].

En este sentido, existen diferentes métodos para controlar la temperatura en este tipo de FCs. Uno de estos métodos más comunes implica regular la temperatura del flujo de reactantes que ingresan a la pila de combustible, lo que se logra mediante el uso de intercambiadores de calor que ajustan la temperatura del gas que entra en contacto con la pila.

Sin embargo, la FC debe ser también capaz de manejar el calor residual generado por la reacción. En dispositivos de baja temperatura, como las PEMFCs, se espera operar a altas densidades de potencia ($> 0,5W/cm^2$). Sin embargo, la tecnología más común en la actualidad limita la operación a temperaturas por debajo de los 100 °C. Debido a que esta tecnología tiene una eficiencia de conversión eléctrica cercana al 50 %, esto implica que se debe ser capaz de disipar aproximadamente 1W de calor por cada vatio de energía eléctrica generado. Para ello, es posible recurrir a un circuito de ventilación forzada o sistema de refrigeración por agua que permita operar a la FC por debajo de los niveles permitidos [2.1].

2.4. Integración de la FC en un SGEH

Como venimos discutiendo desde el capítulo anterior, el hidrógeno sirve como un vector energético versátil en los sistemas de generación de energía híbridos (por ejemplo, en el sistema mostrado en la Figura 2.8). Puede ser producido a través de varios métodos, incluida la electrólisis alimentada por fuentes alternativas de energía, como turbinas eólicas, sistemas marinos y/o paneles solares, aprovechando la naturaleza intermitente de los recursos renovables [2.23]. Durante períodos de alta producción de energía renovable, como días soleados o condiciones ventosas, el exceso de energía se puede almacenar en forma de hidrógeno. Luego, cuando las

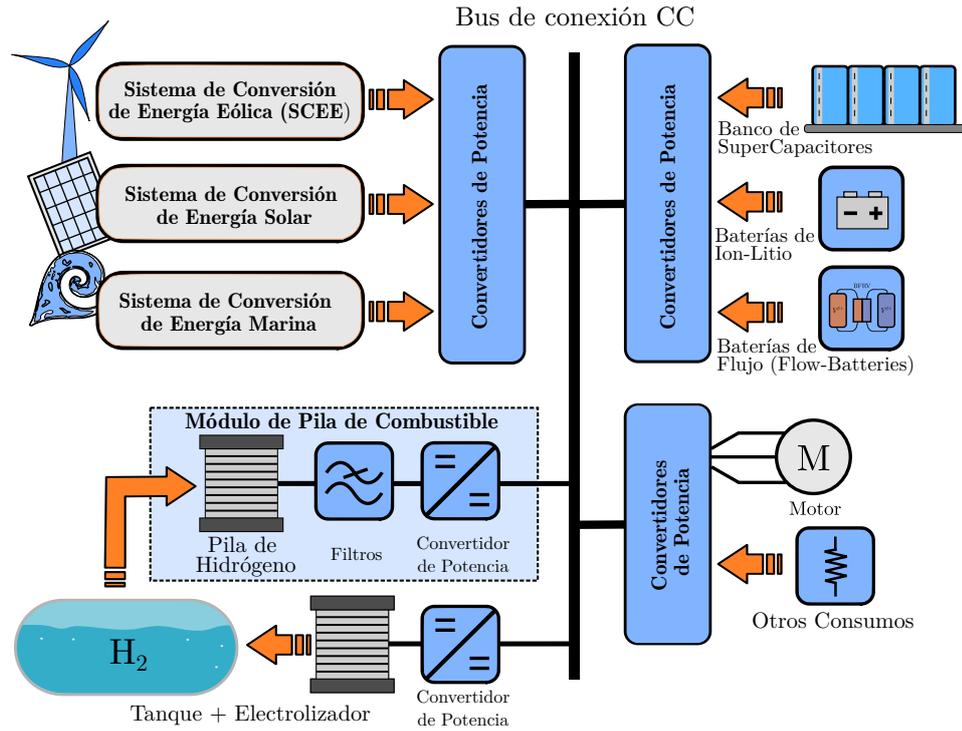


Figura 2.8: Diagrama general de un sistema de energía híbrido basado en PEMFC.

fuentes renovables experimentan períodos de baja o nula producción de energía (por ejemplo, durante la noche o en condiciones de vientos calmos), el hidrógeno almacenado puede convertirse nuevamente en electricidad a través de una pila de combustible [2.24]. Este proceso proporciona energía bajo demanda, mejorando la fiabilidad y flexibilidad de los SGEHs.

Sin embargo, debido a las principales limitaciones estudiadas anteriormente, la integración de una FC en un SGEH no es trivial. En primera instancia, la FC debe ser combinada con un sistema de acondicionamiento de potencia, conformando un módulo de FC (o FCM, por sus siglas en inglés) [2.25]. Este sistema de acondicionamiento debe ser capaz de lidiar principalmente con el bajo nivel de tensión eléctrica proporcionado por la pila, en relación a la tensión del bus de conexión común del sistema. Adicionalmente, la fuerte dependencia de la pila con las condiciones de carga, sumado a su elevada incertidumbre e influencia a las perturbaciones externas, hacen a estos dispositivos particularmente muy malos reguladores de tensión. En este sentido, el control de estos módulos de potencia es particularmente desafiante, requiriendo técnicas de control robustas para obtener un rendimiento óptimo en la extracción de energía [2.1].

Por otro lado, en escenarios donde los SGEHs deben enfrentarse a demandas de energía altamente fluctuantes, las pilas de combustible por sí solas pueden no ser adecuadas para responder rápidamente a variaciones abruptas de potencia. Ya sea en condiciones de operación individual o combinada con otras fuentes de energía, los FCMs deben integrarse con un sistema de almacenamiento de energía (o ESS, por sus siglas en inglés) que incorpore dispositivos de alta o mayor densidad de potencia, como supercapacitores (SC) o baterías de litio (BL) [2.26]. La combinación con estos dispositivos de almacenamiento permite en líneas generales mejorar las condiciones de operación de la FC, evitando esfuerzos innecesarios que puedan

dañarla, o bien acortar su vida útil.

De esta manera, para finalizar este capítulo, a continuación estudiaremos las principales topologías de interconexión de la FC para su integración con un sistema de generación híbrida. En primer lugar, comenzaremos por analizar en forma general las diferentes estructuras de integración que involucran a la FC con un ESS. Posteriormente, entraremos en detalle en la conformación de estos módulos de potencia, discutiendo sus principales limitaciones y ventajas.

2.4.1. Topologías de interconexión

A grandes rasgos, las estructuras de los SGEHs pueden clasificarse en tres principales conjuntos, según su tipo de conexión: sistemas de conexión en corriente continua (CC), conexión en corriente alterna (CA) y conexiones mixtas. En particular, el conexionado mediante un bus común de CC está cobrando especial interés en los últimos años para su aplicación en sistemas de energía renovable [2.27]. En este sentido, muchas de las fuentes alternativas más difundidas en la actualidad generan tensión directamente en continua, como los paneles solares, o tienen una etapa intermedia con un bus de CC para su control, como las turbinas eólicas [2.28, 2.29]. Además, la vinculación de dispositivos de almacenamiento de energía, como las BL y los SC, puede realizarse de forma directa, o bien a través de un acondicionamiento de energía para adaptación de los niveles de tensión.

En el caso específico de las FCs, donde la generación de energía eléctrica es realizada directamente en corriente continua, este tipo de estructuras proporciona ventajas significativas tanto para aplicaciones autónomas como en microrredes. En este marco de trabajo, se han descrito diversas topologías de integración de sistemas de energía en la literatura para la combinación de FCs con un sistema de almacenamiento de energía [2.30]. Las estructuras más estudiadas, basadas en la conexión de enlace CC, se resumen a continuación.

Estructura de conexión directa

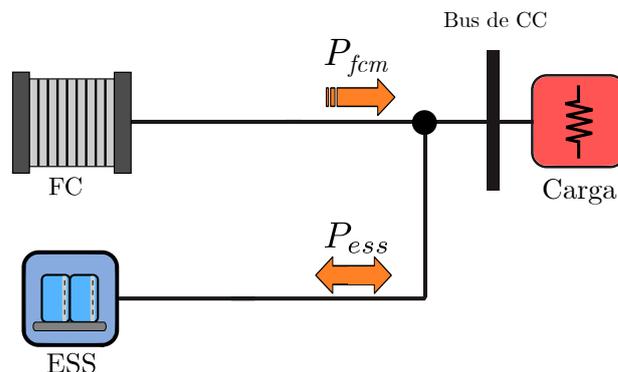


Figura 2.9: Estructura de conexión directa sin convertidores

La configuración más sencilla consta de la FC y el ESS conectados directamente al bus de CC, como se muestra en la Figura 2.9. Esta topología no es adecuada para fuentes de energía con mala regulación de tensión, como es el caso de las

pilas de combustible, y no proporciona ningún tipo de gestión de energía [2.31]. Sin embargo, si se aceptan variaciones en la tensión del bus, es la opción de menor costo ya que no conlleva la implementación de ninguna etapa de acondicionamiento.

Una de las principales limitaciones de esta estructura radica en que, a una tensión de bus fija, la energía entregada por la FC es constante. Esto implica que no es posible ajustar la generación a partir de la demanda requerida y, al mismo tiempo, mantener una eficiencia de conversión elevada. Por otro lado, la tensión del sistema de almacenamiento debe coincidir con la tensión nominal de operación de la FC, lo que imposibilita obtener el máximo beneficio de estos dispositivos o aprovechar sus características de descarga de profunda. En consecuencia, el rendimiento general de este tipo de conexiones suele ser deficiente, ya que resulta difícil equilibrar el punto de operación óptimo de ambos módulos para que coincidan.

Estructura de conexión centralizada

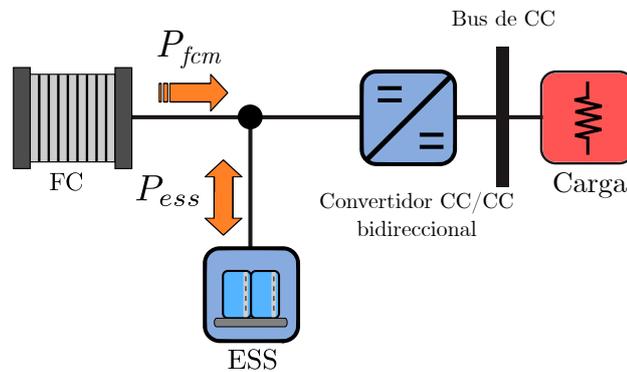


Figura 2.10: Estructura con un convertidor bidireccional CC/CC.

Una mejora con respecto al caso anterior se logra anteponiendo un convertidor bidireccional entre los módulos de potencia y el bus común de tensión fija, como se muestra en la Figura 2.10. La principal función de este convertidor es adaptar los niveles de tensión entre ambas etapas, pudiendo trabajar con una tensión de bus mayor a la generada por la FC.

En esta estructura, la gestión de la energía inyectada o absorbida hacia el bus común es manejada directamente por un único convertidor. De esta manera, el punto de operación de la FC puede ser regulado para adaptarse a la demanda requerida. Sin embargo, la distribución de potencia entre la FC y el ESS queda completamente definida por las impedancias características de cada módulo, existiendo un fuerte acoplamiento en sus respuestas dinámicas [2.32].

Al igual que el caso anterior, debido a esta conexión directa entre la FC y el ESS, el emparejamiento de ambos dispositivos en la etapa de dimensionamiento es fundamental para lograr un buen desempeño de la topología. No obstante, como el punto de operación del ESS depende fuertemente de las condiciones de la pila de combustible, con esta estructura tampoco es posible obtener un rendimiento óptimo del sistema [2.33].

Estructura con convertidor dedicado

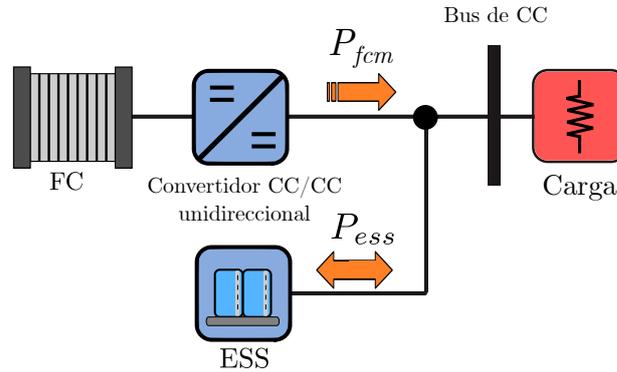


Figura 2.11: Estructura con un convertidor unidireccional.

Una variante del caso anterior se ilustra en la Figura 2.11, donde ahora el ESS está directamente vinculado al bus de corriente continua. Como ventaja, en esta configuración se facilita el dimensionamiento de la electrónica de potencia, ya que el convertidor CC/CC ahora solo necesita manejar la demanda de energía media requerida por el bus, lo que permite minimizar las pérdidas del sistema [2.34]. Por su parte, la diferencia entre la energía demandada por el sistema y la generada por la FC, es suministrada naturalmente por el ESS.

Otro aspecto importante de esta topología es que ahora ambos módulos de potencia se encuentran desacoplados dinámicamente, permitiendo mejorar el rendimiento de la FC. Sin embargo, el aprovechamiento del dispositivo de almacenamiento no es eficiente, obligando al módulo a trabajar a una tensión fija impuesta por el bus común, la cual puede tener un valor elevado. En consecuencia, esta topología desaprovecha gran parte de las ventajas que otorga la integración de un ESS a la estructura.

Cabe destacar que una variante muy común se consigue asociando el convertidor dedicado al sistema de almacenamiento, conectado la FC directamente al bus común [2.35]. Por su puesto, en este caso el convertidor que se utiliza debe permitir el flujo bidireccional de corriente y soportar los picos de potencia requerido, por lo que su implementación puede ser más costosa. Por otro lado, en aplicaciones donde se requiera una tensión de bus fija, esta estructura alternativa no permite regular eficientemente la potencia de demanda.

Estructura con dos convertidores dedicados

Para mejorar las desventajas del caso anterior, una estructura que permite obtener gran versatilidad para la gestión de energía entre la FC y el ESS es representada en la Figura 2.12. Esta topología basada en dos convertidores es la más difundida en la literatura [2.36], ya que permite obtener el mejor rendimiento del sistema al poder controlar ambos módulos de forma independiente. Esto la convierte en la estructura predilecta para numerosas aplicaciones, ya sea tanto en generación distribuida como en vehículos eléctricos.

En esta arquitectura, cada módulo posee su electrónica de potencia dedicada, lo que permite gestionar por separado la demanda de potencia promedio y transi-

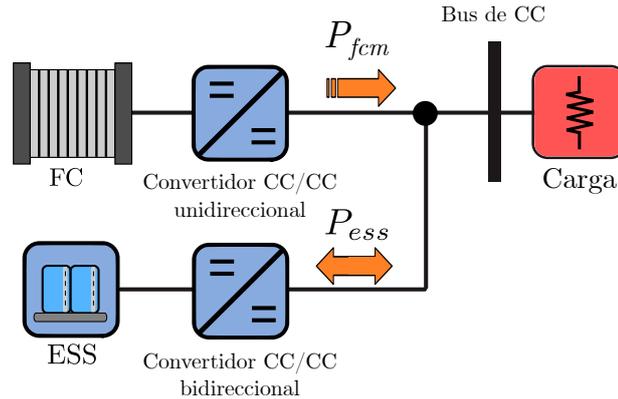


Figura 2.12: Estructura con dos convertidores CC/CC en paralelo.

toria. En este caso, el ESS está diseñado para proporcionar los picos de demanda requeridos por la carga, a la vez que ayuda a regular la tensión del bus de ser necesario. Mientras tanto, la FC está conectada al bus de conexión común a través de un convertidor CC/CC unidireccional, con el único objetivo de proporcionar la demanda de energía promedio requerida por el sistema.

Sin embargo, esta mayor flexibilidad en el control del flujo de potencia agrega una importante complejidad al sistema. La inclusión de dos convertidores adicionales no solo aumenta los costos, sino que su implementación tiene numerosos desafíos. En este aspecto, la coordinación y sincronización entre los convertidores deben ser gestionadas cuidadosamente para garantizar un funcionamiento óptimo del sistema. El diseño de controladores robustos que permitan ajustar la operación de la FC frente a diferentes condiciones de carga, asegurando su integridad en todo momento, requiere la implementación de estrategias control avanzadas [2.37].

A pesar de estas consideraciones, esta estructura ofrece importantes ventajas en términos flexibilidad y eficiencia. La asignación de una electrónica de potencia dedicada para la pila de combustible, conformando un FCM, permite optimizar su gestión energética, traduciéndose en un rendimiento mejorado del sistema en su conjunto. Por este motivo, en lo que resta de la tesis, nos concentraremos en el estudio de esta topología para la integración de la FC en el sistema híbrido.

2.4.2. Módulo de pila de combustible (FCM)

El sistema de acondicionamiento dedicado de una pila de combustible es fundamental para su integración en un SGEH. La conformación de un módulo de FC no solo permite maximizar la eficiencia energética del sistema, sino que también otorga una importante protección en harás de evitar degradar la vida útil de la pila. Sin embargo, una elección adecuada de la topología de conversión dependerá de diferentes factores que permitan optimizar el rendimiento del módulo, en términos de eficiencia y estabilidad.

En su configuración básica, el sistema de acondicionamiento puede ser dividida en dos partes principales, como se muestra en la Figura 2.13. En primer lugar, se incluye una etapa de acondicionamiento inicial, la cual se encuentra compuesta por un filtro pasa-bajos. La función de este filtro es evitar que la propagación de armónicos de alta frecuencia puedan dañar la pila de combustible. Seguidamente,

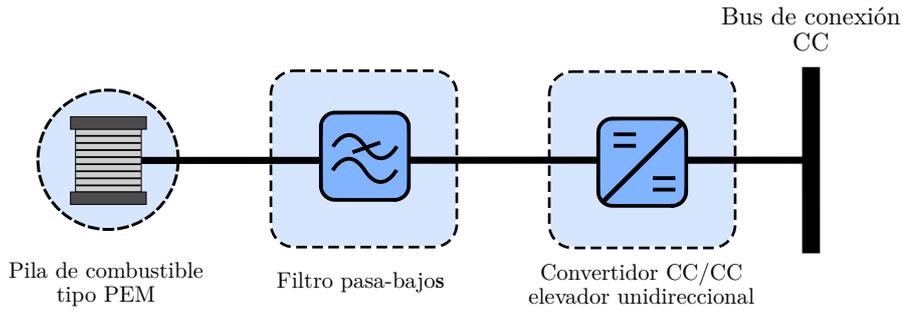


Figura 2.13: Diagrama general de un módulo de pila de combustible.

se conecta una segunda etapa de conversión de potencia, vinculando el FCM al bus de conexión común. Esta última etapa de conversión es la principal encargada de controlar el punto de operación del sistema, con el objetivo de satisfacer el suministro de potencia eléctrica requerido por la demanda.

2.4.2.1. Filtro de entrada

La función del filtro de entrada de la pila de combustible es imprescindible para garantizar la operación segura del módulo, evitando posibles daños y permitiendo prolongar la vida útil del dispositivo. Esta etapa del sistema de acondicionamiento tiene dos objetivos principales. Por un lado, el filtro permite limitar intrínsecamente la respuesta dinámica de la FC, evitando que pueda suministrar variaciones muy rápidas de potencia que puedan dañar el equipo. En segundo lugar, el filtro de entrada es fundamental para amortiguar las componentes de alta frecuencia ($> 10kHz$) en las corrientes suministradas por la FC, producto del normal funcionamiento del convertidor de potencia conmutado.

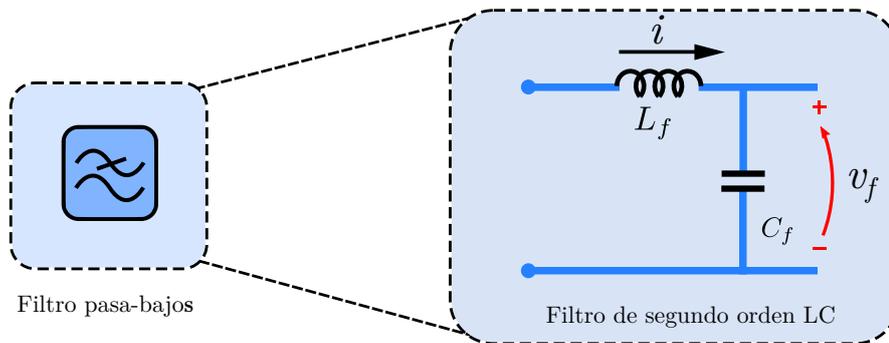


Figura 2.14: Filtro de entrada de segundo orden LC.

En este aspecto, diferentes trabajos en la literatura han estudiado los efectos que estas componentes de alta frecuencia tiene sobre la PEMFC [2.38]. Durante estos estudios, si bien los resultados fueron variados, se puede concluir que tanto la amplitud como la frecuencia de estas componentes producen una degradación en el rendimiento de la FC (que van desde una degradación ligera, hasta una falla temprana de la membrana electrolítica).

Es así que diferentes aplicaciones incorporan esta clase de filtros [2.39, 2.40] para la protección de la FC, siendo el filtro de segundo orden LC una de las estructuras más, elegidas (ver Figura 2.14). Sin embargo, en aplicaciones donde

el peso y volumen del sistema es crítico para su funcionamiento, por ejemplo en vehículos eléctricos, un buen diseño del filtro es sumamente importante para lograr una relación de compromiso óptima entre la respuesta dinámica deseada, su tamaño físico y costo económico.

Por otro lado, el diseño de esta etapa se vuelve aún más crucial a causa del comportamiento eléctrico fuertemente no lineal característico de las FCs. Estas características introducen desafíos adicionales, que deben ser tenidos en cuenta para garantizar la estabilidad del módulo de potencia en todo su rango de operación. En este sentido, en el Capítulo 4 estudiaremos esta problemática en profundidad, estableciendo nuevas herramientas que permitan lograr un diseño robusto del filtro de entrada para el FCM.

2.4.2.2. Convertidor de potencia

Aunque aún no se ha establecido un estándar para el rango de tensión de salida de las PEMFC entre los diferentes fabricantes, la mayoría de las pilas de combustible comerciales producen una tensión que oscila entre 24 y 150V en corriente continua. En este contexto, la inclusión de un convertidor CC/CC es crucial para armonizar estas tensiones variables con los valores establecidos por el bus de tensión continua. Este convertidor debe ser capaz de elevar la baja tensión producida por la pila a los valores requeridos según la aplicación, de acuerdo con los requisitos establecidos por el sistema híbrido, logrando operar de forma eficiente bajo todas las condiciones de carga.

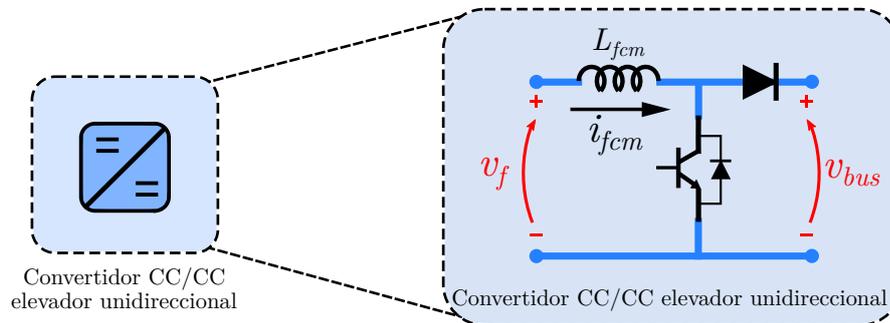


Figura 2.15: Convertidor CC/CC de potencia del tipo elevador.

De entre las diversas topologías de convertidores CC/CC existentes en la literatura, la estructura que ofrece mayor simplicidad, alto rendimiento y versatilidad es el convertidor convencional de tipo elevador, o *boost converter*, mostrado en la Figura 2.15. Este convertidor, en su versión no aislada y unidireccional en el flujo de potencia, minimiza la cantidad de elementos requeridos para la conversión, lo que la convierte en la alternativa más económica para este tipo de aplicaciones y la principal opción encontrada en la bibliografía especializada [2.25].

Este tipo de convertidor soluciona una de las limitaciones principales de la PEMFC al prevenir cualquier corriente inversa que pueda atravesar el dispositivo. Gracias al diodo presente a la salida de la configuración, la pila de combustible se encuentra inherentemente protegida a estas corrientes, las cuales pueden provocar un daño irreversible en la membrana electrolítica.

Sin embargo, como principal desventaja, el convertidor elevador posee una relación de conversión acotada en la práctica (típicamente 1 a 4, con un diseño bien

logrado), fundamentalmente debido a las pérdidas existentes en los componentes reales. Esto quiere decir que su diseño debe tener en cuenta una relación de compromiso entre la ganancia de tensión lograda y la eficiencia final obtenida en condiciones de operación reales. Por lo tanto, debido a la naturaleza variable de la tensión de salida de la FC, lograr un rendimiento óptimo con esta configuración puede ser un gran desafío. Por lo tanto, a partir del Capítulo 5 exploraremos nuevas soluciones de control, que permitan abordar estas dificultades buscando maximizar el desempeño del sistema híbrido en su conjunto.

2.4.3. Sistema de almacenamiento de energía (ESS)

El sistema de almacenamiento auxiliar desempeña un papel crucial en la optimización y mejora del rendimiento global del sistema híbrido. Al actuar como respaldo para la generación y distribución de energía, este sistema ofrece una serie de beneficios significativos cuando se lo combina con una FC. En primer lugar, en aplicaciones donde se debe satisfacer una demanda variable, el ESS puede respaldar a la pila de combustible suministrando los picos de potencia, que pueden deteriorar gravemente el funcionamiento de la misma. Así, el sistema puede responder de manera más rápida a un cambio abrupto en la demanda, permitiendo que la FC actúe eficientemente de acuerdo a su respuesta dinámica natural. Además, en aquellas situaciones en las que se produce un excedente de energía en el bus común, la FC carece de la capacidad para absorberlo por sí sola. En dicha situación, la inclusión de un ESS permite almacenar esta energía excedente, permitiendo volver a utilizarla cuando el sistema lo requiera.

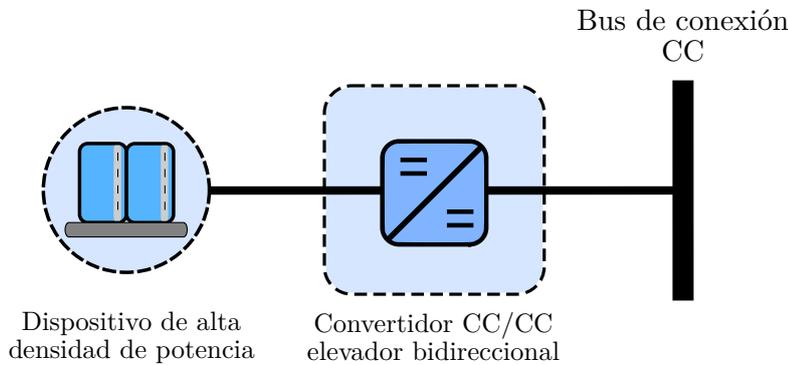


Figura 2.16: Diagrama general de un sistema de almacenamiento de energía (ESS).

En este aspecto, para mejorar la versatilidad y el control del flujo de potencia del ESS, el mismo suele conectarse al bus común a través de un convertidor de potencia (ver Figura 2.16) [2.30]. Este convertidor, al igual que el utilizado en el FCM, también es del tipo elevador, pero con la diferencia que debe ser capaz tanto de suministrar potencia al bus como de absorberla. Esto quiere decir que la topología de conversión elegida debe permitir la bidireccionalidad del flujo de corriente. En la estructura bajo estudio, esta bidireccionalidad se logra incluyendo una llave de conmutación adicional al diseño, tal como se muestra en el diagrama de la Figura 2.17.

Como puede apreciarse en la topología, el sistema de acondicionamiento no suele incorporar un filtro para la conexión del dispositivo de almacenamiento, ya que se busca obtener una rápida respuesta por parte del módulo a los requisitos

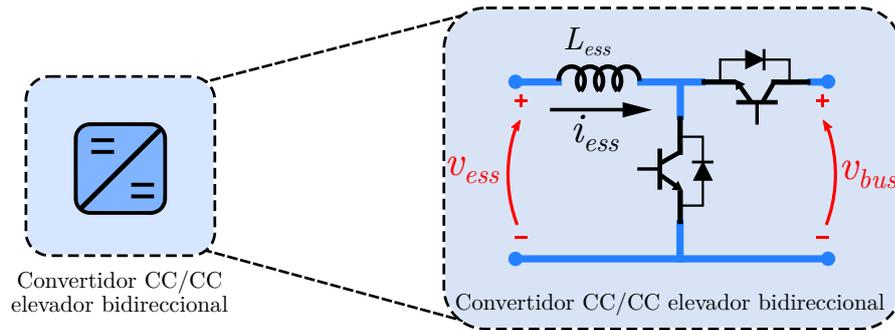


Figura 2.17: Convertidor CC/CC de potencia del tipo elevador bidireccional.

de potencia. De esta manera, el núcleo del ESS debe ser una tecnología con una elevada densidad de potencia, que permita complementar las deficiencias propias de la FC y potenciar su funcionamiento.

En la actualidad, existen diferentes tecnologías de almacenamiento que pueden ser complementadas con una FC. Entre las principales opciones discutidas en la literatura, se destacan en particular las baterías de Ión-Litio y los supercapacitores [2.30]. Si bien las BL poseen una densidad de potencia mucho mayor a la FC, en la actualidad los SC representan una de las tecnologías con mayor capacidad de entrega de potencia por unidad de peso disponibles en el mercado [2.41]. Por otra parte, los SC poseen diferentes características que permiten extender la vida útil del sistema híbrido desarrollado, como una mayor capacidad de ciclos de carga y descarga, lo que significa una solución más sustentable a largo plazo que otras tecnologías. Por lo tanto, en lo que resta de la tesis, los supercapacitores serán el principal elemento de almacenamiento auxiliar utilizado para la integración del sistema híbrido con una FC. A continuación, finalizaremos esta sección con una breve reseña de esta tecnología.

2.4.3.1. El supercapacitor como dispositivo auxiliar de la FC

Como su nombre lo indica, los SC son esencialmente capacitores electrolíticos convencionales, pero con una elevada capacidad para almacenar energía eléctrica. La composición de una celda básica se encuentra conformada principalmente por dos electrodos, separados por un material electrolítico (acuoso o sólido), como se muestra en la Figura 2.18. Adicionalmente, se incluye un aislante poroso entre el electrolito, que actúa como separador evitando el intercambio interno de electrones entre los electrodos, pero posibilitando la movilización de los iones.

La principal diferencia con un capacitor convencional radica en que los electrodos están compuestos por un material de alta conductividad eléctrica, pero con una gran superficie para la acumulación de cargas [2.42]. Para lograr este aumento del área efectiva se utilizan materiales con superficies altamente irregulares, que son la principal causa del incremento de la capacidad en estos dispositivos.

Al igual que en la FC, la tensión de salida de una celda de supercapacitor es muy baja, del orden de los 3V. Por este motivo, suele encontrarse en forma de arreglos de celdas, o banco de supercapacitores (SCB) (ver Figura 2.19), típicamente conectadas en serie, con el objetivo de incrementar su valor de tensión nominal. Sin embargo, este tipo de arreglos en serie requiere un balanceo de los niveles individuales de tensión sobre cada celda [2.43], para evitar que sobrepasen los límites

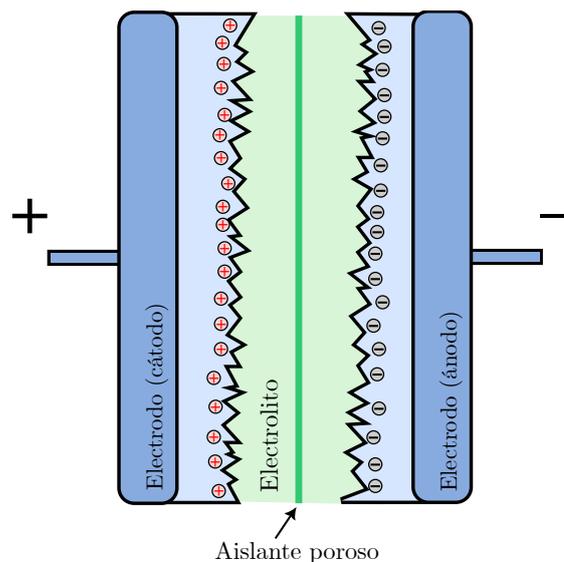


Figura 2.18: Esquema básico de una celda de supercapacitor.

de descomposición del electrolito y puedan destruir la celda. No obstante, pese a estas limitaciones, los valores de capacidad logrados por los SC pueden llegar a ser extremadamente altos, del orden de miles de Faradios.



Figura 2.19: Banco de supercapacitores de 48V y 165F de la empresa *Maxwell Technologies*© [2.44].

Los supercapacitores tienen varias ventajas, incluyendo su alta densidad de potencia, tiempos de carga y descarga rápidos, baja resistencia de entrada y vida útil prolongada, que lo convierten en una alternativa muy sustentable [2.42]. Estas características los ubican como una tecnología muy atractiva para mejorar el rendimiento de diversos sistemas de energía, siendo su utilización cada vez más frecuentes en diferentes aplicaciones [2.45]. Su capacidad de manejar grandes picos de potencia, pudiendo suministrar los requerimientos de potencia media (temporalmente) demandados por diferentes cargas, han ubicado a los SC en el cotidiano

de la electrónica de consumo moderna.

Sin embargo, el potencial de estos dispositivos para su utilización en la generación de energía a gran escala recién esta comenzando a ser explotada masivamente. En la actualidad, diversos trabajos publicados han demostrado la viabilidad de esta tecnología para su combinación con diferentes fuentes de energía renovable [2.27, 2.41], desde pilas de combustible hasta paneles solares, e incluso baterías. La aparición de los SC en la electrónica de potencia, tanto en generación estacionaria como en vehículos eléctricos, ha estado ganando cada vez más terreno, y se espera que en los próximos años esta tendencia se profundice aún más.

2.5. Resumen

La generación de electricidad a partir de pilas de combustible es un proceso innovador y eficiente que está ganando cada vez más atención en el campo de las energías renovables. Estos dispositivos electroquímicos utilizan hidrógeno y oxígeno como combustibles para producir electricidad, con agua y calor como únicos subproductos. Entre los diferentes tipos de FCs, la pila con membrana de intercambio de protones es especialmente prometedora debido a sus características de operación a baja temperatura y alta densidad de energía, generando electricidad de manera limpia y silenciosa, sin emisiones nocivas para el medio ambiente.

Sin embargo, las características eléctricas de estos dispositivos presentan grandes desafíos que deben ser abordados para lograr una generación eficiente. En particular, la fuerte dependencia de la tensión producida en función de la potencia eléctrica suministrada, sumada a las fuertes variaciones con los cambios en las presiones y temperaturas del dispositivo, hacen a las FCs particularmente malos reguladores de tensión. Estas limitaciones, combinadas con su lenta dinámica de respuesta frente a cambios en las condiciones de carga, obligan la asociación de la FC con un sistema de acondicionamiento de potencia, constituyendo un módulo de FC.

Por otro lado, en escenarios donde es necesario satisfacer una demanda de energía fuertemente variable, la integración de las pilas de combustible en un sistema híbrido de energía resulta imprescindible. En estos sistemas, típicamente, el FCM es combinado con un sistema de almacenamiento de energía, que asiste a la FC suministrando los picos de potencia requeridos por la carga. Además, en situaciones donde exista un excedente de energía que deba ser almacenada temporalmente, el ESS puede absorberlo rápidamente para luego ser utilizado cuando se requiera.

En definitiva, la integración de la pila de combustible en un sistema híbrido de energía resulta de suma importancia para su operación en diferentes aplicaciones. No obstante, a pesar de sus numerosos beneficios, la optimización energética de estos dispositivos sigue siendo particularmente desafiante. En este contexto, el desarrollo de nuevas estrategias de control robustas que permitan maximizar su eficiencia ante condiciones de mucha variabilidad e incertidumbre, continua siendo hasta el día de hoy uno de los principales desafíos a enfrentar.

2.6. Referencias del capítulo

- [2.1] Cristian Kunusch, Paul Puleston, and Miguel Mayosky. *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*. Springer London, 2012.
- [2.2] Omar Z. Sharaf and Mehmet F. Orhan. An overview of fuel cell technology: Fundamentals and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 32:810–853, 2014.
- [2.3] Andrew L. Dicks and David A. J. Rand. *Fuel Cell Systems Explained*. Wiley, 2018.
- [2.4] Shanyun Mo, Lei Du, Zhiyin Huang, Junda Chen, Yangdong Zhou, Puwei Wu, Ling Meng, Ning Wang, Lixin Xing, Mingquan Zhao, Yunsong Yang, Junke Tang, Yuquan Zou, and Siyu Ye. Recent Advances on PEM Fuel Cells: From Key Materials to Membrane Electrode Assembly. *Electrochemical Energy Reviews*, 6(1), 2023.
- [2.5] Idoia San Martín, Alfredo Ursúa, and Pablo Sanchis. Modelling of pem fuel cell performance: Steady-state and dynamic experimental validation. *Energies*, 7(2):670–700, 2014.
- [2.6] James Larminie and Andrew Dicks. *Fuel cell systems explained*. J. Wiley, 2nd ed. edition, 2011. Master and use copy. Digital master created according to Benchmark for Faithful Digital Reproductions of Monographs and Serials, Version 1. Digital Library Federation, December 2002.
- [2.7] T F Fuller and K G Gallagher. *Phosphoric acid fuel cells*, pages 209–247. Elsevier, 2008.
- [2.8] Sanaz Zarabi Golkhatmi, Muhammad Imran Asghar, and Peter D. Lund. A review on solid oxide fuel cell durability: Latest progress, mechanisms, and study tools. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 161:112339, 2022.
- [2.9] Robert bosch gmbh. SOFC Bosch: <https://www.bosch-hydrogen-energy.com/>. 2024.
- [2.10] Wei Zhang and Yun Hang Hu. Material design and performance of carbon monoxide-fueled solid oxide fuel cells: A review. *Energy Science & Engineering*, 11(9):3276–3288, 2023.
- [2.11] Subhash C. Singhal and Kevin Kendall. *High-temperature solid oxide fuel cells*. Elsevier Advanced Technology, 2003. Includes bibliographical references and index. - Description based on print version record.
- [2.12] Environmental Resources Management (ERM). *The Fuel Cell Industry Review*, 2021.
- [2.13] Andi Mehmeti, Francesca Santoni, Massimiliano Della Pietra, and Stephen J. McPhail. Life cycle assessment of molten carbonate fuel cells: State of the art and strategies for the future. *Journal of Power Sources*, 308:97–108, 2016.

- [2.14] Yun Wang, Ken S. Chen, Jeffrey Mishler, Sung Chan Cho, and Xavier Cordobes Adroher. A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: Technology, applications, and needs on fundamental research. *Applied Energy*, 88(4):981–1007, 2011.
- [2.15] TW Horizon Fuel Cell Technologies. VL II series Liquid-Cooled Systems. www.horizonfuelcell.com/fuelcellsystems, 2020.
- [2.16] Anderson J.L., More J.J., Puleston P.F., and Costa-Castello R. Fuel cell module control based on switched/time-based adaptive super-twisting algorithm: Design and experimental validation. *IEEE TCST*, pages 1–8, 2022.
- [2.17] Gojmir Radica, Ivan Tolj, Mykhaylo V. Lototsky, and Sivakumar Pasupathi. Air mass flow and pressure optimization of a pem fuel cell hybrid system for a forklift application. *Energies*, 17(1):120, 2023.
- [2.18] Imad Matraji, Salah Laghrouche, and Maxime Wack. Pressure control in a pem fuel cell via second order sliding mode. *International Journal of Hydrogen Energy*, 37(21):16104–16116, 2012.
- [2.19] Miao Yang, Ralf Hunger, Stefano Berrettoni, Bernd Sprecher, and Baodong Wang. A review of hydrogen storage and transport technologies. *Clean Energy*, 7(1):190–216, 2023.
- [2.20] Xi Chen, Chunxi Wang, Jianghai Xu, Shichun Long, Fasen Chai, Wenbin Li, Xingxing Song, Xuepeng Wang, and Zhongmin Wan. Membrane humidity control of proton exchange membrane fuel cell system using fractional-order pid strategy. *Applied Energy*, 343:121182, 2023.
- [2.21] Miguel Solsona, Cristian Kunusch, and Carlos Ocampo-Martinez. Control-oriented model of a membrane humidifier for fuel cell applications. *Energy Conversion and Management*, 137:121–129, 2017.
- [2.22] J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, and A. Visintin. Temperature control of a pem fuel cell test bench for experimental mea assessment. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(11):5985–5990, 2010.
- [2.23] Daniel Akinyele, Elijah Olabode, and Abraham Amole. Review of fuel cell technologies and applications for sustainable microgrid systems. *Inventions*, 5(3):42, 2020.
- [2.24] Jeronimo J. More, Paul F. Puleston, Cristian Kunusch, and Miguel Allue Fantova. Development and implementation of a supervisor strategy and sliding mode control setup for fuel-cell-based hybrid generation systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(1):218–225, 2015.
- [2.25] Mahajan Sagar Bhaskar, Vigna K. Ramachandaramurthy, Sanjeevikumar Padmanaban, Frede Blaabjerg, Dan M. Ionel, Massimo Mitolo, and Dhafer Almakhlles. Survey of dc-dc non-isolated topologies for unidirectional power flow in fuel cell vehicles. *IEEE Access*, 8:178130–178166, 2020.

- [2.26] Khairy Sayed, Sayed Abdel-Khalek, Hesham M. H. Zakaly, and Mahmoud Aref. Energy management and control in multiple storage energy units (battery–supercapacitor) of fuel cell electric vehicles. *Materials*, 15(24):8932, 2022.
- [2.27] Seydali Ferahtia, Ali Djerioui, Samir Zeghlache, and Azeddine Houari. A hybrid power system based on fuel cell, photovoltaic source and supercapacitor. *SN Applied Sciences*, 2(5), 2020.
- [2.28] Fujin Deng and Zhe Chen. Control of improved full-bridge three-level dc/dc converter for wind turbines in a dc grid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1):314–324, 2013.
- [2.29] Carolina Evangelista, Fernando Valenciaga, and Paul Puleston. Active and reactive power control for wind turbine based on a mimo 2-sliding mode algorithm with variable gains. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(3):682–689, 2013.
- [2.30] Himadry Shekhar Das, Mohamed Salem, Muhammad Ammirul Atiqi Mohd Zainuri, Abdulhakeem Mohammed Dobi, Shuhui Li, and Md Habib Ullah. A comprehensive review on power conditioning units and control techniques in fuel cell hybrid systems. *Energy Reports*, 8:14236–14258, 2022.
- [2.31] Guangjin Pan, Yunpeng Bai, Huihui Song, Yanbin Qu, Yang Wang, and Xiaofei Wang. Hydrogen fuel cell power system—development perspectives for hybrid topologies. *Energies*, 16(6):2680, 2023.
- [2.32] Juan Ignacio Talpone. *Desarrollo de un sistema híbrido de generación basado en pilas de combustible PEM y supercapacitores*. PhD thesis, Universidad Nacional de La Plata, 2014.
- [2.33] Jerónimo José Moré. *Estrategias de control avanzado para sistemas no lineales: Aplicación al control de sistemas híbridos de generación de energía eléctrica basados en pilas de combustible*. PhD thesis, Universidad Nacional de La Plata, 2014.
- [2.34] Qi Li, Weirong Chen, Yankun Li, Shukui Liu, and Jin Huang. Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 43(1):514–525, 2012.
- [2.35] T. Azib, R. Talj, O. Bethoux, and C. Marchand. Sliding mode control and simulation of a hybrid fuel-cell ultracapacitor power system. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, 2010.
- [2.36] Himadry Shekhar Das, Chee Wei Tan, and A.H.M. Yatim. Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76:268–291, 2017.
- [2.37] Yuri B. Shtessel, Malek Ghanes, and Roshini S. Ashok. Hydrogen fuel cell and ultracapacitor based electric power system sliding mode control: Electric vehicle application. *Energies*, 13(11):2798, 2020.

- [2.38] Hendrik Wesseling. *Influence of Current Ripple on Proton Exchange Membrane Fuel Cell Degradation*. PhD thesis, TU Delft Mechanical, Maritime and Materials Engineering, 2021.
- [2.39] Roghayeh Gavagsaz-Ghoachani, Majid Zandi, Jean-Philippe Martin, Serge Pierfederici, Matheepot Phattanasak, and Babak Nahid-Mobarakeh. Control of a two-phase interleaved boost converter with input lc filter for fuel cell vehicle applications. In *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. IEEE, 2017.
- [2.40] Talpone, J.I. and Puleston, P.F. and More, J.J. and Griñó, R. and Cendoya, M.G. Experimental platform for development and Evaluation of hybrid generation systems based on fuel cells. *International Journal of Hydrogen Energy*, 37(13):10346–10353, 2012-07.
- [2.41] Jie Zhang, Min Gu, and Xi Chen. Supercapacitors for renewable energy applications: A review. *Micro and Nano Engineering*, 21:100229, 2023.
- [2.42] K. C. Seetha Lakshmi and Balaraman Vedhanarayanan. High-performance supercapacitors: A comprehensive review on paradigm shift of conventional energy storage devices. *Batteries*, 9(4):202, 2023.
- [2.43] F. Naseri, S. Karimi, E. Farjah, and E. Schaltz. Supercapacitor management system: A comprehensive review of modeling, estimation, balancing, and protection techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 155:111913, 2022.
- [2.44] Maxwell Technologies. *48 Volt Module With DuraBlue – BMOD0165 P048 C0B - Datasheet Document number: 3001491-EN.9*.
- [2.45] Mustafa Sahin, Frede Blaabjerg, and Ariya Sangwongwanich. A comprehensive review on supercapacitor applications and developments. *Energies*, 15(3):674, 2022-01.

Capítulo 3

Fundamentos de la teoría de control por modos deslizantes

Desde sus inicios, lidiar con las perturbaciones e incertidumbres inherentes a cualquier sistema real ha sido el fundamento mismo de la teoría de control. La búsqueda de controladores robustos, que no solo se adapten dinámicamente a los cambios inesperados, sino que también proporcionen respuestas rápidas y eficientes ante las variabilidades del entorno, ha conducido a importantes avances en el control moderno. En este camino, las estrategias de diseño por modos deslizantes han surgido como una herramienta poderosa y efectiva para abordar estos desafíos. En la actualidad, el control por modos deslizantes se ha extendido por prácticamente todos los ámbitos, demostrando su valía en innumerables aplicaciones. Sin embargo, desde un primer momento la comunidad especializada se dio cuenta de que la principal desventaja de esta estrategia eran las oscilaciones de alta frecuencia, producidas por la frecuencia finita de actuación y las dinámicas no modeladas del sistema.

Es así que, en este capítulo, haremos un recorrido sobre los principales conceptos de la teoría de control por modos deslizantes. Comenzaremos por abordar el procedimiento básico para el diseño de controladores de primer orden, discutiendo las principales limitaciones de esta metodología. Posteriormente avanzaremos hacia el estudio de la segunda generación de los algoritmos por modos deslizantes, como un intento por superar las desventajas del control por modos deslizantes convencional. Por último, finalizaremos el capítulo presentando al algoritmo *Super-Twisting*, que ocupará un rol central a lo largo de esta tesis.

3.1. Los inicios del control por modos deslizantes

El control por modos deslizantes (SMC, por sus siglas en inglés) surgió como una teoría fundamental en el campo del control desde 1980, principalmente con los trabajos del Profesor Utkin [3.1]. En estas obras, Utkin establece las bases para el diseño de los algoritmos por modos deslizantes de primer orden. Así, esta metodología de diseño comienza con la definición de una superficie (o variedad) de deslizamiento, \mathcal{S} , en el espacio de estados, donde se desea que las trayectorias del sistema queden contenidas. Esta superficie es una región del espacio, ilustrada en la Figura 3.1, dentro de la cual el sistema controlado evoluciona de acuerdo con las especificaciones y objetivos de control deseados.

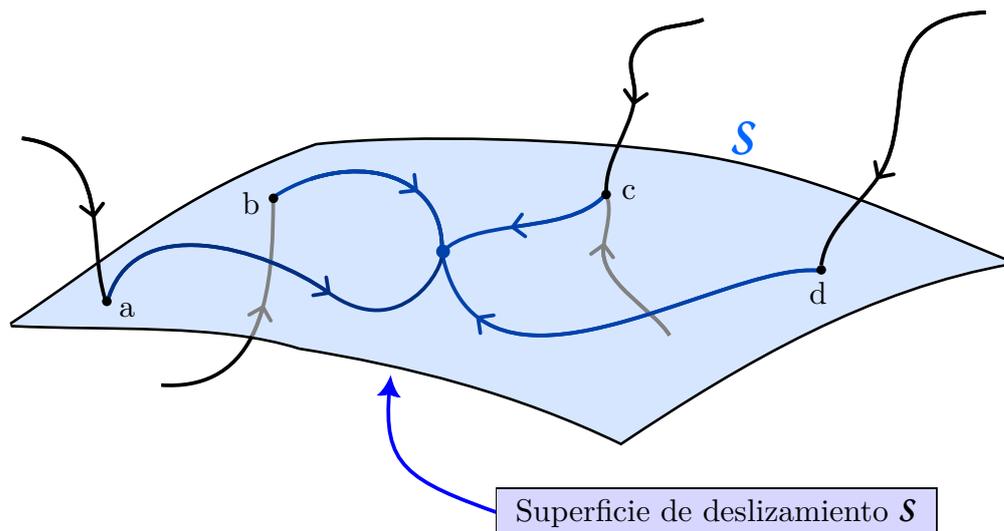


Figura 3.1: Representación de la superficie de deslizamiento en el espacio de estados.

La metodología continúa eligiendo una ley de control que garantice que dichas trayectorias sean atraídas hacia la superficie diseñada, aún en presencia de las incertidumbres o perturbaciones externas que puedan afectarlas. Si bien en principio esta ley de atracción no necesita ser discontinua, el mayor avance en esta línea se ha logrado utilizando funciones conmutadas, comúnmente definidas a partir de la clásica función de conmutación del relé o signo. Ya que esta función de conmutación altera la dinámica del sistema, saltando de una estructura del sistema a otra de forma discontinua, el SMC se enmarca dentro de las estrategias de control de estructura variable (mejor conocidas por VSC, por sus siglas en inglés) [3.2].

De esta manera, el SMC de primera generación posee varias ventajas para el control de sistemas afectados por incertidumbres [3.3]. En primer lugar, a diferencia de los sistemas lineales, en esta clase de estructuras se logra una convergencia en tiempo finito de las trayectorias a \mathcal{S} . Más aún, una vez que estas trayectorias se encuentran contenidas dentro de la superficie, el orden del sistema original se ve reducido por la dimensión de \mathcal{S} , lo que tiende a simplificar su comportamiento dinámico. Sumado a lo anterior, una de las características más significativas del SMC es su capacidad de compensación exacta de las perturbaciones o incertidumbres del sistema (insensibilidad). Esta insensibilidad ha permitido que el control por modos deslizantes se aplique con éxito en una amplia variedad de contextos. Uno de los ejemplos más notables es su utilización en el control de sistemas de potencia, donde su naturaleza de conmutación resulta particularmente idónea.

Sin embargo, a pesar de sus múltiples ventajas, el SMC presenta también importantes inconvenientes a la hora de su diseño y, principalmente, implementación. Si bien las trayectorias del sistema convergen a la superficie en tiempo finito, una vez estando sobre la superficie, las variables de estado internas sólo lo hacen de forma asintótica [3.3]. Por otro lado, dependiendo de la estructura del sistema, la formulación de la superficie de deslizamiento de primer orden puede necesitar información sobre las derivadas del sistema, siendo casi imposible su aplicación directa en algunos ámbitos donde el ruido o la interferencia resultan predominantes.

Adicionalmente, ya desde los inicios de esta teoría se entendió que la principal limitación del SMC era el fenómeno de *chattering* [3.4]. Este fenómeno es producido por la frecuencia de conmutación finita de los actuadores reales y/o dinámicas no modeladas que afectan la estructura del sistema bajo estudio. A causa de estas limitaciones, la operación en el régimen por modos deslizantes ideal no puede ser alcanzada en la práctica [3.5]. Sin embargo, esto no solo genera oscilaciones de alta frecuencia en la variable controlada, mejor conocidas como *chattering*, sino que la propiedad de insensibilidad del SMC a las perturbaciones también desaparece.

Para tratar de mitigar estos efectos adversos, entre la década del '80 y el año 2000, apareció un nuevo paradigma de algoritmos, principalmente a partir de los trabajos de Arie Levant [3.6], como una respuesta a los desafíos inherentes al control por modos deslizantes de primera generación. En este contexto surgió el concepto de modos deslizantes de segundo orden (SOSM), el cual permite superar las restricciones asociadas al grado relativo del sistema y reducir significativamente el efecto de *chattering* [3.7]. Como principal diferencia con el algoritmo convencional, estos controladores permiten que tanto la variable de deslizamiento como su primera derivada tiendan a cero en un tiempo finito. Al lograr mantener también la derivada igual a cero, se consigue naturalmente una disminución importante en las oscilaciones resultantes del sistema.

La formulación de estas nuevas metodologías para el diseño de algoritmos de control por modos deslizantes ha ampliado aún más su aplicabilidad y efectividad en una variedad de sistemas dinámicos, desde convertidores de potencia hasta sistemas de control de robots y guiado de aeronaves [3.8]. La utilización de modos deslizantes de segundo orden ha demostrado ser una herramienta valiosa para mejorar la eficiencia, el desempeño y la estabilidad del control en presencia de perturbaciones y modelado impreciso. Por lo tanto, a continuación, en este capítulo haremos un breve repaso sobre los principios de las estrategias por modos deslizantes de segundo orden. Para finalizar, concluiremos con la presentación del algoritmo *Super-Twisting*, conformando la tercera generación de estrategias de SMC.

3.2. Conceptos preliminares

Antes de adentrarnos en el estudio de las principales técnicas del control por modos deslizantes, es necesario revisar ciertas definiciones, convenciones y herramientas que utilizaremos a lo largo de este capítulo. De esta manera, iniciaremos con una descripción de los sistemas dinámicos utilizados en este trabajo, centrándonos especialmente en la definición de los sistemas afines al control. A continuación, abordaremos algunas definiciones ampliamente utilizadas en el análisis de las técnicas de SMC, como el concepto de superficie de deslizamiento y grado relativo de un sistema.

3.2.1. Sistema afín al control

En esta tesis, el marco inicial empleado para el análisis y desarrollo de las diferentes estructuras de control es la representación de los sistemas en el espacio de estados. En este sentido, los sistemas dinámicos bajo estudio son modelados

mediante un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias (EDOs). Las EDOs son fundamentales en la descripción matemática de sistemas dinámicos, ya que nos permiten entender cómo evolucionan las variables de estado, o las diferentes señales del sistema, en función del tiempo. Específicamente, nos centraremos en una clase particular de estos sistemas, denominados sistemas afines al control, definidos por la ecuación:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.1)$$

donde $x \in \mathcal{X} \subseteq R^n$ representa el vector estados del sistema, \dot{x} su derivada en función del tiempo y $u \in R^m$ el vector que concentra las acciones de control. Por el otro lado $f : R^n \rightarrow R^n$ y $g : R^n \rightarrow R^{n \times m}$ son campos vectoriales continuos, que describen el comportamiento del sistema. Si bien f y g son funciones continuas de los estados del sistema, para el control por SM la acción de control u puede ser discontinua pero localmente acotada. En general, salvo que se especifique lo contrario, asumiremos que m es 1, trabajando mayormente con sistemas de una sola señal de control u . Al llegar al final de la tesis, en el Capítulo 8, extenderemos estos sistemas para trabajar con múltiples entradas y salidas.

Aunque los sistemas que estudiaremos a lo largo de esta tesis corresponden a sistemas autónomos, el siguiente análisis puede extenderse sin pérdida de generalidad a sistemas dependientes del tiempo. Esto puede realizarse simplemente a partir de la expansión del sistema en (3.1), considerando al tiempo como una variable adicional en el vector de estados del sistema. Esta expansión del sistema permite utilizar las mismas herramientas de análisis para el diseño de controladores por modos deslizantes en sistemas no autónomos, aunque a costa de incrementar el orden de los mismos.

3.2.2. Superficie de deslizamiento de orden k

La idea general del SMC consiste en forzar la operación del sistema (3.1) en una región restringida del espacio de estados, denominada superficie de deslizamiento \mathcal{S} . Dicha superficie es diseñada con el objetivo de cumplir los requerimientos del sistema controlado a lazo cerrado. Para esta definición, se utiliza una función suave dependiente de los estados:

$$\sigma(x) : R^n \implies R, \quad (3.2)$$

donde σ es típicamente conocida como la variable de deslizamiento.

Como discutíamos al principio de este capítulo, a lo largo de los años fueron desarrollándose diferentes algoritmos por SM, con el objetivo de abordar las distintas problemáticas existentes. Para poder clasificar estas estrategias, diremos que un algoritmo de control por modos deslizantes es de orden k , si puede forzar la operación del sistema en una región restringida del espacio de estados de dimensión $n - k$ [3.9]. Formalmente esto puede escribirse, a partir de la variable de deslizamiento σ y sus derivadas, como:

$$\mathcal{S}_k = \{x \in \mathcal{X} : \sigma(x) = \dots = \frac{d^{(k-1)}}{dt^{(k-1)}}\sigma(x) = 0\}. \quad (3.3)$$

Por lo tanto, para el caso particular de los algoritmos por SM de segundo orden, se busca que la variable de deslizamiento σ resida sobre la superficie:

$$\mathcal{S}_2 = \{x \in \mathcal{X} : \sigma(x) = \dot{\sigma}(x) = 0\}. \quad (3.4)$$

En los siguientes capítulos, nos centraremos particularmente en esta clase de superficies de segundo orden.

3.2.3. Grado relativo de un sistema

La primera derivada de la variable de deslizamiento, $\dot{\sigma}$, puede ser calculada a partir del sistema original definido en (3.1), resultando:

$$\dot{\sigma}(x) = \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} g(x)u, \quad (3.5)$$

siendo

$$\frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} = \left[\frac{\partial \sigma(x)}{\partial x_1} \quad \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x_2} \quad \cdots \quad \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x_n} \right] \quad (3.6)$$

la función vectorial gradiente de σ , $\nabla \sigma(x)$.

Las expresiones $\frac{\partial \sigma}{dx} f(x)$ y $\frac{\partial \sigma}{dx} g(x)$, obtenidas anteriormente, pueden simplificarse utilizando el concepto de derivada direccional, comúnmente llamada derivada de Lie [3.10]. En este sentido, las derivadas parciales pueden entenderse como la derivada del campo escalar $\sigma : R^n \rightarrow R$ en la dirección de los campos vectoriales $f, g : R^n \rightarrow R^n$, respectivamente, esto es:

$$L_f \sigma(x) = \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} f(x) \quad y \quad (3.7)$$

$$L_g \sigma(x) = \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} g(x) \quad (3.8)$$

donde L_f y L_g son operadores diferenciales de primer orden. Esta derivada direccional puede aplicarse de forma recursiva, dando lugar a operadores diferenciales de mayor orden:

$$L_f^k \sigma(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f^{k-1} \sigma(x)) f(x), \quad (3.9)$$

o bien aplicarse en la dirección de múltiples campos vectoriales (g y f):

$$L_g L_f \sigma(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f \sigma(x)) g(x). \quad (3.10)$$

Esta herramienta resulta de mucha ayuda cuando se necesita calcular las distintas derivadas de orden superior de σ . A partir de estas expresiones, se puede establecer fácilmente el concepto de grado relativo (GR) de la variable σ , con respecto a su variable de control u . Diremos que un sistema controlado por SM tiene grado

relativo r , si las derivadas de σ cumplen con:

$$L_g L_f^k \sigma(x) = 0 \quad \forall 0 \leq k < r - 1 \quad (3.11)$$

y

$$L_g L_f^{r-1} \sigma(x) \neq 0. \quad (3.12)$$

Lo anterior implica que el sistema de ecuaciones diferenciales, el cual describe el comportamiento dinámico de σ , queda expresado como:

$$\frac{d\sigma(x)}{dt} = L_f \sigma(x) + L_g \sigma(x) u = L_f \sigma(x) \quad (3.13)$$

$$\frac{d^2\sigma(x)}{dt^2} = L_f^2 \sigma(x) + L_g L_f \sigma(x) u = L_f^2 \sigma(x) \quad (3.14)$$

⋮

$$\frac{d^r \sigma(x)}{dt^r} = L_f^r \sigma(x) + L_g L_f^{r-1} \sigma(x) u. \quad (3.15)$$

Es decir que, en un sistema de grado relativo r , la acción de control aparecerá de forma explícita recién sobre la derivada r -ésima de la variable de deslizamiento.

3.3. El SMC de primera generación

A continuación comenzaremos por estudiar el algoritmo de control por modos deslizantes de primer orden, que nos permitirá establecer las bases para el posterior análisis de controladores de orden superior. De esta manera, partimos del sistema dinámico afín al control de orden n , definido en (3.1), donde por cuestiones de simplicidad asumiremos que la acción de control $u \in R$. Esto quiere decir que, de acuerdo a la definición dada en (3.2), la variable de deslizamiento también es de dimensión uno (sistema de entrada única-salida única, o SISO por sus siglas en inglés).

A partir de esta definición, la superficie de deslizamiento de orden 1 queda entonces establecida como:

$$\mathcal{S} = \{x \in \mathcal{X} : \sigma(x) = 0\} \quad (3.16)$$

Ahora, con el objetivo de permitir que el sistema opere sobre dicha superficie, es necesario proponer una ley de control de estructura variable, $u(x)$, discontinua. Esta ley de control debe lograr que las trayectorias del sistema sean atraídas hacia la superficie \mathcal{S} . Una forma de conseguirlo es estableciendo dos funciones posibles de u , u^+ y u^- , que serán aplicadas al sistema en función del signo de la variable σ [3.11]. Por lo tanto, la ley de control queda definida entonces como:

$$u(x) = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad \text{con } u^+(x) \neq u^-(x) \quad (3.17)$$

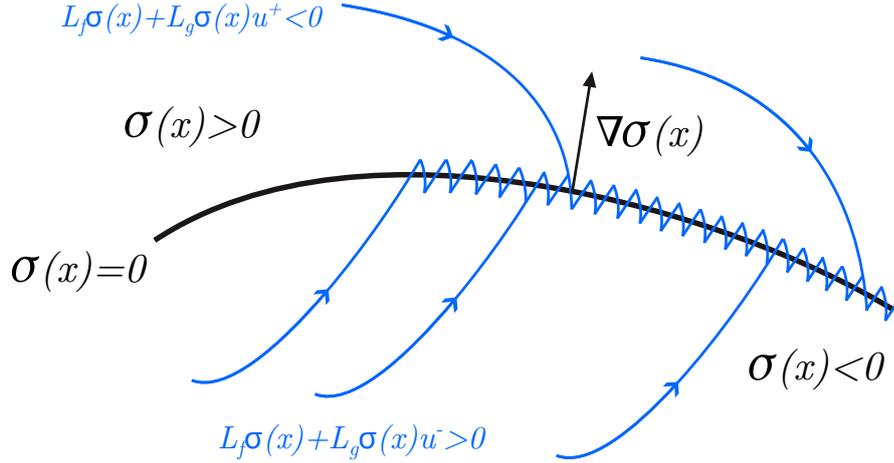


Figura 3.2: Trayectorias del sistema conmutado en el SM de primer orden.

tal que se cumpla:

$$\begin{cases} \dot{\sigma}(x) < 0 & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ \dot{\sigma}(x) > 0 & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

Las acciones de control u^+ y u^- son funciones suaves de los estados del sistema, x . Con fines prácticos, asumiremos sin pérdida de generalidad que se cumple también $u^+(x) > u^-(x)$. Notar que, si bien u^+ y u^- son funciones suaves, la acción de control u resulta discontinua.

Como se observa en la Figura 3.2, tanto la aplicación de u^+ cuando $\sigma(x) > 0$, como de u^- cuando $\sigma(x) < 0$, deben lograr que las trayectorias del sistema cambien su dirección de forma abrupta en cada región del plano. Para que esto sea posible, la actuación de $u(x)$ necesita tener una incidencia directa sobre la primera derivada de σ . Esto quiere decir que, de acuerdo a la expresión obtenida en (3.15), el sistema debe ser de GR 1, por lo cual la primera derivada de σ resulta:

$$\dot{\sigma}(x) = L_f \sigma(x) + L_g \sigma(x) u(x) \quad (3.19)$$

Idealmente, sobre la superficie de deslizamiento, ambas funciones u^- y u^+ son aplicadas alternadamente a una frecuencia de conmutación infinita. Si estas acciones de control tienen suficiente fuerza para vencer a las perturbaciones del sistema, entonces podremos garantizar la permanencia sobre \mathcal{S} para todo tiempo futuro.

3.3.1. El método de control equivalente

La metodología desarrollada anteriormente nos permite una implementación rápida y práctica de las estrategias por SM de primer orden. Sin embargo, la dinámica resultante cuando el sistema se encuentra operando dentro de la superficie de deslizamiento no puede ser analizada tan fácilmente. Principalmente debido a la estructura variable del sistema de control desarrollado, para trabajar con esta clase de sistemas es necesario utilizar conceptos avanzados de inclusiones diferenciales

(por ejemplo, a través del método de regularización de Filippov).

El método de control equivalente [3.12] nos permite estudiar el comportamiento dinámico sobre la superficie de deslizamiento, a través del simple análisis de las ecuaciones diferenciales del sistema original. Asumiendo que el sistema controlado se encuentra dentro de \mathcal{S} , es decir $\sigma(x) = 0$, se puede considerar que la primera derivada también cumple con $\dot{\sigma}(x) = 0$.

La acción de control equivalente, u_{eq} , es definida entonces como aquella función que mantenga la operación del sistema dentro de \mathcal{S} , es decir:

$$\begin{cases} \sigma(x) = 0 \\ \dot{\sigma}(x) = L_f\sigma(x) + L_g\sigma(x)u_{eq}(x) = 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

donde la acción de control equivalente es una función suave de los estados del sistema que hace que las trayectorias dentro de \mathcal{S} permanezcan invariantes con respecto a dicha superficie (es decir, que no puedan escapar de ella). Por lo tanto, la expresión de u_{eq} puede obtenerse de forma sencilla como:

$$u_{eq}(x) = - \left. \frac{L_f\sigma(x)}{L_g\sigma(x)} \right|_{\sigma(x)=0}. \quad (3.21)$$

Esto quiere decir que, una vez que el sistema controlado alcanza $\sigma = 0$, u_{eq} es la acción de control continua que logra mantener las trayectorias del sistema confinadas a la superficie de deslizamiento. Una vez sobre la superficie, la dinámica resultante del sistema puede encontrarse como:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq}(x) = f(x) - g(x) \left. \frac{L_f\sigma(x)}{L_g\sigma(x)} \right|_{\sigma(x)=0} \quad (3.22)$$

donde, dado que $\sigma(x) = 0$ es una restricción algebraica de los estados, el orden del sistema a lazo cerrado queda reducido en uno (o lo que es lo mismo, el sistema en (3.22) es de dimensión $n - 1$).

3.3.2. Condiciones de alcance y existencia del régimen deslizante

A partir del desarrollo realizado anteriormente, es posible definir las condiciones de alcance y permanencia del régimen de operación por modos deslizantes. Como su nombre lo indican, estas condiciones sentarán las bases para poder diseñar un controlador de primer orden que no sólo llegue a la superficie de deslizamiento \mathcal{S} diseñada, sino que pueda mantenerse sobre la misma para todo tiempo futuro.

A partir de la expresión del control equivalente dada en (3.21), se puede ver fácilmente que u_{eq} estará bien definido si y solo si se satisface:

$$L_g\sigma(x) = \frac{\partial\sigma(x)}{\partial x}g(x) \neq 0 \quad (3.23)$$

al menos dentro de la superficie \mathcal{S} . Esta condición es conocida como la condición de transversalidad del SM de primer orden. Visto de forma geométrica, esta condición

nos dice que el campo vectorial $g(x)$ no puede ser tangencial a \mathcal{S} . En caso contrario, no es posible diseñar la acción de control u para forzar al sistema a que cruce la superficie de deslizamiento, siendo imposible establecer así el régimen deslizante de operación. Sin embargo, esta no es la única condición necesaria para poder operar en dicho régimen, también hay que garantizar que efectivamente las trayectorias crucen \mathcal{S} .

Esta última condición puede ser derivada de (3.18), notando que una expresión equivalente se resume en la inecuación $\dot{\sigma}(x)\sigma(x) < 0$. De esta manera, combinando dicha expresión con (3.19), puede demostrarse [3.13] que una condición necesaria para la existencia del régimen por modos deslizantes en \mathcal{S} , viene dada por:

$$L_g\sigma(x) < 0. \quad (3.24)$$

La expresión anterior contiene a (3.23), por lo tanto el sistema nunca pierde su condición de GR 1.

Más aún, las condiciones anteriores pueden simplificarse en una única condición, necesaria y suficiente, definida a partir de la acción de control equivalente, u_{eq} . De esta manera, es posible demostrar que si se cumple la condición:

$$u^-(x) < u_{eq}(x) < u^+(x) \quad (3.25)$$

entonces el sistema controlado bajo la ley (3.17) satisface las condiciones de alcance y permanencia necesarias para establecer el régimen por modos deslizantes sobre la superficie \mathcal{S} [3.13].

3.4. La segunda generación de algoritmos: el SMC de segundo orden

Como hemos analizado a lo largo del capítulo, el control por modos deslizantes de primera generación proporciona una solución robusta para una amplia variedad de aplicaciones en condiciones de incertidumbre. Sin embargo, existen dos principales motivaciones que han incentivado la evolución hacia una segunda generación de estrategias por SM.

El primer inconveniente es que la aplicación del SMC convencional se encuentra pensada para sistemas de GR 1. Esto implica que, dado un sistema de mayor grado relativo, si bien todavía se puede asegurar que las trayectorias converjan a la superficie de deslizamiento deseada, esto solo puede ser logrado en general de forma asintótica, no en tiempo finito.

La segunda motivación, y más importante de todas, es el discutido fenómeno del *chattering*. Cuando se desea aplicar el SMC de primera generación a un sistema de GR 1, en sistemas reales suelen aparecer dinámicas no modeladas que pueden modificar la estructura del sistema, incrementando su grado relativo. Esto ocasiona que la aplicación de la acción de control discontinua no se haga sobre la primera derivada de la variable de deslizamiento, sino que se aplique en una derivada de orden superior. Esto merma gravemente las propiedades de permanencia y robustez del sistema cuando opera sobre la superficie de deslizamiento.

Más aún, debido a la frecuencia finita de conmutación de los actuadores, la permanencia ideal del sistema sobre la superficie no puede ser lograda en la prác-

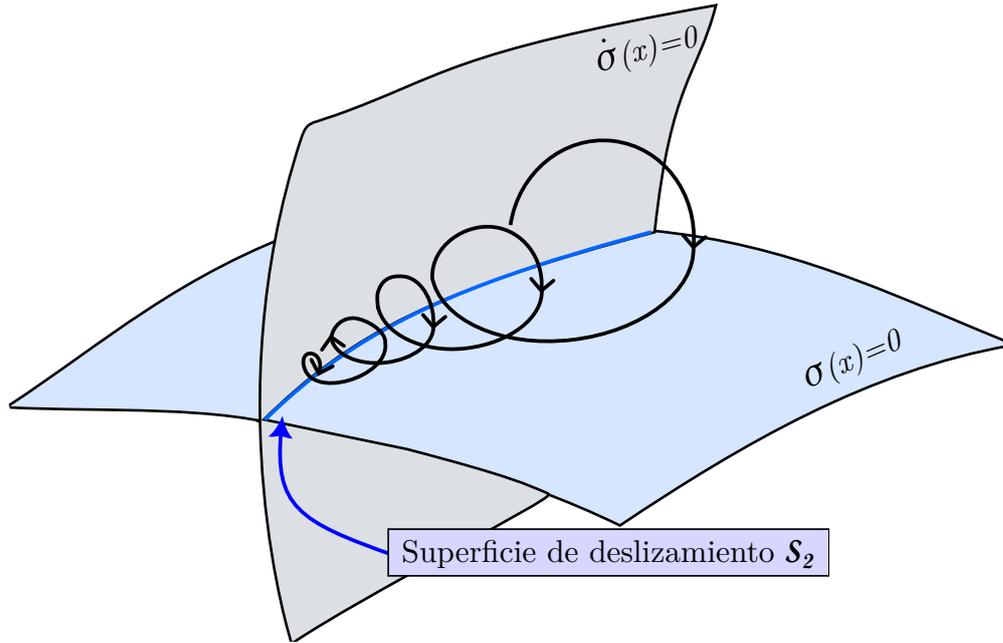


Figura 3.3: Representación de la superficie de deslizamiento de segundo orden en el espacio de estados.

tica. De hecho, las trayectorias del sistema quedan confinadas alrededor de una región que contiene a la superficie [3.11]. Es así que, para mitigar estos efectos, uno de los primeros enfoques que apareció fue el diseño de algoritmos por SM de segundo orden.

3.4.1. Modos deslizantes de segundo orden

Dado el sistema afín al control, definido en (3.1), el principal objetivo de los algoritmos de control por SOSM es llevar a la variable de deslizamiento, σ , a cero en tiempo finito. Sin embargo, para poder minimizar el efecto de *chattering* sobre el sistema controlado, estos algoritmos añaden una nueva restricción, exigiendo también que su primera derivada tienda a cero en tiempo finito (ver Figura 3.3). Esto se logra buscando llevar y mantener al sistema sobre la superficie de deslizamiento de segundo orden:

$$\mathcal{S}_2 = \{x \in \mathcal{X} : \sigma(x) = \dot{\sigma}(x) = 0\}. \quad (3.26)$$

De esta manera, el procedimiento general para el diseño de las estrategias SOSM implica acotar ciertas funciones definidas sobre la segunda derivada de σ . Partiendo de las definiciones vistas en la Sección 3.2.3, en un sistema de GR 1 se cumple:

$$\dot{\sigma}(x) = L_f\sigma(x) + L_g\sigma(x)u = \Phi(x) + \Gamma(x)u \quad (3.27)$$

$$\ddot{\sigma}(x) = L_f^2\sigma(x) + L_gL_f\sigma(x)u + L_g\sigma(x)\dot{u} \quad (3.28)$$

$$= \varphi(x, u) + \Gamma(x)\dot{u} \quad (3.29)$$

donde tanto φ como Γ son funciones suaves de los estados, ambas uniformemente

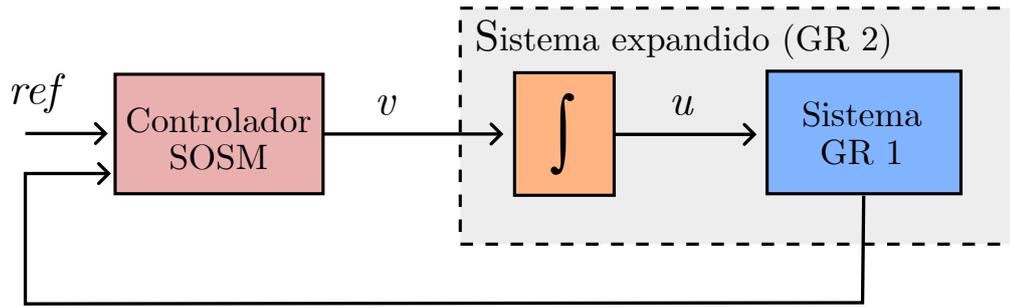


Figura 3.4: Expansión del sistema original para aplicación de algoritmos SOSM.

acotadas. En general, para el desarrollo de las estrategias por SOSM se asume que estas funciones satisfacen [3.7]:

$$|\varphi(x, u)| < C \quad \text{y} \quad 0 < K_m < \Gamma(x) < K_M \quad (3.30)$$

Notar que, como $\Gamma(x) = L_g\sigma(x)$, una condición requerida es que Γ no cruce al cero, ya que se perdería la condición de GR 1 del sistema. Sin pérdida de generalidad, se asume $\Gamma(x) > 0$, al menos localmente.

A partir de estas condiciones, el sistema descrito en (3.27) puede ser reemplazado por la inclusión diferencial:

$$\ddot{\sigma}(x) \in [-C, C] + [K_m, K_M] \dot{u} \quad (3.31)$$

cuya solución puede ser entendida en el sentido de Filippov [3.14]. Esta inclusión representa una condición muy importante a la hora de analizar la robustez del sistema, y volveremos más adelante cuando analicemos la convergencia del algoritmo *Super-Twisting*. Como las cotas C , K_m y K_M , suelen calcularse considerando la incertidumbre y perturbaciones que afectan al sistema, muchos de los algoritmos por SOSM garantizan la convergencia a \mathcal{S} , no solo para el sistema original, sino también para la inclusión diferencial (3.31). Dado que esta inclusión no recuerda la estructura del sistema original (sólo tiene en cuenta las cotas del sistema perturbado), los controladores diseñados por estas técnicas serán inherentemente robustos a las perturbaciones contempladas.

3.4.2. El algoritmo *Twisting*

El algoritmo por modos deslizantes de segundo orden *Twisting* es uno de los primeros algoritmos surgidos de esta clase [3.6], originalmente pensados para sistemas de GR 2. Sin embargo, desde sus inicios se consideró su aplicación en sistemas de GR 1, como reemplazo del SMC de primera generación para tratar de reducir los efectos del *chattering*. Como principal ventaja, el algoritmo debe ser aplicado sobre la segunda derivada de σ , por lo cual los efectos de la acción discontinua se ven atenuados enormemente sobre la variable de deslizamiento. Así diseñadas, la acción de control final resulta en una señal continua.

De esta forma, para poder aplicar las estrategias por SOSM de segunda generación en sistemas de GR 1, necesitaremos expandir el sistema original, aumentando artificialmente el grado relativo del sistema (ver Figura 3.4). Esto se logra simple-

mente añadiendo un integrador a la entrada del sistema original, redefiniendo una nueva variable de control auxiliar, v , como:

$$v(x) = \dot{u}(x), \quad (3.32)$$

donde las leyes de control diseñadas son aplicadas.

A partir de lo anterior, el algoritmo *Twisting* se define como [3.6]:

$$v(x) = -r_1 \text{sign}(\sigma(x)) - r_2 \text{sign}(\dot{\sigma}(x)), \quad \text{con } r_1 > r_2 > 0 \quad (3.33)$$

donde r_1 y r_2 son los parámetros del controlador que deben ser sintonizados para cumplir las condiciones de alcance y existencia del SOSM sobre la superficie \mathcal{S}_2 . Puede demostrarse que, si r_1 y r_2 cumplen con las condiciones:

$$K_m(r_1 + r_2) - C > K_M(r_1 - r_2) + C \quad y \quad (3.34)$$

$$K_m(r_1 - r_2) > C, \quad (3.35)$$

entonces el sistema converge en tiempo finito a \mathcal{S}_2 .

A pesar de que el algoritmo *Twisting* logra una significativa reducción del *chattering* con respecto a su predecesor, uno de los principales inconvenientes de esta estrategia (y también de otras de segunda generación, como el algoritmo Subóptimo y Terminal [3.15]) es que necesita información sobre la primera derivada de σ para funcionar. Esto presenta desafíos significativos en su aplicación práctica, especialmente en sectores con altos niveles de ruido o interferencia, donde el cálculo o la estimación de derivadas se ven considerablemente afectados. Es así que, motivado por estas limitaciones, surge una nueva generación de controladores de segundo orden.

3.5. El algoritmo *Super-Twisting*

Conformando la tercera generación de algoritmos por modos deslizantes, el algoritmo *Super-Twisting* (STA) surgió como una importante estrategia para superar las limitaciones de sus predecesores [3.6]. Como principal ventaja, esta estrategia no necesita información de las derivadas de la variable de deslizamiento, haciéndola particularmente fuerte frente al ruido de salida y a posibles errores en la estimación de $\dot{\sigma}$ [3.16]. En este sentido, esta estrategia por SOSM resulta sumamente apropiada para su implementación en sistemas reales.

Otra de las ventajas es que el algoritmo *Super-Twisting* se encuentra pensado para su aplicación directa a sistemas de grado relativo 1. Esto implica que no es necesario readaptar la estrategia para su diseño, como si lo necesitaba el algoritmo *Twisting* a través de una expansión del sistema. Más aún, con una adecuada selección de los parámetros, es posible garantizar la convergencia en tiempo finito a la superficie de deslizamiento de segundo orden deseada.

De esta manera, para finalizar este capítulo, presentaremos la estrategia de control *Super-Twisting* que será uno de los principales protagonistas a lo largo de esta tesis. En este sentido, comenzaremos formulando la ley de control base del algoritmo. Seguidamente, haremos una breve demostración sobre las propiedades de convergencia del algoritmo. Es necesario resaltar que la idea no es dar una

deducción estrictamente formal de convergencia (la cual puede ser consultada en la bibliografía afín [3.16, 3.17]), sino presentar los lineamientos básicos que posteriormente necesitaremos para las demostraciones realizadas, principalmente en el Capítulo 6.

3.5.1. La ley de control

La acción de control de algoritmo SOSM *Super-Twisting* (SOSM-STA) se encuentra conformado por dos términos. El primer término es una función continua, dependiente de la raíz cuadrada de la variable de deslizamiento, y es el principal encargado de asegurar que las trayectorias del sistema sean atraídas a la superficie de deslizamiento. Por su parte, el segundo término contiene la función de conmutación de la estrategia, y se encuentra más asociado a lograr la robustez del algoritmo frente a las perturbaciones que afectan el sistema.

De esta manera, la ley de control del algoritmo *Super-Twisting* viene dado por la expresión [3.16]:

$$u(x) = -\alpha|\sigma(x)|^{1/2}\text{sign}(\sigma(x)) + \omega \quad (3.36)$$

$$\dot{\omega} = -\beta\text{sign}(\sigma(x)), \quad (3.37)$$

donde α y β son los parámetros del controlador que deben ser seleccionados adecuadamente. En ese sentido, una condición únicamente suficiente para garantizar que las trayectorias del sistema converjan a la superficie de deslizamiento \mathcal{S}_2 , en tiempo finito, y permanezcan en ella para todo tiempo futuro, viene dado por:

$$\beta > \frac{C}{K_m} \quad (3.38)$$

$$\alpha^2 > \frac{2}{K_m^2} \frac{(K_m\beta + C)^2}{(K_m\beta - C)} \quad (3.39)$$

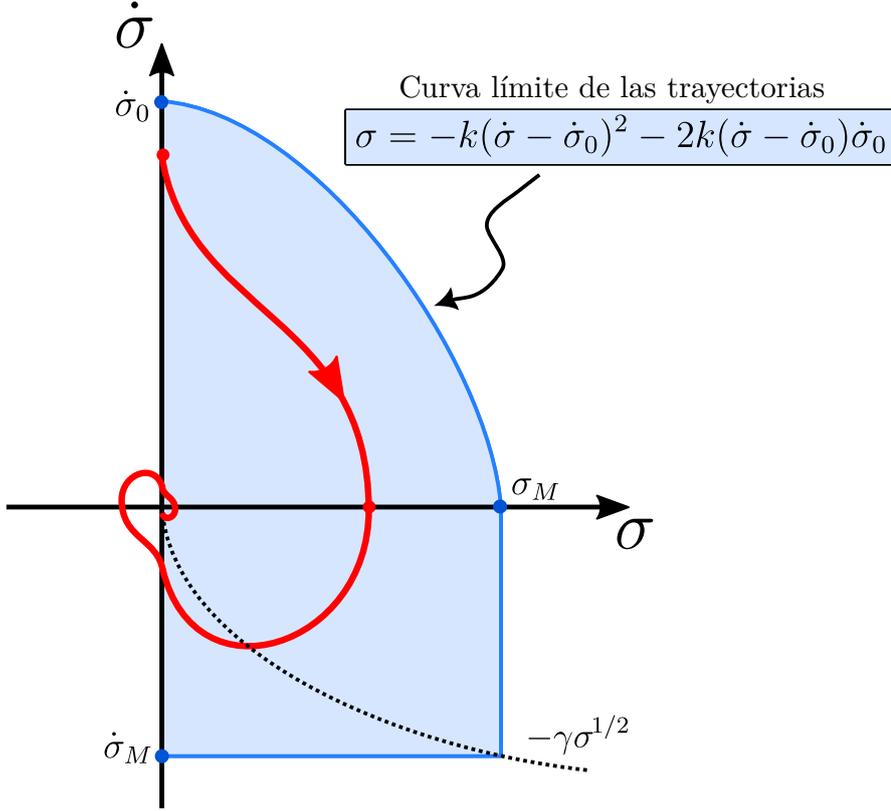
donde K_m y C son las cotas de las funciones del sistema, definidas en (3.30). A continuación, finalizaremos el capítulo con una breve demostración de la convergencia del algoritmo *Super-Twisting*, bajo las condiciones establecidas anteriormente.

3.5.2. Convergencia del SOSM-STA

Con el objetivo de demostrar la convergencia robusta del algoritmo *Super-Twisting*, las cotas de las funciones φ y Γ que describen la dinámica de la variable de deslizamiento deben encontrarse asumiendo las peores condiciones de incertidumbre y perturbaciones, que puedan afectar al sistema. En este sentido, como fue comentado anteriormente, el sistema original puede ser reemplazado por la inclusión diferencial (3.31), cuya solución puede ser entendida en el sentido de Filippov [3.14].

Sustituyendo la ley de control (3.36) en la inclusión diferencial, podemos describir el comportamiento de las trayectorias del sistema perturbado. Con el principal objetivo de acotar el recorrido posible del sistema, trataremos de encontrar las regiones límites donde estas trayectorias se encuentran confinadas (Figura 3.5).

De esta manera, comenzaremos por analizar las trayectorias del sistema en el primer cuadrante, esto es $\sigma(x) > 0$ y $\dot{\sigma}(x) > 0$. Sobre dicho cuadrante, suficiente-


 Figura 3.5: Convergencia del algoritmo *Super-Twisting*.

mente cerca de la superficie de deslizamiento se tiene:

$$\ddot{\sigma}(x) \in [-C, C] + [K_m, K_M] \left(-\frac{\alpha}{2} \sigma^{-1/2} \dot{\sigma} - \beta \right). \quad (3.40)$$

Bajo estas condiciones, buscaremos forzar que la primera derivada de σ disminuya su valor hasta cruzar cero, desde el punto inicial $\dot{\sigma}_0$. Esto significa que necesitamos que la segunda derivada de la variable de deslizamiento, $\ddot{\sigma}$, sea menor a cero en todo el cuadrante. El peor escenario para que esto ocurra es cuando $\varphi(x, u) = C$ y $\Gamma(x) = K_m$, donde el valor de $\ddot{\sigma}$ se torna más grande. Esto es:

$$\ddot{\sigma}(x) = C + K_m \left(-\frac{\alpha}{2} \sigma^{-1/2} \dot{\sigma} - \beta \right) < 0. \quad (3.41)$$

Por lo tanto, para lograr que $\ddot{\sigma}$ sea negativa en todo el primer cuadrante, basta con que el parámetro β cumpla con:

$$\beta > \frac{C}{K_m} \quad (3.42)$$

la cual resulta en la primera condición de convergencia.

Para obtener la segunda condición, seguiremos analizando la trayectoria límite definida en el primer cuadrante, para el peor escenario de perturbaciones posibles, definido en (3.41). Si se observa que el decrecimiento más lento de $\dot{\sigma}$ ocurre cuando $\frac{\alpha}{2} \sigma^{-1/2} \dot{\sigma} \rightarrow 0$ (esto es, $\ddot{\sigma} < 0$ toma su valor más elevado), entonces la curva límite

se encuentra definida por:

$$\ddot{\sigma} = C - K_m \beta. \quad (3.43)$$

De esta manera, la curva límite en el plano $\sigma - \dot{\sigma}$ (para el primer cuadrante) puede obtenerse integrando esta expresión con la condición inicial $(0, \dot{\sigma}_0)$, resultando en:

$$\sigma = -k(\dot{\sigma} - \dot{\sigma}_0)^2 - 2k(\dot{\sigma} - \dot{\sigma}_0)\dot{\sigma}_0 \quad (3.44)$$

con:

$$k = \frac{1}{2}(K_m \beta - C)^{-1} > 0. \quad (3.45)$$

Esta curva límite es representada en la Figura 3.5, la cual contiene en su interior a cualquier trayectoria del sistema que inicie en $(0, \dot{\sigma}_0)$, independientemente de la perturbación que la afecte.

A continuación procederemos de forma similar, pero ahora con la idea de trazar una curva límite en el cuarto cuadrante, donde se cumple $\sigma(x) > 0$ y $\dot{\sigma}(x) < 0$. Sin embargo, en este cuadrante no hay una restricción del signo de $\ddot{\sigma}$, ya que $\dot{\sigma}$ puede cambiar su dirección. No obstante, es posible determinar el instante donde se produce este cambio de dirección, a partir de la curva isocline con condición $\ddot{\sigma}(x) = 0$. Esto lleva a la expresión:

$$\dot{\sigma}(x) = -\frac{2\varphi(x) + \Gamma(x)\beta}{\Gamma(x)\alpha} \sigma(x)^{1/2}, \quad (3.46)$$

donde el peor escenario ocurre cuando $\varphi(x) = -C$ y $\Gamma(x) = K_m$, ya que la curva isocline se encuentra más alejada del eje $\sigma = 0$, derivando en:

$$\dot{\sigma}(x) = -\gamma \sigma(x)^{1/2} \quad \text{con} \quad \gamma = 2 \frac{C + K_m \beta}{K_m \alpha}. \quad (3.47)$$

Por lo tanto, cualquier trayectoria que cruce esta curva isocline, lo hará con una $\ddot{\sigma}$ igual o mayor a cero, obteniendo una cota para el mínimo valor de $\dot{\sigma}$ posible. Por otro lado, ya que en el cuarto cuadrante $\dot{\sigma} < 0$, la variable de deslizamiento σ decrece monótonamente, pudiendo asegurarse que existe un cruce con la isocline.

A partir de esta información, lo que resta determinar ahora es el valor mínimo, $\dot{\sigma}_M$, (o máximo absoluto en este cuadrante) que $\dot{\sigma}$ puede tomar. Una cota para este valor puede obtenerse usando el hecho de que σ es monótonamente decreciente, por lo que toma su máximo valor en $\dot{\sigma} = 0$, como se observa en la Figura 3.5. De esta manera, utilizando la expresión (3.44), una cota para el valor máximo de σ resulta:

$$\sigma_M = k \dot{\sigma}_0^2 \quad \text{con} \quad k = \frac{1}{2}(K_m \beta - C)^{-1}. \quad (3.48)$$

Entonces, una cota para el valor de $\dot{\sigma}_M$ viene dado por la intersección de σ_M con la curva isocline, esto es:

$$\dot{\sigma}_M = -\gamma \sigma_M^{1/2} = -\gamma k^{1/2} \dot{\sigma}_0. \quad (3.49)$$

Finalmente, para asegurar la convergencia del algoritmo al origen, es necesario satisfacer $\dot{\sigma}_M < \dot{\sigma}_0$, o:

$$\frac{|\dot{\sigma}_M|}{|\dot{\sigma}_0|} = \gamma k^{1/2} < 1 \quad (3.50)$$

que lleva a la condición final:

$$\alpha^2 > \frac{2}{K_m^2} \frac{(K_m\beta + C)^2}{(K_m\beta - C)} \quad \text{con} \quad \beta > \frac{C}{K_m} \quad (3.51)$$

que asegura la convergencia del SOSM-STA.

La demostración del tiempo finito de convergencia al origen no será tratada aquí, pero puede ser estudiada más en detalle en [3.16]. Sin embargo, dicha demostración comienza con la definición de una variable auxiliar ξ , recordando la expresión de un sistema de GR 1 en (3.27):

$$\xi(x) = \Phi(x) + \Gamma(x)\omega \quad (3.52)$$

donde ω es la parte conmutada del algoritmo *Super-Twisting*, definido en (3.36). Puede notarse fácilmente que $\xi(x) = \dot{\sigma}(x)$, cuando $\sigma(x) = 0$. Esto quiere decir que, si $\xi(x) \rightarrow 0$, entonces se debe cumplir que $\omega \rightarrow -\Phi(x)/\Gamma(x)$. Esta idea ha difundido enormemente el estudio del algoritmo *Super-Twisting* como estrategia para la estimación de perturbaciones en un sistema.

A partir de esta definición, puede demostrarse que la variación total de ξ se encuentra acotada por una serie geométrica que converge a cero en tiempo finito, alcanzando por ende el punto $\sigma(x) = \dot{\sigma}(x) = 0$ también en tiempo finito. Más aún, es posible encontrar una cota para este tiempo de convergencia.

Por último, para concluir este capítulo, es importante resaltar que el procedimiento para encontrar las condiciones de convergencia supone el peor escenario de incertidumbres y perturbaciones que puedan afectar al sistema. Esto se traduce en condiciones de convergencia muy conservativas, que tienden a aumentar en gran medida a los parámetros del controlador α y β , con el objetivo de poder garantizar estabilidad en todos los escenarios posibles. Como resultado, el desempeño del algoritmo puede verse seriamente comprometido, especialmente en términos del *chattering*, cuya magnitud se encuentra directamente vinculada a estos parámetros del controlador.

Por este motivo, el principal objetivo de esta tesis será buscar nuevas soluciones, principalmente basadas en técnicas de adaptación de los parámetros α y β , que permitan mejorar las condiciones de operación del algoritmo, alcanzando el máximo potencial del algoritmo *Super-Twisting*. En este sentido, en el Capítulo 6 se presentará la principal propuesta en esta tesis para hacer frente a estos problemas.

3.6. Resumen

Durante este capítulo discutimos los fundamentos principales del control por modos deslizantes. Desde sus orígenes, esta metodología de diseño ha proporcionado una gama de algoritmos de control robustos, capaces de mantener el ren-

dimiento y la estabilidad de los sistemas controlados incluso ante incertidumbres y perturbaciones. Entre las ventajas más destacadas de estas estrategias pueden destacarse su capacidad de convergencia en tiempo finito y su propiedad de robustez, e incluso insensibilidad, a ciertas perturbaciones del sistema. Sin embargo, la primera generación de estos algoritmos también trajo consigo algunas limitaciones significativas para su aplicación en sistemas reales. Por un lado, la implementación de una señal discontinua, conmutando a una frecuencia extremadamente alta (idealmente infinita), no puede ser llevada a cabo en todos los sistemas reales. Más aún, la manifestación del fenómeno de *chattering*, en la práctica, debilita fuertemente las propiedades de robustez del algoritmo. Dependiendo de la magnitud y frecuencia de estas oscilaciones, en algunas aplicaciones pueden incluso convertirse en una condición prohibitiva para su implementación.

Por este motivo, a lo largo de los años fueron apareciendo numerosas estrategias para tratar de solucionar estas problemáticas. Entre ellas, las estrategias de control por modos deslizantes de segundo orden surgieron como una importante alternativa a la metodología tradicional. Estos algoritmos logran una significativa reducción del *chattering* con respecto a su predecesor, ya que aseguran que tanto la variable de deslizamiento como su primera derivada tiendan a cero en tiempo finito. Sin embargo, uno de los principales inconvenientes de esta metodología de segunda generación reside en la necesidad de medir la primera derivada de la variable de deslizamiento para su implementación. Esto trae importantes dificultades a la hora de su aplicación práctica, sobre todo en sectores donde existe un elevado nivel de ruido o interferencia. Es así que, motivado por estas limitaciones, surge una nueva generación de controladores de segundo orden.

El algoritmo *Super-Twisting* aparece como la tercera generación de algoritmos por modos deslizantes, destinado a superar los principales inconvenientes de la primera y segunda generación. Como principal ventaja, esta clase de algoritmos no necesita información de la primera derivada de la variable de deslizamiento para funcionar, lo que la hace particularmente adecuada para su implementación práctica. Más aún, con una adecuada selección de los parámetros, el algoritmo *Super-Twisting* permite garantizar la convergencia en tiempo finito a una superficie de deslizamiento de segundo orden.

Sin embargo, la sintonización de los parámetros del controlador suelen estar basada en condiciones de convergencia muy conservadoras. Es así que, como resultado en la práctica, se suele sobrestimar el valor de los parámetros del algoritmo, con el objetivo de rechazar las perturbaciones del sistema en todos los escenarios posibles. Como principal resultado, el desempeño del algoritmo puede verse seriamente afectado. Por lo tanto, en lo que resta de la tesis, buscaremos desarrollar nuevas estrategias de control, principalmente basadas en mecanismos de adaptación de ganancias, que permitan maximizar el desempeño de este algoritmo.

3.7. Referencias del capítulo

- [3.1] Vadim Utkin. Sliding modes in problems of optimization and control. *Moscow:–1981y.–367 p.(In Russian)*, 1981.
- [3.2] Christopher Edwards and Enric Fossas Colet and Leonid Fridman, editor. *Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control*. Springer-Verlag,

2006.

- [3.3] Leonid Fridman, Jaime A. Moreno, Bijnan Bandyopadhyay, Shyam Kamal, and Asif Chalanga. *Continuous Nested Algorithms: The Fifth Generation of Sliding Mode Controllers*, pages 5–35. Springer International Publishing, 2015.
- [3.4] Utkin, Vadim and Hoon Lee. Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems. In *International Workshop on Variable Structure Systems, 2006. VSS'06*. IEEE, 2006.
- [3.5] Leonid Fridman. An averaging approach to chattering. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(8):1260–1265, 2001.
- [3.6] Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6):1247–1263, December 1993.
- [3.7] Giorgio Bartolini, Antonella Ferrara, Arie Levant, and Elio Usai. *On second order sliding mode controllers*, pages 329–350. Springer London, 2007.
- [3.8] Shihua Li, Xinghuo Yu, Leonid Fridman, Zhihong Man, and Xiangyu Wang, editors. *Advances in Variable Structure Systems and Sliding Mode Control—Theory and Applications*. Springer eBook collection. Springer, Cham, 2018.
- [3.9] S. V. Emel’yanov, S. K. Korovin, and A. Levant. High-order sliding modes in control systems. *Computational Mathematics and Modeling*, 7(3):294–318, 1996.
- [3.10] Serge Lang. *Fundamentals of Differential Geometry*. Springer New York, 1999.
- [3.11] Vadim Utkin, Alex Poznyak, Yury V. Orlov, and Andrey Polyakov. *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer International Publishing, 2020.
- [3.12] Vadim Utkin, Jürgen Guldner, and Jingxin Shi. Sliding mode control in electro-mechanical systems, December 2017.
- [3.13] Hebertt Sira-Ramirez. Differential geometric methods in variable-structure control. *International Journal of Control*, 48(4):1359–1390, October 1988.
- [3.14] A. F. Filippov. *Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides*. Springer Netherlands, 1988.
- [3.15] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai. Chattering avoidance by second-order sliding mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(2):241–246, February 1998.
- [3.16] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, and Arie Levant. *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York, 2014.
- [3.17] Cristian Kunusch, Paul Puleston, and Miguel Mayosky. *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*. Springer London, 2012.

Capítulo 4

Estabilidad en los sistemas de potencia controlados por SM

A lo largo de los años, las técnicas por modos deslizantes han ido incrementando su popularidad para el control de sistemas de acondicionamiento de potencia. Estas estrategias han demostrado ser particularmente adecuadas para su implementación en convertidores electrónicos, obteniendo excelentes características de robustez y convergencia en tiempo finito, sumamente necesarias para su aplicación en microredes [4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5]. Sin embargo, se ha reportado extensamente en la literatura [4.6, 4.7, 4.8] ciertos inconvenientes referidos al diseño e implementación de estos módulos de potencia, especialmente en lo que respecta a su estabilidad.

Por lo tanto, en el presente capítulo se realiza el estudio de la dinámica interna de los sistemas de potencia operando en microredes controladas por técnicas de SM. En este contexto, se desarrollan y proponen diferentes criterios de diseño para los filtros de entrada que permitan garantizar la operación estable del sistema. Con dicho objetivo en mente, se propone el uso de diferentes diagramas de conductancia y regiones de invarianza como herramientas prácticas y visuales en el diseño de los mismos. Finalmente, el estudio de los sistemas es extendido particularmente para el caso de los módulos de potencia basados en pilas de combustible.

4.1. El problema de las CPL en microredes controladas por SM

Cuando un sistema eléctrico es diseñado para regular estrictamente el suministro de potencia a un bus común de tensión fija, el convertidor de potencia se comporta como una carga de potencia constante (CPL, por sus siglas en inglés) para la fuente de energía de la microred, o *microgrid* (ver Figura 4.1). Dicha CPL actúa como una impedancia negativa, lo que produce que cuando la corriente suministrada decae, la tensión en sus terminales se ve incrementada, y viceversa. Este comportamiento, en términos generales, tiende a debilitar los márgenes de estabilidad del sistema.

En el caso particular de los módulos de potencia controlados por técnicas de SM, estos inconvenientes se manifiestan en las propiedades de estabilidad de la dinámica de los ceros (ZD, por sus siglas en inglés) del sistema. Esta dinámica

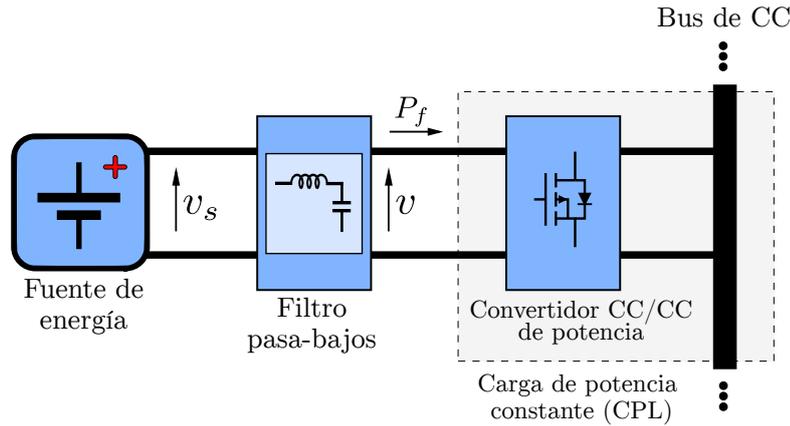


Figura 4.1: Diagrama esquemático de un sistema de acondicionamiento de potencia utilizado para el análisis de la ZD.

interna es principalmente determinada por el filtro de entrada del módulo, el cual es diseñado para proteger las fuentes de energía, o módulos aguas arriba de la microred, de la propagación de los armónicos de alta frecuencia, producidos típicamente en los sistemas conmutados. De esta manera, si dicha dinámica no es analizada cuidadosamente, y su estabilidad no es plenamente asegurada durante la etapa de diseño, el desempeño y la robustez del sistema controlado pueden verse severamente comprometidos. Tal es el caso que se pueden propiciar, en el sistema, la generación de oscilaciones no deseadas o incluso fallas, arriesgando la seguridad e integridad de toda la red.

Diversos criterios han sido propuesto a lo largo de los años para el análisis de las dinámicas de los filtros de entrada con CPL en microredes. En particular, el método mayormente empleado en la literatura para dicho análisis, es el *criterio de pequeña ganancia* que utiliza un análisis por autovalores del sistema linealizado [4.8, 4.9]. Otros métodos incluyen el uso de enfoques por Nyquist, por ejemplo el criterio de margen de ganancias y el criterio de margen de fase [4.10], el criterio de *Middlebrook* [4.11] y el criterio del argumento opuesto [4.12], entre los más importantes. Más aún, en [4.13] se propone un criterio basado en pasividad para filtros de segundo orden LC, y en [4.14] se encuentran condiciones de estabilidad, por medio de variaciones paramétricas, utilizando un análisis por bifurcación.

Sin embargo, estos métodos no permiten garantizar la estabilidad para grandes perturbaciones, ni tampoco brindan información sobre los límites de la región de estabilidad para la operación segura del módulo de potencia [4.12]. De esta manera, como contribución a este campo de aplicación, en el presente capítulo se desarrolla un estudio por Lyapunov, particularmente enfocado al análisis no lineal de las dinámicas internas en los sistemas de potencia con CPL. Este análisis es desarrollado llevando primeramente el sistema a una descripción especial, llamada forma de Liénard, por medio de una transformación lineal que permita establecer condiciones suficientes para la estabilidad del sistema. Posteriormente, las condiciones de estabilidad encontradas son plasmadas en diagramas de conductancia y regiones de invarianza para una fácil interpretación visual, simplificando enormemente el diseño y el análisis de la estabilidad del módulo de potencia.

4.2. Condiciones de estabilidad basado en Lyapunov empleando enfoque por estructura de Liénard

En la siguiente sección, la estabilidad de los sistemas de potencia operando bajo condiciones de CPL es cuidadosamente estudiada. Dicho análisis es realizado mediante un enfoque no lineal, utilizando un estudio por técnicas de Lyapunov. El estudio realizado nos permitirá, más adelante, garantizar la estabilidad de la ZD del sistema controlado por técnicas de SM, frente a condiciones de operación variables.

Con el objetivo de clarificar y facilitar el seguimiento del método de análisis propuesto, el avance en el estudio de las condiciones de estabilidad es realizado progresivamente. En primer lugar, el enfoque desarrollado es aplicado a una topología simple basada en un filtro capacitivo de primer orden. Para este primer caso, las condiciones necesarias y suficientes para la estabilidad del sistema son establecidas. Posteriormente, el estudio es extendido para una topología mayormente difundida, basada en un filtro de segundo orden inductivo-capacitivo. En este segundo caso, el sistema es llevado a su forma especial de Liénard, permitiendo obtener las condiciones de estabilidad a través de una función Lyapunov especial de energía.

4.2.1. Topología con filtro capacitivo de primer orden

Si bien el análisis no lineal de estabilidad para este primer caso no presenta mayores dificultades, las condiciones halladas facilitarán la comprensión y extensión del estudio al sistema de segundo orden. De esta manera, el circuito eléctrico del módulo de potencia con filtro capacitivo alimentando una carga de potencia constante, P_f , es mostrado en la Figura 4.2.

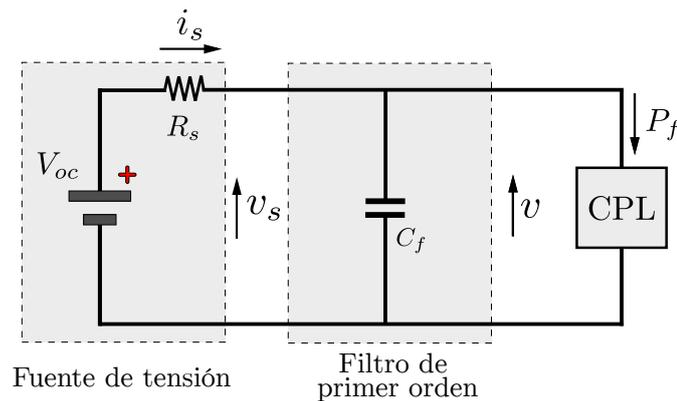


Figura 4.2: Esquema del circuito eléctrico equivalente para el filtro de entrada de primer orden con CPL.

Tomando como base el circuito eléctrico, la ecuación diferencial de primer orden que describe el comportamiento del sistema viene dada por:

$$C_f \dot{v} = \frac{1}{R_s} V_{oc} - \frac{1}{R_s} v - \frac{P_f}{v}, \quad \forall v > 0 \quad (4.1)$$

donde C_f es la capacitancia del filtro, V_{oc} es la tensión de alimentación a circuito abierto, R_s es la resistencia interna de la fuente y v es la caída de tensión sobre el capacitor. El término no lineal, $\frac{P_f}{v}$, corresponde a la corriente consumida por la CPL. Como fue mencionado anteriormente, esta carga tiene el efecto de una impedancia de salida negativa, cuando la tensión v se incrementa sobre el filtro, la corriente disminuye.

De (4.1), una condición bien conocida en la literatura para la existencia de un punto de equilibrio del sistema con CPL, viene dada por [4.15]:

$$P_f \leq \frac{V_{oc}^2}{4R_s} = P_{fmax} \quad (4.2)$$

donde, si es estrictamente satisfecha, resulta en dos posibles soluciones. La primer solución:

$$v_0 = \frac{V_{oc}}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{V_{oc}^2 - 4P_fR_s}, \quad (4.3)$$

corresponde a una tensión de equilibrio en el capacitor v_0 , que define el punto de operación en estado estacionario del módulo de potencia. Por otro lado, la segunda solución:

$$v_{lim} = \frac{V_{oc}}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{V_{oc}^2 - 4P_fR_s}, \quad (4.4)$$

no tiene significado estrictamente físico, y representa una tensión límite para la estabilidad del sistema. Reacomodando esta última expresión, si se multiplica (4.3) por (4.4), se puede reescribir la tensión límite, v_{lim} , en términos de la tensión de equilibrio, v_0 , como:

$$v_{lim} = \frac{P_fR_s}{v_0} \quad (4.5)$$

Como se discutió previamente, los métodos de análisis más comúnmente empleados para estudiar la estabilidad del sistema se basan en la linealización de (4.1) entorno al punto de equilibrio, v_0 . De acuerdo con dicho estudio por autovalores, si la potencia requerida por la CPL, P_f , se encuentra acotada por:

$$P_f < \frac{v_0^2}{R_s} \quad (4.6)$$

entonces el autovalor del sistema linealizado tendrá parte real negativa y, por lo tanto, las trayectorias del sistema convergerán al punto de equilibrio para condiciones iniciales suficientemente cercanas. Si bien este análisis garantiza la estabilidad local del punto de equilibrio, no brinda información alguna sobre su región de atracción. Más aún, como será demostrado a continuación, si la tensión del sistema de potencia, v , cae por debajo de un determinado valor límite, v_{lim} , las trayectorias del sistema se volverán inestables.

Por lo tanto, a partir del siguiente análisis por Lyapunov, buscaremos definir de forma completa la propiedades de estabilidad del sistema, estableciendo el rango admisible de v que permita garantizar la operación segura del módulo. Continuan-

4.2. Condiciones de estabilidad basado en Lyapunov empleando enfoque por estructura de Liénard

do entonces con el procedimiento, el punto de equilibrio es trasladado al origen a través de la transformación de estados:

$$z = v - v_0 \quad (4.7)$$

que lleva a

$$\dot{z} = -a(z) \quad (4.8)$$

con

$$a(z) = \frac{1}{C_f R_s} z + \frac{P_f}{C_f} \left(\frac{1}{z + v_0} - \frac{1}{v_0} \right). \quad (4.9)$$

Definiendo entonces la función de energía de Lyapunov:

$$V(z) = \int_0^z a(\xi) d\xi \quad (4.10)$$

la cual es localmente positiva definida si la condición

$$za(z) > 0 \quad (4.11)$$

es satisfecha para algún intervalo que incluya al origen. De esta manera, la primera derivada de $V(z)$ es igual a:

$$\dot{V}(z) = -a(z)^2 \quad (4.12)$$

la cual es negativa definida para $a(z) \neq 0$.

La función de Lyapunov, definida en (4.10), es representada en la Figura 4.3. La condición de equilibrio, $z_0 = 0$, y la condición límite, $z_{lim} = v_{lim} - v_0$, son obtenidas de (4.3) y (4.4), respectivamente, en combinación con (4.7). Como puede apreciarse en la figura, el valor máximo y mínimo local de la función $V(z)$ se encuentran ubicados en z_{lim} y z_0 , respectivamente, correspondientes a los valores de tensión en el capacitor $v = v_{lim}$ y $v = v_0$. Dichos valores singulares de z son precisamente los ceros de la función $\dot{V}(z)$, es decir ceros de $a(z)$, y por lo tanto ceros de \dot{z} (recordar ecuación (4.8)).

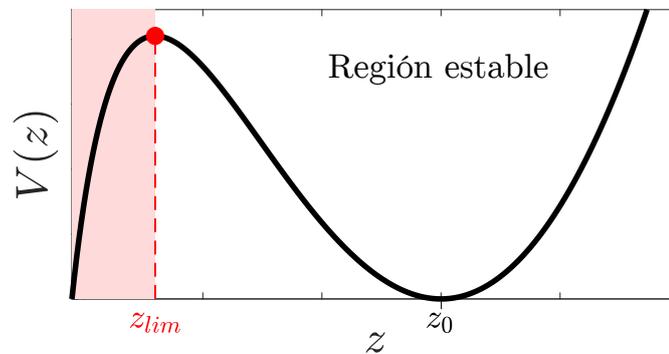


Figura 4.3: Función especial de energía de Lyapunov para filtro capacitivo.

Condiciones de estabilidad en términos de conductancia. Por medio

de la inecuación (4.11), se puede derivar de forma directa la condición de conductancia, en función de la tensión v , como:

$$g_0(P_f, v) = \frac{P_f}{v_0} \frac{1}{v} < \frac{1}{R_s} = g_s \quad (4.13)$$

donde g_0 es la conductancia equivalente de salida vista desde el filtro y g_s es la conductancia interna de la fuente de tensión.

Región de operación estable \mathcal{R} para filtro de primer orden. A diferencia del análisis lineal por autovalores, por medio de la condición (4.6), la condición establecida en (4.13) permite definir la región estable para la operación del sistema con un filtro de primer orden. Dicha región determina de forma completa el rango de variación de tensión v admisible sobre el capacitor. De esta manera, si la tensión v satisface la condición:

$$v > v_{lim} = \frac{P_f R_s}{v_0} \text{ con } P_f \leq P_{fmax}, \quad (4.14)$$

entonces todas las trayectorias del sistema convergerán a la tensión de equilibrio v_0 . En caso contrario, las trayectorias se volverán inestables.

4.2.2. Topología con filtro de segundo orden capacitivo inductivo

Basándonos en el procedimiento anterior, a continuación, la estabilidad de la dinámica de los ceros del módulo de potencia es estudiada para una topología más difundida. Al igual que en el caso previo, el análisis será llevado a cabo utilizando una función especial de energía de Lyapunov. Seguidamente, las condiciones de estabilidad obtenidas serán expresadas en términos de las conductancias equivalentes del sistema, determinando así una región de invarianza \mathcal{R} donde la operación segura del módulo se encuentre completamente garantizada.

Desafortunadamente, el presente caso de estudio no puede ser directamente extendido del análisis anterior para el filtro capacitivo, por lo que necesitaremos readaptar un poco el procedimiento. En consecuencia, antes de continuar con el estudio propio de Lyapunov, la estructura de la ZD será llevada a su forma especial de Liénard [4.16] por medio de una transformación lineal. Esta transformación nos permitirá definir más sencillamente una función de Lyapunov especial de energía, capaz de lidiar con las no linealidades del sistema.

La Figura 4.4 presenta el esquema circuital del filtro LC de segundo orden suministrando energía a una convertidor de potencia, actuando como una carga de potencia constante.

Por lo tanto, las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del sistema de segundo orden vienen dadas por:

$$\begin{cases} L_f \dot{i}_s &= -v - R_s \cdot i_s + V_{oc} \\ C_f \dot{v} &= i_s - \frac{P_f}{v}. \end{cases} \quad (4.15)$$

Este sistema presenta un punto de operación de equilibrio físicamente posible, el cual se encuentra definido para una dada corriente y tensión de filtro de

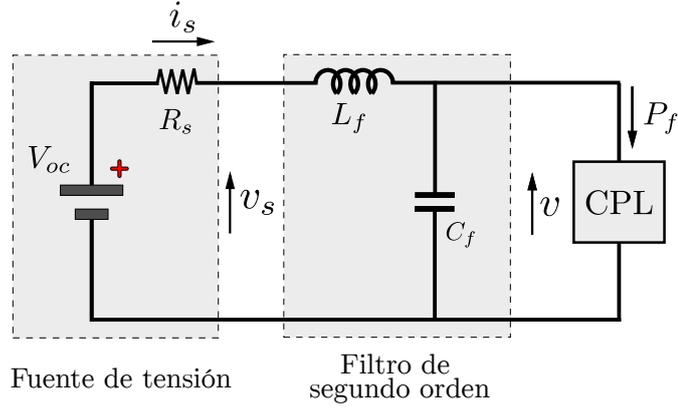


Figura 4.4: Esquema del circuito equivalente para el filtro de entrada de segundo orden con CPL.

equilibrio, i_{s0} y v_0 , respectivamente, si la condición (4.2) se satisface:

$$i_{s0} = \frac{P_f}{v_0} \quad (4.16)$$

$$v_0 = \frac{V_{oc}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{V_{oc}^2 - 4P_f R_s}. \quad (4.17)$$

Al igual que el caso anterior también existe una segunda solución de equilibrio, no correspondiente a un punto de operación físicamente posible, pero que determina una tensión límite para la estabilidad del sistema. Dicho punto de equilibrio viene dado para el valor tensión límite:

$$v_{lim} = \frac{V_{oc}}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{V_{oc}^2 - 4P_f R_s} = \frac{P_f R_s}{v_0} \quad (4.18)$$

De esta manera, el punto de equilibrio es desplazado al origen por medio de los nuevos estados, x_1 y x_2 , definidos como:

$$x_1 = i_s - i_{s0} \quad (4.19)$$

$$x_2 = v - v_0, \quad (4.20)$$

obteniendo así el nuevo sistema, con punto de equilibrio en el origen:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 &= -\frac{R_s}{L_f} x_1 - \frac{1}{L_f} x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{C_f} x_1 + \frac{P_f}{C_f} \left(\frac{1}{x_2 + v_0} - \frac{1}{v_0} \right). \end{cases} \quad (4.21)$$

Para finalizar la adaptación del problema, el sistema desplazado es ahora llevado a su estructura de Liénard, por medio de una transformación lineal de los estados. Como se mencionó anteriormente, dicha transformación nos permitirá desarrollar las condiciones de estabilidad de una forma más fácil y ordenada. Entonces, la transformación propuesta es realizada a través de la definición de los

nuevos estados, z_1 y z_2 , como:

$$z_1 = \frac{1}{C_f}x_1 + \frac{R_s}{L_f}x_2 \quad (4.22)$$

$$z_2 = x_2, \quad (4.23)$$

los cuales permiten que el sistema transformado adquiera su forma especial de Liénard [4.16]:

$$\dot{z}_1 = -a(z_2) \quad (4.24)$$

$$\dot{z}_2 = z_1 - b(z_2) \quad (4.25)$$

con

$$a(z_2) = \frac{1}{L_f C_f} \cdot z_2 + \frac{R_s P_f}{L_f C_f} \left(\frac{1}{z_2 + v_0} - \frac{1}{v_0} \right) \quad (4.26)$$

$$b(z_2) = \frac{R_s}{L_f} \cdot z_2 + \frac{P_f}{C_f} \left(\frac{1}{z_2 + v_0} - \frac{1}{v_0} \right). \quad (4.27)$$

Ahora si, a partir de este nuevo sistema de ecuaciones, es posible definir una función de Lyapunov de energía apropiada, dependiente de los nuevos estados z_1 y z_2 , dada por:

$$V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} \cdot z_1^2 + \int_0^{z_2} a(\xi) d\xi \quad (4.28)$$

con $V(0, 0) = 0$. Por lo tanto, similar a la condición (4.11), si z_2 satisface:

$$z_2 a(z_2) > 0 \quad (4.29)$$

el término integral será positivo y, en consecuencia, $V(z_1, z_2)$ será definida positiva para alguna región entorno al origen.

Continuando con el cálculo de la primera derivada de V , se obtiene la expresión:

$$\dot{V}(z_1, z_2) = z_1 \dot{z}_1 + a(z_2) \dot{z}_2 = -z_1 a(z_2) + z_1 a(z_2) - a(z_2) b(z_2) \quad (4.30)$$

$$\implies \dot{V}(z_1, z_2) = -a(z_2) b(z_2) \quad (4.31)$$

la cual implica que \dot{V} será localmente negativa definida si satisface la condición $a(z_2) b(z_2) > 0$ para algún intervalo entorno al origen. Es así que, tomando también en cuenta la condición (4.29), se obtiene la condición:

$$\begin{aligned} a(z_2) b(z_2) > 0 &\implies a(z_2)^2 \cdot z_2 \cdot b(z_2) > 0 \\ &\iff z_2 \cdot b(z_2) > 0. \end{aligned} \quad (4.32)$$

En lo que resta de la sección, las condiciones de Lyapunov (4.29) y (4.32) serán redefinidas en términos de las conductancias equivalentes del sistema. Estas nuevas condiciones obtenidas permitirán establecer nuevos métodos de diseño, a través de diagramas de conductancias, que garanticen la operación estable del módulo de potencia bajo estudio.

Primera condición de Lyapunov en términos de conductancia. La primera condición es obtenida tras combinar condiciones (4.29) y (4.26), resultando en:

$$\frac{1}{L_f C_f} z_2^2 \left(\frac{1}{R_s} - \frac{P_f}{(z_2 + v_0)v_0} \right) > 0 \quad (4.33)$$

$$\implies \boxed{g_0(P_f, v) = \frac{P_f}{v v_0} < \frac{1}{R_s} = g_s} \quad (4.34)$$

donde, similarmente a lo ocurrido con la condición (4.13), g_0 representa la conductancia equivalente de la salida vista desde el filtro y g_s la conductancia interna de la fuente de potencia.

Segunda condición de Lyapunov en términos de conductancia. La segunda condición de Lyapunov es computada a partir de las condiciones (4.32) y (4.27), obteniendo :

$$z_2^2 \left(\frac{R_s}{L_f} - \frac{1}{C_f} \frac{P_f}{(z_2 + v_0)v_0} \right) > 0 \quad (4.35)$$

$$\implies \boxed{g_0(P_f, v) = \frac{P_f}{v v_0} < \frac{R_s C_f}{L_f} = g_{lc}} \quad (4.36)$$

donde la nueva conductancia equivalente g_{lc} es llamada conductancia del filtro.

Resumiendo ambas expresiones, las condiciones anteriores pueden ser reescritas en una única condición de estabilidad, de la forma:

$$g_0(P_f, v) < \min(g_s, g_{lc}) \quad (4.37)$$

o, similarmente al caso del filtro del primer orden, en términos de la tensión v como:

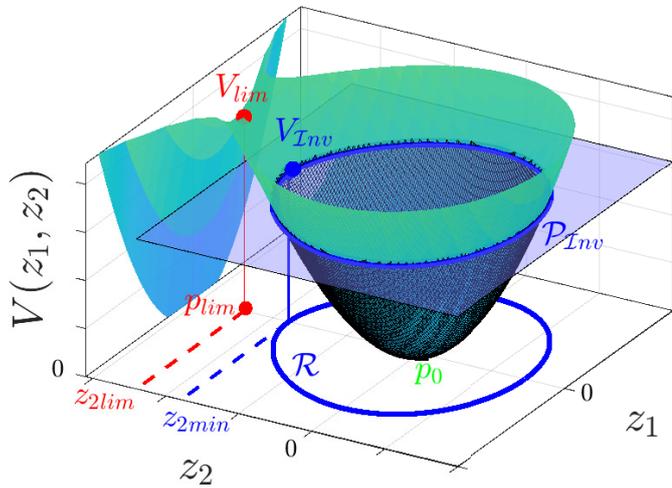
$$\boxed{v > v_{min} = \max \left(v_{lim} = \frac{P_f R_s}{v_0}; \frac{P_f L_f}{R_s C_f v_0} \right)} \text{ con } P_f \leq P_{fmax} \quad (4.38)$$

Sin embargo, contrario a lo que ocurre en el filtro de primer orden, la condición previa (alternativa a las condiciones (4.37) o (4.34)–(4.36)) no es suficiente para garantizar un comportamiento estable de la ZD. Esto se debe a que no puede garantizarse que toda trayectoria del sistema, que cumpla únicamente con la condición inicial $v > v_{min}$, convergerá a (i_{s0}, v_0) de forma estable. De hecho, para el filtro de segundo orden, la convergencia de las trayectorias dependerá también de la corriente inicial sobre el inductor i_s .

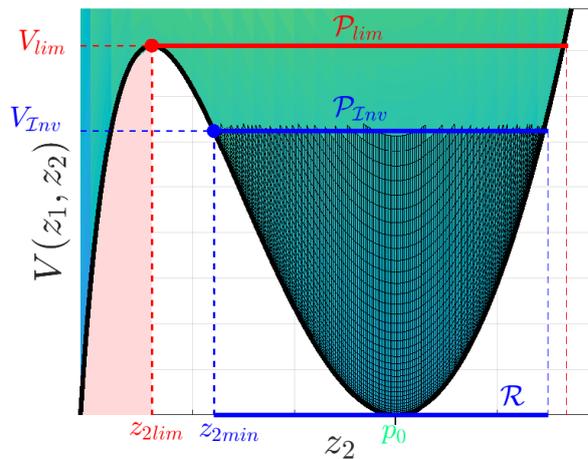
No obstante, la condición (4.38) si garantiza la existencia de una región de invarianza \mathcal{R} entorno al punto de equilibrio, dentro de la cual toda trayectoria que inicie dentro de dicha región, tenderá al equilibrio del sistema cuando el tiempo

tienda a infinito. Aún mejor, en contraste a lo que ocurre en el estudio empleando un enfoque por análisis de autovalores, dicha región de invarianza puede ser completamente determinada y, eventualmente, utilizada como una importante herramienta de diseño para la selección de los parámetros del filtro.

Región de operación estable \mathcal{R} para filtro de segundo orden. A partir de lo anterior, la condición (4.38) es entonces empleada para definir una región de invarianza en el plano de fase de la ZD. Definida correctamente, dentro de dicha región el desempeño y la operación segura del sistema de potencia controlado por técnicas de SM estarán completamente asegurados. Para una mejor interpretación de las condiciones obtenidas, la Figura 4.5 presenta de forma esquemática la función Lyapunov $V(z_1, z_2)$. Ambas soluciones de equilibrio del sistema son representadas en la figura, siendo $p_0 = (i_{s0}, v_0)$ (color verde) el punto de operación deseado y $p_{lim} = (i_{s0}, v_{lim})$ (color rojo) el punto límite de operación.



(a) Función de Lyapunov $V(z_1, z_2)$.



(b) Función de Lyapunov $V(z_1, z_2)$. Vista lateral.

Figura 4.5: Ilustración de la región de invarianza \mathcal{R} obtenida mediante las condiciones de estabilidad de Lyapunov.

De esta manera, el razonamiento detrás del método propuesto para la elaboración de la región \mathcal{R} es bastante simple. Cualquier región de atracción, que tenga como punto de equilibrio a p_0 , puede visualizarse como la intersección de la curva $V(z_1, z_2)$ con un determinado plano horizontal de invarianza, \mathcal{P}_{Inv} .

Adicionalmente, a partir de lo analizado previamente, si bien puede demostrarse fácilmente que el punto límite p_{lim} es un equilibrio inestable, el mismo permite definir un plano \mathcal{P}_{lim} (dado por $V(z_1, z_2) = V_{lim}$, con el valor constante $V_{lim} = V(p_{lim})$), que representa una cota superior para \mathcal{P}_{Inv} . Esto implica que, básicamente, \mathcal{P}_{lim} impone una región límite, dentro de la cual podemos garantizar que la región de invarianza \mathcal{R} buscada se encontrará contenida.

Por lo tanto, para asegurar el dominio de atracción del punto de equilibrio deseado p_0 , debemos encontrar el plano \mathcal{P}_{Inv} (definido por $V(z_1, z_2) = V_{Inv}$) máximo, tal que las condiciones de Lyapunov sean satisfechas (equivalentemente a la condición (4.38)). Entonces, la región \mathcal{R} propuesta (en línea azul continua) es delimitada por la intersección de $V(z_1, z_2)$ con \mathcal{P}_{Inv} . El valor de la constante V_{Inv} , que define al plano buscado, puede ser computado por medio de la tensión v_{min} , que garantiza que la derivada \dot{V} resulta negativa para todo par de puntos donde $(z_1, z_2) : V(z_1, z_2) < V_{Inv}$. Esta condición determina que toda trayectoria del sistema que arranque dentro de dicha región, es decir que comience debajo de plano \mathcal{P}_{Inv} , tendrá como punto límite de atracción a p_0 .

Por lo tanto, la región de invarianza estable puede ser formalmente definida como:

$$\mathcal{R} = \left\{ \forall (z_1, z_2) : V(z_1, z_2) < V_{Inv} \right\} \quad (4.39)$$

donde la constante V_{Inv} es obtenida utilizando la expresión (4.28):

$$V_{Inv} = \min(V(z_1, z_{2,min})) = \min\left(\frac{1}{2}z_1^2 + \int_0^{z_{2,min}} a(\xi)d\xi\right) \quad (4.40)$$

$$\implies V_{Inv} = \int_0^{z_{2,min}} a(\xi)d\xi \quad (4.41)$$

con

$$z_{2,min} = v_{min} - v_0. \quad (4.42)$$

Debe notarse que, de la forma con que $v_{min} = \max\left(v_{lim}; \frac{P_f L_f}{R_s C_f v_0}\right)$ se encuentra definida en (4.38), efectivamente implica que el plano \mathcal{P}_{lim} es un plano límite para \mathcal{P}_{Inv} .

4.3. Diseño de filtro basado en diagramas de conductancia

Para finalizar la metodología propuesta, a continuación se desarrollan diversos criterios para el diseño de los filtros en módulos de potencia. Estos criterios de diseño se encuentran basados en la representación de las condiciones de estabi-

lidad obtenidas en diagramas de conductancia apropiados. Estos diagramas, en complemento con las regiones de atracción establecidas en la sección anterior, son propuestos como una herramienta práctica y visual para el diseño sistemático de los parámetros del filtro, tanto de primer como de segundo orden.

4.3.1. Criterio de diseño para filtro de primer orden

El análisis y diseño del módulo de potencia con filtro de entrada de primer orden es relativamente sencillo, y pueden ser directamente abordados con la asistencia de la condición (4.13) (o, su equivalente, (4.14)). No obstante, la principal contribución del estudio de dicho caso no es el diseño en si, sino la introducción e interpretación sencilla de los diagramas de conductancia utilizados para el método de diseño. Este primer paso es sumamente importante, ya que permitirá familiarizar al lector con la aplicación y lectura de estos diagramas, extendiendo posteriormente su uso para la topología de segundo orden.

Para esta primer topología bajo estudio, la condición derivada en (4.13) establece una relación entre la conductancia de salida g_0 y la conductancia de la fuente g_s , que define la estabilidad de la ZD descrita en (4.1). Esta relación puede ser comparada para diferentes valores de la potencia de salida P_f en el diagrama de conductancia, estableciendo una región de operación estable para cada condición.

La Figura 4.6 presenta el diagrama de conductancia para una fuente de alimentación con tensión de circuito abierto de $V_{oc} = 24$ V y resistencia interna $R_s = 0,144 \Omega$. Dicho diagrama es elaborado usando las condiciones (4.13)–(4.14), obtenidas por medio del procedimiento descrito en la Sección 4.2.1. Cada hipérbola (líneas negras discontinuas) representa una conductancia de salida g_0 definidas para cada valor de P_f . En particular, la conductancia g_0 para la potencia nominal, es decir $P_f = P_{fnom}$, es resaltada con la línea continua gruesa de color negro. La curva de límite superior en rojo corresponde a la máxima potencia admisible P_{fmax} , computada a través de la ecuación (4.2).

Adicionalmente, la conductancia g_0 para cada punto de equilibrio (línea verde continua) es obtenida como:

$$g_0(P_f, v_0) = \frac{P_f}{v_0^2}. \quad (4.43)$$

La intersección entre la conductancia de fuente g_s (línea horizontal roja discontinua) y cada curva de g_0 define un valor de tensión límite v_{lim} , que delimita la operación segura del módulo de potencia (la ubicación de dicha tensión límite para los diferentes valores de P_f corresponde al segmento continuo horizontal de color rojo). De esta manera, la región de operación estable es delimitada por el conjunto de dicho segmento de tensión límite y la máxima potencia admisible (curva roja continua). Todas las trayectorias que comiencen por dentro de dicha región (indicada con fondo blanco) convergerán al punto de tensión de equilibrio correspondiente v_0 (línea verde). En caso contrario, el sistema será inestable.

Es necesario apreciar que, particularmente para el filtro de primer orden, el diagrama de conductancia es únicamente definido por los parámetros de la fuente R_s y V_{oc} . Esto implica entonces que la región de estabilidad no estará alterada por la selección de la capacidad del filtro C_f . Por dicho motivo, el procedimiento de diseño para este caso es directo. En primer lugar, conociendo la frecuencia de corte

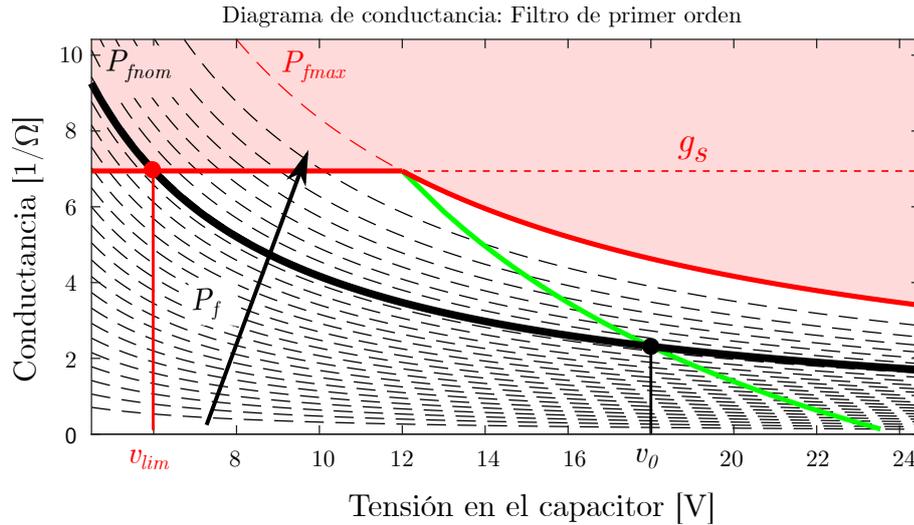


Figura 4.6: Diagrama de conductancia para filtro de primer orden con potencia P_f variable.

del filtro deseada f_c y la impedancia de fuente R_s , la capacidad C_f es calculada. Luego, dadas las regiones de estabilidad definidas en el diagrama de conductancia, y estableciendo una potencia nominal $P_f = P_{fnom}$ específica para el diseño, el rango de variación de la tensión v admisible puede ser obtenido directamente del diagrama de conductancia.

Alternativamente, para un dado rango de variación admisible en la tensión del capacitor v , puede establecerse un límite superior para la potencia nominal P_{fnom} del módulo de potencia. De esta manera, existe una relación de compromiso entre la selección de la potencia de operación P_{fnom} del módulo y el rango de variación de tensión v admisible.

4.3.2. Criterio de diseño para filtro de segundo orden

Basado en el enfoque utilizado previamente, a continuación se desarrolla el criterio para la selección de los parámetros del filtro mayormente empleado de segundo orden LC. Como ya fue mencionado en la Sección 4.2.2, a diferencia del caso de primer orden, la condición $v > v_{min}$ dada por (4.38) es necesaria pero no suficiente para la estabilidad del sistema. Esto implica que, si bien los diagramas de conductancia desarrollados a continuación se mantienen como una valiosa herramienta de diseño para determinar y fácilmente visualizar los puntos de operación admisibles del sistema, los mismos deben ser complementados con un diagrama de región de operación de invarianza. Esto nos permitirá definir de forma completa la región de estabilidad del módulo de potencia, garantizando plenamente la operación segura del sistema.

Similar a lo ocurrido en el caso anterior, el diagrama de conductancias mostrado en la Figura 4.7a es construido a través del conjunto de ecuaciones (4.33)–(4.38). Sin embargo, ahora la nueva conductancia de filtro g_{lc} , definida en (4.36), también debe ser considerada en el estudio de estabilidad del sistema. Esto trae como consecuencia una condición de estabilidad más restrictiva, que depende fuertemente de la selección de los parámetros del filtro.

De nuevo, la línea verde en el nuevo diagrama de conductancia representa la

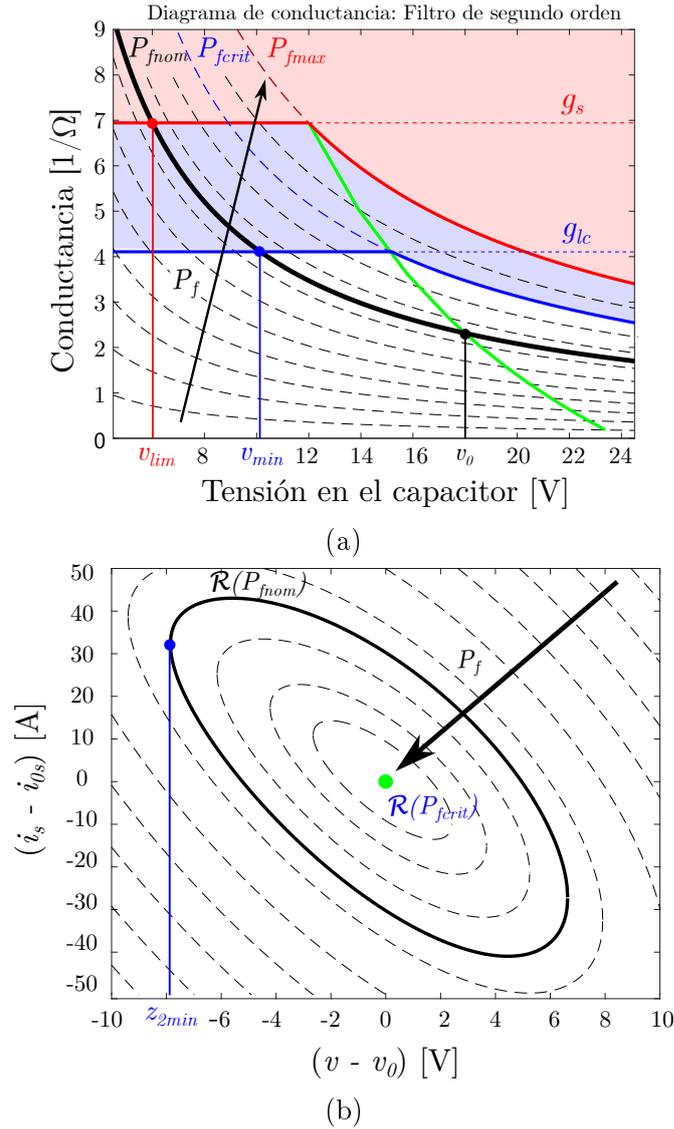


Figura 4.7: Diagramas ilustrativos (a) de conductancia y (b) de la región de invarianza \mathcal{R} para el filtro de segundo orden con potencia P_f variable y valores fijos de f_c y C_f .

ubicación de los puntos de equilibrio del sistema, determinada como la conductancia de salida g_0 evaluada sobre cada tensión de equilibrio, $g_0(P_f, v_0) = \frac{P_f}{v_0^2}$, para los diferentes valores de P_f admisibles. Sin embargo, en este caso, la línea roja continua definida por la conductancia de fuente g_s y la potencia máxima P_{fmax} , no delimita directamente la región de estabilidad. De hecho, la condición de estabilidad en esta topología, definida por la inecuación (4.37), depende no sólo de g_s sino también de la conductancia equivalente de filtro g_{lc} (línea azul discontinua). Esto resulta en una región límite más restrictiva (línea azul continua), conformada por la condición $\min(g_s; g_{lc})$ y una potencia crítica P_{fcrit} . Esta última es una cota superior para P_f , tras la cual los puntos de equilibrio ubicados en $g_0(P_f, v_0)$ se vuelven inestables.

Esta potencia crítica del sistema puede ser calculada como:

$$P_{f_{crit}} = \frac{v_0^2 R_s C_f}{L_f}. \quad (4.44)$$

Continuando, puede observarse que la región marcada con fondo blanco, delimitada por la curva azul, incluye los puntos de equilibrio del sistema y, por lo tanto, muestra los valores de potencia P_f admisibles para la operación del filtro. No obstante, dicho límite no define *per se* una región que asegure la operación estable, como si ocurre para el caso de primer orden. Por lo tanto, para poder determinar el rango de variación admisible tanto para la tensión del capacitor v , como la corriente i_s , la asistencia de un diagrama de región de invarianza es requerida.

Siguiendo esta línea, en la Figura 4.7b, las diferentes regiones de invarianza \mathcal{R} son mostradas para diversos valores de potencia de filtro P_f , asumiendo los parámetros del filtro constantes. Como se estudió anteriormente, la región de invarianza es construida, a partir del procedimiento presentado en la Sección 4.2.2, utilizando las condiciones (4.39)–(4.42). El valor constante que define el plano de invarianza, V_{Inv} , es calculado por (4.40).

Como puede apreciarse en la figura, el rango admisible de variación de v e i_s depende fuertemente de la potencia entregada por el filtro, P_f , a la carga CPL. De hecho, existe una relación de compromiso entre la potencia P_f , para la cual se diseña el filtro, y la variación admisible de la tensión y corriente de filtro obtenida. Mientras mayor sea la potencia de trabajo, acercándose como límite a la potencia crítica $P_{f_{crit}}$, menor será la tolerancia de variación con respecto al punto nominal de operación que asegure la estabilidad del módulo.

En este contexto, es necesario establecer una secuencia de procedimiento para el correcto diseño del filtro, presentada a continuación por medio de un ejemplo ilustrativo de aplicación,

- En primer lugar, la frecuencia de corte deseada f_c debe ser elegida para proteger la fuente contra la propagación de los armónicos debido a los dispositivos de conmutación. La misma debe ser cuidadosamente seleccionada, ya que un valor demasiado pequeño de la misma puede llevar a un aumento considerable en el volumen de los componentes, lo cual implica un mayor costo y peso del filtro. Por el otro lado, existe una cota superior para f_c dada por la frecuencia de conmutación del convertidor de potencia asociado, usualmente fijada como una década por debajo. En este caso particular de estudio, un valor de f_c igual a $1kHz$ ha sido tomado como ejemplo.
- A continuación, la potencia de operación es seleccionada de acuerdo con los requerimientos del módulo de potencia. En este caso de aplicación, el filtro de segundo orden es diseñado para suministrar una potencia eléctrica de hasta $P_f = 750W$ (línea negra continua en Figura 4.8a).
- El objetivo del siguiente paso es obtener un rango de valores seleccionables para la capacidad C_f . Estos valores deben garantizar la operación estable sobre el punto de equilibrio para los valores de f_c y P_f elegidos previamente. Para tal fin, puede valerse del diagrama de conductancia mostrado en la

Figura 4.8a, donde g_{lc} es graficada para diferentes valores de capacidad C_f (líneas horizontales azules)

En la figura puede observarse que existe un valor mínimo para C_f , igual a $0,65mF$, para el cual el punto de equilibrio a P_{fnom} (punto negro) se vuelve inestable. Por lo tanto, diseñando C_f para que sea mayor a dicho valor mínimo, C_{fmin} , se puede asegurar la existencia de una región estable de operación (zona con fondo blanco) que contenga al punto de equilibrio deseado. Se concluye entonces, para el caso bajo estudio, que el rango de valores de capacidad de filtro que pueden seleccionarse corresponde a $C_f > 0,65mF = C_{fmin}$. De requerirse, este valor límite puede calcularse de forma analítica, mediante la ecuación (4.36), como una función de la frecuencia de corte, f_c :

$$C_{fmin} = \frac{1}{2\pi f_c} \frac{1}{v_0} \sqrt{\frac{P_f}{R_s}}. \quad (4.45)$$

- Entonces, de los posibles valores admisibles de C_f , se debe seleccionar uno de acuerdo a los requerimientos de rangos de variación para la tensión y corriente, v y i_s , contemplados en las especificaciones del módulo de potencia. Este paso de diseño puede ser auxiliado por el diagrama de regiones de invarianza de la Figura 4.8b, parametrizadas en términos de C_f .

Para ilustrar el procedimiento de selección, variaciones de hasta el $\pm 20\%$ para ambas variables fueron consideradas admisibles para el normal funcionamiento del módulo (representadas en la Figura 4.8b) mediante el área verde). Llegado a este punto el criterio de diseño es simple, debiendo seleccionar el menor valor de C_f que encierre al área verde, asegurando la admisibilidad de las variaciones de tensión y corriente deseadas. Por lo tanto, para el caso bajo estudio, se seleccionó un valor de capacidad de $C_f = 850 \mu F$ (región de línea azul).

Es importante notar que existe una relación de compromiso entre el tamaño del capacitor seleccionado y las variaciones de tensión y corriente soportadas. En este caso particular, todos los valores de capacidad mayor a $850 \mu F$ garantizarán una operación estable del módulo de potencia.

- Por último, una vez seleccionado el valor de capacidad C_f necesaria, y conocido el valor de frecuencia de corte f_c , la inductancia de filtro L_f puede ser fácilmente calculada como:

$$L_f = \left(\frac{1}{2\pi f_c} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_f}, \quad (4.46)$$

que, para este ejemplo ilustrativo, resulta en $L_f = 30 \mu H$.

Para concluir, es necesario remarcar que el procedimiento previo es solamente uno de los diversos caminos posibles para efectuar el diseño del filtro. Por supuesto, dicho procedimiento puede diferir dependiendo de cada caso particular, así como de los datos y especificaciones disponibles.

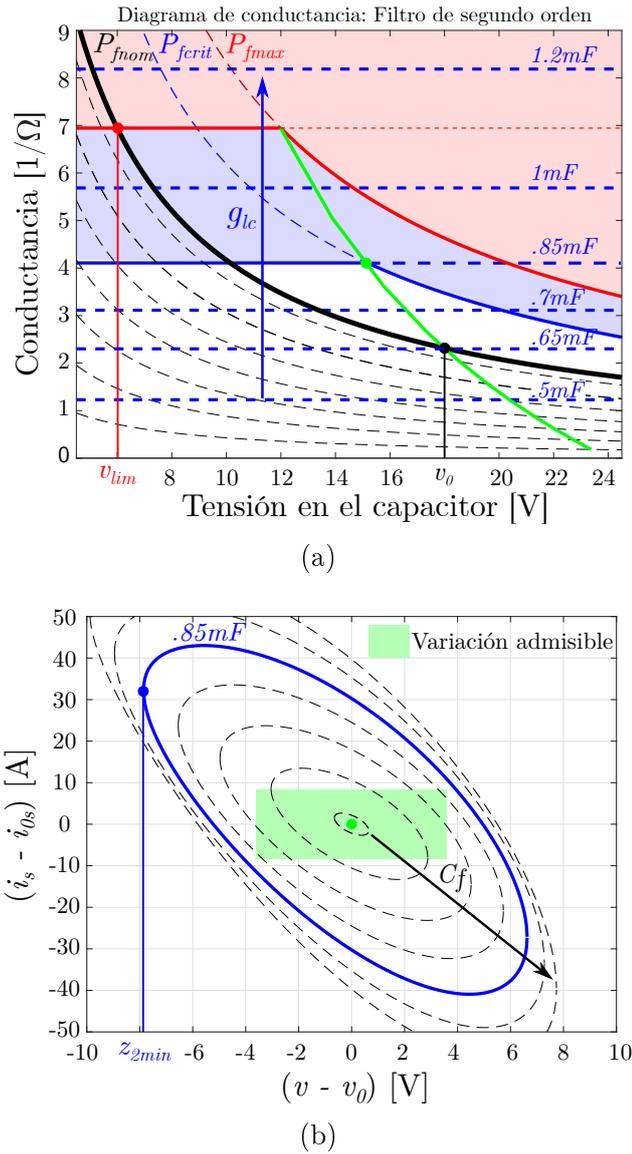


Figura 4.8: Ejemplo de diseño: Diagramas (a) de conductancia y (b) de la región de invarianza \mathcal{R} para el filtro de segundo orden con capacitor C_f variable y valores fijos de frecuencia $f_c = 1$ kHz y potencia $P_f = 750$ W.

4.3.3. Ejemplo de aplicación: Convertidor de CC/CC con filtro de segundo orden

A continuación, siguiendo el criterio de diseño propuesto previamente, la estabilidad de la ZD es evaluada para un convertidor de potencia con filtro de segundo orden, controlado utilizando técnicas por modos deslizantes. El módulo de potencia bajo estudio (detallado en la Figura 4.9) se asume operando como parte de una microred, conectada a un bus común de tensión fija igual a 48V. Adicionalmente, el sistema es alimentado por una fuente de potencia $v_{s(i_s)}$, la cual posee una tensión de circuito abierto V_{oc} y una resistencia interna R_s que la caracterizan (ver Tabla 4.1). Este modelo simplificado puede representar diferentes tipos de fuentes de suministro de energía (tales como Baterías de Ion-Litio, Supercapacitores, Baterías de flujo, etc.). En este contexto, el convertidor de potencia se asume perfectamen-

te controlado por un algoritmo por modos deslizantes de segundo orden, diseñado específicamente para suplir una demanda de potencia constante, P_f , hacia el bus común.

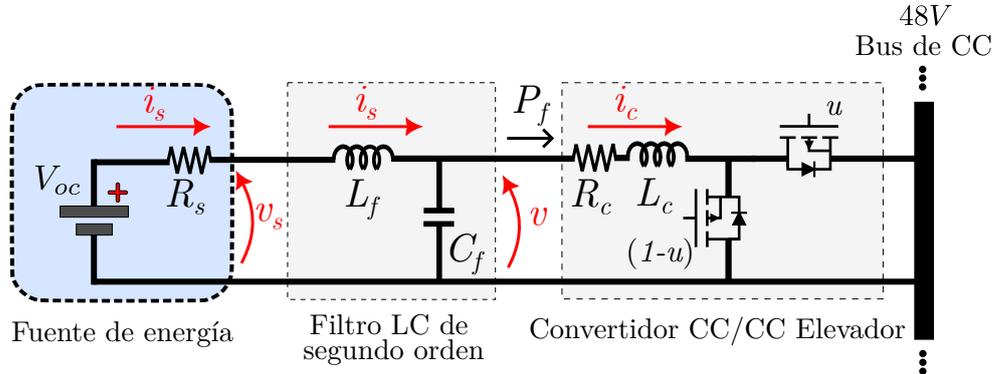


Figura 4.9: Diagrama eléctrico del módulo de potencia basado en filtro de entrada de segundo orden.

Bajo esta operación del sistema en condiciones de CPL, el filtro de entrada es diseñado siguiendo el criterio detallado en la Sección 4.3.2. Por lo tanto, para validar el método propuesto, el sistema de potencia es evaluado bajo diferentes condiciones iniciales y potencias de filtro, P_f . En particular, empleando las mismas características detalladas previamente, la frecuencia de corte del filtro se asume en $f_c = 1$ kHz y la potencia nominal de operación igual $P_f = 750$ W. De esta manera, el diseño propuesto establece un valor de capacidad de $C_f = 850$ μ F, si se admiten variaciones de tensión y corriente de filtro de hasta el ± 20 %. Por último, el valor de inductancia L_f requerida fue calculada utilizando (4.46), resultando en $L_f = 30$ μ H.

Tabla 4.1: Parámetros del módulo de potencia simulado

Parámetros del sistema			
V_{oc}	24 V	f_c	1 kHz
R_s	0.144 Ω	C_f	0.85 mF
P_f	750 W	L_f	30 μ H
L_c	50 μ H	R_c	1 m Ω
f_s	50 kHz	V_{bus}	48 V

Todos los parámetros del sistema utilizados en los siguientes ensayos por simulación son resumidos en la Tabla 4.1. Es importante señalar que, bajo estas condiciones de operación, la potencia crítica resultante P_{fcrit} es cercana a los 930 W. Si el sistema controlado excede dicho nivel de potencia, el punto de equilibrio del módulo se volverá inestable (ver Figura 4.8a).

4.3.3.1. Diseño del sistema de control

En esta sección, el diseño del controlador por SM para el módulo de potencia, utilizado en los ensayos por simulación, es presentado de forma breve. Es necesario destacar que el objetivo de esta sección no es describir en profundidad el diseño

del sistema de control, el cual será abordado con mayor detalle más adelante, en el Capítulo 5. Sin embargo, para poder proceder con los ensayos propuestos, a continuación se darán los lineamientos básicos para la implementación del controlador.

Si bien el estudio desarrollado anteriormente para la estabilidad de la ZD no se encuentra restringido a una estructura de control por SM en particular, a modo de ejemplo, en los siguientes ensayos se utiliza una estrategia de control por SOSM *Super-Twisting*. Este algoritmo ha sido ampliamente aceptado para el control de sistemas de energía debido a sus características robustas y su capacidad para reducir el efecto de *chattering* [4.17], lo que permitirá simplificar los resultados obtenidos.

Un conocido modelo dinámico promediado del módulo de potencia basado en un convertidor elevador con filtro pasa bajo de segundo orden (ver Figura 4.9) puede describirse como:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad \text{con} \quad x = [i_s \quad v \quad i_c]^\prime \quad (4.47)$$

donde

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f}v - \frac{R_s i_s}{L_f} + \frac{V_{oc}}{L_f} \\ \frac{1}{C_f}i_s - \frac{1}{C_f}i_c \\ \frac{1}{L_c}v - \frac{R_c i_c}{L_c} \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{bus}}{L_c} \end{bmatrix}. \quad (4.48)$$

Por lo tanto, el sistema de control por SOSM del módulo de potencia es diseñado para la regulación de la potencia eléctrica entregada, P_f , al bus común de CC. Este objetivo de control puede definirse formalmente a través de la variable de deslizamiento, como:

$$\sigma(x) = vi_c - P_{fref}. \quad (4.49)$$

De esta manera, el objetivo de control se cumplirá cuando las trayectorias del sistema alcancen y permanezcan en la superficie de deslizamiento de segundo orden $\sigma = \dot{\sigma} = 0$.

Para finalizar, la estructura del algoritmo propuesto por SOSM *Super-Twisting* (SOSM-STA) se define como [4.18]:

$$u = -\alpha \cdot |\sigma(x)|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma(x)) + \omega \quad (4.50)$$

$$\dot{\omega} = -\beta \cdot \text{sign}(\sigma(x)) \quad (4.51)$$

donde α y β son las ganancias del STA. Las mismas se pueden calcular a partir de la ecuación:

$$\ddot{\sigma}(x, u) = \varphi(x, u) + \Gamma(x) \cdot u \quad (4.52)$$

obteniendo cotas de las funciones del sistema $\varphi(x, u)$ y $\Gamma(x)$ (consulte Sección 5.3.3 para más detalle). De esta manera, una vez que el sistema controlado alcanza $\sigma = 0$, la ZD resultante será la descrita en la Sección 4.2.2.

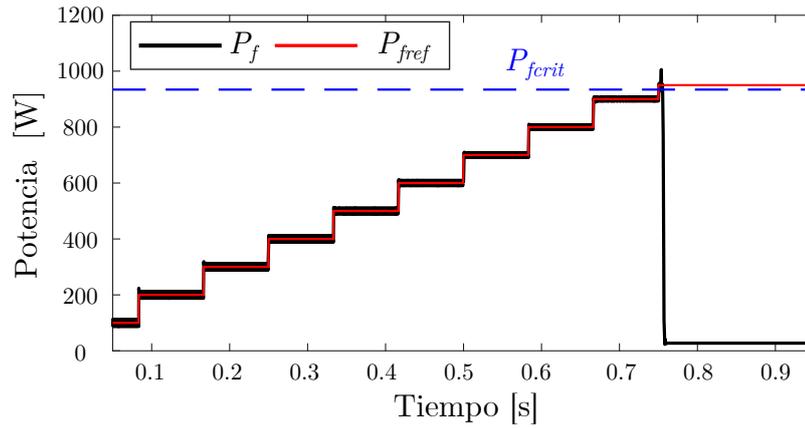
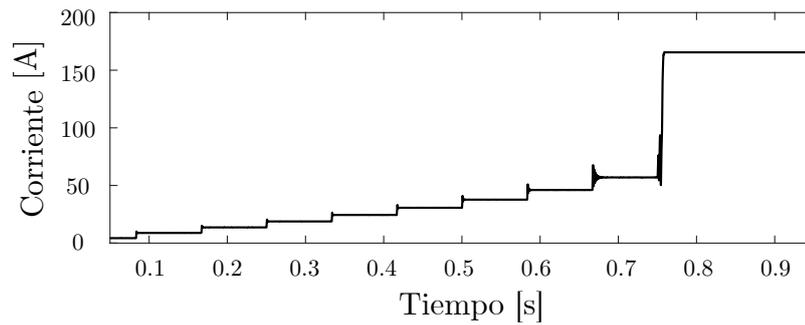
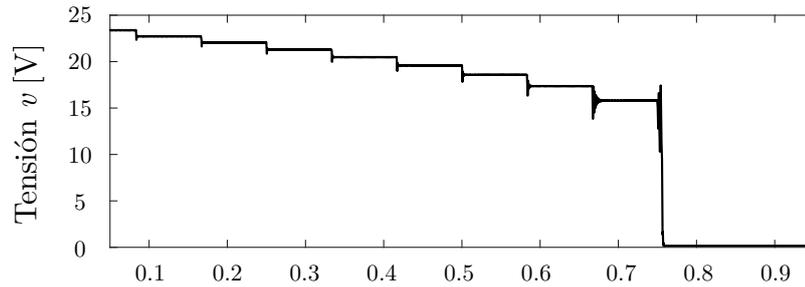

 (a) Potencia de filtro P_f .

 (b) Dinámica de los ceros v e i_s .

Figura 4.10: Respuesta temporal del sistema de potencia controlada para múltiples escalones de referencia.

4.3.3.2. Ensayos de simulación

En lo que resta de la sección, los ensayos para la validación de la metodología propuesta son realizados para el sistema de potencia bajo estudio. Con este objetivo en mente, a continuación se proponen tres diferentes ensayos que permitan demostrar tanto el comportamiento estable de los estados internos del sistema controlado, como la validez de la región de invarianza \mathcal{R} obtenida.

Para el primer ensayo, el módulo de potencia es forzado a operar bajo diferentes condiciones de carga de potencia constante, hasta que el valor de potencia crítica, P_{fcrit} es alcanzado. Los resultados de este primer ensayo son presentados en la Figura 4.10. De esta manera, en la Figura 4.10a se observa la evolución temporal de la potencia entregada por el filtro, para diferentes valores de escalones en la referencia P_{fref} . En la figura puede observarse como la potencia suministrada resulta igual a la solicitada por la referencia, hasta que la potencia crítica P_{fcrit} es

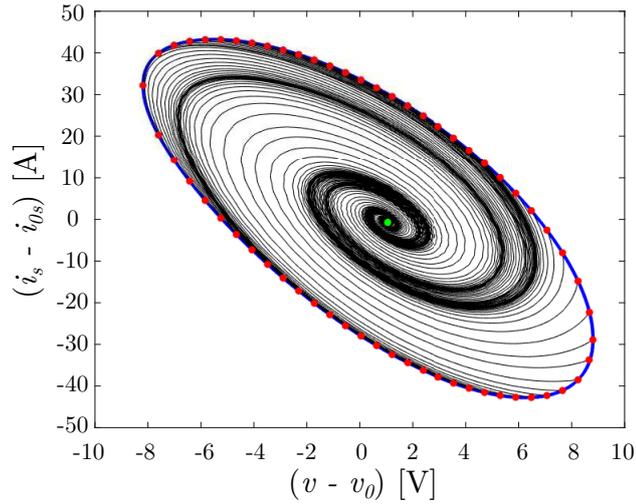


Figura 4.11: Plano $i_s - v$ para las trayectorias estables con condición inicial internas a la región de invarianza $\mathcal{R}(750 \text{ W})$.

alcanzada ($\sim 0.75 \text{ s}$). A partir de ese instante de tiempo, la dinámica de los cero del sistema se vuelve inestable, y la potencia entregada por el filtro colapsa a cero.

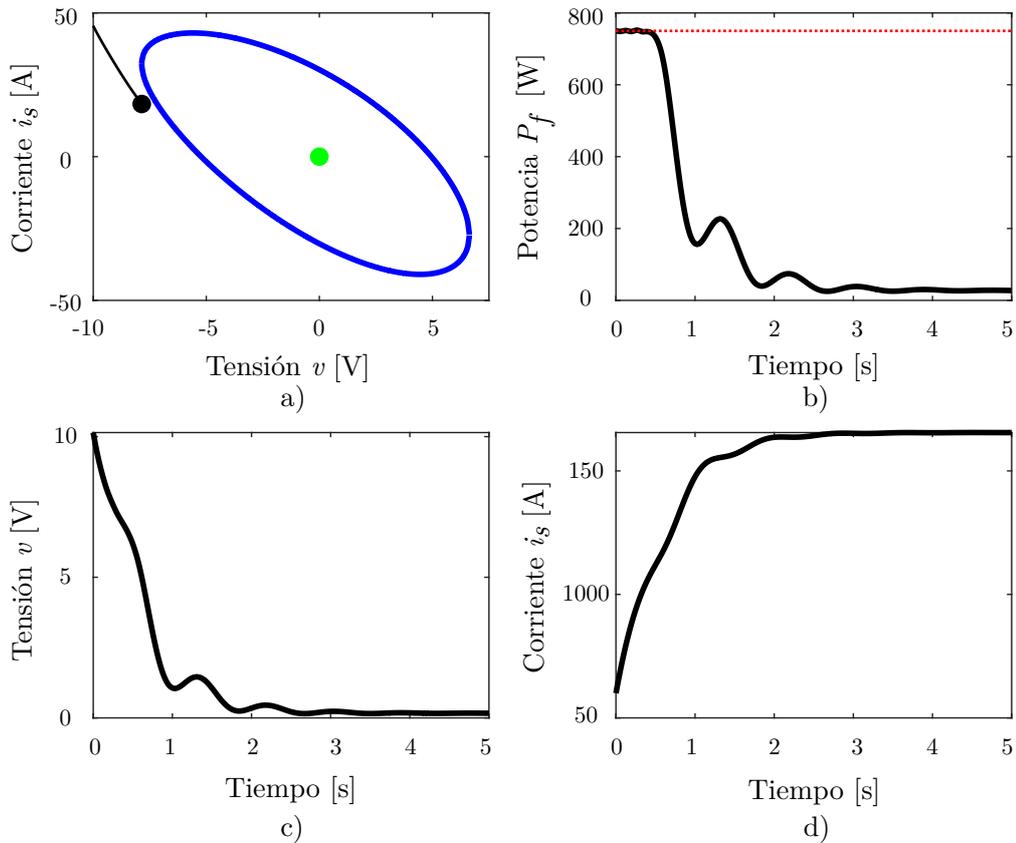


Figura 4.12: Comportamiento inestable para condición inicial por fuera de $\mathcal{R}(750 \text{ W})$; a) Plano corriente vs tensión de filtro; b) Potencia del filtro en función del tiempo; c) Tensión del filtro, v , en función del tiempo; d) Corriente de filtro, i_s , en función del tiempo.

Por su parte, en la Figura 4.10b, se muestran la tensión y corriente del filtro, correspondientes a los estados internos del sistema controlado. Notar que, a medida que la potencia del filtro se ve incrementada, las variaciones de v e i_s cada vez son mayores. Una vez que la potencia crítica es sobrepasada, la tensión del filtro cae a $0V$, mientras que la corriente satura en su valor máximo de cortocircuito ($i_s = V_{oc}/R_s$).

Adicionalmente, el segundo ensayo se encuentra destinado a relevar empíricamente la región \mathcal{R} , obtenida de forma teórica mediante el método de diseño propuesto. Esta región de invarianza garantiza, básicamente, que toda trayectoria que comience dentro de la misma tenderá al punto de equilibrio deseado. Con esto en mente, la Figura 4.11 muestra las trayectorias del sistema en el plano $i_s - v$ para diferentes condiciones iniciales (puntos rojos) ubicados cerca de la frontera de $\mathcal{R}(750 \text{ W})$ (curva azul). En la figura puede apreciarse como, efectivamente, dentro de la región \mathcal{R} se asegura un comportamiento estable para la ZD, garantizando así la operación segura del módulo de potencia controlado por SM.

El último ensayo propuesto, presentado en la Figura 4.12, se encuentra destinado a ilustrar el comportamiento inestable del sistema, para una condición inicial por fuera de la región $\mathcal{R}(750 \text{ W})$ (representada por la línea azul continua, en la Figura 4.12a.). En la figura se puede observar como existe al menos una condición inicial, por fuera de $\mathcal{R}(750 \text{ W})$, donde la estabilidad de la ZD no se encuentra garantizada y, por lo tanto, la trayectoria del sistema se aleja del punto de equilibrio. Es importante resaltar que, si bien la estabilidad por fuera de la región no se puede asegurar, esto no implica que toda condición inicial que arranque por fuera de \mathcal{R} resultará en un comportamiento inestable del sistema.

Por último, la Figura 4.12b. permite apreciar como el algoritmo por SOSMSTA alcanza, por un breve momento, la referencia de $750W$ (aproximadamente por $0.5ms$). Sin embargo, como la dinámica de los ceros resulta inestable, el controlador no puede mantener la operación sobre la superficie de deslizamiento durante demasiado tiempo. Por lo tanto, la tensión sobre el filtro v decae a cero mientras la corriente alcanza valores de cortocircuito ($i_s = V_{oc}/R_s$), llevando a una falla completa del sistema.

4.4. Extensión a módulos de potencia con fuente variable

Para concluir con el presente capítulo, a continuación extenderemos los resultados obtenidos en las secciones anteriores para el caso de fuentes de energía variables, particularmente de pilas de combustible de hidrógeno. Cabe destacar que el procedimiento descrito en esta sección no se encuentra limitado a una topología de alimentación en particular, y puede ser utilizado para analizar otras fuentes de energía variables de interés. Sin embargo, los resultados obtenidos del siguiente análisis, para el estudio de sistemas de FCs, permitirán ser aplicados directamente en los capítulos posteriores.

Por consiguiente, comenzaremos por redefinir las condiciones de estabilidad en términos de la conductancias del sistema, considerando los diferentes puntos de operación posibles de la pila de combustible. Posteriormente, al igual que en la sección anterior, se proponen diferentes criterios de diseño de filtros de entrada,

para topologías de primer y segundo orden.

4.4.1. La pila de combustible como fuente variable

A continuación analizaremos la dinámica cero resultante de los sistemas de potencia alimentados con pilas de hidrógeno, operando con una potencia de carga constante. En este contexto, el circuito resultante de la ZD es similar al analizado previamente en la Sección 4.2.2, pero considerando ahora una fuente variable a la entrada del sistema, como se muestra en la Figura 4.13.

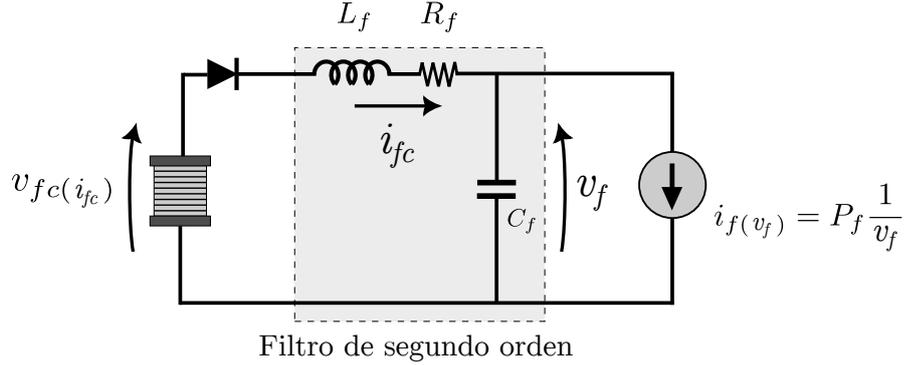


Figura 4.13: Circuito eléctrico equivalente de la ZD para módulo de FC.

El circuito eléctrico resultante presenta problemas de estabilidad, similares al caso con fuente de entrada constante, pero agravados seriamente debido a las importantes variaciones en la tensión de la pila como fuente del sistema. A modo de ejemplo, en la Figura 4.14 se muestran tres diferentes curvas características estáticas, para presión y temperatura constantes, de algunas pilas de combustible disponibles comercialmente, cada una de aproximadamente $5kW$ de potencia nominal. Entre ellas se encuentran las pilas de combustible tipo PEM H-5000 de Horizon, S1-50C de PowerCell y FCvelocity-9ssl de Ballard.

Como puede apreciarse en la figura, todas ellas varían fuertemente en sus parámetros de tensión y corriente, según el modelo de FC considerado. En particular, el punto rojo sobre la figura marca las condiciones de operación nominal de los módulos. Las gráficas de polarización resultan de las expresiones matemáticas que modelan a estos sistemas, discutidas anteriormente en el Capítulo 2.

Con la idea de aprovechar el desarrollo matemático realizado en las secciones previas, a continuación se propone una parametrización de las curvas características de las FCs, como función del punto de operación del sistema. Esto nos permitirá extender las condiciones de conductancia, halladas previamente, para toda la región de operación del modulo de potencia. De esta manera, utilizando una expansión por Taylor sobre cada punto de operación, podemos parametrizar las curvas como:

$$v_{fc}(i_{fc}) = v_{fc}(i_{fc0}) + \left. \frac{\partial v_{fc}}{\partial i_{fc}} \right|_{i_{fc0}} (i_{fc} - i_{fc0}) + T.O.S \quad (4.53)$$

$$\approx v_{fc}(i_{fc0}) + \left. \frac{\partial v_{fc}}{\partial i_{fc}} \right|_{i_{fc0}} (i_{fc} - i_{fc0}) \quad (4.54)$$

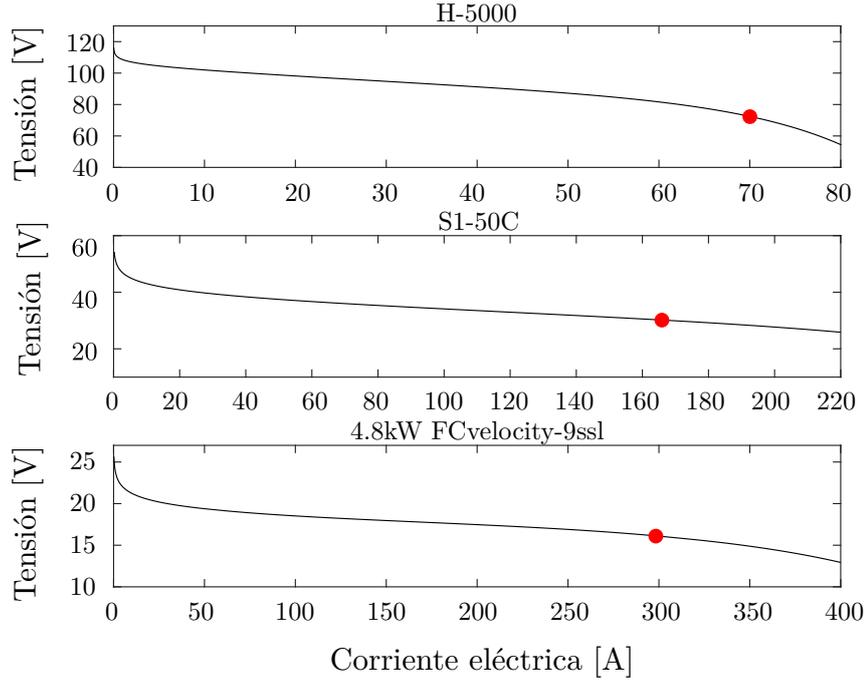


Figura 4.14: Curvas de polarización estática para las FCs H-5000 de Horizon[©], S1-50C de PowerCell[©] y FCvelocity-9ssl de Ballard[©].

donde i_{fc0} es la corriente de equilibrio a la salida de la pila de combustible, para una determinada potencia de filtro P_f .

Bajo estas consideraciones, la dinámica resultante puede expresarse por el sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\begin{cases} L_f \dot{i}_{fc} = -v_f - R(v_{f0})i_{fc} + V_{fc}(v_{f0}) \\ C_f \dot{v}_f = i_{fc} - i_f(v_f) \end{cases} \quad (4.55)$$

donde

$$i_f(v_f) = P_f \frac{1}{v_f} \quad (4.56)$$

y los nuevos parámetros del sistema se calculan como:

$$R(v_0) = R_f - \left. \frac{\partial v_{fc}}{\partial i_{fc}} \right|_{i_f(v_{f0})} \quad (4.57)$$

y

$$V_{fc}(v_{f0}) = v_{fc}(i_f(v_{f0})) - \left. \frac{\partial v_{fc}}{\partial i_{fc}} \right|_{i_f(v_{f0})} i_f(v_{f0}). \quad (4.58)$$

Como puede observarse, este modelo requiere el cálculo de las pérdidas parametrizadas $R(v_0)$ y la tensión eléctrica de la FC, $V_{fc}(v_0)$, para cada punto de operación posible. El punto de equilibrio determinado por la corriente i_{fc0} y la tensión eléctrica v_0 , que corresponden a las variables de estado i_{fc} y v , respectiva-

mente, puede calcular a partir de la expresión:

$$i_{fc0} = i_f(v_{f0}) = P_f \frac{1}{v_{f0}} \quad (4.59)$$

con v_0 solución de la ecuación algebraica:

$$v_{fc}(i_f(v_f)) = \frac{P_f R_f}{v_f} + v_f, \text{ para } v_f > 0. \quad (4.60)$$

4.4.2. Análisis de estabilidad para sistemas con FC

Una vez definido el punto de operación de la pila, el modelo descrito en (4.55) es idéntico al analizado en la Sección 4.2.2. Por lo tanto, el procedimiento para obtener las nuevas condiciones de estabilidad, considerando ahora al sistema alimentado por la FC, es análogo a lo realizado anteriormente y no se repetirá. No obstante, debido a que la resistencia equivalente del filtro, $R(v_{f0})$, es fuertemente variable con el punto de operación, ahora también lo serán las conductancias del sistema.

De esta manera, las condiciones de conductancias resultantes, tanto para el filtro de primer como de segundo orden, se pueden sintetizar como:

Estabilidad para el filtro de primer orden. La condición de estabilidad para el filtro de primer orden queda definida por la conductancia equivalente de salida G_0 y la conductancia de la pila de combustible G_{fc} , de la forma:

$$\boxed{G_0(v_{f0}, v_f) < G_{fc}(v_{f0})} \quad (4.61)$$

Condición para filtro de primer orden

con:

$$G_0(P_f, v_f) = \frac{P_f}{v_f v_{f0}} \quad \text{y} \quad G_{fc}(v_{f0}) = \frac{1}{R(v_{f0})}. \quad (4.62)$$

Estabilidad para el filtro de segundo orden. La condición de estabilidad para el filtro de segundo orden queda definida por la conductancia equivalente de salida G_0 y el mínimo valor, para cada punto de operación, de la conductancia de la pila de combustible G_{fc} y la conductancia de filtro G_{lc} , de la forma:

$$\boxed{G_0(v_{f0}, v_f) < \min(G_{fc}(v_{f0}); G_{lc}(v_{f0}))} \quad (4.63)$$

Condición para filtro de segundo orden

con

$$G_0(P_f, v_f) = \frac{P_f}{v_f v_{f0}}, \quad G_{fc}(v_{f0}) = \frac{1}{R(v_{f0})} \quad \text{y} \quad G_{lc}(v_{f0}) = \frac{C_f R(v_{f0})}{L_f}. \quad (4.64)$$

A partir de estas condiciones de estabilidad, a continuación se realiza un análisis comparativo de las diferentes pilas de combustible (ver Figura 4.14), utilizando los diagramas de conductancia propuestos anteriormente en la Sección 4.3.

4.4.2.1. Caso A: Filtro de primer orden capacitivo

Al igual que lo analizado en las secciones previas, la condición de la estabilidad local (4.61) para la ZD, obtenida para un módulo de potencia basado en pilas de combustible, establece una relación entre la conductancia de salida G_0 y la conductancia de la pila G_{fc} . La función $G_0(v_{f0}, v_f)$, que depende de la tensión sobre el capacitor, da una idea de la conductancia de salida equivalente del filtro para una potencia P_f determinada. La conductancia G_{fc} , por su parte, se encuentra prácticamente determinada por la curva de polarización de cada FC, asumiendo una resistencia de pérdidas de filtro R_f despreciable.

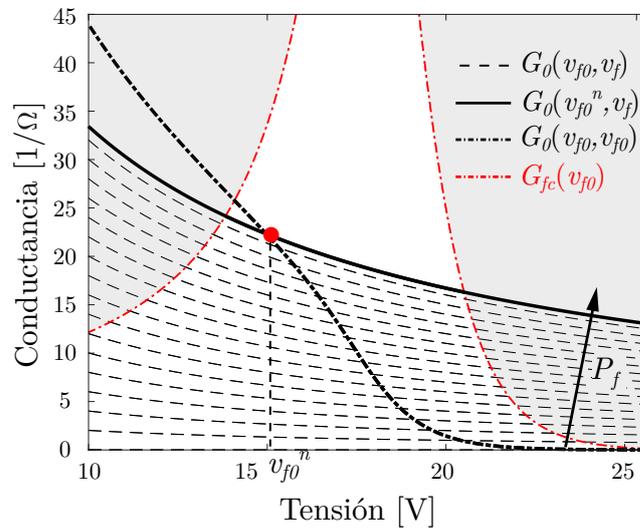


Figura 4.15: Curvas de conductancia del filtro de primer orden para la FC FCvelocity-9ssl de Ballard[©].

De esta manera, en la Figura 4.15 se representa la conductancia de salida G_0 en conjunto con la conductancia de pila G_{fc} , para la PEM-FC FCvelocity-9ssl de Ballard[©]. Cada hipérbola (líneas negras discontinuas) corresponde a la función $G_0(v_0, v)$ para diferentes valor de potencia P_f , encontrándose limitada por la curva de conductancia a potencia nominal $G_0(v_{f0}^n, v_f)$ (línea gruesa). El valor v_{f0}^n corresponde a la tensión de equilibrio nominal sobre el capacitor C_f ($\approx 16V$), cuando la FC suministra su máxima potencia eléctrica ($4,8kW$).

Recordar que la intersección entre la conductancia de equilibrio, $G_0(v_{f0}, v_{f0})$, y la conductancia G_0 representa el punto de operación del sistema en estado estacionario. Puede comprobarse fácilmente que el valor de $G_0(v_{f0}, v_{f0})$, para cada punto de operación, coincide con la conductancia de salida obtenida mediante un análisis por linealización del sistema, esto es:

$$G_0(v_{f0}, v_{f0}) = \frac{P_f}{v_{f0}^2}. \quad (4.65)$$

A partir de este diagrama de conductancia, se comprueba que la condición

$G_0 < G_{fc}$ se verifica, estableciendo la estabilidad local de la dinámica cero del sistema para algún rango de variación máxima de la tensión sobre el capacitor. Por lo tanto, el diseño de la capacidad C_f del filtro de primer orden vendrá dado por los requerimientos de frecuencia, teniendo en cuenta la conductancia de pila G_{fc} .

4.4.2.2. Caso B: Filtro de segundo orden inductivo capacitivo

Como se viene discutiendo a lo largo del capítulo, la condición de estabilidad para un filtro de segundo orden (4.63), añade una condición adicional al caso de estudio de primer orden. Dicha condición, que impone la relación $G_0 < G_{lc}$, establece una fuerte restricción para el diseño del filtro. Es así que, dado un valor fijo de capacidad C_f , existirá una mínima frecuencia de corte del filtro f_c , que garantice la estabilidad local del sistema para todo el rango de operación.

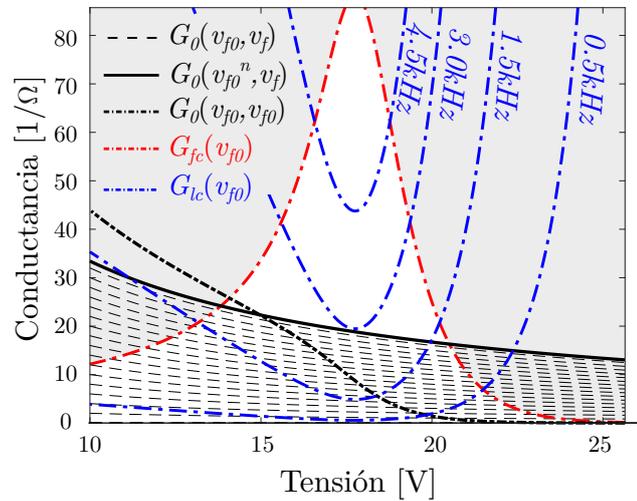


Figura 4.16: Curvas de conductancia del filtro de segundo orden para la FC FCvelocity-9ssl de Ballard[©].

La Figura 4.16 muestra las conductancias G_0 y G_{fc} de la FC de Ballard estudiada previamente, sumadas a la conductancia G_{lc} propia del filtro de segundo orden. La conductancia $G_{lc}(v_{f0})$ (líneas azules), con v_{f0} la tensión de equilibrio sobre el capacitor, es representada para diferentes valores f_c , asumiendo un valor fijo de capacidad C_f de $2200\mu F$. En la figura se observa claramente como la condición de estabilidad $G_0 < G_{lc}$ no se cumple para frecuencias de filtro entre los $0 - 3kHz$, por lo que la estabilidad de la dinámica cero del módulo de potencia no se encuentra garantizada. Por lo tanto se concluye que, para el diseño del filtro de segundo orden se deberá optar por, o bien aumentar el valor de capacidad, aumentando el tamaño y costo del sistema, o bien trabajar con una $f_c > 3kHz$.

El anterior análisis es replicado de igual forma para las dos pilas de combustible restantes, la FC S1-50C de PowerCell y la FC H-5000 de Horizon, mostrándose los resultados en la Figura 4.17. Como se observa en ambas figuras, la condición de estabilidad local para el filtro de primer orden, esto es $G_0 < G_{fc}$, se cumple para todo el rango de operación. Sin embargo, igualmente a lo ocurrido con la FC de Ballard, la condición de estabilidad del filtro de segundo orden, $G_0 < G_{lc}$, determina una fuerte restricción de diseño para su frecuencia de corte f_c .

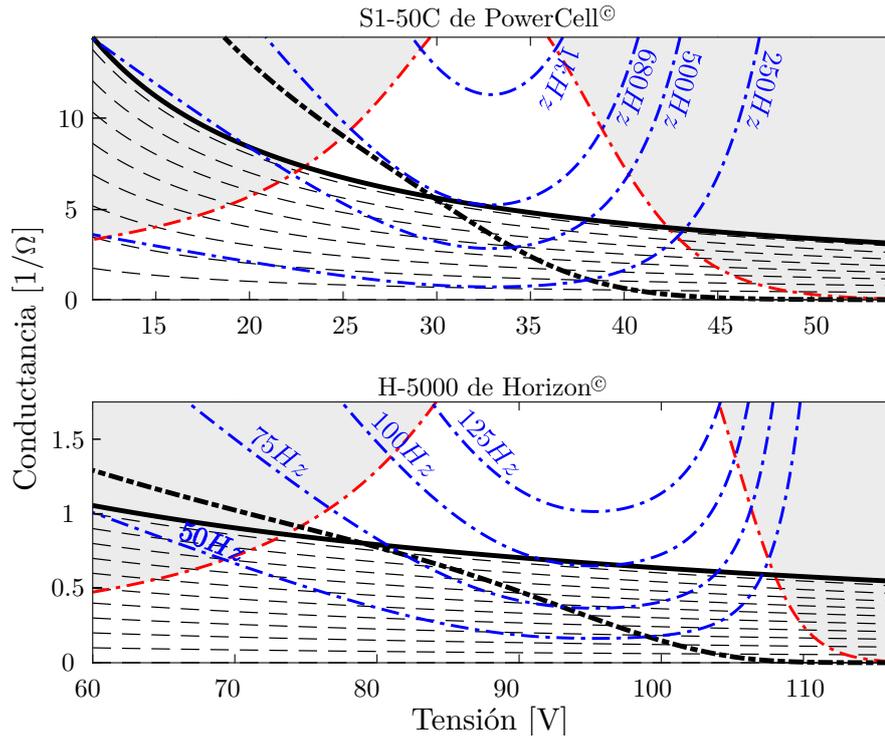


Figura 4.17: Curvas de conductancia para las FCs S1-50C de PowerCell[©] y H-5000 de Horizon[©].

Asumiendo de nuevo un valor fijo de capacidad C_f de $2200\mu F$, las frecuencias f_c que garantizan la estabilidad local del sistema serán de $f_c > 680Hz$, para la FC S1-50C, y $f_c > 100Hz$ para la H-5000. Estos resultados se resumen en la Tabla 4.2, donde se indica la frecuencia f_c mínima requerida para cada una de pilas de combustible, en función del valor de la capacidad C_f seleccionada.

Tabla 4.2: Frecuencias f_c mínimas según capacidad C_f

C_f	H-5000	S1-50C	FCvelocity-9ssl
$2200\mu F$	$f_c > 100Hz$	$f_c > 680Hz$	$f_c > 3,0kHz$
$1600\mu F$	$f_c > 140Hz$	$f_c > 940Hz$	$f_c > 4,1kHz$
$1000\mu F$	$f_c > 225Hz$	$f_c > 1,5kHz$	$f_c > 6,5kHz$

4.5. Resumen

En este capítulo se abordó el estudio de estabilidad en módulos de potencia operando bajo condiciones de potencia de carga constante. El análisis de la dinámica interna del sistema controlado por técnicas de modos deslizantes, referida como dinámica de los ceros, fue efectuado empleando un estudio de gran señal a través del segundo método de Lyapunov. Esta metodología permitió la propuesta de diferentes criterios de diseño que no solo aseguran la estabilidad local del módulo de potencia, sino que también permiten garantizar la operación segura del sistema en toda la región de interés.

El procedimiento presentado consistió, en primer lugar, en llevar la dinámica de los ceros a una estructura particular, denominada forma de Liénard. Para ello, se propuso la aplicación de una transformación lineal de los principales estados del sistema dinámico resultante. Con esta nueva estructura transformada, se desarrollaron las condiciones de estabilidad utilizando una función especial de Lyapunov, similar a la función de energía, que permitió trabajar con las fuertes no linealidades presentes en la dinámica interna.

Posteriormente, las condiciones de estabilidad halladas fueron expresadas en términos de las conductancias equivalentes del sistema, lo que facilitó el estudio a través de diagramas de conductancia. Esta nueva herramienta propuesta, en conjunto con las regiones de atracción del punto de equilibrio obtenidas del análisis de gran señal, permitieron definir una metodología gráfica para el diseño de los parámetros del filtro de entrada. En este aspecto, se presentó un procedimiento secuencial para el diseño del sistema, teniendo en cuenta las variaciones de tensión y corriente máximas admisibles en todas las condiciones de operación del módulo.

Por último, los resultados obtenidos fueron extendidos para su aplicación en sistemas de potencia alimentados por pilas de combustible. A modo de ejemplo, la estabilidad del módulo de potencia fue estudiada mediante los diagramas de conductancia, tomando como caso de estudio tres diferentes FCs del tipo PEM disponibles comercialmente de igual potencia. El estudio de estabilidad llevado a cabo en el presente capítulo asentará las bases para el posterior diseño de los algoritmos de control por SM propuestos, abordados en los próximos capítulos.

4.6. Referencias del capítulo

- [4.1] Blanca Martínez-Treviño, Robin Jammes, Abdelali Aroudi, and L. Martinez-Salamero. Sliding-mode control of a boost converter supplying a constant power load. *IFAC-PapersOnLine*, 50:7807–7812, 07 2017.
- [4.2] Abdul Rehman Yasin, Muhammad Ashraf, and Aamer Iqbal Bhatti. Fixed frequency sliding mode control of power converters for improved dynamic response in dc micro-grids. *Energies*, 11(10), 2018.
- [4.3] Carlos Andrés Ramos-Paja, Juan David Bastidas-Rodríguez, Daniel González, Santiago Acevedo, and Julián Peláez-Restrepo. Design and control of a buck–boost charger-discharger for dc-bus regulation in microgrids. *Energies*, 10(11), 2017.
- [4.4] Sergio Ignacio Serna-Garcés, Daniel Gonzalez Montoya, and Carlos Andres Ramos-Paja. Sliding-mode control of a charger/discharger dc/dc converter for dc-bus regulation in renewable power systems. *Energies*, 9(4), 2016.
- [4.5] Xiaoling Su, Minxiao Han, Josep M. Guerrero, and Hai Sun. Microgrid stability controller based on adaptive robust total smc. *Energies*, 8(3):1784–1801, 2015.
- [4.6] Suresh Singh, Aditya Gautam, and Deepak Fulwani. Constant power loads and their effects in dc distributed power systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72:407–421, 05 2017.

- [4.7] Mohammed Kh. AL-Nussairi, Ramazan Bayindir, Sanjeevikumar Padmanaban, Lucian Mihet-Popa, and Pierluigi Siano. Constant power loads (cpl) with microgrids: Problem definition, stability analysis and compensation techniques. *Energies*, 10(10), 2017.
- [4.8] Y. Huangfu, S. Pang, B. Nahid-Mobarakeh, L. Guo, A. K. Rathore, and F. Gao. Stability analysis and active stabilization of on-board dc power converter system with input filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1):790–799, Jan 2018.
- [4.9] R. Mishra, M. N. Hussain, and V. Agarwal. A sliding mode control based stabilization solution for multiple constant power loads with identical input filters interfaced with the dc bus of a ‘more electric’ aircraft. In *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–6, Dec 2016.
- [4.10] A. Li and Donglai Zhang. Necessary and sufficient stability criterion and new forbidden region for load impedance specification. *Chinese Journal of Electronics*, 23:628–634, 07 2014.
- [4.11] Mingfei WU and Dylan Dah-Chuan LU. Active stabilization methods of electric power systems with constant power loads: a review. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2(3):233–243, Sep 2014.
- [4.12] A. Riccobono and E. Santi. Comprehensive review of stability criteria for dc power distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(5):3525–3535, Sep. 2014.
- [4.13] A. Riccobono and E. Santi. A novel passivity-based stability criterion (pbsc) for switching converter dc distribution systems. In *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2560–2567, Feb 2012.
- [4.14] S. Sanchez and M. Molinas. Assessment of a stability analysis tool for constant power loads in dc-grids. In *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pages DS3b.2–1–DS3b.2–5, Sep. 2012.
- [4.15] S. Sanchez, R. Ortega, R. Griño, G. Bergna, and M. Molinas. Conditions for existence of equilibria of systems with constant power loads. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 61(7):2204–2211, July 2014.
- [4.16] Hayao Miyagi, Josiah L. Munda, and Norio Miyagi. Study on Lyapunov Functions for Lienard-type Nonlinear Systems. *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, 121(4):748–755, 2001.
- [4.17] Arie Levant. Principles of 2-sliding mode design. *Automatica*, 43(4):576 – 586, 2007.
- [4.18] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, and Arie Levant. *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York, 2014.

Capítulo 5

Control *Super-Twisting* para módulo de pila de combustible

Las pilas de combustible han surgido como una tecnología más que promisoría para su aplicación en sistemas de generación híbrida sin emisiones. Su alta eficiencia, confiabilidad y energía limpia hacen que estos dispositivos electroquímicos sean especialmente apropiados para diversas aplicaciones, como el transporte y la generación estacionaria. Sin embargo, la inherente complejidad de esta tecnología exige que los sistemas de control, asociados a estos dispositivos, desempeñen un papel fundamental para garantizar la estabilidad y un alto desempeño frente a las incertidumbres y perturbaciones propias del sistema. En este sentido, el control por modos deslizantes ha demostrado ser una potente técnica para el diseño de controladores robustos en sistemas de generación que involucran FCs.

Es así que en el presente capítulo se aborda la propuesta, diseño y validación de un sistema de control diseñado a partir de técnicas por modos deslizantes de segundo orden para el control de un módulo de pila de combustible. El módulo de potencia bajo estudio es primeramente analizado en detalle, obteniendo modelos matemáticos para la representación de su comportamiento dinámico. Posteriormente, el controlador propuesto para el FCM es diseñado a partir de un algoritmo de control por SOSM *Super-Twisting*. Por su parte, la estabilidad de la dinámica de los ceros resultante es estudiada a partir de los diagramas de conductancia desarrollados anteriormente. Por último, el SOSM-STA desarrollado es validado exhaustivamente mediante simulación, para un módulo de pila de combustible de 1.2 kW.

5.1. Avances en el control de sistemas de FC por técnicas de SMC

Las pilas de combustible producen energía eléctrica mediante la transformación de la energía química del hidrógeno, con agua y calor como subproductos. Como se discutió en el Capítulo 2, existen diferentes tipos de FCs según el electrolito y el tipo de reacción involucrada. En particular, las FCs con membrana de intercambio de protones han despertado un gran interés en diversas aplicaciones, gracias a sus características de escalabilidad, peso reducido y baja temperatura de operación. Sin embargo, son dispositivos complejos y su optimización sigue siendo un desafío

importante para los sistemas de control avanzados [5.1].

Desde un punto de vista eléctrico, la PEMFC se puede analizar como una fuente de tensión no lineal con una fuerte dependencia de las condiciones de carga, sumado a su variación con los cambios de temperatura y presiones parciales. Estas limitaciones obligan su integración en un sistema de acondicionamiento de energía, conformando un módulo de pila de combustible diseñado para proteger la FC y aumentar el desempeño general del sistema [5.2]. Más aún, con el objetivo de satisfacer la demanda de energía de una carga variable, resulta indispensable integrar los módulos de pila de combustible en sistemas de generación de energía híbridos.

En la literatura se han descrito diversas topologías de SGEH, que involucran pilas de combustible en combinación con un sistema de almacenamiento de energía [5.3, 5.4, 5.5]. Este sistema auxiliar suele diseñarse para proporcionar los picos de la demanda de carga y regular la tensión del bus común de tensión fija. De esta manera, la FC suele vincularse al bus del sistema híbrido a través de un convertidor de CC/CC, como se observa en la Figura 5.1. Esta topología permite que la FC solo se encuentre encargada de suministrar la demanda de energía media requerida por la carga.

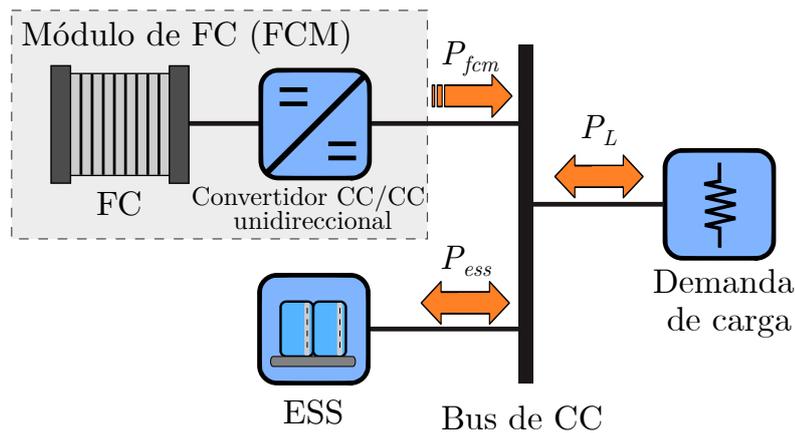


Figura 5.1: Esquema de un FCM como parte de un sistema de generación híbrida.

En este contexto, el sistema de control juega un papel fundamental para lograr los desempeños requeridos. Es así que el uso de estrategias de control avanzadas, como las estrategias de control por modo deslizante, se han convertido en una opción más que atractiva para mejorar el rendimiento de los sistemas de energía que incluyen FCs [5.6, 5.7]. A diferencia de las técnicas de control lineal, el SMC ha demostrado ser más efectivo en el control de sistemas que presentan no linealidades predominantes y un amplio rango de operación [5.8]. Además, la presencia de perturbaciones e incertidumbres, que afectan al FCM y al SGEH en general, hace que el diseño de controladores robustos sea sumamente necesario para garantizar la estabilidad y un alto desempeño en toda la región de funcionamiento.

En el pasado, se han obtenido resultados muy satisfactorios en la implementación experimental del SMC para sistemas de potencia. Por ejemplo, en [5.9] se presentan los resultados experimentales de un control SMC para un convertidor de CC/CC operando con una carga de potencia constante. En [5.10], se propone un controlador por SMC en combinación con lógica difusa para el control de un

sistema de potencia híbrido basado en FCs para barcos eléctricos. El sistema de control propuesto es evaluado experimentalmente en una plataforma de 3kW. Por su parte, en [5.11] se implementa y evalúa experimentalmente un controlador basado en SMC de primer orden para la optimización de un sistema de generación híbrida compuesto por paneles solares y FCs. Por último, en [5.12] se presenta un controlador MIMO por SMC con control equivalente para un sistema de generación híbrida *offgrid* basado en hidrógeno y energía eólica.

Pese a que el SMC ha sido ampliamente validado experimentalmente para sistemas de potencia, la presencia de oscilaciones de alta frecuencia ocasionadas por el controlador, sigue siendo el principal inconveniente en esta estrategia. Estas oscilaciones, comúnmente referidas como *chattering*, son causadas principalmente por la naturaleza discontinua de la acción de control del SM, en combinación con condiciones no ideales (reales), como frecuencia de conmutación finita y/o dinámicas del sistema no modeladas [5.13]. En vista de eso, el comportamiento general de los controladores SM convencionales puede deteriorarse, afectando principalmente su desempeño y robustez.

Durante las últimas décadas, se ha prestado especial atención al diseño de diferentes algoritmos basados en SMC para reducir el *chattering* del sistema y, al mismo tiempo, mantener las características robustas y la convergencia en tiempo finito propias del SMC [5.14, 5.15]. Evolucionando del SMC clásico, el control por modo deslizante de segundo orden ha surgido como un importante enfoque para mitigar estos problemas, con contribuciones innovadoras que continúan hasta el día de hoy [5.14, 5.16, 5.17]. Este tipo de algoritmos conserva las características de robustez y convergencia en tiempo finito del SMC convencional, al tiempo que permite una importante reducción del *chattering* del sistema. Esta reducción de las oscilaciones permite disminuir principalmente las pérdidas eléctricas y aumentar la vida útil del módulo de la pila de combustible.

De entre las diferentes estrategias de control por SOSM, el algoritmo *Super-Twisting* ha adquirido un papel destacado, con excelentes resultados en numerosas aplicaciones [5.18, 5.19, 5.20]. Representando la tercera generación de algoritmos SMC, el enfoque por STA presenta características sumamente prometedoras en comparación a sus antecesores, lo que lo convierte en una opción más que atractiva para su implementación en sistemas de potencia. La principal diferencia en este aspecto reside en su capacidad para operar sin requerir información relativa a la derivada de la variable de deslizamiento. Esta característica es especialmente valiosa en sistemas eléctricos, particularmente en electrónica de potencia, donde la medición de dicha derivada suele ser bastante problemática, principalmente debido a los niveles considerables de ruido e interferencia electromagnética existentes.

A continuación, en lo que resta de este capítulo, se presenta en detalle el diseño y desarrollo completo, así como los principales resultados de su validación por simulación, de un sistema de control basado en SOSM-STA para un módulo de pila de combustible de 1.2kW.

5.2. Modelo eléctrico del módulo de pila de combustible

Como primer paso para el diseño del controlador por SMC, es necesario desarrollar las ecuaciones diferenciales que modelen el comportamiento eléctrico del módulo de pila de combustible como núcleo de un sistema de generación híbrida. En la Figura 5.2 se presenta el esquema del sistema bajo estudio, en donde la FC es conectada a través de un convertidor unidireccional de CC/CC, que adapta su nivel de tensión baja y variable al valor constante del bus de corriente continua (Bus de CC). Con esta estructura, el flujo de energía del FCM se dirige desde la pila de combustible hacia la carga, permitiendo suministrar la potencia media requerida por la misma, a la vez que garantiza un funcionamiento óptimo del sistema en su conjunto.

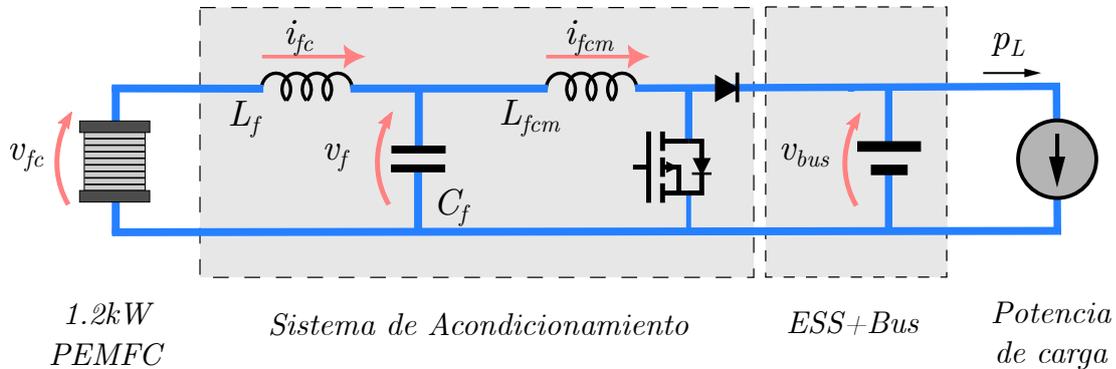


Figura 5.2: Esquema del modelo eléctrico para el módulo de pila de combustible.

En esta instancia inicial, para el diseño y evaluación del sistema de control del FCM, la tensión del bus común v_{bus} se asume perfectamente regulada por un sistema de almacenamiento de energía. Como se mencionó anteriormente, dicho sistema de almacenamiento será el encargado de proporcionar los picos de potencia requeridos por el sistema, asistiendo a la FC para satisfacer la demanda de carga y recuperar el excedente de energía. El sistema de generación híbrida completo, que incluye el modelado y control del ESS, será estudiado más adelante en el Capítulo 8.

5.2.1. La pila de combustible

El módulo de potencia bajo estudio se encuentra conformado, como núcleo principal del sistema, por una pila de combustible comercial tipo PEM de 1.2kW. La misma ha sido desarrollada por la empresa canadiense Ballard Power Systems[©], y corresponde al modelo *Nexa^TM Power Module*[5.21].

La FC Nexa es un sistema de generación de energía altamente eficiente. Utiliza hidrógeno como combustible primario y oxígeno del aire para producir energía eléctrica. Como fue descrito anteriormente en el Capítulo 2, el proceso básico de conversión se basa en una reacción química que implica la separación de iones de hidrógeno y electrones en la membrana de intercambio de protones, lo que genera electricidad limpia y silenciosa.

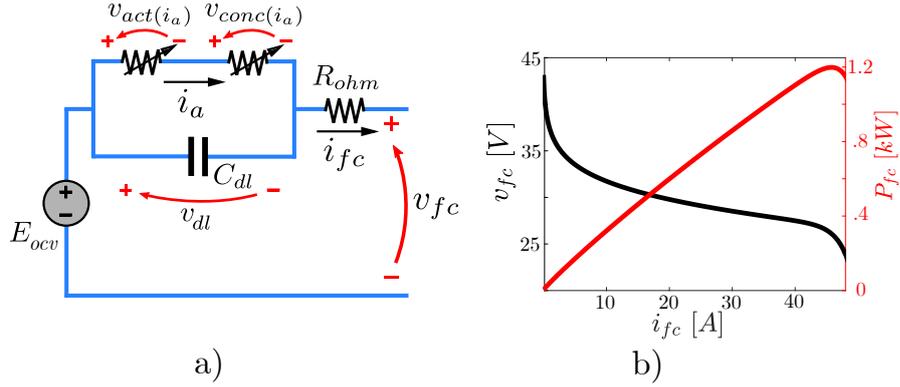


Figura 5.3: Modelo de una pila de combustible de membrana de intercambio protonico; a) Circuito eléctrico equivalente; b) Curva de polarización.

La Figura 5.3.b. presenta la curva de polarización estática (tanto de la tensión como la potencia eléctrica) para la FC comercial empleada de 1.2kW. Como ya fue presentado en el Capítulo 2, asumiendo temperaturas y presiones parciales reguladas, un modelo eléctrico empírico de primer orden que se ajusta muy bien en la práctica a resultados experimentales de FC reales [5.7, 5.22], compuestas por N_{stack} celdas, se describe en [5.23] como (ver Figura 5.3.a.):

$$\begin{cases} v_{fc} &= E_{ocv} - v_{dl} - R_{ohm}i_{fc} \\ C_{dl} \frac{dv_{dl}}{dt} &= i_{fc} - i_a \end{cases} \quad (5.1)$$

donde E_{ocv} es la tensión de circuito abierto, R_{ohm} representa las pérdidas lineales y v_{dl} es la caída de tensión a través de la capacitancia eléctrica C_{dl} , que describe el efecto de doble capa, y se expresa como:

$$v_{dl} = N_{stack}(v_{act}(i_a) + v_{conc}(i_a)) \quad (5.2)$$

donde v_{act} y v_{conc} son las pérdidas de activación y concentración respectivamente, funciones altamente no lineales dependientes de la corriente i_a . De acuerdo a lo comentado previamente, ambos términos pueden ser representados matemáticamente como:

$$v_{act}(i_a) = A_t \ln(i_a), \quad (5.3)$$

$$v_{conc}(i_a) = m \exp(ni_a) \quad (5.4)$$

donde A_t es la pendiente de la ecuación de Tafel y m y n son coeficientes obtenidos de forma empírica. Los parámetros del modelo obtenido se detallan en la Tabla 5.1.

5.2.2. El sistema de acondicionamiento de energía.

La etapa de acondicionamiento de energía del FCM se encuentra basada principalmente en un convertidor de potencia elevador unidireccional de CC/CC, de manera que sólo es posible extraer energía desde la FC hacia el Bus de CC. El módulo de potencia, detallado en la Figura 5.4, puede operar a frecuencias de

Tabla 5.1: Parámetros ajustados empíricamente para la FC Nexa de 1.2kW.

Parámetros de la FC	
N_{stack}	47
E_{nl}	0,87V
r_{ohm}	12,4mΩ
A_t	65,7mV
m	$4,44e^{-12}V$
n	$0,51\frac{1}{A}$
C_{dl}	4,9F

conmutación del orden de los 20kHz, a través de una llave semiconductor IGBT con una corriente máxima de 75A. Dada la relación del conversión del sistema:

$$u = \frac{v_{fc}}{v_{bus}} \quad (5.5)$$

y considerando una tensión de Bus de CC, v_{bus} , fija de 75V y un rango de variación útil de la tensión de la FC, v_{fc} , de 24V a 37V, la acción de control u , en estado estacionario, estará aproximadamente acotada sobre el rango de operación $u = \{0,3; 0,5\}$.

Adicionalmente, el sistema de acondicionamiento incluye un filtro pasa bajo de segundo orden ubicado a la salida de la pila de combustible. Este filtro ayuda a mitigar las componentes de alta frecuencia de la corriente del convertidor, producidas por la naturaleza conmutada del sistema. Se ha establecido en la literatura [5.24] que, tanto la amplitud como la frecuencia de dichas corrientes de rizado pueden afectar seriamente el normal funcionamiento de la FC, degradando principalmente a su vida útil. Sin embargo, como se analizó en el capítulo anterior, el diseño de esta etapa es crítico para asegurar un buen desempeño del sistema en su conjunto.

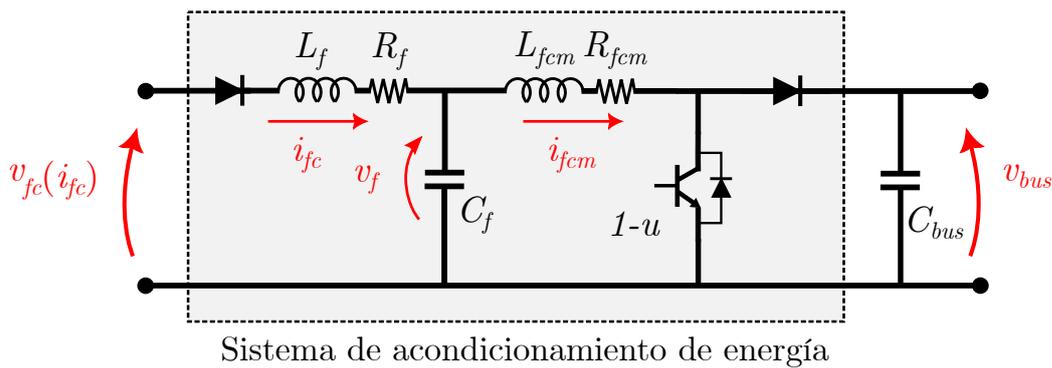


Figura 5.4: Estructura del sistema de acondicionamiento basado en convertidor elevador.

De esta manera, bajo consideración de que:

- Las pérdidas del circuito se encuentran concentradas en las pérdidas sobre las inductancias, considerando ideales las llaves semiconductoras (IGBT y diodo).

- La corriente del módulo i_{fcm} nunca alcanza un valor de cero, y
- La tensión del bus se regula perfectamente por un ESS a un valor constante v_{bus} , igual a $75V$,

el comportamiento promediado del sistema de acondicionamiento descrito puede ser representado mediante el sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} - v_f + v_{fc}(i_{fc}) \\ C_f \frac{dv_f}{dt} = i_{fc} - i_{fcm} \\ L_{fcm} \frac{di_{fcm}}{dt} = v_f - R_{fcm} i_{fcm} - v_{bus} u \end{cases} \quad (5.6)$$

donde los estados del sistema i_{fc} , v_f y i_{fcm} son los valores promedio de las variables eléctricas del convertidor. La variable de estado v_{fc} , correspondiente a la tensión sobre pila de combustible, incorpora la dinámica no lineal de primer orden descrita en (5.1). La acción de control u se asume una señal continua en el tiempo, que representa el ciclo de trabajo del convertidor elevador y toma valores en el intervalo $0 < u_{min} < u < 1$. Este modelo matemático permite describir la evolución promedio de los estados del sistema, sin tener en cuenta las componentes de muy alta frecuencia producidas por la operación normal de los dispositivos de conmutación de esta etapa.

Los parámetros del sistema de acondicionamiento de energía del módulo de pila de combustible se encuentran resumidos en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Parámetros del sistema de acondicionamiento del FCM.

Parámetros del sistema	
R_f	$5m\Omega$
L_f	$150\mu H$
C_f	$2,2mF$
R_{fcm}	$10m\Omega$
L_{fcm}	$190\mu H$
v_{bus}	$75V$
f_s	$20kHz$

5.3. Estrategia de control por modos deslizantes de segundo orden

A partir del modelo obtenido anteriormente, en esta sección se procede con el análisis y diseño del sistema de control por modos deslizantes de segundo orden. En primer lugar, se comienza por plantear la variable de deslizamiento para el seguimiento de una corriente de referencia, generada por un control supervisor externo (analizado con mayor detalle en el Capítulo 8). Considerando una tensión de Bus de CC constante, dicho seguimiento de corriente estará directamente vinculado a la potencia entregada por el módulo de FC bajo estudio.

Seguidamente, se presenta la estrategia de control por SOSM *Super-Twisting*, diseñada para llevar y mantener al sistema sobre la superficie de deslizamiento. Una vez desarrollado el controlador propuesto, se describe brevemente el procedimiento utilizado para la sintonización de los parámetros del controlador a partir de enfoque numérico. Por último, se realiza el estudio de la estabilidad de la dinámica de los ceros del sistema controlado, utilizando las herramientas desarrolladas y propuestas en el capítulo anterior.

5.3.1. Diseño de la variable de deslizamiento

El sistema de control del módulo de pila de combustible se encuentra diseñado para garantizar el suministro de corriente eléctrica del sistema de acondicionamiento al Bus de CC común (ver Figura 5.2). Este diseño se lleva a cabo mediante la definición de la referencia de seguimiento de corriente del FCM, $i_{fcm,r}$, establecida por un control supervisor de mayor jerarquía (no tratado en el presente capítulo).

A partir del modelo del FCM, descrito en la Sección 5.2 mediante las ecuaciones diferenciales (5.1)-(5.6), el mismo puede ser reescrito mediante su estructura afín al control, de la forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (5.7)$$

donde x es el vector de estados, definido como:

$$x = [v_{fc} \quad i_{fc} \quad v_f \quad i_{fcm}]'. \quad (5.8)$$

Empleando la teoría de modos deslizantes, el objetivo de control deseado se puede expresar entonces a través de la variable deslizante σ de la siguiente manera:

$$\sigma_{(x)} = i_{fcm,r} - i_{fcm}, \quad (5.9)$$

donde $i_{fcm,r}$ es la señal de referencia de corriente detallada anteriormente. Dicha referencia se encuentra pensada para seguir las variaciones lentas, o valores promedios, de la potencia demandada por la carga, por lo que en la práctica suele encontrarse limitada por la respuesta dinámica tanto de la FC como de la tensión del bus común.

De esta manera, el objetivo de control para el FCM será satisfecho diseñando un algoritmo por modos deslizantes de segundo orden que lleve y mantenga a la variable de deslizamiento, σ , y su primera derivada, $\dot{\sigma}$, en cero en un tiempo finito. Es decir, que las trayectorias del sistema controlado alcancen, en tiempo finito, y permanezcan, para todo tiempo futuro, sobre la superficie de deslizamiento de segundo orden:

$$\mathcal{S} = \{x \in R^4 : \sigma_{(x)} = \dot{\sigma}_{(x)} = 0\}. \quad (5.10)$$

La expresión de la primera derivada de σ , $\dot{\sigma}$, se puede obtener fácilmente combinando la variable deslizante σ , definida en (5.9), con la estructura afín al control

del FCM, descrita en (5.7), tomando la forma:

$$\dot{\sigma}(x) = \Phi(x) + \Gamma(x)u \quad (5.11)$$

con

$$\Phi(x) = \frac{R_{fcm}i_{fcm} - v_f}{L_{fcm}} \quad y \quad \Gamma(x) = \frac{v_{bus}}{L_{fcm}}. \quad (5.12)$$

Por lo tanto, continuando, la segunda derivada de la variable deslizante, $\ddot{\sigma}$, requerida para el diseño del SOSM, se calcula como:

$$\ddot{\sigma}(x,u) = \varphi(x,u) + \Gamma(x)\dot{u} = \Gamma(x) [\eta(x,u) + \dot{u}] \quad (5.13)$$

con

$$\varphi(x,u) = \dot{\Phi}(x) + \dot{\Gamma}(x)u \quad y \quad \eta(x,u) = \frac{\varphi(x,u)}{\Gamma(x)} \quad (5.14)$$

El procedimiento general para el diseño de los sistemas de control por modos deslizantes de segundo orden consiste entonces en acotar las funciones del sistema φ y Γ . Cabe destacar que, debido a que $v_{bus} > 0$ en el funcionamiento normal del FCM, la función del sistema Γ cumple con $\Gamma(x) \neq 0$. Esto garantiza que, durante todo el rango de operación del módulo, la acción de control u del FCM mantendrá un grado relativo uno con respecto a la variable deslizante σ .

5.3.2. Algoritmo SOSM *Super-Twisting*

Entre los diversos algoritmos por modos deslizantes de segundo orden existentes, el algoritmo *Super-Twisting* se destaca principalmente por su capacidad para manejar sistemas fuertemente no lineales sin requerir una medida de la primera derivada de la variable de deslizamiento, $\dot{\sigma}$. Esto, sumado a la reducción del *chattering* obtenida a través de su acción de control continua y su aplicación directa a sistemas de grado relativo uno, como el sistema bajo estudio, lo vuelve un excelente candidato para su aplicación en sistemas de potencia.

Por todo lo anterior, el sistema de control diseñado para llevar y mantener la operación del FCM sobre la superficie deslizante de segundo orden \mathcal{S} , descrita en (5.10), viene definido por el algoritmo *Super-Twisting*, de la forma:

$$u = -\alpha |\sigma(x)|^{1/2} \text{sign}(\sigma(x)) + \omega \quad (5.15)$$

$$\dot{\omega} = -\beta \text{sign}(\sigma(x)). \quad (5.16)$$

Como se desarrolló con mayor detalle en el Capítulo 3, para que el sistema controlado pueda asegurar las condiciones de alcance y permanencia sobre la superficie \mathcal{S} , las funciones del sistema Γ y φ , de (5.12) y (5.14), deben encontrarse acotadas por:

$$|\varphi(x,u)| \leq C \quad y \quad 0 < K_m \leq \Gamma(x) \leq K_M, \quad (5.17)$$

para todo el rango de operación deseado del módulo de potencia. Si estas cotas existen, entonces, los parámetros de controlador α y β , de valores constantes,

pueden seleccionarse para satisfacer las condiciones suficientes de estabilidad:

$$\beta > \frac{C}{K_m} \quad \text{y} \quad \alpha^2 > \frac{2}{K_m^2} \frac{(K_m\beta + C)^2}{(K_m\beta - C)}, \quad (5.18)$$

que garantizan la convergencia del algoritmo. De esta manera, bajo estas condiciones, el algoritmo de control definido en (5.15) llevará al sistema de potencia (5.1)-(5.6) a \mathcal{S} en tiempo finito y, una vez que la alcance, se mantendrá sobre dicha superficie para todo tiempo futuro.

Las constantes C , K_m y K_M , cotas del sistema controlado, se obtienen al considerar el peor caso para las perturbaciones e incertidumbres del sistema. De esta manera, en la implementación real del sistema de control, los parámetros α y β suelen ser sobredimensionados a fin de garantizar la estabilidad del sistema frente a posibles perturbaciones que, si bien pueden ser frecuentes, típicamente son esporádicas. Este diseño conservador, junto con las condiciones aún más conservadoras definidas en (5.18) y la presencia de dinámicas no modeladas, conduce a un aumento inevitable en el *chattering* resultante del sistema controlado. Por lo tanto, un buen diseño de los parámetros del controlador es sumamente clave para lograr los altos desempeños requeridos por el FCM.

5.3.3. Sintonización de los parámetros del controlador

A partir de las cotas definidas en (5.17), es posible encontrar los parámetros del controlador α y β que aseguren la convergencia y permanencia de las trayectorias del sistema sobre \mathcal{S} . Sin embargo, para poder garantizar la robustez del controlador diseñado frente a las variaciones del sistema, las constantes positivas C , K_m y K_M deben ser calculadas teniendo en cuenta las posibles incertidumbres y perturbaciones del sistema modelado. A lo largo del siguiente análisis, se ha considerado variaciones de $\pm 20\%$ en los parámetros del FCM y una variación de la tensión del bus común de $\pm 5\%$.

La expresión de φ se puede obtener a partir de (5.9)-(5.14), la cual resulta en una función dependiente de los estados del sistema, la tensión del bus y la acción de control u . Encontrar la cota de esta expresión de forma analítica suele ser un procedimiento arduo que conduce a valores de cotas muy conservadores. Por esta razón, a continuación, las constantes C , K_m y K_M se han obtenido utilizando un enfoque numérico.

Con el objetivo de ilustrar este procedimiento numérico, la Figura 5.5 muestra la evolución temporal de la función φ para diferentes puntos de operación. De esta manera, las trayectorias fueron generadas perturbando al sistema, a partir de diferentes puntos estáticos de operación del módulo, con una variación instantánea del $\pm 10\%$ en la corriente i_{fcm} . Como puede apreciarse en la figura, los valores de cota máxima de la función φ varían fuertemente según el punto de operación analizado, así como también la constante de tiempo y frecuencia de oscilación asociadas a la respuesta natural del sistema perturbado. En color rojo puede apreciarse la respuesta nominal del sistema, asumiendo valores en los parámetros y potencia de salida nominales.

Luego de exhaustivas pruebas y análisis por simulación, donde el sistema es evaluado en diferentes escenarios teniendo en cuenta las posibles variaciones de los parámetros mencionadas anteriormente, se determinan las cotas requeridas

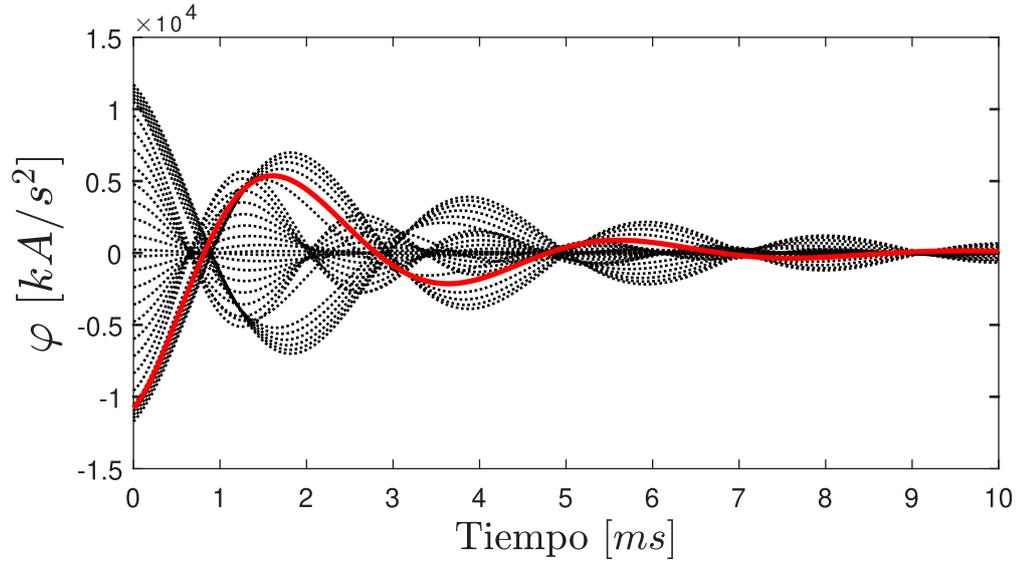


Figura 5.5: Evolución de φ frente a perturbaciones a lo largo de todo el rango de operación del sistema.

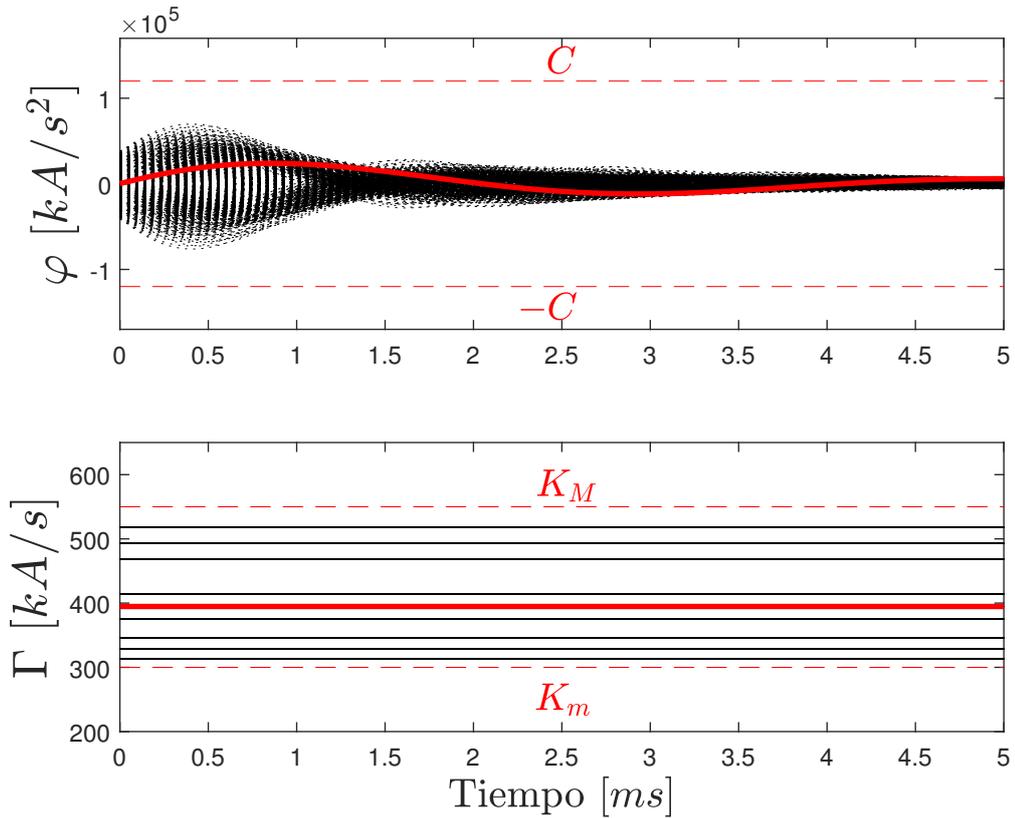


Figura 5.6: Cotas obtenidas para las funciones φ y Γ .

para φ y Γ . En la Figura 5.6 se muestran los resultados finales obtenidos para las constantes C , K_m y K_M , considerando, ahora si, las variaciones en los parámetros del sistema y tensión en el bus común. Cabe destacar que, en la práctica, aunque se encuentren obtenidas numéricamente, los parámetros del controlador α y β , establecidos por (5.18), deben ajustarse de forma iterativa y *online*, con el objetivo de alcanzar las características de robustez, desempeño y reducción del *chattering*

requeridas por la aplicación.

5.3.4. Estudio de estabilidad mediante diagrama de conductancia

Por último, para completar el diseño del controlador propuesto, es necesario asegurar el comportamiento estable del sistema controlado, cuando el mismo se encuentra operando sobre la superficie de deslizamiento \mathcal{S} . Esto se reduce a estudiar las propiedades de estabilidad de la dinámica de los ceros del sistema, establecida principalmente por la dinámica del filtro de segundo orden de entrada, como se estudió en detalle en el Capítulo 4.

Resumiendo lo analizado en el capítulo anterior, a continuación se utilizan los principales resultados obtenidos para el caso de aplicación del módulo de pila de combustible bajo estudio. Por lo tanto, según el punto de operación del sistema definido por la corriente y tensión de filtro de equilibrio (i_{fc}^0, v_f^0) , la condición de estabilidad para la dinámica de los ceros del sistema queda determinada por la relación de conductancias

$$G_0(v_f^0, v_f) < \min\{G_{fc}(v_f^0), G_{lc}(v_f^0)\} \quad (5.19)$$

donde la conductancia de salida G_0 es igual a

$$G_0(v_f^0, v_f) = \frac{i_f(v_f) - i_f(v_f^0)}{v_f^0 - v_f} \quad (5.20)$$

y las conductancias de pila de combustible G_{fc} y del filtro G_{lc} , respectivamente, son

$$G_{fc}(v_f^0) = \frac{1}{R(v_f^0)} \quad \text{y} \quad G_{lc}(v_f^0) = \frac{C_f}{L_f} R(v_f^0). \quad (5.21)$$

De igual manera a lo realizado previamente, la condición de estabilidad local (5.19) permite la construcción del diagrama de conductancias en función de la tensión sobre el capacitor v_f , teniendo en cuenta diferentes puntos de operación (es decir, diferentes valores de potencia entregada por el filtro P_f). Siguiendo el procedimiento establecido en el Capítulo 4, la Figura 5.7 muestra una representación gráfica de esta condición para el caso de estudio de la FC Nexa de 1.2kW.

La Región de Estabilidad (área blanca) está delimitada por las conductancias de pila de combustible G_{fc} y del filtro G_{lc} . Cabe destacar que, con el propósito de contemplar las variaciones paramétricas, se ha considerado un margen seguro del 20 % para ambas funciones G_{lc} y G_{fc} (los valores extremos de ambas curvas se muestran en rojo y azul punteado, respectivamente). Como puede apreciarse en la figura, la conductancia de salida en estado estacionario, $G_0(x_2^0, x_2^0)$, permanece dentro de esta región, estableciendo un rango seguro de variación de v_f . De esta manera, la condición se cumple para todos los puntos de operación del módulo de pila de combustible, garantizando así el comportamiento estable del sistema.

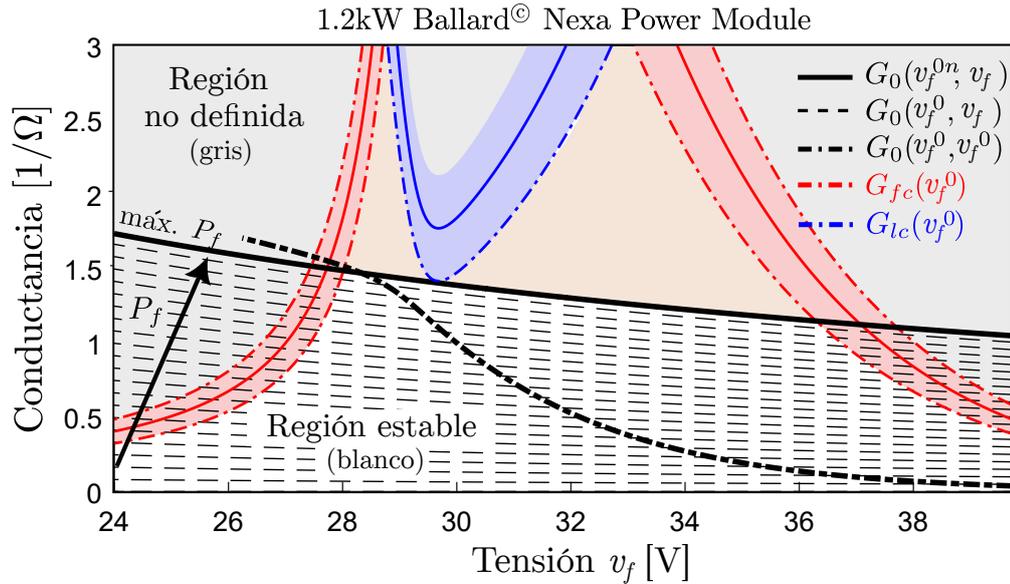


Figura 5.7: Diagrama de conductancia para la FC Nexa de 1.2kW.

5.4. Validación por simulación

A continuación se presentan los principales resultados obtenidos durante la validación por simulación del sistema de control por SOSM-STA propuesto. Con el objetivo de evaluar la robustez del controlador desarrollado en situaciones reales de operación, todas las pruebas son realizadas con un modelo del FCM de mayor orden incorporando dinámica no modelada, incertidumbre y perturbaciones en el sistema. En este aspecto, principalmente, se asume una dinámica de primer orden en los sensores de medida para las variables controladas, incorporando a su vez ruido de medida. Esto permitirá comparar, más adelante en el Capítulo 7, los resultados obtenidos por simulación con los adquiridos de forma experimental para condiciones similares de operación. El sistema completo empleado en los ensayos se muestra en la Figura 5.8.

Por otro lado, el rechazo a perturbaciones del sistema de control es evaluado asumiendo una perturbación externa del tipo sinusoidal de $5Hz$ en la tensión del bus común, con variaciones de $\pm 2,5\%$ a partir del segundo 120 (ver Figura 5.9).

La validación por simulación se realizará en dos etapas. En primer lugar, el desempeño del SOSM-STA es comparado con la estrategia de control por modos deslizantes de primer orden (FO-SMC), para el seguimiento de la referencia impuesta. Posteriormente, se realizará un análisis sobre la robustez obtenida por el sistema de control, dando algunos lineamientos que infieran el camino a seguir para la mejora de la propuesta.

Ambos ensayos son realizados asumiendo la operación del sistema bajo una demanda de potencia P_L fuertemente variable, definida por el perfil de conducción normalizado de un vehículo eléctrico. Dicho perfil de demanda fue generado a partir del ciclo de conducción urbana IM240 de la EPA [5.25]. Como se discutió anteriormente, el objetivo de control del FCM es diseñado para garantizar solamente el valor medio requerido por la carga. Por lo tanto, considerando una tensión de bus constante, para los siguientes ensayos iniciales el perfil de potencia es visto como un seguimiento de la corriente de referencia mostrada en la Figu-

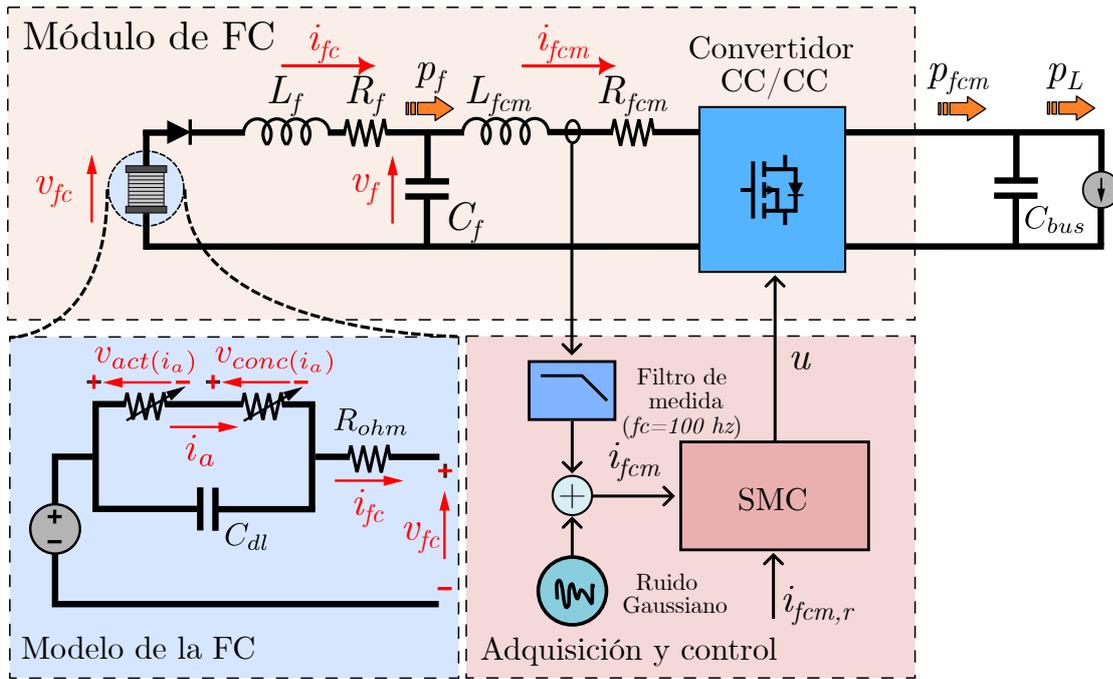
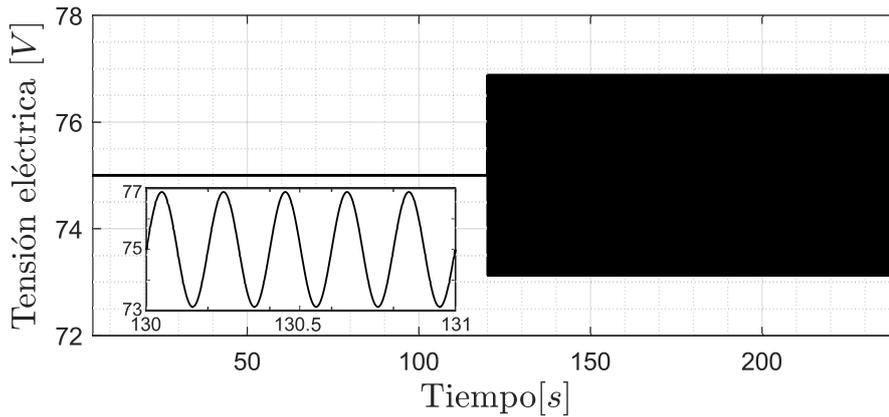


Figura 5.8: Modelo de mayor orden empleado en los ensayos por simulación


 Figura 5.9: Respuesta en el tiempo de la tensión de bus común v_{bus} con perturbación externa.

ra 5.10. Más adelante, en el Capítulo 8, analizaremos en detalle la generación de dicha referencia cuando estudiemos el sistema híbrido completo.

5.4.1. Primer ensayo: Seguimiento de referencia

El controlador auxiliar FO-SMC es diseñado de acuerdo a los niveles de incertidumbres y perturbaciones consideradas para la sintonización del SOSM-STA (ver Sección 5.3.3). Debido a los importantes niveles de *chattering* producidos por esta estrategia de primer orden, se ha optado por emplear una estructura de dos términos. De esta manera, al término conmutado del FO-SMC se le ha incorporado una acción de polarización, u_{pol} , de la forma:

$$u = u_{pol} + k_{smc} \text{sign}(\sigma(x)) \quad (5.22)$$

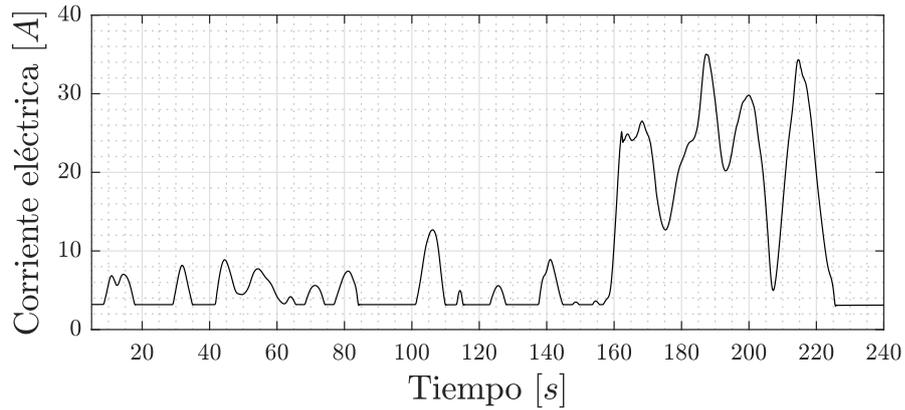


Figura 5.10: Perfil de referencia $i_{fcm,r}$ generado a partir del ciclo urbano de conducción IM240 de la EPA.

Es importante destacar que, debido al amplio rango de operación del sistema, la constante k_{smc} debe ser diseñada para cumplir con la condición de existencia de modos deslizantes (ver Capítulo 3) en toda la región de funcionamiento del FCM. Para mejorar el desempeño de esta propuesta, es imprescindible incluir una acción de polarización variable (similar a una acción *feedforward*) dependiente de la curva de polarización de la FC. Sin embargo, esto implicaría añadir al sistema de control nuevas variables de medida, como la tensión y corriente de la FC, incrementando de forma importante la complejidad del mismo.

Tabla 5.3: Parámetros del sistema de control

Parámetros	
SOSM-STA	
β	0,2
α	0,017
FO-SMC	
u_{pol}	0,445
k_{smc}	0,075

Los parámetros del sistema de control empleados en los ensayos, tanto del FO-SMC como del sistema por SOSM-STA propuesto, son detallados en la Tabla 5.3. En la Figura 5.11 se muestra la respuesta temporal de los dos sistemas de control diseñados usando estrategias por modos deslizantes. Como se puede apreciar, ambos controladores logran un seguimiento robusto de la corriente de referencia del FCM, $i_{fcm,r}$, a pesar de las fuertes variaciones de la demanda de carga y perturbaciones en la tensión del bus común. Sin embargo, el control por SOSM-STA logra una muy importante reducción del *chattering* resultante, lo que conduce en términos generales a un significativo incremento en el desempeño del lazo de control.

La evolución de la variable de deslizamiento σ se presenta en la Figura 5.12, cuando el sistema ya ha alcanzado la superficie de deslizamiento \mathcal{S} . La figura

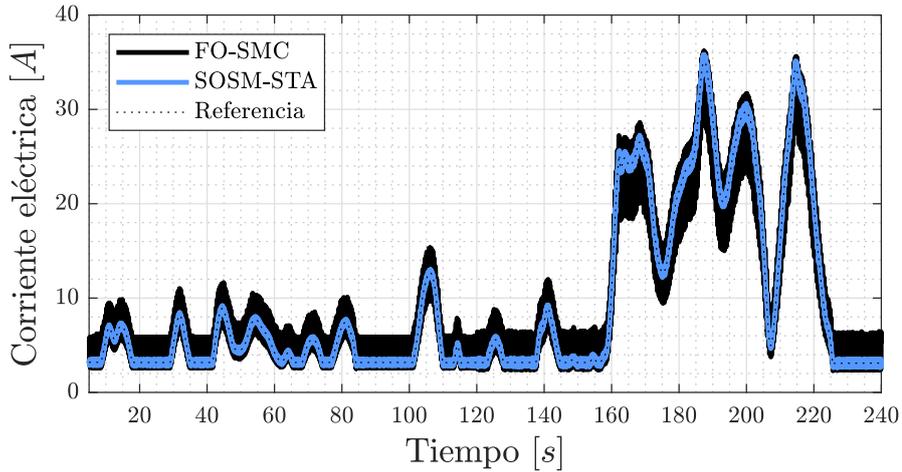


Figura 5.11: Seguimiento del sistema de control a la referencia de corriente del FCM $i_{fc,m,r}$.

muestra como, una vez que las trayectorias son llevadas a \mathcal{S} mediante el controlador SOSM-STA propuesto, el sistema controlado nunca abandona la superficie de deslizamiento, asegurando su permanencia robusta y, por lo tanto, garantizando el seguimiento de la referencia de corriente $i_{fc,m,r}$. Por otro lado, al igual que en la figura anterior, puede apreciarse de forma directa la reducción del *chattering* lograda por la propuesta. Esta disminución se mantiene aún frente a la presencia de perturbaciones en el bus común, que afectan al sistema desde el segundo 120 (ver Figura 5.9). Esta característica no solo mejora el desempeño general del sistema, sino que incrementa enormemente la eficiencia energética del mismo, disminuyendo principalmente las pérdidas eléctricas.

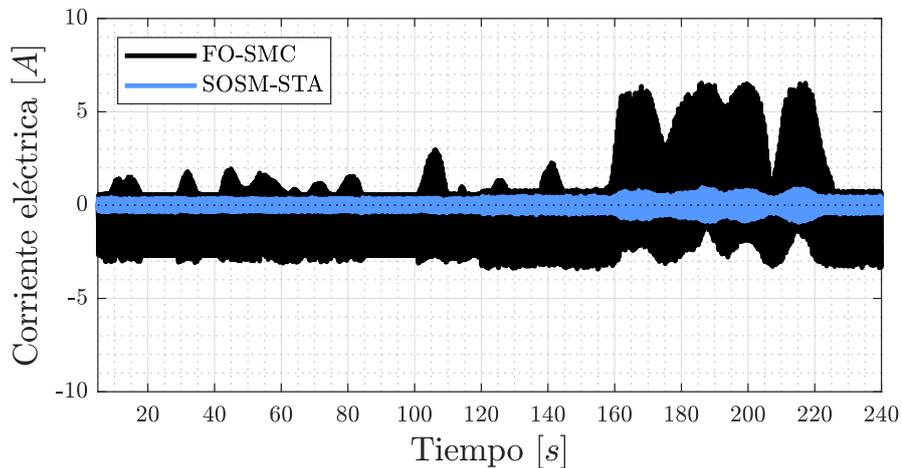


Figura 5.12: Respuesta en el tiempo de la variable de deslizamiento σ y $\dot{\sigma}$.

Las acciones de control de ambos controladores puede apreciarse en la Figura 5.13. Como se observa en la figura, el algoritmo por FO-SMC se encuentra naturalmente limitado a actuar únicamente entre dos valores u^+ y u^- , que cumplen con la condición de existencia de SM. Si bien esta forma de operación permite obtener excelentes características de robustez, este salto abrupto entre ambos valores trae como consecuencia un incremento importante en el esfuerzo de control del sistema.

Esto repercute inevitablemente en un aumento en el *chattering* resultante del sistema, dificultando usualmente su implementación práctica en el sistema real. Sin embargo, el algoritmo *Super-Twisting* propuesto, principalmente debido a su señal de control continua, logra reducir en gran medida este fenómeno manteniendo las propiedades de robustez del control por SM convencional.

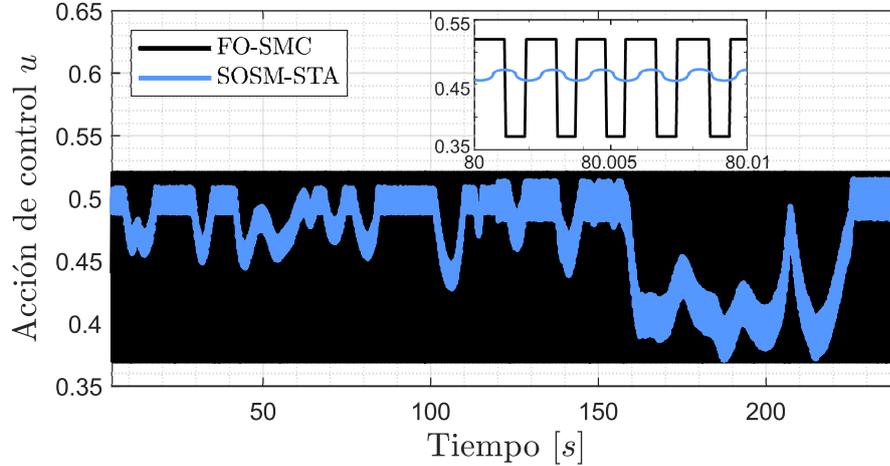


Figura 5.13: Esfuerzo de control de los algoritmos por SM de primer y segundo orden.

Por último, la Figura 5.14 muestra la respuesta temporal de la dinámica cero del sistema, definida por i_{fc} y v_f , para el sistema de control por SOSM-STA. En la figura puede notarse como, aún frente a la presencia de importantes variaciones en la tensión de la FC, el sistema permanece en todo momento dentro de los límites de estabilidad establecidos. Dicha región de estabilidad, calculada mediante el análisis descrito en la Sección 5.3.4, define límites superiores e inferiores para las variaciones de la tensión del filtro de entrada v_f . Como se observa, a medida que la corriente del sistema se ve incrementada, el rango de variación admisible para la tensión se reduce considerablemente. Sin embargo, el sistema controlado logra permanecer dentro de la región estable para todo el rango de operación, garantizando así el funcionamiento seguro del FCM.

5.4.2. Segundo ensayo: Robustez del controlador

En la Sección 5.3.3 se discutieron las principales consideraciones para un buen diseño y sintonización de los parámetros del algoritmo *Super-Twisting* propuesto. Esta sintonización es crítica en la etapa de diseño si se desea obtener un buen balance entre desempeño, estabilidad y *chattering* del sistema a controlar. Sin embargo, en aplicaciones con un amplio rango de operación, como en los sistemas de potencia basados en FCs, obtener una buena combinación de valores de α y β no suele ser una tarea sencilla, sobre todo si se considera el sistema expuesto a perturbaciones esporádicas externas.

Aumentar de forma desmedida los parámetros del controlador para lograr un buen rechazo a perturbaciones, trae emparentado un incremento importante en los niveles de *chattering*, haciéndolo usualmente inviable para su implementación experimental. No obstante, por el contrario, disminuir los mismos de forma desproporcionada, con la idea de minimizar el esfuerzo de control, y por ende las

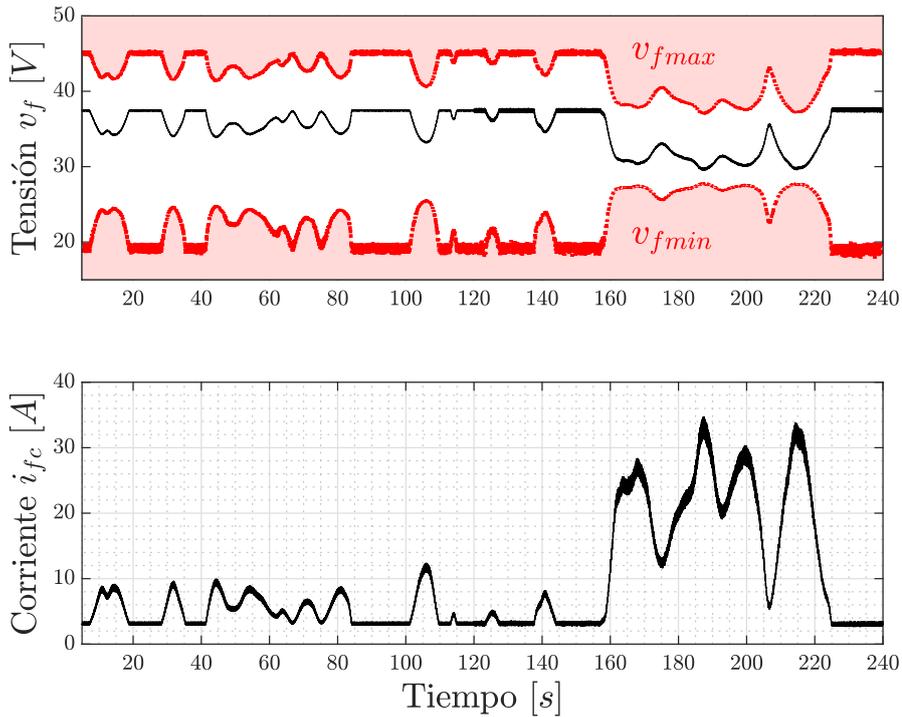


Figura 5.14: Respuesta estable de los estados de la dinámica cero v_f e i_f .

oscilaciones del sistema, puede implicar condiciones de operación peligrosas o, peor aún, inestables.

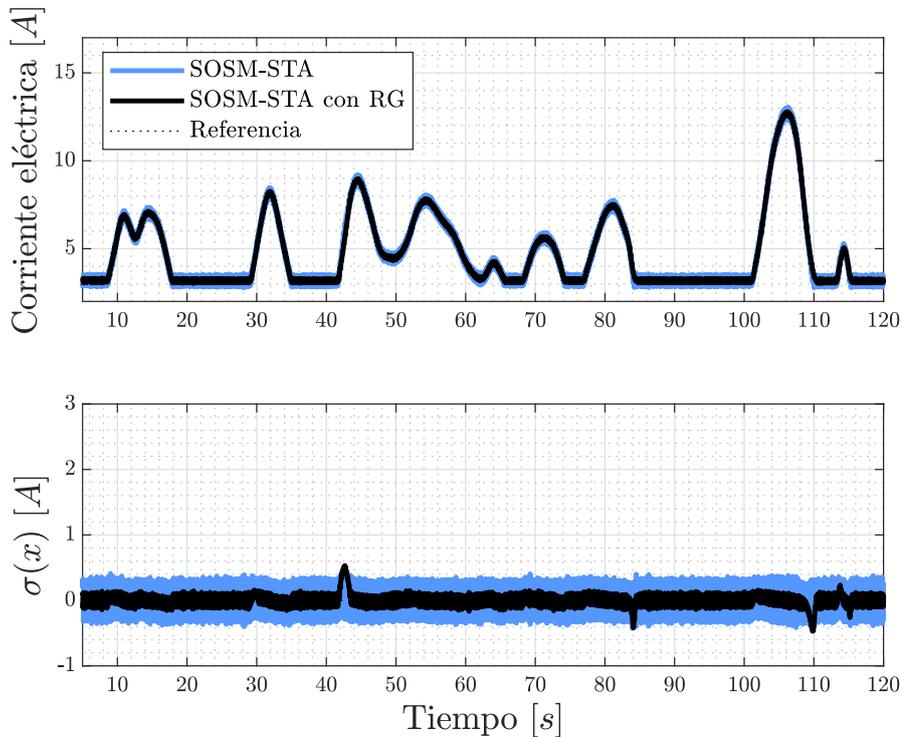


Figura 5.15: Comparación de sistemas de control por SOSM-STA para diferentes sintonizaciones.

Lo anterior queda en evidencia cuando se utiliza una sintonización que no cum-

ple con las condiciones de estabilidad impuestas por el algoritmo para todo el rango de operación del FCM. En la Figura 5.15 se muestra los resultados del seguimiento de la referencia de corriente $i_{fc,r}$ (en el intervalo de tiempo de 0 a 120s.), para el mismo algoritmo por SOSM-STA pero con ganancias reducidas. Como puede apreciarse, durante el intervalo inicial del ensayo, la nueva sintonización con reducción de ganancias (RG) logra una significativa disminución del *chattering* del controlador, aproximadamente del 50%. Si bien existe un leve apartamiento de la superficie de deslizamiento \mathcal{S} , el desempeño general del algoritmo comparado a las ganancias originales parece ser más que aceptable.

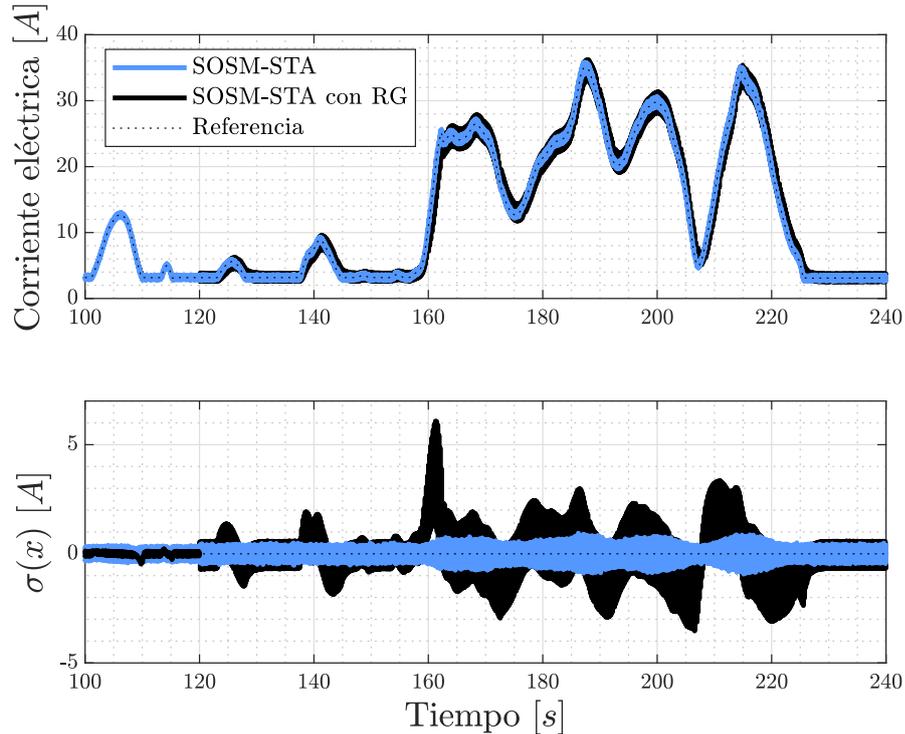


Figura 5.16: Deterioro en las características de robustez del SOSM-STA para ganancias reducidas.

Sin embargo, durante el segundo tramo del ensayo (ver Figura 5.16), caracterizado principalmente por fuertes variaciones en la potencia de carga y presencia de perturbaciones externas en el bus común, las deficiencias de esta sintonización quedan en evidencia. Los nuevos parámetros del algoritmo no tienen suficiente esfuerzo de control para poder rechazar las perturbaciones del sistema bajo estas nuevas condiciones, y el error en el seguimiento de la corriente toma valores peligrosos. En resumidas cuentas, con este conjunto de parámetros reducidas las características de robustez se ven seriamente comprometidas y la estabilidad del sistema no puede ser garantizada.

5.5. Resumen

En el transcurso del presente capítulo se abordaron las diferentes etapas referidas al diseño de controladores por modos deslizantes, aplicado a un módulo de potencia alimentado por pilas de combustible. En primer lugar, se desarrollaron

las expresiones matemáticas que modelan la dinámica principal del sistema bajo estudio. Una vez planteado las ecuaciones del sistema, se procedió con el diseño de un controlador basado en SM de segundo orden, utilizando un algoritmo *Super-Twisting*. El diseño del sistema de control se concluyó con la sintonización de los parámetros del algoritmo, y la demostración de la estabilidad del sistema mediante diagramas de conductancia.

Una vez finalizada la etapa de diseño, el sistema de control propuesto fue evaluado intensamente por simulación. Los principales resultados obtenidos fueron condensados en dos importantes ensayos. El primero de ellos estuvo orientado a evaluar la potencialidad del algoritmo *Super-Twisting* diseñado, frente a condiciones de carga fuertemente variables. El controlador de segundo orden propuesto logró obtener excelentes resultados en términos de seguimiento, robustez y reducción de *chattering*. En este aspecto, el algoritmo *Super-Twisting* presentó un desempeño notablemente superior a su predecesor, el control por modos deslizantes de primer orden.

El segundo ensayo tuvo como principal objetivo abordar una de las cuestiones fundamentales relacionadas a la sintonización del algoritmo. El sistema de control propuesto se comparó con una versión desmejorada del mismo, que proponía una reducción en los parámetros del controlador. Los resultados mostraron como, frente a un bajo nivel de variación de carga, el algoritmo con ganancias reducidas lograba un excelente desempeño en términos de reducción de *chattering*. Sin embargo, frente a la aparición de grandes variaciones en el sistema, el comportamiento de la nueva sintonización ponía en peligro el funcionamiento del módulo de potencia.

Los resultados obtenidos a lo largo de este capítulo dejan en evidencia que la mayor desventaja del algoritmo propuesto reside en su etapa de sintonización. En lo que resta de la tesis, la principal motivación estará enfocada en buscar nuevas soluciones que permitan obtener el mejor balance entre reducción de *chattering* y robustez.

5.6. Referencias del capítulo

- [5.1] Y. Wang, K. Chen, J. Mishler, S. Chan Cho, and X. Cordobes Adroher. A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: Technology, applications, and needs on fundamental research. *Applied Energy*, 88(4):981–1007, apr 2011.
- [5.2] Vipin Das, Sanjeevikumar Padmanaban, Karthikeyan Venkitesamy, Rajasekar Selvamuthukumar, Frede Blaabjerg, and Pierluigi Siano. Recent advances and challenges of fuel cell based power system architectures and control – A review. *RSER*, 73:10 – 18, 2017.
- [5.3] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat. Analysis of Supercapacitor as Second Source Based on Fuel Cell Power Generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1):247–255, mar 2009.
- [5.4] Amin Hajizadeh, Masoud Aliakbar Golkar, and Ali Feliachi. Voltage Control and Active Power Management of Hybrid Fuel-Cell/Energy-Storage Power Conversion System Under Unbalanced Voltage Sag Conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(4):1195–1208, dec 2010.

- [5.5] Alireza Tashakori Abkenar, Ali Nazari, Shantha D. Gamini Jayasinghe, Ajay Kapoor, and Michael Negnevitsky. Fuel Cell Power Management Using Genetic Expression Programming in All-Electric Ships. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(2):779–787, jun 2017.
- [5.6] Mohamed Derbeli, Oscar Barambones, Jose Antonio Ramos-Hernanz, and Lassaad Sbita. Real-time implementation of a super twisting algorithm for pem fuel cell power system. *Energies*, 12(9), 2019.
- [5.7] O. Kraa and H. Ghodbane and R.Saadi and M.Y. Ayad and M. Becherif and A. Aboubou and M. Bahri. Energy Management of Fuel Cell/ Supercapacitor Hybrid Source Based on Linear and Sliding Mode Control. *Energy Procedia*, 74:1258 – 1264, 2015. The International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability –TMREES15.
- [5.8] C. Kunusch, P. Puleston, and M. Mayosky. *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*. Springer London, 2012.
- [5.9] S. Singh, D. Fulwani, and V. Kumar. Robust sliding-mode control of dc/dc boost converter feeding a constant power load. *IET Power Electronics*, 8(7):1230–1237, 2015.
- [5.10] Mahdi Mosayebi, Seyed Mohammad Sadeghzadeh, Meysam Gheisarnejad, and Mohammad Hassan Khooban. Intelligent and fast model-free sliding mode control for shipboard DC microgrids. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 7(3):1662–1671, sep 2021.
- [5.11] V. Kalvinathan and S. Chitra. Power optimization in hybrid renewable energy standalone system using SMC-ANFIS. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 22(3):69–78, 2022.
- [5.12] Jeronimo J. Moré, Paul F. Puleston, Cristian Kunusch, and Miguel Allue Fantova. Development and Implementation of a Supervisor Strategy and Sliding Mode Control Setup for Fuel-Cell-Based Hybrid Generation Systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(1):218–225, mar 2015.
- [5.13] Vadim Utkin, Alex Poznyak, Yury Orlov, and Andrey Polyakov. *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer, 2020.
- [5.14] L. Fridman, J.A. Moreno, B. Bandyopadhyay, S. Kamal, and A. Chalanga. *Continuous Nested Algorithms : The Fifth Generation of Sliding Mode Controllers* , chapter 1. Springer International Publishing, 2015.
- [5.15] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E. Usai. Performance analysis of second-order sliding-mode control systems with fast actuators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(6):1053–1059, 2007.
- [5.16] Martin Steinberger, Martin Horn, and Leonid Fridman, editors. *Variable-Structure Systems and Sliding-Mode Control*. Springer International Publishing, 2020.

- [5.17] Shihua Li and Xinghuo Yu and Leonid Fridman and Zhihong Man and Xiangyu Wang, editor. *Advances in Variable Structure Systems and Sliding Mode Control—Theory and Applications*. Springer International Publishing, 2018.
- [5.18] Ghazi A. Ghazi, Essam A. Al-Ammar, Hany M. Hasanien, Wonsuk Ko, Seongkwan Mark Lee, Rania A. Turkey, Marcos Tostado-Véliz, and Francisco Jurado. Circle search algorithm-based super twisting sliding mode control for mppt of different commercial pv modules. *IEEE Access*, 12:33109–33128, 2024.
- [5.19] Albert Poulouze and Ramesh Kumar P. Super-twisting algorithm based load frequency control of a two area interconnected power system. In *2019 20th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP)*. IEEE, December 2019.
- [5.20] C. Evangelista, P. Puleston, F. Valenciaga, and L. M. Fridman. Lyapunov-designed super-twisting sliding mode control for wind energy conversion optimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(2):538–545, February 2013.
- [5.21] Ballard Power System, Inc. Nexa™ Power Module User’s Manual - MAN5100078. Technical report, Ballard, 2003.
- [5.22] J. Anderson, J. Moré, and P. Puleston. Design and stability analysis of a super-twisting controller for a ps-fbc-based fuel cell module. *Advanced Control for Applications*, 1(1), 2019.
- [5.23] J. Larminie and A. Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. Wiley, 2nd edition, 2003.
- [5.24] Jonghoon Kim, Minho Jang, Junseok Choe, Do Young Kim, Yongsug Tak, and Bo H. Cho. An Experimental Analysis of the Ripple Current Applied Variable Frequency Characteristic in a Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell. *Journal of Power Electronics*, 11:82–89, 2011.
- [5.25] U.S. Environmental Protection Agency. <https://www.epa.gov/>.

Capítulo 6

Adaptación de ganancias para algoritmo *Super-Twisting*

A pesar de que la estrategia de control por SOSM *Super-Twisting* se ha reafirmado como una sólida alternativa para la reducción del *chattering*, su adecuado diseño y sintonización siguen siendo hasta el día de hoy un importante desafío. Si bien la implementación del controlador suele ser relativamente simple y de bajo costo computacional, su etapa de diseño no se encuentra exenta de inconvenientes. Particularmente, en la práctica, la sintonización de los parámetros del algoritmo es crucial para garantizar un adecuado rechazo a perturbaciones, aún cuando las mismas sean sólo ocasionales o poco frecuentes. De no elegirse los parámetros de forma adecuada, la estabilidad y operación segura del sistema controlado pueden verse severamente comprometidas. No obstante, este diseño de carácter conservador tiende a mermar el desempeño del sistema en condiciones de baja o nula variaciones externas, afectando principalmente la reducción del *chattering*.

Motivado por lo anterior, en este capítulo se presenta el análisis de estabilidad y validación de un nuevo algoritmo de control por SOSM *Super-Twisting* con adaptación de ganancias. El algoritmo propuesto, basado en el enfoque de adaptación por conmutación por tiempo (o *Switched-time*, en inglés) [6.1], tiene como principal objetivo mejorar el desempeño del sistema controlado, conservando las características de robustez y convergencia en tiempo finito del STA convencional. Posteriormente, el sistema de control desarrollado es evaluado intensamente por simulación, llevándose a cabo diferentes ensayos con aplicación en módulos de potencia. Los resultados obtenidos muestran una importante mejora con respecto al *chattering* y características similares de robustez en comparación con el algoritmo *Super-Twisting* tradicional.

6.1. La reducción del *chattering*: Una revisión de las estrategias actuales

Desde hace décadas, el control por modos deslizantes ha surgido como una importante estrategia para el estudio y diseño de controladores robustos frente a variaciones y perturbaciones externas del sistema. Sin embargo, su implementación práctica por medio de acciones de control discontinuas ha generado ciertos inconvenientes, siendo las oscilaciones de alta frecuencia, comúnmente llamadas

chattering, una de las más perjudiciales [6.2]. Dichas oscilaciones son causadas principalmente por la presencia de dinámicas no modeladas y limitaciones en los actuadores y sensores de los sistemas a controlar. Por este motivo, en los últimos años, diferentes estrategias de control por SM han sido propuestas especialmente enfocados en su reducción, permitiendo mantener las características de robustez y convergencia en tiempo finito [6.3, 6.4] del SM de primera generación.

A continuación se realiza una revisión de las principales estrategias empleadas en la práctica para la reducción del *chattering*. Las diferentes estrategias disponibles pueden dividirse principalmente en dos grandes grupos. Aquellas destinadas a mejorar el algoritmo de control por SM de primer orden y aquellas basadas en el uso de algoritmos de control por modos deslizantes de segundo orden.

6.1.1. Estrategias para SM de primer orden

Con respecto al control por modos deslizantes de primer orden, se han desarrollado diferentes enfoques desde sus inicios con el objetivo de minimizar o reducir el fenómeno conocido como *chattering* en el sistema. Estos enfoques, también llamados estrategias de control SM continuo (o CSMC, por sus siglas en inglés), tienen como objetivo principal suavizar la acción de control generada por el SM clásico en condiciones de cercanía a la superficie de deslizamiento, \mathcal{S} .

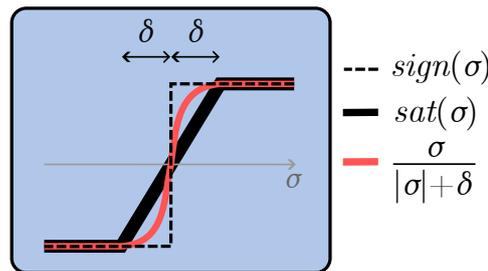
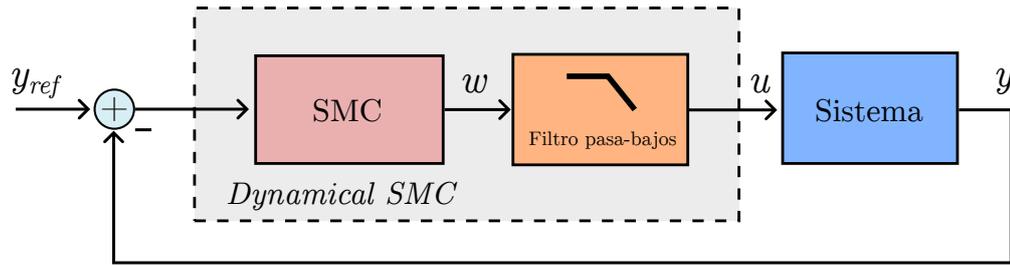


Figura 6.1: Aproximación de la función signo por método de Región límite o *Boundary layer*.

Una de las estrategias desarrolladas para abordar esta problemática es el llamado método de la Región límite (o *Boundary layer*, en inglés), propuesto originalmente por Slotine en [6.5]. Este método consiste en aproximar la función discontinua $sign(\sigma)$ por una función suave, similar a una función de saturación de alta ganancia, cuando la variable de deslizamiento se encuentra dentro de una determinada banda de operación (ver Figura 6.1). Sin embargo, este método no asegura convergencia ideal a la superficie de deslizamiento y, por lo tanto, es posible que existan errores de estado estacionario acotados por la banda. Más aún, dentro de la región establecida alrededor de la superficie, las características de robustez del SM no pueden ser aseguradas. No obstante, la banda de aproximación utilizada puede diseñarse arbitrariamente pequeña, tendiendo en el límite a alcanzar el modos deslizantes ideal. Diversos enfoques similares, utilizando otras funciones suaves, han sido propuestos en la literatura [6.6] pero sin obtener diferencias significativas en la práctica [6.7].

Otro de los métodos más utilizados en la literatura es el control por SM dinámico (también conocido como *Dynamical SMC*, por su nombre en inglés)[6.8]. Este enfoque consiste en anteponer una acción integral o filtro pasa-bajos entre

Figura 6.2: Lazo de control por SM dinámico o *Dynamical SMC*

la salida del controlador y el actuador u , tal como se ilustra en la Figura 6.2. De esta forma, las acciones discontinuas propias del control por modos deslizantes actúan únicamente sobre la señal w , produciendo una señal continua sobre el actuador u [6.9]. Esta característica permite reducir significativamente o incluso eliminar por completo el efecto del *chattering* en la salida, garantizando así un error de estado estacionario nulo. Sin embargo, al aumentar el grado relativo de la variable de deslizamiento, la respuesta dinámica del sistema controlado puede verse considerablemente deteriorada.

Por otro lado, se han propuesto diferentes estrategias de adaptación de ganancias a lo largo de los años para el FO-SMC [6.10]. Estos mecanismos se basan en la idea de que la amplitud del *chattering* depende directamente del esfuerzo de control [6.11]. Bajo este principio, diversos mecanismos de adaptación se han desarrollado para reducir las ganancias del controlador cuando el sistema se encuentra operando cerca de la superficie de deslizamiento. Sin embargo, reducir los parámetros del control por SM implica también desmejorar las características de robustez del sistema controlado, así como su respuesta transitoria. Por lo tanto, existe un balance de compromiso entre el desempeño del controlador y la reducción del *chattering* posible.

Otra de las estrategias más difundidas es el diseño de estimadores para las perturbaciones del sistema. La idea general detrás de este enfoque consiste en emplear al estimador para compensar las variaciones externas del sistema, mientras que el controlador por SM sólo debe aportar el esfuerzo de control suficiente para lidiar con el error de estimación [6.12, 6.13]. Sin embargo, la complejidad añadida por estas estrategias requieren el rediseño completo del sistema de control para incluir al estimador.

Para finalizar, cabe destacar que actualmente existen varios enfoques adicionales, que integran diferentes herramientas por fuera del control por SM, para ayudar con el problema de la reducción del *chattering*. De los más destacados, pueden mencionarse las estrategias basadas en Lógica Difusa (*Fuzzy Logic* en inglés) [6.14, 6.15] y Redes Neuronales (*Neuronal-Network*) [6.16], así como otras estrategias *offline* que buscan optimizar el valor de los parámetros del controlador por medio del uso de poder de cómputo.

6.1.2. Estrategias para SM de segundo orden

Dejando de lado las estrategias aplicables al control por SM de primera generación, el enfoque más popular en la actualidad para la reducción del *chattering* son las técnicas de control por modos deslizantes de segundo orden [6.17, 6.18]. En par-

ticular, los sistemas de control basados en SOSM han sido ampliamente aceptados para su implementación en sistemas de potencia, ya que conservan las características de robustez y convergencia de tiempo finito en SM tradicional, logrando una mejora significativa con respecto al fenómeno de *chattering* [6.19] (ver Figura 6.3). Como se analizó en el Capítulo 3, de entre las topologías más empleadas pueden nombrarse a los algoritmos de control por SOSM *Suboptimal* (SOSM-SOA) [6.19], *Terminal, Twisting* (SOSM-TA) y *Super-Twisting* [6.20], siendo este último el único directamente aplicable a sistemas de grado relativo uno.

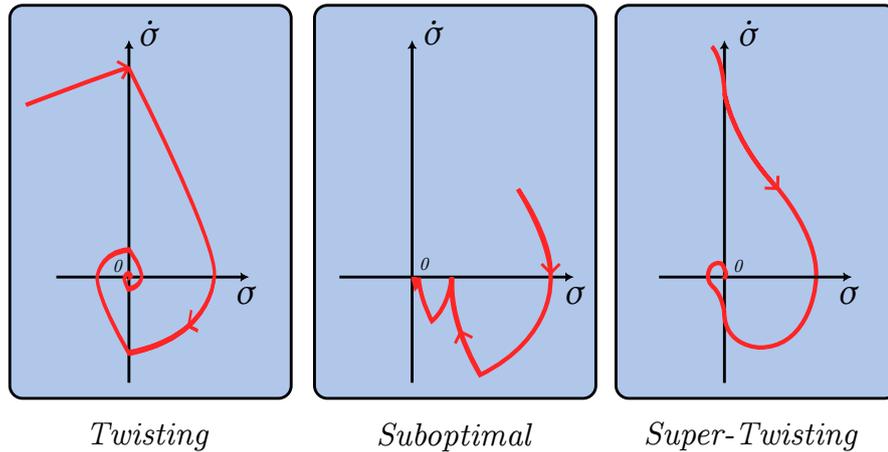


Figura 6.3: Convergencia suave de los principales algoritmos SM de segundo orden.

Todos ellos han sido evaluado experimentalmente para el control de sistemas de potencia con muy buenos resultados. El algoritmo por SOSM *Suboptimal* fue utilizado en [6.21] para la limitación de la corriente de encendido en un convertidor elevador-reductor. Por su parte, en [6.22] se implementa un algoritmo SOSM *Terminal* para la regulación de la tensión de salida de un convertidor elevador, verificando la robustez del sistema controlado frente a variaciones en la tensión de entrada y carga. En [6.23] se presenta el diseño y validación experimental de un algoritmo *Twisting* para el control de un convertidor de potencia del tipo reductor. En este trabajo, los autores comparan los resultados obtenidos, en términos de tiempos de convergencia y *chattering*, con diferentes controles por SM de primer orden. Por último, en [6.24] se presenta la evaluación experimental y por simulación de un algoritmo *Super-Twisting* para el control de un convertidor reductor operando bajo condiciones de carga de potencia constante.

Sin embargo, como se discutió anteriormente, el mayor desafío de las técnicas de control por SOSM reside en su etapa de diseño. Con el objetivo de garantizar la operación estable en todo el rango de operación y frente a todas las posibles variaciones y perturbaciones del sistema, los parámetros del controlador suelen ser seleccionados con valores elevados. Más aún, a causa de las condiciones de estabilidad conservadoras definidas en la literatura, las ganancias del control suelen sobrestimarse en gran medida, obteniendo usualmente valores no practicable para su implementación experimental. Esto, sumado a la frecuencia de conmutación finita de los convertidores de potencia y dinámicas no modeladas, conlleva inevitablemente a un aumento del *chattering* resultante en el sistema controlado.

En la actualidad, los algoritmos por SOSM que incorporan mecanismos de adaptación de ganancias han sido desarrollados y estudiados ampliamente. Estas

estructuras de control permiten preservar las características de robustez del control por SOSM, garantizando la estabilidad del sistema controlado frente a posibles perturbaciones, mientras que logran a su vez una reducción del *chattering* mediante un ajuste en tiempo real de los parámetros del controlador. En este aspecto, pueden identificarse dos grandes categorías; las estrategias basadas en conmutación por amplitud de la variable de deslizamiento (o estrategias por *Switched-amplitude*) y los mecanismos de adaptación basados en conmutación por tiempo (o estrategias por *Switched-time*).

6.1.2.1. Adaptación basada en *Switched-amplitude*

Las estrategias de adaptación de ganancias más difundidas en la actualidad para SOSM corresponden a los mecanismos que utilizan, como base principal para su funcionamiento, la medida de amplitud de la variable de deslizamiento. La idea básica detrás de estos algoritmos, en general, consiste en reducir los parámetros del controlador cuando el sistema se encuentra operando dentro de una determinada banda de amplitud preestablecida, entorno a la superficie de deslizamiento. Dentro de esta banda de amplitud, el mecanismo de adaptación puede reducir los parámetros del algoritmo SOSM, con el objetivo de disminuir el esfuerzo de control cuando este no es requerido. Si por el contrario las trayectorias del sistema se alejan de dicha banda, el mecanismo de adaptación deberá incrementar las ganancias del sistema para poder volver a la misma.

Este intuitivo concepto de adaptación ha dado lugar a una importante variedad de algoritmos que pueden encontrarse actualmente en la literatura. Uno de los más importantes es el mecanismo de adaptación propuesto en [6.25] para el algoritmo *Super-Twisting*. En este trabajo, la estrategia de adaptación utiliza la amplitud de la variable de deslizamiento, σ , para ajustar los parámetros del sistema, considerando incertidumbres y perturbaciones acotadas. Sin embargo, esta primera versión del algoritmo sólo permitía incrementar los parámetros del controlador, limitando su utilidad en escenarios que involucraran perturbaciones esporádicas. No obstante, este inconveniente fue subsanado posteriormente, en el trabajo [6.26, 6.27] presentado al año siguiente. Este importante enfoque fue evaluado de forma experimental en [6.28], con resultados muy satisfactorios para un convertidor de potencia de CC/CC.

Por su parte, en [6.29], Utkin y Poznyak presentaron un mecanismo de adaptación diferente basado en el concepto de control equivalente. En este trabajo, el sistema propuesto es utilizado para la adaptación del parámetro β (asociado a la función discontinua) del control por SOSM-STA, permaneciendo el valor de α (asociado a la raíz cuadrada) constante. Sin embargo, siendo α el parámetro mayormente asociado a la amplitud en las oscilaciones del controlador, es necesario tener especial cuidado en su selección para obtener un buen balance entre convergencia y *chattering*. En los primeros resultados teóricos obtenidos, el algoritmo de adaptación fue evaluado por simulación, logrando alcanzar satisfactoriamente el mínimo valor de β requerido para poder rechazar de forma completa la perturbación impuesta.

Entre otros trabajos publicados, en [6.30] se propone un mecanismo de adaptación para estrategias de control por modos deslizantes de orden superior, utilizando la medición filtrada de la acción de control equivalente. En [6.31], una estrategia de

adaptación de ganancias es desarrollada para el algoritmo *Twisting* continuo con el objetivo de compensar perturbaciones del tipo Liptchitz con primera derivada acotada. En [6.32] se presenta un mecanismo de adaptación para STA utilizando un enfoque por Lyapunov. Por último, en [6.33] se presentan cuatro diferentes estrategias de adaptación para el algoritmo por SOSM *Suboptimal*.

6.1.2.2. Adaptación basada en *Switched-time*

El principio de operación básica de los algoritmos de adaptación de ganancias para SOSM basados en conmutación por tiempo, o *Switched-time*, fue propuesto inicialmente por Bartolini *et al.* en [6.1]. Sin embargo, al contrario de las estrategias por *Switched-amplitude*, este particular enfoque no fue tan divulgado en la literatura como su contraparte. No obstante, diversos trabajos fueron llevados a cabo en los últimos años, principalmente por Pisano *et al.* [6.34], con excelentes resultados en aplicaciones específicas de robótica y energía eólica.

Este nuevo enfoque de adaptación por *Switched-time* se basa, fundamentalmente, en la medición de la cantidad de cruces por cero de la variable deslizante, σ , en un determinado intervalo de tiempo. Con esta información, la operación del sistema sobre el régimen de SM es establecida cuando esta medición es lo suficientemente grande como para satisfacer un determinado criterio de existencia de SM real. Por lo tanto, a diferencia del enfoque anterior, ahora no se busca mantener las trayectorias cercanas a \mathcal{S} sino conservar un número de cruces por cero de σ elevado. Es decir que, se busca atacar la problemática de la reducción de la amplitud del *chattering* de forma indirecta.

Utilizando como base el concepto anterior, el mecanismo de adaptación es simple. Si el número de cruces por cero de σ se mantiene elevada, por encima de un determinado umbral, el sistema se asume operando en régimen de SM real y, por ende, la reducción de los parámetros del controlador puede ser efectuada.

Por el contrario, si se abandona dicho régimen, las ganancias del SOSM se deberán aumentar rápidamente para volver a esta condición y, así, evitar una operación inestable del sistema.

Actualmente, este mecanismo innovador ha sido estudiado y desarrollado para dos de las estrategias de SOSM más utilizadas, los algoritmos *Twisting* [6.34] y *Suboptimal* [6.35]. En este aspecto, tres trabajos han sido presentados en la literatura, que contemplan su desarrollo en diferentes aplicaciones. Por ejemplo, en [6.34] se ha empleado esta estrategia para un algoritmo SOSM *Twisting*, donde se realiza el sistema de control para la regulación del ángulo *yaw* en un vehículo de dos ruedas. En [6.35], el mecanismo de adaptación se ha implementado en un algoritmo SOSM *Suboptimal* para el control de un manipulador robótica flexible. Por último, en [6.36], a la estrategia por *Switched-time* se le añadió una ventana móvil con desplazamiento, que actúa promediando el número de cruces por cero a lo largo del tiempo. Esta mejora del algoritmo fue implementada para el control de un sistema de extracción de energía eólica, basado en un generador de inducción doblemente alimentado.

A partir de los resultados obtenidos en trabajos anteriores, se pueden destacar varias ventajas de esta nueva metodología de adaptación. En primer lugar, el mecanismo no requiere información adicional sobre el sistema a controlar, más que la variable de deslizamiento; es decir que, no necesita la medición de otras

señales o parámetros ni información sobre la estructura del sistema. Por otro lado, su bajo costo de computación y su estructura de programación simple proporcionan un desempeño del controlador mejorado, sin aumentar la complejidad en su implementación en tiempo real. Más aún, la estrategia de adaptación debe implementarse como una capa superior del algoritmo SOSM base, pudiendo ser diseñados ambas de forma independiente. Por último, debido a que el algoritmo no define *per se* una banda de amplitud máxima para las oscilaciones del controlador, es posible obtener mejores resultados, en términos de reducción de *chattering*, para condiciones disminuidas de perturbación del sistema.

En este contexto de actual desarrollo, el mecanismo de adaptación por *Switched-time* todavía tiene un largo camino por recorrer para explorar su potencial en muchas aplicaciones, sobre todo en lo que respecta a sistemas de potencia. Si bien existen resultados teóricos importantes en el control de sistemas de conversión eólica, a día de hoy, todavía no se reportan validaciones experimentales de esta estrategia de adaptación para sistemas de generación de energía. Más aún, siendo el algoritmo *Super-Twisting* una de las estrategias por SOSM más utilizadas en módulos de conversión de energía (principalmente por su aplicación directa a sistemas de grado relativo 1), en la actualidad, todavía no se ha aplicado ni desarrollado este mecanismo de adaptación para esta estructura de control.

Como aporte principal en esta área de investigación, a continuación se presentan los principales resultados del desarrollo de la estrategia de adaptación basada en *Switched-time* para el algoritmo *Super-Twisting* (de ahora en más, STBA-STA por sus siglas en inglés). Seguidamente, como caso particular de estudio, la estrategia propuesta es evaluada por simulación para su aplicación en un sistema de potencia basado en un convertidor de CC/CC. Más adelante, en el Capítulo 7, se presentarán los resultados experimentales de su implementación en un sistema real.

6.2. Algoritmo *Super-Twisting* con adaptación de ganancias

En esta sección se presentan los principales resultados en el desarrollo teórico del mecanismo de adaptación de ganancias basado en *Switched-time* propuesto para el algoritmo *Super-Twisting*. Las demostraciones teóricas que se elaboran a continuación tienen como punto de partida el problema del sistema auxiliar con grado relativo 1, un escenario base comúnmente utilizado en la literatura afín.

Una vez presentada la ley de adaptación, se procede a realizar un estudio detallado sobre las propiedades de estabilidad del algoritmo. A partir de este análisis, se establecen las condiciones suficientes para asegurar el funcionamiento seguro del controlador propuesto. Para completar con el desarrollo de la estrategia de adaptación, se realiza una estimación de la superficie real de deslizamiento, \mathcal{S}_R , donde las trayectorias del sistema se encontrarán contenidas. Por último, se brindan algunas nociones básicas para la sintonización de los parámetros de la estrategia de control propuesta.

6.2.1. Problema del sistema auxiliar

Considerando el sistema afín al control, dado por:

$$\dot{x} = a(x) + b(x).u \quad (6.1)$$

donde $x \in R^n$ es el vector de estados, $u \in R$ es la acción de control y $a, b \in R^n$ son funciones vectoriales suaves, parcialmente conocidas. Sea $\sigma(x) \in R$ la variable de deslizamiento diseñada para compensar el comportamiento dinámico del sistema, cuando el sistema opera sobre la superficie de deslizamiento:

$$\mathcal{S} = \{x \in R^n : \sigma(x) = \dot{\sigma}(x) = 0\}. \quad (6.2)$$

La variable σ debe ser diseñada para que el sistema descrito en (6.1) tenga una dinámica de los ceros o dinámica escondida estable [6.37], cuando el sistema alcanza y se mantiene sobre la superficie \mathcal{S} .

Entonces, seleccionando el vector de estados:

$$z = [z_1, z_2]^T = [\sigma(x), \dot{\sigma}(x)]^T \in R^2, \quad (6.3)$$

y considerando que σ tiene un grado relativo igual a 1 con respecto a la acción de control u , podemos reescribir el sistema de ecuaciones dinámicas de la variable de deslizamiento (denominado el problema del sistema auxiliar) como:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= f(z, u) + g(z)v = g(z)(\eta(z, u) + v) \end{cases} \quad (6.4)$$

con

$$\eta(z, u) = \frac{f(z, u)}{g(z)} \quad (6.5)$$

donde $v = \dot{u}$, y f y g son funciones continuas suaves del vector de estados, parcialmente conocidas y localmente acotadas por:

$$|f(z, u)| \leq C \text{ y } 0 < K_m \leq g(z) \leq K_M, \quad (6.6)$$

De igual manera, la función vectorial η estará localmente acotada por:

$$|\eta(z, u)| \leq \frac{C}{K_m} \quad (6.7)$$

y al ser f y g funciones suaves con $g(z) \neq 0$, la primer derivada de η también se encontrará acotada localmente por:

$$\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \leq P. \quad (6.8)$$

6.2.2. El algoritmo de control por SOSM *Super-Twisting*

Dado el sistema auxiliar de grado relativo uno definido en (6.4)-(6.8), el controlador diseñado mediante técnicas de SOSM *Super-Twisting* permite llevar y

mantener la operación del sistema sobre la superficie de deslizamiento de segundo orden \mathcal{S} , definida en (6.2).

Para ello, la acción de control u es definida como [6.38]:

$$\begin{cases} u &= -\alpha|z_1|^{1/2}\text{sign}(z_1) + \omega \\ \dot{\omega} &= -\beta\text{sign}(z_1) \end{cases} \quad (6.9)$$

con α y β valores constantes, para el caso del algoritmo de ganancias fijas convencional.

Como ya venimos discutiendo en capítulos anteriores, puede demostrarse [6.38] que si las funciones del sistema auxiliar f y g cumplen con las condiciones establecidas en (6.6), entonces los parámetros del controlador α y β pueden ser diseñados para satisfacer las condiciones:

$$\beta > \frac{C}{K_m} \quad \text{y} \quad \alpha^2 > \frac{2}{K_m^2} \frac{(K_m\beta + C)^2}{(K_m\beta - C)} \quad (6.10)$$

que garantizan la convergencia en tiempo finito del sistema hacia la superficie de deslizamiento \mathcal{S} . Cabe destacar que dichas condiciones son únicamente suficientes, por lo que pueden existir valores de α y β que no cumplan con (6.10), pero igual permitan la convergencia y mantenimiento del sistema en la superficie \mathcal{S} .

Como se comentó anteriormente en la Sección 5.3.3, las constantes C , K_m y K_M son obtenidas considerando las peores condiciones para el sistema perturbado. Bajo estas condiciones de estabilidad, los parámetros del controlador α y β suelen ser sobredimensionados en la práctica. Por este motivo, es necesario incorporar al sistema de control un mecanismo de adaptación de ganancias, que permita reducir dichos parámetros, sin desatender el rechazo del controlador a posibles perturbaciones del sistema.

6.2.3. Ley de adaptación de ganancias basada en *Switched-time*

La ley de adaptación por *Switched-time*, propuesta para el algoritmo por SOSM *Super-Twisting*, tiene como principal objetivo reducir la amplitud del *chattering* del sistema en condiciones normales de funcionamiento, sin desatender el rechazo a perturbaciones. Su principio de funcionamiento se basa en la idea de que la frecuencia de conmutación limitada de los actuadores del sistema no permiten que el controlador por SOSM-STA alcance idealmente a la superficie de deslizamiento \mathcal{S} . De hecho, las trayectorias del sistema controlado permanecen confinadas dentro de una región entorno a \mathcal{S} , usualmente conocida como superficie de deslizamiento real \mathcal{S}_R , donde las oscilaciones de alta frecuencia quedan contenidas.

Partiendo de esta idea básica, el algoritmo propuesto computa la cantidad de cruces por cero $N_k(z_1)$, de la variable de deslizamiento, en un determinado intervalo de tiempo \mathcal{T}_k . De esta manera, la operación del sistema sobre el régimen real de SM es asumida cuando $N_k(z_1)$ es suficientemente grande para satisfacer un determinado criterio de existencia de SM. Dicho criterio es establecido cuando $N_k(z_1)$ es mayor a un valor umbral $\tilde{N} > 0$.

En este marco, la medición del número de cruces por cero en un determinado

instante k , $N_k(z_1)$, es computado para cada intervalo de tiempo superpuesto \mathcal{T}_k :

$$\mathcal{T}_k = [kT_a - T, kT_a], \quad T = \tilde{k}T_a \quad (6.11)$$

donde T_a es el periodo de actuación y el tamaño de ventana T es proporcional a T_a con constante entera positiva \tilde{k} (ver Figura 6.4).

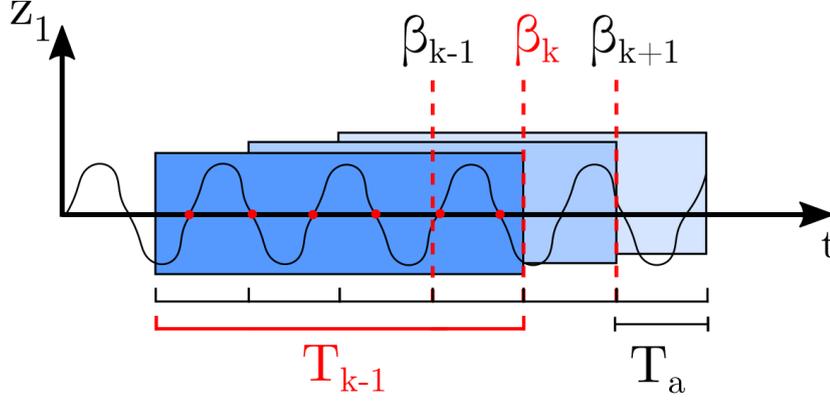


Figura 6.4: Ilustración del intervalo de tiempo superpuesto \mathcal{T}_k .

Así, la estrategia de adaptación de ganancias propuesta consiste en modificar el valor de la ganancia β , cuando $N_k(z_1) > \tilde{N}$. Para ello, primeramente se redefinen los parámetros del controlador α y β , de (6.9), como:

$$\beta(t) = \beta_k, \quad (6.12)$$

$$\alpha(t) = \varepsilon \sqrt{\beta_k} \quad (6.13)$$

para $t \in T_k = [kT_a, (k+1)T_a]$ con $k \in \mathbb{N}_0$, ε constante mayor a cero y el valor umbral $\tilde{N} \geq 3$. El valor del parámetro β en el instante k , β_k , se calcula como:

$$\beta_k = \begin{cases} \text{máx}(\beta_{k-1} - \Lambda T_a, \beta_{\text{mín}}), & \text{si } N_{k-1}(z_1) \geq \tilde{N} \\ \text{mín}(\beta_{k-1} + \Gamma T_a, \beta_{\text{máx}}), & \text{si } N_{k-1}(z_1) < \tilde{N} \end{cases} \quad (6.14)$$

para $k \geq \tilde{k}$ y constantes positivas Λ , Γ . Los valores de saturación de β , $\beta_{\text{mín}}$ y $\beta_{\text{máx}}$ son elegidos para satisfacer:

$$0 < \beta_{\text{mín}} \leq \beta_{\text{máx}} = \gamma \frac{C}{K_m}, \quad \gamma > 1 \quad (6.15)$$

y el parámetro ε es elegido para cumplir:

$$\varepsilon^2 > \frac{4}{K_m} \frac{(\gamma + 1)}{(\gamma - 1)}. \quad (6.16)$$

Adicionalmente, para poder obtener una primer medición de $N_{\tilde{k}-1}(z_1)$, la inicialización del algoritmo se realiza asumiendo un valor de β_k constante para los primeros valores:

$$\beta_k = \beta_0, \quad \text{para } k \leq \tilde{k} - 1 \quad (6.17)$$

donde β_0 cumple con $\beta_{\min} \leq \beta_0 \leq \beta_{\max}$.

6.2.4. Análisis de estabilidad del sistema controlado

Asumiendo una condición inicial del sistema alejada de la superficie de deslizamiento \mathcal{S} , dada por $z_1 \neq 0$, se diferencian dos situaciones posibles para la inicialización del algoritmo:

(1) La ganancia del controlador β comienza a incrementarse a partir del valor inicial β_0 , y por lo tanto también lo hará α , hasta saturar en su valor máximo β_{\max} . Si las condiciones de estabilidad para el algoritmo de ganancias fijas son satisfechas [6.20] para los valores saturados β_{mx} y α_{mx} , es decir:

$$\beta_{\max} > \frac{C}{K_m} \quad \text{y} \quad (6.18)$$

$$\alpha_{\max}^2 > \frac{2}{G_m^2} \frac{(\beta_{\max} K_m + C)^2}{(\beta_{\max} K_m - C)}, \quad (6.19)$$

las trayectorias del sistema controlado comenzarán a converger hacia la superficie de deslizamiento.

Para demostrar que α_{max} cumple con la condición (6.19), puede notarse que, debido a que los parámetros β_{\max} y ε son elegidos de acuerdo con las condiciones (6.15) y (6.16), y además se cumple que el valor máximo de α es igual $\alpha_{\max} = \varepsilon \sqrt{\beta_{\max}}$, se deriva que:

$$\alpha_{\max}^2 = \varepsilon^2 \beta_{\max} > \frac{4\beta_{\max}}{K_m} \frac{(\gamma + 1)}{(\gamma - 1)}. \quad (6.20)$$

Y, usando el hecho de que debido a la condición (6.18), resulta:

$$\beta_{\max} > \frac{C}{K_m} \implies 2\beta_{\max} K_m - \beta_{\max} K_m > C \quad (6.21)$$

$$\implies 2\beta_{\max} > \frac{1}{K_m} (\beta_{\max} K_m + C) \quad (6.22)$$

el valor de saturación α_{max} satisface la condición:

$$\alpha_{\max}^2 > \frac{2(\beta_{\max} K_m + C)}{G_m^2} \frac{(\gamma + 1)}{(\gamma - 1)} = \frac{2}{G_m^2} \frac{(\beta_{\max} K_m + C)^2}{(\beta_{\max} K_m - C)} \quad (6.23)$$

definida en (6.19), que garantiza la convergencia de las trayectorias del sistema hacia \mathcal{S} .

Esto implica que las trayectorias eventualmente cruzarán $z_1 = 0$ y el número de cruces por cero $N_k(z_1)$ comenzará a incrementar su valor. Por lo tanto, en determinado instante de tiempo, definido para algún $k = k_1$, el algoritmo cumplirá la condición:

$$N_{k_1}(z_1) \geq \tilde{N} \quad (6.24)$$

Es interesante notar que, idealmente, si los parámetros de control se encuentran saturados en su valor máximo y las condiciones dadas por (6.18) son satisfechas,

eventualmente las trayectorias del sistema alcanzarán la superficie de deslizamiento \mathcal{S} y el número de cruces por cero de la variable de deslizamiento $N_k(z_1)$ tenderá a infinito (condición de existencia ideal del SM).

(2) La segunda situación posible ocurre cuando el sistema alcanza la condición (6.24), para algún instante de tiempo definido por $k = k_1$, antes de que los parámetros saturen en su valor máximo.

Luego de que la condición $N_{k_1}(z_1) \geq \tilde{N}$ es satisfecha, el algoritmo de adaptación de ganancias comenzará a reducir la ganancia del controlador β , de acuerdo a (6.14). Dicha reducción continuará hasta algún instante de tiempo $k = k_2$, cuando la condición $N_{k_2}(z_1) \geq \tilde{N}$ deje de ser válida. De esta manera, la idea general del diseño del algoritmo es determinar el valor de β_{k_2} , tal que permite restaurar la condición (6.24) un periodo de tiempo T_a después, es decir $N_{k_2+1}(z_1) \geq \tilde{N}$. Lo anterior implica que la condición (6.24) es satisfecha en $k = k_2 - 1$, un periodo de tiempo anterior a ser violada, y también se deberá cumplir para $k = k_2 + 1$, un periodo posterior.

Por otro lado, la condición $\beta > \frac{C}{K_m} > |\eta(t)|$ es necesaria para garantizar el cruce por cero de la variable de deslizamiento z_1 [6.38]. Es decir que, si se cumple que $N_k(z_1) \geq \tilde{N}$, entonces al menos uno de los parámetros de control β en el intervalo de tiempo \mathcal{T}_k (esto es, $\beta_{k-\tilde{k}}, \dots, \beta_{k-1}$; ver Figura 6.4), necesariamente tendrá que dominar la cota superior de $|\eta(t)|$ sobre \mathcal{T}_k . Notar que β_k no es aplicado sobre \mathcal{T}_k , sino durante \mathcal{T}_{k+1} .

De esta manera, se cumple que:

$$\max \{ \beta_{k-\tilde{k}}, \dots, \beta_{k-1} \} > |\eta(t)| \quad \text{para algún } t \in \mathcal{T}_k. \quad (6.25)$$

Más aún, todos los parámetros β , aplicados durante el intervalo \mathcal{T}_k , se encuentran acotados por:

$$\beta_{k-\tilde{k}} + (\tilde{k} - 1)\Gamma T_a \geq \max \{ \beta_{k-\tilde{k}}, \dots, \beta_{k-1} \} \quad (6.26)$$

$$\geq \min \{ \beta_{k-\tilde{k}}, \dots, \beta_{k-1} \} \quad (6.27)$$

$$\geq \beta_{k-\tilde{k}} - (\tilde{k} - 1)\Lambda T_a \quad (6.28)$$

En particular, combinando las condiciones (6.25)-(6.28), puede derivarse que los parámetros β_{k_2-2} y β_{k_2} tendrán que satisfacer:

$$\beta_{k_2-2} + (\tilde{k} - 1)(\Gamma + \Lambda)T_a > |\eta(t)|, \quad t \in \mathcal{T}_{k_2-1} \quad (6.29)$$

$$\beta_{k_2} + (\tilde{k} - 1)(\Gamma + \Lambda)T_a > |\eta(\tau)|, \quad \tau \in \mathcal{T}_{k_2+1}. \quad (6.30)$$

Por otro lado, a partir de la condición (6.8) requerida para el sistema auxiliar bajo estudio, se desprende que $|\eta(t)|$ se encuentra acotado por:

$$-Pdt \leq d\eta \leq Pdt \quad (6.31)$$

$$\implies -P \int_t^\tau dt \leq \int_{\eta(t)}^{\eta(\tau)} d\eta \leq P \int_t^\tau dt \quad (6.32)$$

$$\implies |\eta(\tau)| - |\eta(t)| \leq |\eta(\tau) - \eta(t)| \leq P|\tau - t| \quad (6.33)$$

$$\implies |\eta(\tau)| \leq |\eta(t)| + P|\tau - t| \leq |\eta(t)| + PT_a(\tilde{k} + 2). \quad (6.34)$$

Siguiendo con esta línea, y considerando la condición (6.29), resulta:

$$\beta_{k_2-2} + PT_a(\tilde{k} + 2) + (\tilde{k} - 1)(\Gamma + \Lambda)T_a > |\eta_{(\tau)}|. \quad (6.35)$$

Por lo tanto, es posible establecer el valor de β_{k_2} con el objetivo de satisfacer la condición (6.30), de la forma:

$$\beta_{k_2} > \beta_{k_2-2} + PT_a(\tilde{k} + 2). \quad (6.36)$$

Para finalizar, es posible relacionar los valores de β_{k_2} y β_{k_2-2} , considerando la ley de adaptación propuesta en (6.14). Por lo tanto, notando que el parámetro β_{k_2-1} es reducido y β_{k_2} es incrementado, se puede establecer la siguiente relación entre ambos parámetros:

$$\begin{cases} \beta_{k_2-1} = \beta_{k_2-2} - T_a\Lambda \\ \beta_{k_2} = \beta_{k_2-1} + T_a\Gamma \end{cases} \implies \beta_{k_2} = \beta_{k_2-2} + T_a(\Gamma - \Lambda). \quad (6.37)$$

Y finalmente, combinando la relación (6.37) y la condición (6.36), si el parámetro de adaptación Γ es elegido para satisfacer:

$$T_a(\Gamma - \Lambda) > PT_a(\tilde{k} + 2) \implies \Gamma > (\tilde{k} + 2)P + \Lambda, \quad (6.38)$$

la condición (6.24) será restablecida luego de un periodo de tiempo T_a .

6.2.5. Estimación de la superficie de deslizamiento real de segundo orden

Para finalizar las demostraciones, se realizará una estimación de la superficie real de deslizamiento \mathcal{S}_R , donde las oscilaciones de alta frecuencia quedarán contenidas.

En primer lugar, debe notarse que si se cumple la condición de número de cruces por cero $N_k(z_1) \geq \tilde{N}$, con $\tilde{N} \geq 3$, en algún intervalo de tiempo \mathcal{T}_k entonces, por el Teorema de Rolle, $\dot{z}_1 = z_2$ deberá cruzar aunque sea dos veces la condición $z_2 = 0$ en dicho intervalo. De esta manera, considerando la operación del sistema de control en una región suficientemente cercana al origen, puede definirse la variable auxiliar ξ , tal que su primera derivada:

$$\dot{\xi} = f(z, u) + g(z)\dot{\omega}. \quad (6.39)$$

Esta definición implica que, cuando la variable de deslizamiento $z_1 = 0$, se cumple que $z_2 = \xi$ (esta definición puede encontrarse más detalladamente en [6.38]). De esta manera, $\dot{\xi}$ satisface la desigualdad:

$$\beta_{min}K_m - C < -\dot{\xi}\text{sign}(z_1) \leq \beta_{max}K_M + C \quad (6.40)$$

y mediante simple integración (considerando el análisis sólo para la región $z_1 \geq 0$, sin pérdida de generalidad), se llega a:

$$\xi(t_0) - \xi(t_1) \leq (\beta_{max}K_M + C)(t_1 - t_0) \quad (6.41)$$

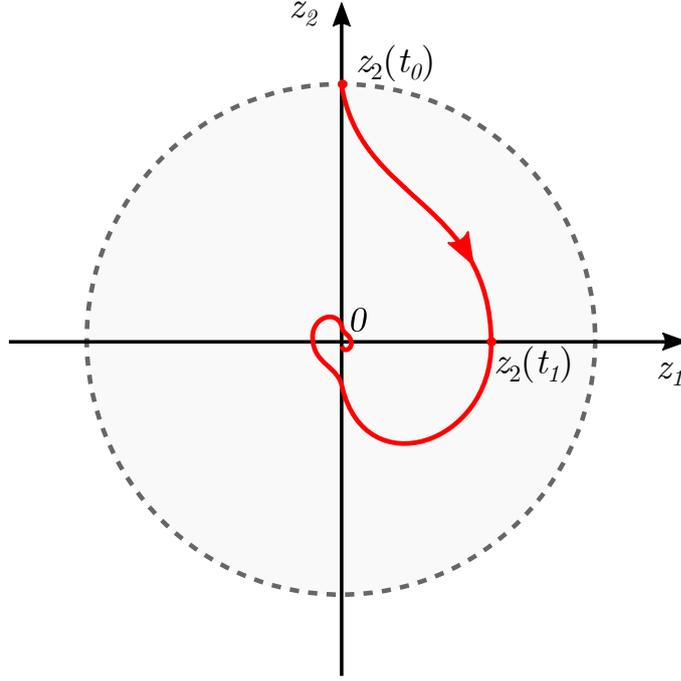


Figura 6.5: Diagrama de fase para una trayectoria convergente del algoritmo SOSM *Super-Twisting*.

Por lo tanto, tomando como t_0 al instante donde se produce el valor máximo en el intervalo \mathcal{T}_k (ver Figura 6.5), más formalmente $|z_2(t_0)| = \sup_{t \in \mathcal{T}_k} |z_2(t)|$, y considerando $z_2(t_1) = 0$, se tiene que:

$$|z_2(t)| \leq \sup_{t \in \mathcal{T}_k} |z_2(t)| < (\beta K_m - C)(t_1 - t_0). \quad (6.42)$$

Adicionalmente, si se cumple $N_k(z_1) \geq \tilde{N}$, puede verse que también se cumple $(t_1 - t_0) < T$. Esto es debido a que sobre el intervalo \mathcal{T}_k , con tamaño de ventana T , existen aunque sea dos cruces por cero. A partir de esto, puede encontrarse una cota del valor máximo absoluto de z_2 como:

$$|z_2(t)| < (\beta_{max} K_m - C)T = \mu T. \quad (6.43)$$

Esta expresión estima una cota máxima para la derivada de la variable de deslizamiento en cada intervalo de ventana \mathcal{T}_k . De esta manera, teniendo una cota para la derivada de z_1 , puede obtenerse una cota para z_1 por simple integración, resultando:

$$|z_1(t)| < \mu T^2. \quad (6.44)$$

Por lo tanto, la superficie de deslizamiento real de segundo orden puede estimarse como:

$$\mathcal{S}_R = \{x \in R^n : \sigma(x) < \mu T^2, \dot{\sigma}(x) < \mu T\}. \quad (6.45)$$

Es interesante notar que el tamaño de la superficie resultante depende directamente del parámetro de diseño T . Por lo tanto, deberá existir una relación de

compromiso entre el desempeño del algoritmo deseado y el *chattering* del sistema. De esta manera, en la siguiente subsección se darán algunas nociones básicas sobre el diseño de los parámetros del controlador.

6.2.6. Selección de los parámetros

En esta sección se discutirá la sintonización de los parámetros del sistema de control por STBA-STA propuesto. En primer lugar, debe verificarse que la estabilidad de la dinámica interna del sistema sobre la superficie de deslizamiento S sea estable [6.37]. De igual manera, con el objetivo de garantizar la robustez del controlador, las constantes de cota C , K_m , K_M y P deben ser computadas considerando las posibles perturbaciones e incertidumbres del sistema. A causa de las dificultades de obtener dichas cotas de forma analítica, comúnmente se emplean métodos numéricos para hallarlas (para más detalles sobre este procedimiento, puede ir a la Sección 5.3.3). Una vez encontradas estas cotas del sistema, los parámetros β_{max} y α_{max} , correspondientes al algoritmo *Super-Twisting* convencional, pueden ser calculados utilizando las expresiones en (6.18) y, posteriormente, ajustados de forma empírica.

Luego de diseñarse los parámetros correspondientes al algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas tradicional, los parámetros correspondientes al mecanismo de adaptación propuesto pueden obtenerse de forma independiente. De esta manera, puede comenzarse por seleccionar el tamaño de ventana T , utilizado en la medición de $N_k(z_1)$. La elección de la ventana T esta directamente vinculada a la dinámica resultante de parámetro β , siendo dicha dinámica más lenta a mayor tamaño de ventana. De igual manera, la selección del valor umbral \tilde{N} se encuentra sujeta al valor de T , debiendo ser elegidos en conjunto. A mayor tamaño de ventana T , mayor será la cantidad de cruces por cero medidos $N_k(z_1)$, por lo tanto \tilde{N} deberá ser seleccionado de forma acorde. Con el objetivo de contemplar dentro de la sintonización el ruido propio de medida del sistema, una vez definido el tamaño de ventana T , el valor de \tilde{N} puede obtenerse de forma empírica. Un procedimiento habitual para su obtención consiste en la medición de la cantidad de cruces por cero de σ cuando el sistema real opera con el algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas. De esta manera, la condición de activación del mecanismo de adaptación asegurará la reducción de ganancias cuando el sistema trabaje en condiciones sin perturbaciones.

Por otro lado, el parámetro Λ no posee restricción alguna, en términos de la estabilidad del sistema, y puede ser elegido con libertad. Sin embargo, un valor muy elevado del mismo puede provocar fuertes variaciones en el parámetro β que deteriorará el desempeño del controlador. Por el contrario, el diseño de Γ debe tener un recaudo especial. La condición (6.38) permite asegurar que si $N_k(\sigma)$ disminuye por debajo de \tilde{N} , se vuelva a cumplir con la condición $N_k(\sigma) > \tilde{N}$ en un tiempo menor a T . Sin embargo, esta condición es muy conservativa y en la práctica puede relajarse para obtener mejores resultados.

6.3. Resultados de simulación para aplicación en sistema de potencia

En esta sección, el controlador por STBA-STA propuesto es validado por simulación para su aplicación en sistemas electrónicos de potencia. El objetivo principal del controlador será regular la potencia eléctrica suministrada por una fuente de energía a un bus común de tensión fija.

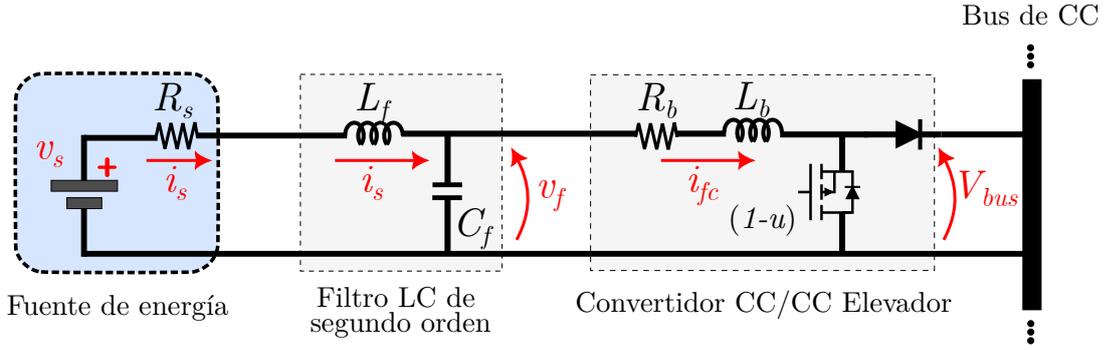


Figura 6.6: Esquema circuital del sistema de potencia bajo estudio.

6.3.1. Sistema basado en convertidor CC/CC

Las diferentes partes del sistema bajo estudio pueden observarse en la Figura 6.6. Como se aprecia en la figura, el sistema se encuentra compuesto principalmente por un convertidor CC/CC del tipo elevador, conectado a un bus común de tensión fija. La fuente de energía es conectada al convertidor de potencia por medio de un filtro LC. Dicho filtro tiene como principal objetivo reducir la amplitud del rizado en la corriente de la fuente i_s , propia de esta clase de sistemas.

Bajo esta estructura particular, el conjunto de ecuaciones diferenciales que modelan el comportamiento promediado del sistema viene dado por la ecuación afín al control:

$$\dot{x} = a(x) + b(x)u \quad (6.46)$$

donde el vector de estados x es:

$$x = [\bar{i}_s \quad \bar{v}_f \quad \bar{i}_b] \quad (6.47)$$

siendo \bar{i}_s la corriente media sobre la fuente de energía v_s , \bar{v}_f la tensión media sobre el capacitor de filtro de entrada C_f e \bar{i}_b la corriente media sobre el convertidor de potencia. Por otro lado las funciones de estado $a(x)$ y $b(x)$ del sistema se encuentran definidas como:

$$a(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f}v_s - \frac{R_s}{L_f}\bar{i}_s - \frac{1}{L_f}\bar{v}_f \\ \frac{1}{C_f}\bar{i}_s - \frac{1}{C_f}\bar{i}_b \\ \frac{1}{L_b}\bar{v}_f - \frac{R_b}{L_b}\bar{i}_b \end{bmatrix}, \quad b(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{V_{bus}}{L_b} \end{bmatrix}. \quad (6.48)$$

La acción de control u corresponde al ciclo de trabajo del convertidor, el cual puede modificarse en el intervalo $0 < u_{min} < u < 1$ cada T_s segundos. El parámetro u_{min} se encuentra limitado por el rango de operación del convertidor CC/CC, evitando su operación en modo de conducción discontinua. Los parámetros que modelan al sistema descrito en (6.46) se encuentran detallados en la Tabla 1.

Tabla 6.1: Parámetros del sistema de potencia

Parámetros	
v_s	35V
L_f	140 μ H
C_f	2200 μ F
R_s	50m Ω
R_b	100m Ω
L_b	190 μ H
V_{bus}	75V
f_s	20 kHz

A partir de la teoría de modos deslizantes, el objetivo de control deseado puede expresarse por medio de la variable de deslizamiento σ , como:

$$\sigma = i_{b,r} - \bar{i}_b \quad (6.49)$$

donde $i_{b,r}$ es la corriente de referencia del sistema, establecida por un control supervisor externo. Notar que, asumiendo la operación del sistema con una tensión de bus fija, la potencia suministrada por el módulo de potencia resulta directamente proporcional a la corriente \bar{i}_b .

Para la implementación del controlador, los parámetros del algoritmo STBA *Super-Twisting* propuesto fueron obtenidos de forma numérica, mediante un enfoque similar al empleado en la Sección 5.3.3. Los parámetros obtenidos pueden apreciarse en la Tabla 6.2, en conjunto con las cotas del sistema.

Tabla 6.2: Parámetros del algoritmo STBA *Super-Twisting* propuesto

Parámetros del STBA-ST	
β_{max}	0,2
β_{min}	0,01
ε	0,075
Λ	1,25
Γ	2,5
F	2 kA/s ²
K_m	300 kA/s
K_M	530 kA/s
T	25 ms

Adicionalmente, con el objetivo evaluar el desempeño y rendimiento del controlador propuesto, se ha implementado un algoritmo *Super-Twisting* con ganancias

fijas (STA-GF) a modo de comparación. Dicho algoritmo se sintonizó para trabajar con los parámetros ε y β_{max} , que cumplen las condiciones de estabilidad del algoritmo convencional.

6.3.2. Validación del algoritmo STBA *Super-Twisting*

En primer lugar, el desempeño del controlador por SOSM STBA-STA propuesto para el control del sistema de potencia es validado mediante simulación. Los ensayos propuestos consisten en el seguimiento de una corriente de referencia, $i_{b,r}$, constante, frente a la presencia de una perturbación sinusoidal en el bus de continua. Estos ensayos se realizarán en dos etapas: Primeramente, se asume un escalón de amplitud para la perturbación sinusoidal. Posteriormente, la amplitud de dicha perturbación es modificada de forma lineal, a través de una variación de tipo rampa.

Ambos ensayos fueron replicados para un algoritmo *Super-Twisting* con adaptación de ganancias, estudiado y validado experimentalmente en la literatura para un sistema de potencia de similares características. Dicho algoritmo, presentando por [6.28], utiliza un mecanismo de adaptación de ganancias basado en *Switched-amplitude* para el algoritmo *Super-Twisting* (SABA-STA, por sus siglas en inglés). De esta manera, los parámetros del algoritmo *Super-Twisting*, descrito en la ecuación (6.9), α y β , son redefinidos como:

$$\dot{\alpha} = \begin{cases} k_1 |\sigma(x)| & \text{si } |\sigma(x)| > \mu \\ 0 & \text{si } |\sigma(x)| \leq \mu \end{cases} \quad (6.50)$$

con:

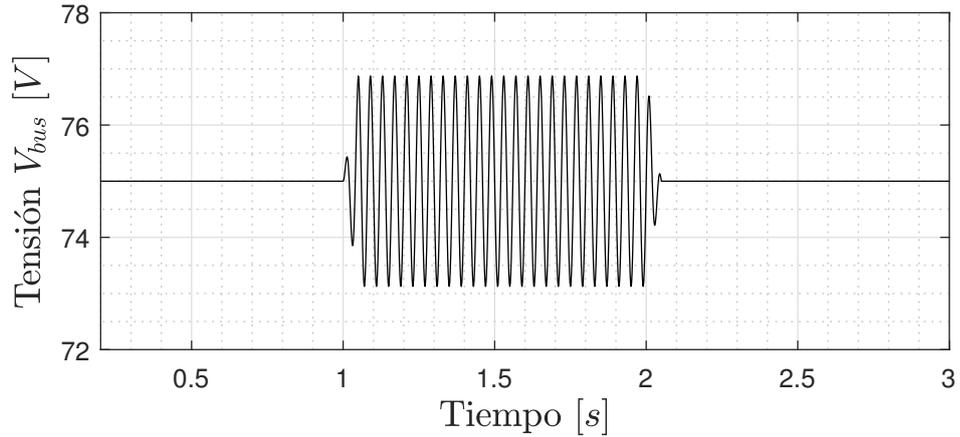
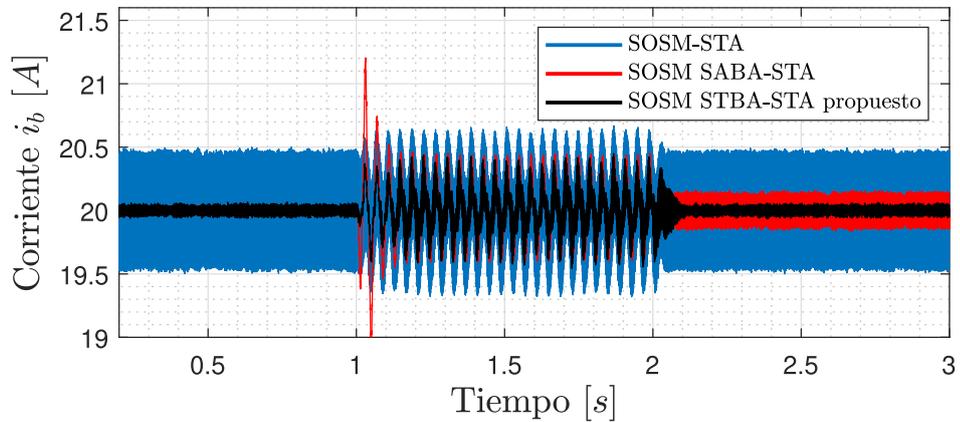
$$\beta = k_2 \alpha \quad (6.51)$$

donde las constantes positivas k_1 y k_2 deben ser seleccionadas para satisfacer las condiciones de estabilidad del algoritmo [6.28]. Por otro lado, el parámetro μ establece la amplitud del *chattering* mínima para la activación del mecanismo de adaptación. En particular, para los ensayos realizados, dichos parámetros fueron sintonizados para obtener esfuerzos de control y velocidades de respuesta similares al algoritmo propuesto.

6.3.2.1. Primer ensayo de simulación: Perturbación sinusoidal con escalón de amplitud

La tensión en el bus V_{bus} del primer ensayo puede apreciarse en la Figura 6.7, donde la perturbación es aplicada de forma transitoria. Dicha perturbación sinusoidal presenta una amplitud máxima del 2% de la tensión del bus, con una frecuencia constante de $25Hz$.

La respuesta temporal del seguimiento de la corriente es mostrada en la Figura 6.8. En la figura puede apreciarse como todos los controladores muestran un excelente desempeño en el seguimiento de la referencia impuesta. Sin embargo, en condiciones de operación sin perturbación, ambos controladores SOSM-STA con adaptación de ganancias presentan una importante reducción del *chattering* en

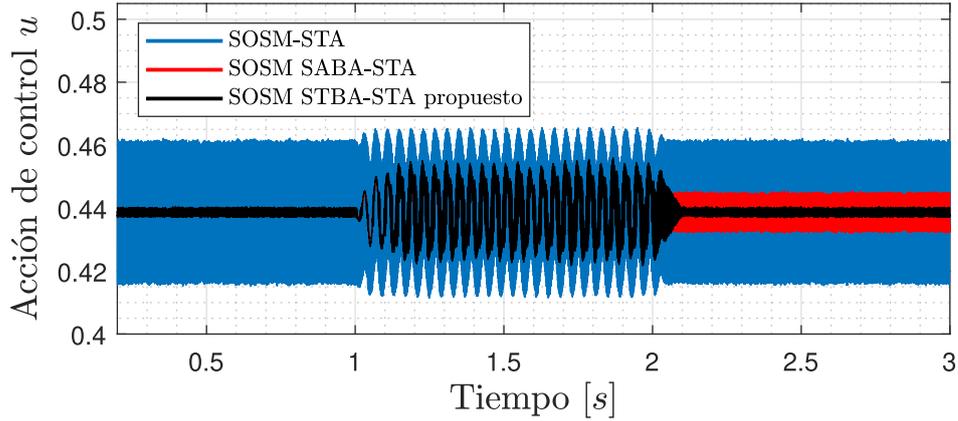
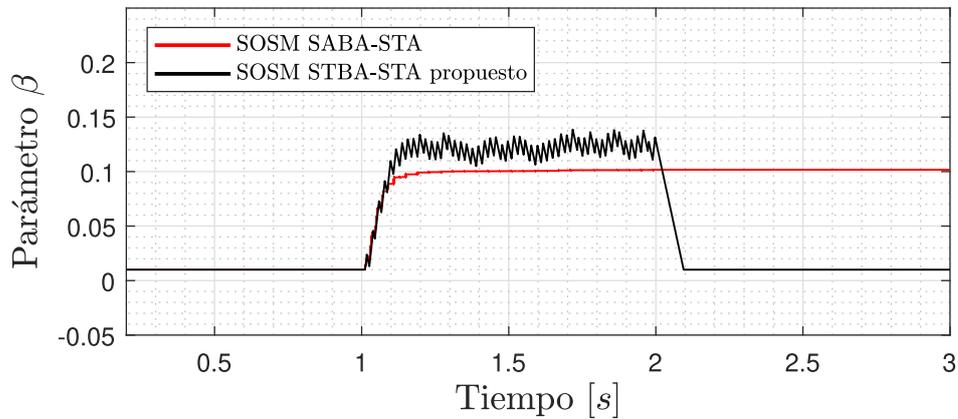
Figura 6.7: Tensión de bus V_{bus} del primer ensayo.Figura 6.8: Evolución temporal de la corriente del convertidor i_b .

comparación con el controlador por SOSM STA-GF.

Por otro lado, cuando la perturbación aparece en el instante 1s., los controladores con adaptación de ganancias incrementan rápidamente los parámetros del control para poder rechazarla. Nótese como el controlador propuesto logra una importante mejoría en el transitorio, ya que comienza actuar inmediatamente cuando el número de cruces por cero se ve reducido.

En la Figura 6.9 se muestra las señales del actuador u impuestas por los controladores. En presencia de la perturbación, todos los controladores aumentan su esfuerzo de control para poder rechazarla adecuadamente. Sin embargo, en ausencia de la misma, puede observarse como los algoritmos con adaptación de ganancias logran reducir efectivamente el esfuerzo de control significativamente. Nótese como, naturalmente, el control propuesto logra volver el esfuerzo de control a su mínimo valor luego de extinta la perturbación, debido a que incorpora intrínsecamente un mecanismo de reducción de ganancias.

Lo anterior puede apreciarse mejor mediante el análisis de la evolución temporal del parámetro β . La variación de β de los SOSM-STA con adaptación de ganancias puede observarse en la Figura 6.10. Debido a la presencia de la perturbación en V_{bus} a partir del segundo 1, el valor de β es aumentado rápidamente para


 Figura 6.9: Respuesta temporal de la acción de control u .

 Figura 6.10: Variación del parámetro β .

permitir rechazar la perturbación, a igual tasa de crecimiento. Sin embargo, debido a una condición de existencia de SM más estricta, el algoritmo propuesto alcanza un valor medio de β levemente superior, ya que asegura el cruce por cero de la variable de deslizamiento, σ . Cabe destacar que, por lo comentado anteriormente, el aumento en el parámetro implica también un incremento del esfuerzo del controlador, por lo que el *chattering* aumenta inevitablemente a costa de mantener la robustez del sistema. Sin embargo, una vez extinta la perturbación, el mecanismo de adaptación propuesto comenzará a reducir β nuevamente, disminuyendo una vez más el *chattering* resultante.

Adicionalmente, en la Figura 6.11 se muestra la evolución de la variable de deslizamiento σ y su primer derivada $\dot{\sigma}$, cuando el sistema ha alcanzado \mathcal{S}_R . Como puede apreciarse en la figura, las trayectorias del sistema quedan completamente confinadas en la vecindad del origen, dentro de la superficie de deslizamiento real \mathcal{S}_R .

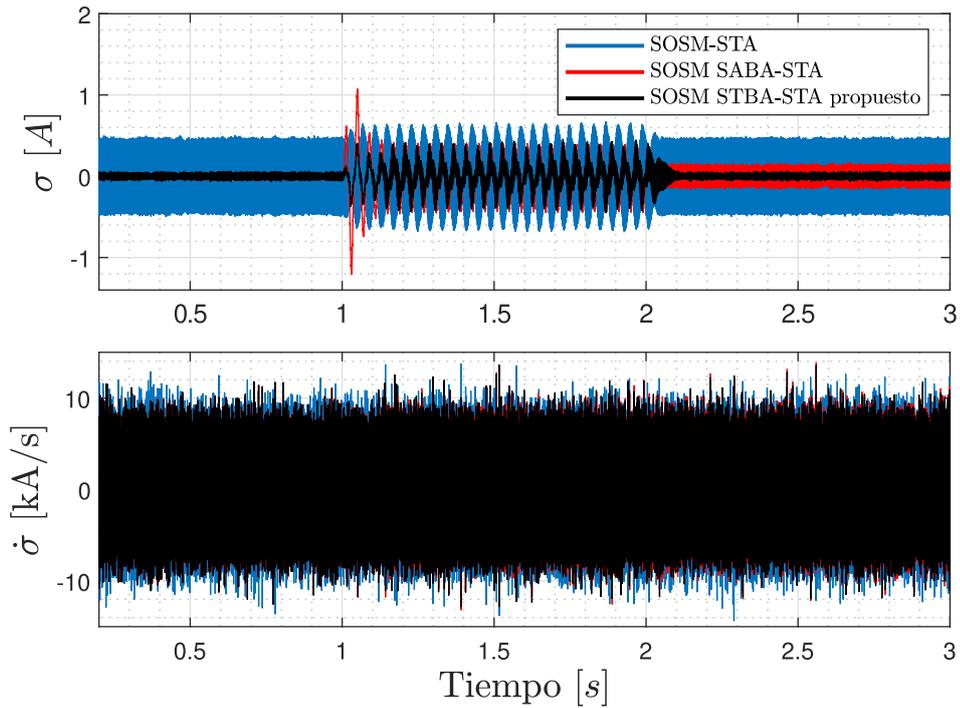


Figura 6.11: Evolución temporal de la variable de deslizamiento σ y su primer derivada.

6.3.2.2. Segundo ensayo de simulación: Perturbación con variación de amplitud en rampa

Para el segundo ensayo por simulación, ahora la amplitud de la perturbación sinusoidal es modificada de forma lineal a partir del 1s. hasta los 3s., para luego saturar en un valor constante. La evolución de la perturbación en la tensión del bus V_{bus} puede apreciarse en la Figura 6.12. Dicha perturbación sinusoidal presenta una variación en amplitud desde 0% hasta un valor máximo de 3,5% de la tensión del bus, con una frecuencia constante de $20Hz$.

En la Figura 6.13 se muestra la evolución temporal de la corriente y la robustez lograda por los controladores. Como puede apreciarse, en ausencia de perturbación, los algoritmos con adaptación de ganancias logran una importante reducción de

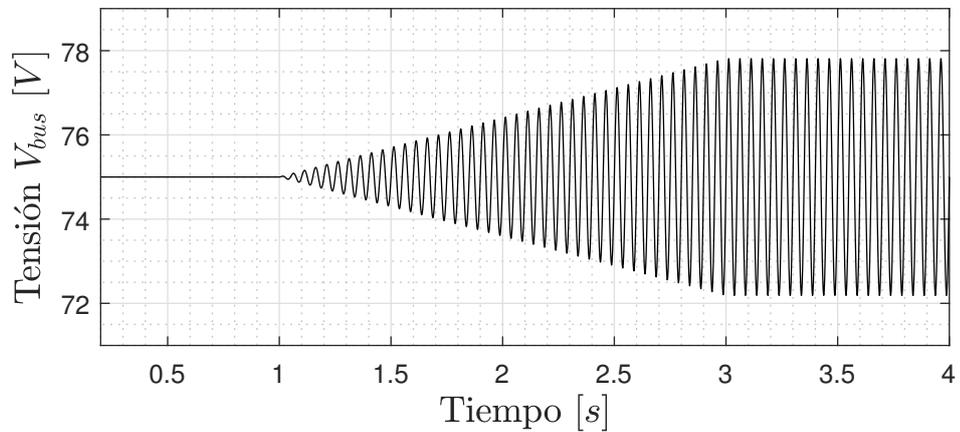
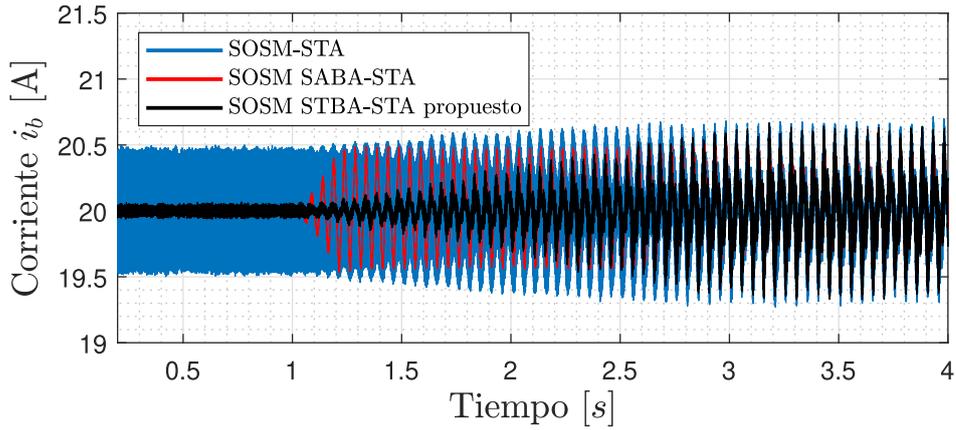
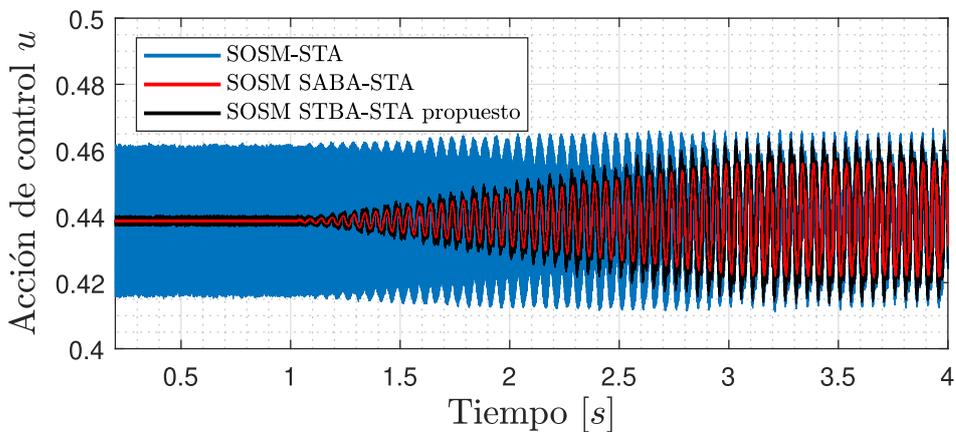


Figura 6.12: Perturbación en la tensión de bus V_{bus} para el segundo ensayo.


 Figura 6.13: Respuesta temporal de la corriente i_b en el segundo ensayo.

 Figura 6.14: Esfuerzo de control u para ambos controladores ensayados.

las oscilaciones del controlador. Sin embargo, cuando la perturbación toma valores significativos, los sistemas de control por SOSM-STA con adaptación de ganancias se comportan de forma similar al control por SOSM-STA convencional. Notar como, debido a que el algoritmo propuesto no impone *a priori* una región de amplitud de σ , el *chattering* del controlador se irá incrementando paulatinamente a medida que la perturbación crece.

El esfuerzo de control resultante para los diferentes algoritmos pueden observarse en la Figura 6.14. Como ocurre en el ensayo anterior, en ausencia de perturbaciones ambos algoritmos mantienen el esfuerzo de control al mínimo posible. Sin embargo, a medida que la perturbación incrementa, el esfuerzo de control debe incrementarse también para lograr rechazarla.

La variación del parámetro β se presenta en la Figura 6.15 para ambos mecanismos de adaptación. Puede observarse como ambos algoritmos irán aumentando el parámetro β , de forma gradual, según la amplitud de la perturbación. Al igual que en el ensayo anterior, debido a un criterio de existencia de SM real más estricto, el parámetro β del algoritmo propuesto es levemente superior al algoritmo por SOSM SABA-STA. Dicho criterio de existencia de SM implica un valor de *chattering* variable, dependiente del tamaño de la perturbación.

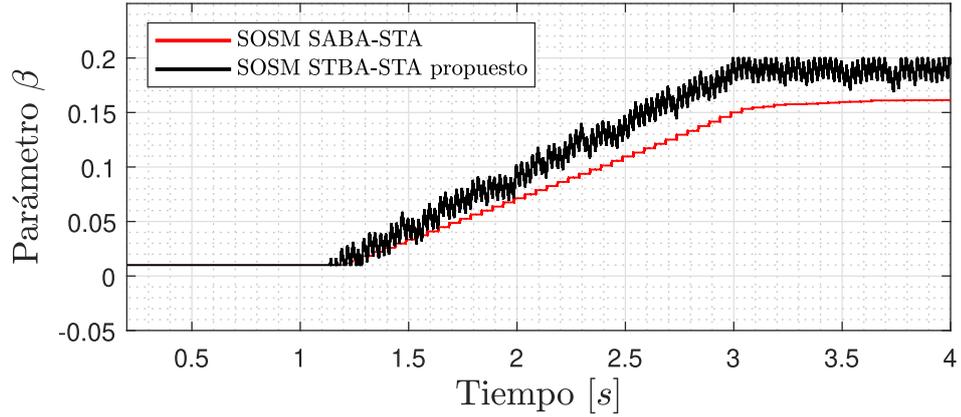


Figura 6.15: Variación del parámetro β en el segundo ensayo.

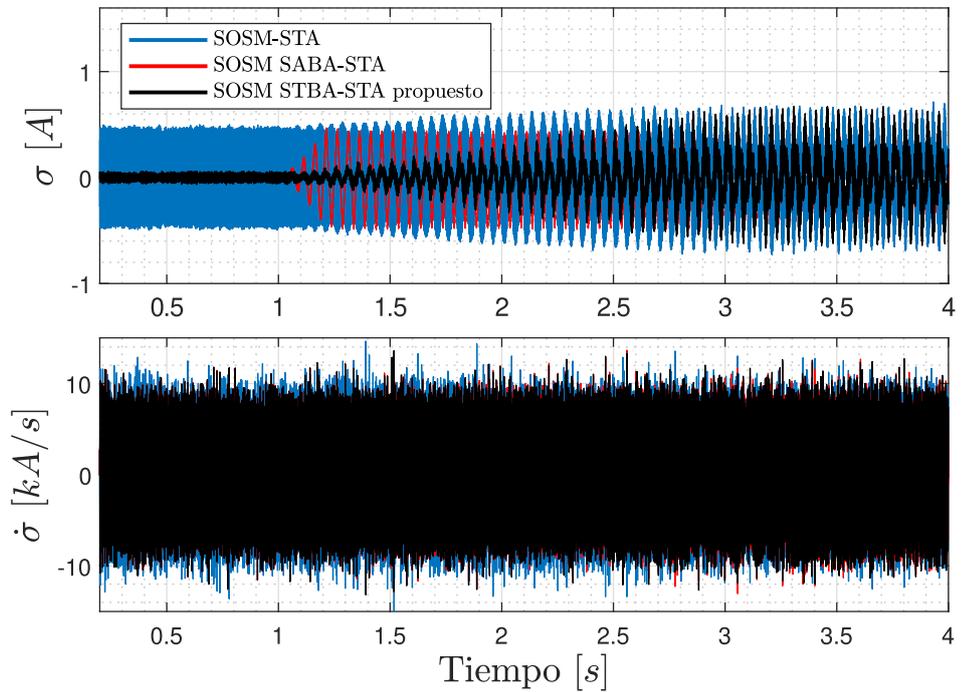


Figura 6.16: Evolución temporal de la variable de deslizamiento σ y su derivada $\dot{\sigma}$ en el segundo ensayo.

Para finalizar, la Figura 6.16 muestra la variable de deslizamiento σ y su primer derivada $\dot{\sigma}$ para el segundo ensayo. Como puede apreciarse, al igual que en primer ensayo, el sistema se mantiene operando en todo momento dentro de la región que limita la superficie de deslizamiento real de segundo orden.

6.4. Resumen

En este capítulo se presentaron los principales resultados del desarrollo de un mecanismo de adaptación de ganancias, basado en estrategias por *Switched-time*, para el algoritmo de control por modos deslizantes de segundo orden *Super-Twisting*. Las demostraciones teóricas de la estabilidad del algoritmo propuesto fueron realizadas a partir del problema del sistema auxiliar, con grado relativo

igual a 1. Durante este desarrollo, fueron obtenidas las principales condiciones que garantizan la operación estable del sistema. Posteriormente, el estudio fue complementado con una estimación de la superficie real de deslizamiento, donde las oscilaciones de alta frecuencia quedarán contenidas.

Siguiendo, el funcionamiento de la propuesta fue evaluado para el caso de aplicación de un sistema de potencia basado en un convertidor de CC/CC. Durante la validación por simulación, el algoritmo diseñado fue comparado con dos diferentes estrategias: el control *Super-Twisting* con ganancias fijas (propuesto en el capítulo anterior) y una estrategia de adaptación por *Switched-Amplitud*, validada experimentalmente en la literatura.

Los principales resultados obtenidos fueron resumidos en dos ensayos. El primero de ellos estuvo destinado a analizar el comportamiento de los algoritmos frente a una perturbación sinusoidal transitoria. En este aspecto, el sistema de control con adaptación propuesto mostró una importante mejoría en términos de reducción de *chattering*, con respecto al algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas, manteniendo las características de robustez. Por otro lado, en comparación con la estrategia de adaptación por *Switched-Amplitud*, la propuesta realizada presentó mejores resultados en el transitorio de adaptación, principalmente debido a su condición de existencia de SM más estricta.

Por último, durante el segundo ensayo se evaluó la robustez de los controladores frente a una perturbación sinusoidal con una amplitud monótonamente creciente. Los resultados mostraron como la propuesta de adaptación incrementa paulatinamente su esfuerzo de control, logrando un mejor desempeño en términos del *chattering* obtenido. Esto se debe a que el mecanismo propuesto no impone *a priori* una restricción en la amplitud de las oscilaciones, lo que permite que el nivel de *chattering* varíe ligado al tamaño de la perturbación externa.

Habiendo culminado, de forma muy satisfactoria, esta primera etapa en el desarrollo del mecanismo de adaptación propuesto, los esfuerzos restantes estarán enfocados en su aplicación a sistemas de potencia que involucran pilas de combustible. Por lo tanto, en el próximo capítulo, el mecanismo de adaptación por STBA-STA propuesto será diseñado y evaluado experimentalmente para su aplicación en un módulo de potencia basado en FC.

6.5. Referencias del capítulo

- [6.1] Giorgio Bartolini, Arie Levant, Elio Usai, and Alessandro Pisano. 2-Sliding Mode with Adaptation. *Proceedings of the MED99*, 01 1999.
- [6.2] Vadim Utkin, Alex Poznyak, Yury Orlov, and Andrey Polyakov. *Road Map for Sliding Mode Control Design*. Springer Cham, 01 2020.
- [6.3] Fridman, L. and Moreno, J.A. and Bandyopadhyay, B. and Kamal, S. and Chalanga, A. *Continuous Nested Algorithms : The Fifth Generation of Sliding Mode Controllers*, chapter 1. Springer International Publishing, 2015.
- [6.4] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E. Usai. Performance analysis of second-order sliding-mode control systems with fast actuators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(6):1053–1059, 2007.

- [6.5] J. J. Slotine and S. S. Sastry. Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces with application to robot manipulators. In *IEEE American Control Conference*. San Francisco, CA, USA, March 1983.
- [6.6] Christopher Edwards and Sarah K. Spurgeon. *Sliding mode control: Theory And Applications*. CRC Press, 1998.
- [6.7] Dejager, B. Comparison of Methods to Eliminate Chattering and Avoid Steady State Errors in Sliding-Mode Control. In *IEEE International Workshop on Variable Structure and Lyapunov Control of Uncertain Dynamical Systems*, pages 37–47. Sheffield, UK, 1992.
- [6.8] Hebertt Sira-Ramírez. On the dynamical sliding mode control of nonlinear systems. *International Journal of Control*, 57(5):1039–1061, may 1993.
- [6.9] L.K. Wong, F.H.F. Leung, and P.K.S. Tam. A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain non-linear systems. *Mechatronics*, 8(7):765–775, aug 1998.
- [6.10] Ligang Wu, Jianxing Liu, Sergio Vazquez, and Sudip K. Mazumder. Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 9(3):392–406, mar 2022.
- [6.11] J.C. Hung. Chattering handling for variable structure control systems. In *Proceedings of IECON 1993 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 1993.
- [6.12] Nag-In Kim, Chong-Won Lee, and Pyung-Hun Chang. Sliding mode control with perturbation estimation: application to motion control of parallel manipulator. *Control Engineering Practice*, 6(11):1321–1330, nov 1998.
- [6.13] H. Elmali and N. Olgac. Implementation of sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE). *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(1):79–85, 1996.
- [6.14] M. Watheq El-Kharashi and M.A. Sheirah. Tracking fuzzy sliding mode control. *IFAC Proceedings Volumes*, 30(6):729–735, may 1997.
- [6.15] Fadil Hicham, Driss Yousfi, Aite Youness, Elhafyani Larbi, and Nasrudin Rahim. Sliding-mode speed control of PMSM with fuzzy-logic chattering minimization—design and implementation. *Information*, 6(3):432–442, jul 2015.
- [6.16] V. Mkrttchian and A. Lazaryan. Application of neural network in sliding mode control. In *Proceedings of the 2000. IEEE International Conference on Control Applications. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37162)*. IEEE, 2000.
- [6.17] Jianxing Liu, Wensheng Luo, Yabin Gao, Yunfei Yin, and Guanghui Sun. Chapter 1 - Sliding mode control of grid-connected power converters for microgrid applications. In Wencho Meng, Xiaoyu Wang, and Shichao Liu, editors, *Distributed Control Methods and Cyber Security Issues in Microgrids*, pages 3–27. Academic Press, 2020.

- [6.18] Michele Cucuzzella, Gian Paolo Incremona, and Antonella Ferrara. Decentralized sliding mode control of islanded AC microgrids with arbitrary topology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(8):6706–6713, aug 2017.
- [6.19] Giorgio Bartolini, Antonella Ferrara, Arie Levant, and Elio Usai. On second order sliding mode controllers. In *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control. Lecture Notes in Control and Information Sciences*, volume 247, pages 329–350, 1993.
- [6.20] Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6):1247–1263, 1993.
- [6.21] Rafael Ramos, Victor Repecho, and Domingo Biel. Current-Limited Suboptimal Sliding Mode Control for Voltage-Regulated Synchronous Buck Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(11):13081–13090, nov 2022.
- [6.22] İrfan Yazici and Ersagun Kürşat Yaylaci. Fast and robust voltage control of DC–DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller. *IET Power Electronics*, 9(1):120–125, jan 2016.
- [6.23] Seyed Mehdi RakhtAla and Monazzahalsadat Yasoubi and Hassan Hossein-Nia. Design of second order sliding mode and sliding mode algorithms: a practical insight to DC-DC buck converter. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 4(3):483–497, 2017.
- [6.24] Orhan Kaplan and Ferhat Bodur. Super Twisting Algorithm Based Sliding Mode Controller for Buck Converter with Constant Power Load. In *2021 9th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*. IEEE, jun 2021.
- [6.25] Yuri B. Shtessel, Jaime A. Moreno, Franck Plestan, Leonid M. Fridman, and Alexander S. Poznyak. Super-twisting adaptive sliding mode control: A Lyapunov design. In *49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, December 2010.
- [6.26] Yuri Shtessel, Mohammed Taleb, and Franck Plestan. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller: Methodology and application. *Automatica*, 48(5):759 – 769, 2012.
- [6.27] Yuri Shtessel, Franck Plestan, and Mohammed Taleb. Super-twisting adaptive sliding mode control with not-overestimated gains: application to an electropneumatic actuator. *IFAC World Congress*, 2011.
- [6.28] Saïd Boubzizi, Moataz El Sied, Jean Ernst Bester, and Augustin Mpanda Mabwe. Cascaded Adaptive Super Twisting controller for DC/DC converters in electrical vehicle applications. In *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2007–2014, 2018.
- [6.29] Vadim I. Utkin and Alex S. Poznyak. Adaptive sliding mode control with application to super-twist algorithm: Equivalent control method. *Automatica*, 49(1):39 – 47, 2013.

- [6.30] C. Edwards and Y. Shtessel. Enhanced continuous higher order sliding mode control with adaptation. *Journal of the Franklin Institute*, 356(9):4773–4784, 2019.
- [6.31] Jaime A. Moreno, Daniel Y. Negrete, Victor Torres-González, and Leonid Fridman. Adaptive continuous twisting algorithm. *International Journal of Control*, 89(9):1798–1806, dec 2015.
- [6.32] D. Luo, X. Xiong, S. Jin, and S. Kamal. Adaptive gains of dual level to super-twisting algorithm for sliding mode design. *IET Control Theory Applications*, 12(17):2347–2356, 2018.
- [6.33] Gian Paolo Incremona, Michele Cucuzzella, and Antonella Ferrara. Adaptive suboptimal second-order sliding mode control for microgrids. *International Journal of Control*, 89(9):1849–1867, jan 2016.
- [6.34] A. Pisano, M. Tanelli, and A. Ferrara. Time-based switched sliding mode control for yaw rate regulation in two-wheeled vehicles. In *2012 CDC*, pages 5028–5033, Dec 2012.
- [6.35] Alessandro Pisano, Mara Tanelli, and Antonella Ferrara. Switched/time-based adaptation for second-order sliding mode control. *Automatica*, 64:126 – 132, 2016.
- [6.36] C. A. Evangelista, A. Pisano, P. Puleston, and E. Usai. Receding Horizon Adaptive Second-Order Sliding Mode Control for Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Turbine. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 25(1):73–84, Jan 2017.
- [6.37] Debbie Hernández, Fernando Castaños, and Leonid Fridman. Zero-dynamics design and its application to the stabilization of implicit systems. *Systems & Control Letters*, 98:74–78, 2016.
- [6.38] Yuri Shtessel, Christopher Edwards, Leonid Fridman, and Arie Levant. *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York, 2014.

Capítulo 7

Validación experimental de control STBA-STA para FCM

A continuación, nos centraremos en la implementación y validación experimental del enfoque de adaptación presentado en el capítulo anterior, específicamente para su aplicación en módulos de pila de combustible. Según el conocimiento de esta tesis, al día de hoy, esta es la primera implementación experimental de un algoritmo por adaptación *Switched-time*, existente en la literatura para sistemas de potencia. En este sentido, una de las principales ventajas en la implementación de este algoritmo es su capacidad para prescindir de información adicional más allá de la variable deslizante, eliminando la necesidad de medir otras señales o parámetros específicos del sistema de potencia. Esta característica no solo simplifica considerablemente la implementación, sino que también reduce la dependencia de dispositivos de medida o sensores adicionales, resultando en una solución más económica y de fácil desarrollo. Además de su simplicidad y economía, el algoritmo presenta un bajo costo computacional y una estructura de programación sencilla. Estas cualidades se traducen directamente en una mejora de la eficiencia del sistema controlado sin añadir complejidad a la implementación en tiempo real del módulo.

De esta manera, en este capítulo analizaremos el desempeño del algoritmo propuesto en un entorno real de operación. Es así que el mecanismo de adaptación por *Switched-time* es inicialmente implementado y sintonizado de forma empírica, tomando como referencia una estructura de control *Super-Twisting* base. Posteriormente, el sistema de control propuesto es sometido a una validación experimental para evaluar sus características, particularmente en términos de reducción de *chattering* y robustez lograda. Estos ensayos son realizados considerando dos escenarios distintos de variación en las condiciones de carga y perturbaciones sobre la tensión del bus. Los resultados demuestran como el algoritmo propuesto permite obtener una importante mejora en el desempeño general del sistema, manteniendo las características de robustez del controlador base original.

7.1. Plataforma experimental para evaluación de sistemas de FC

Como venimos discutiendo a lo largo de esta tesis, las pilas de combustible de hidrógeno son dispositivos sofisticados que presentan un conjunto de dinámicas complejas, intrínsecamente vinculadas a fenómenos electroquímicos, la tecnología de materiales utilizada, la dinámica de fluidos, principios termodinámicos, los lazos internos de control y su electrónica asociada [7.1]. A menudo, en aras de simplificar la etapa de diseño de los sistemas de control para la gestión de energía, se tiende a despreciar muchos de estos fenómenos, centrándose únicamente en la dinámica dominante relacionada con el balance de energías del sistema de generación híbrida.

Como resultado, los ensayos experimentales en dispositivos reales se vuelven imprescindibles para la evaluación, validación y optimización de los algoritmos de control desarrollados. Mediante la realización de pruebas en condiciones reales de operación, es posible obtener datos precisos sobre su comportamiento dinámico, que nos permitan realizar un ajuste fino de los parámetros del controlador. Particularmente en sistemas que involucran FCs, esta etapa de validación experimental es sumamente necesaria para garantizar un alto desempeño de los controladores, así como validar la robustez y operación estable del sistema frente a la importante dinámica no modelada existente.

Con este objetivo en mente, los algoritmos de control desarrollados son evaluados en la plataforma experimental para ensayos de sistemas de generación híbrida mostrada en la Figura 7.1. Esta plataforma se encuentra ubicada en el laboratorio de pilas de hidrógeno "*Fuel Cell Control Laboratory*" del *Institut de Robòtica i Informàtica Industrial* [7.2] (Universidad Politécnica de Cataluña - CSIC) de la ciudad de Barcelona, España. El laboratorio se encuentra destinado a la validación y prueba de estrategias de control de sistemas de conversión de energía basados en pilas de combustible y máquinas eléctricas especiales para la generación de energía eléctrica. Las instalaciones están equipadas con un sistema supervisor que monitorea las condiciones de seguridad necesarias para prevenir fugas de gas, gestionar alarmas por fallos de energía, realizar extracción de aire automática y ejecutar rutinas de apagado seguro para las estaciones de prueba en caso de emergencia.

La plataforma de evaluación utilizada esta compuesta principalmente por una pila de combustible comercial Ballard Nexa[®] de 1.2 kW [7.3]. Esta pila de hidrógeno se encuentra basada en una tecnología de tipo PEM, y debe ser alimentada directamente con hidrógeno en estado gaseoso puro (con una pureza del 99,99 %) y aire natural del ambiente a presión atmosférica. A su vez, el módulo comercial incorpora todos los sistemas auxiliares para la regulación de presión, humedad y temperatura de las diferentes etapas del sistema para su correcto funcionamiento. En términos eléctricos, la FC Ballard Nexa alcanza su valor nominal de potencia a una tensión de aproximadamente 26V, con una corriente eléctrica de 45A.

Adicionalmente, la plataforma también integra un sistema de almacenamiento de energía basado en un banco de supercapacitores comercial de la empresa Maxwell Technologies[®] [7.4]. El banco cuenta con una capacidad nominal de 165F y tensión de 48V, y se encuentra diseñado para trabajar con corrientes continuas máximas de hasta 98A. El diseño completo de la plataforma de evaluación puede



Figura 7.1: Plataforma experimental en el *Institut de Robòtica i Informàtica Industrial* (UPC-CSIC), Barcelona, España.

encontrarse en [7.5]. Los ensayos experimentales del sistema híbrido en su totalidad, incluyendo al ESS, serán estudiados más adelante en el Capítulo 8.

El esquema de implementación utilizado para la realización de los ensayos, presentados en este capítulo, es detallado en la Figura 7.2. El sistema de acondicionamiento de la FC se encuentra basado en un convertidor CC/CC de potencia de estructura elevadora, implementado con una columna del módulo comercial de IGBT Semikron[®] SKS 75F B6CI [7.6]. Como se comentó anteriormente en el Capítulo 5, entre el sistema de acondicionamiento y la FC se incluye un filtro pasa bajos de segundo orden. Este filtro tiene como objetivo evitar que las componentes de alta frecuencia del convertidor afecten el desempeño y la vida útil de la FC.

Para los ensayos realizados sobre el módulo de FC, la tensión del bus común es establecida a través de una carga electrónica programable de la empresa Höcherl & Hackl GmbH[®] de potencia máxima $5kW$ y tensión nominal de $80V$. Esta configuración es particularmente útil para evaluar los sistemas de control desarrollados frente a diferentes condiciones de carga. De esta manera, toda la energía suministrada por la pila de combustible es absorbida por la carga electrónica, permitiendo que el sistema realice el seguimiento de diferentes perfiles de potencia. Adicionalmente, esta configuración facilita la emulación de diferentes señales de perturbación que afectan al bus de tensión común, permitiendo analizar las propiedades de robustez de los controladores propuestos.

Finalmente, la implementación de todos los algoritmos diseñados se llevó a cabo en la plataforma de desarrollo cRIO-9047 de National Instruments® (NI) [7.7]. Esta plataforma destaca por su arquitectura eficiente y su capacidad para abordar aplicaciones exigentes en tiempo real, ofreciendo un entorno robusto para la ejecución de algoritmos críticos de bajo nivel para el control de los sistemas de potencia. El cRIO-9047 de NI incluye un FPGA de la familia Kintex-7, que puede ser configurado de manera flexible a través de LabVIEW®. Esta característica proporciona gran versatilidad, permitiendo la implementación de lógica de los diferentes algoritmos desarrollados, así como una sencilla modificación de los parámetros del controlador.

Un componente esencial de la plataforma cRIO-9047 es su sistema operativo en tiempo real (SOTR), el cual juega un papel crucial en la ejecución de tareas críticas con tiempos deterministas. El SOTR no solo asegura la ejecución en tiempo real de los algoritmos de control diseñados para el módulo de potencia bajo estudio, sino que facilita la adquisición y procesamiento de las variables medidas, así como la generación precisa de las referencias del sistema para la gestión de energía.

En lo que resta del capítulo, se presentan los principales resultados experimentales obtenidos en esta plataforma a escala del sistema. En primera instancia, se darán los lineamientos básicos utilizados para el diseño y sintonización de los controladores base implementados. Posteriormente, se procede a evaluar experimentalmente el sistema de control desarrollado mediante la realización de dos conjuntos de ensayos diferentes.

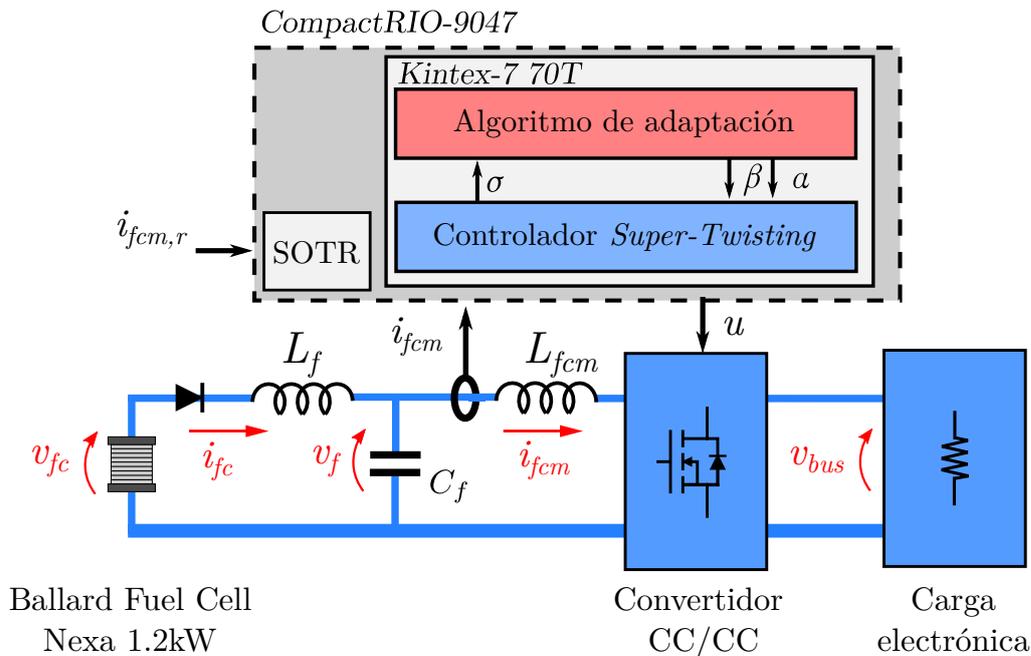


Figura 7.2: Configuración del módulo de pila de Combustible utilizado en los ensayos experimentales.

7.2. Diseño y sintonización de los controladores base

A continuación, se aborda la implementación y ajuste de los controladores desarrollados para su aplicación experimental. Con el propósito de hacer una evaluación rigurosa del desempeño del algoritmo con adaptación propuesto, los resultados obtenidos son comparados con la versión convencional del algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas y con un controlador lineal ampliamente utilizado en la industria, como es el caso del controlador proporcional-integral (PI).

Para ello, en esta sección, se presentan las versiones discretas de los sistemas de control, las cuales fueron implementadas finalmente en la plataforma cRIO-9047. Posteriormente, se analizan diferentes sintonizaciones para los dos controladores base (STA y PI). Las sintonizaciones resultantes se caracterizan a partir de sus respuestas ante un cambio en la referencia del tipo escalón, aplicado al sistema experimental.

7.2.1. Controlador *Super-Twisting*

En esta sección se darán los lineamientos básicos utilizados para la implementación y posterior sintonización del algoritmo *Super-Twisting*, analizado en el Capítulo 5. Como se discutió anteriormente, esta estrategia viene definida por la expresión:

$$u = -\alpha |\sigma(x)|^{1/2} \text{sign}(\sigma(x)) + \omega \quad (7.1)$$

$$\dot{\omega} = -\beta \text{sign}(\sigma(x)). \quad (7.2)$$

siendo σ la variable de deslizamiento, definida como:

$$\sigma(x) = i_{fcm,r} - i_{fcm}, \quad (7.3)$$

De esta manera, la ejecución del algoritmo es implementada mediante su forma discreta, a partir de la aproximación de Euler hacia atrás, o *Backward Euler*. Aproximando el algoritmo para el instante de tiempo $t = kT_a$, con k un valor entero positivo y T_a el tiempo de actuación del sistema, la acción de control resulta:

$$u_{[k]} = -\alpha_{[k]} |\sigma_{[k]}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{[k]}) + \omega_{[k]} \quad (7.4)$$

$$\omega_{[k]} = \omega_{[k-1]} - T_a \beta_{[k]} \text{sign}(\sigma_{[k]}) \quad (7.5)$$

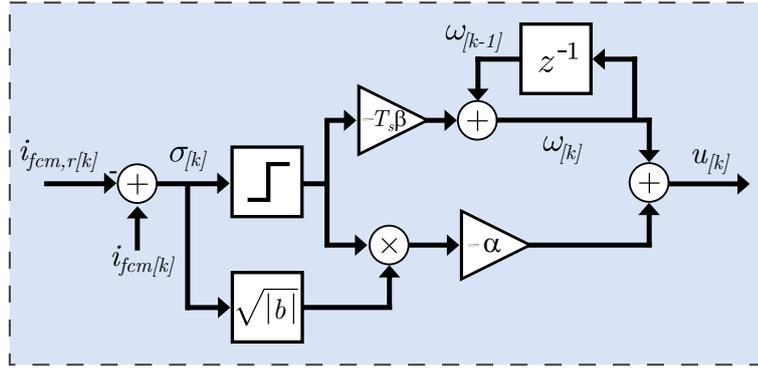
con

$$\sigma_{[k]} = i_{fcm,r[k]} - i_{fcm[k]}. \quad (7.6)$$

Para el caso particular del algoritmo *Super-Twisting* con ganancias fijas, los parámetros $\alpha_{[k]}$ y $\beta_{[k]}$ se establecen como:

$$\beta_{[k]} = \beta_{\text{máx}} \quad y \quad \alpha_{[k]} = \alpha_{\text{máx}} = \varepsilon \sqrt{\beta_{\text{máx}}} \quad (7.7)$$

para todo $k \in \mathcal{Z}^+$ y ε un valor constante positivo. Los parámetros de diseño $\beta_{\text{máx}}$ y $\alpha_{\text{máx}}$ deben ser seleccionados para cumplir con las condiciones de alcance


 Figura 7.3: Diagrama de implementación del algoritmo *Super-Twisting*.

y permanencia, analizadas en el Capítulo 5. El esquema de implementación del algoritmo puede apreciarse en la Figura 7.3.

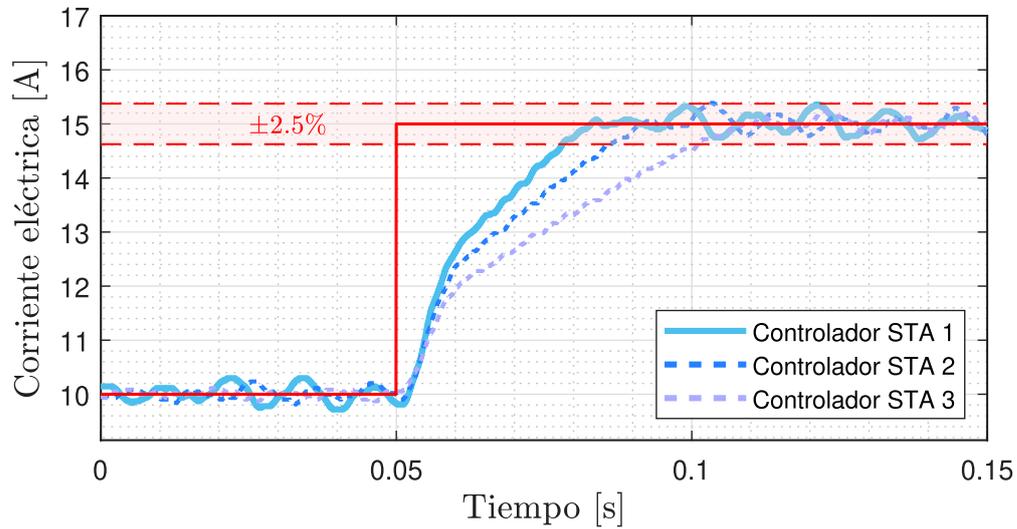


Figura 7.4: Respuestas temporales de las 3 sintonizaciones a un cambio de referencia abrupto.

Es necesario resaltar que, si bien no es mostrado en la figura, el algoritmo también incorpora a su vez un mecanismo de *Anti-Windup*. La función principal de este mecanismo radica en mitigar los efectos de la saturación del sistema, que generalmente tienen una mayor influencia durante la fase de inicialización del módulo. De esta manera, en condiciones de saturación, la acción integral del algoritmo es desactivada hasta que el sistema vuelva a operar dentro de una región de operación habilitada [7.8].

Para la evaluación del sistema de control, en primera instancia, se generaron tres conjuntos de parámetros distintos, representados por sus correspondientes $\beta_{\text{máx}}$ y $\alpha_{\text{máx}}$. Estas diferentes sintonizaciones son caracterizadas, a modo de visualización, a partir de sus correspondientes respuestas a un cambio abrupto en la referencia del tipo escalón. La respuesta experimental de cada una de estas sintonizaciones puede ser apreciada en la la Figura 7.4.

Con el objetivo de evitar posibles daños en la pila de combustible, los ensayos

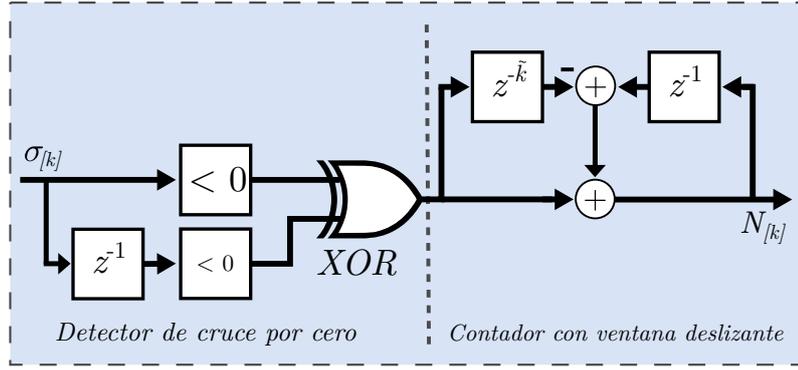


Figura 7.6: Esquema de la etapa contadora de cruces por cero.

del STA como:

$$\beta_{[k]} = \begin{cases} \text{máx}(\beta_{[k-1]} - \Lambda T_a, \beta_{\text{mín}}), & \text{si } N_{[k-1]}(\sigma) \geq \tilde{N} \\ \text{mín}(\beta_{[k-1]} + \Gamma T_a, \beta_{\text{máx}}), & \text{si } N_{[k-1]}(\sigma) < \tilde{N} \end{cases} \quad (7.8)$$

siendo

$$\alpha_{[k]} = \varepsilon \sqrt{\beta_{[k]}}, \quad (7.9)$$

donde la medición de la cantidad de cruces por cero $N_{[k]}$ debe realizarse sobre la ventana deslizante:

$$\mathcal{T}_{[k]} = [kT_a - T, kT_a], \quad T = \tilde{k}T_a. \quad (7.10)$$

A partir de las expresiones anteriores, el mayor desafío de este mecanismo reside en el diseño de la etapa contadora de cruces por cero. Sin embargo, esto puede ser resuelto de forma sencilla utilizando lógica discreta, como se muestra en el diagrama de la Figura 7.6. El parámetro de diseño \tilde{k} define el tamaño de la ventana de tiempo T , donde la cantidad de cruces por cero es computada.

Una vez diseñada la lógica necesaria, el algoritmo de adaptación es sintonizado empíricamente a partir de la respuesta del algoritmo *Super-Twisting* base. A modo de ejemplo, en la Figura 7.7 se observa la respuesta de la variable de deslizamiento σ del controlador STA 1 de ganancias fijas, para una corriente de referencia, $i_{fcm,r}$, constante igual a $15A$. Como puede apreciarse, en ausencia de perturbaciones, la cantidad de cruces por cero, medida en un intervalo de $25ms$, permanece relativamente constante. Esta información es particularmente útil en la sintonización del mecanismo de adaptación, ya que permite definir el valor umbral \tilde{N} , a partir del cual la operación sobre la superficie real de deslizamiento es asumida.

Por último, el parámetro Λ , que determina la velocidad de disminución de las ganancias del algoritmo *Super-Twisting*, puede ser seleccionado en función de las características deseadas en términos de la rapidez de adaptación. En los resultados experimentales mostrados a continuación, se consideró una reducción de las ganancias al valor mínimo en menos de $1,5s$. Por otro lado, el parámetro Γ debe elegirse lo suficientemente grande, tal que permita mantener las características de robustez deseadas para el sistema bajo control.

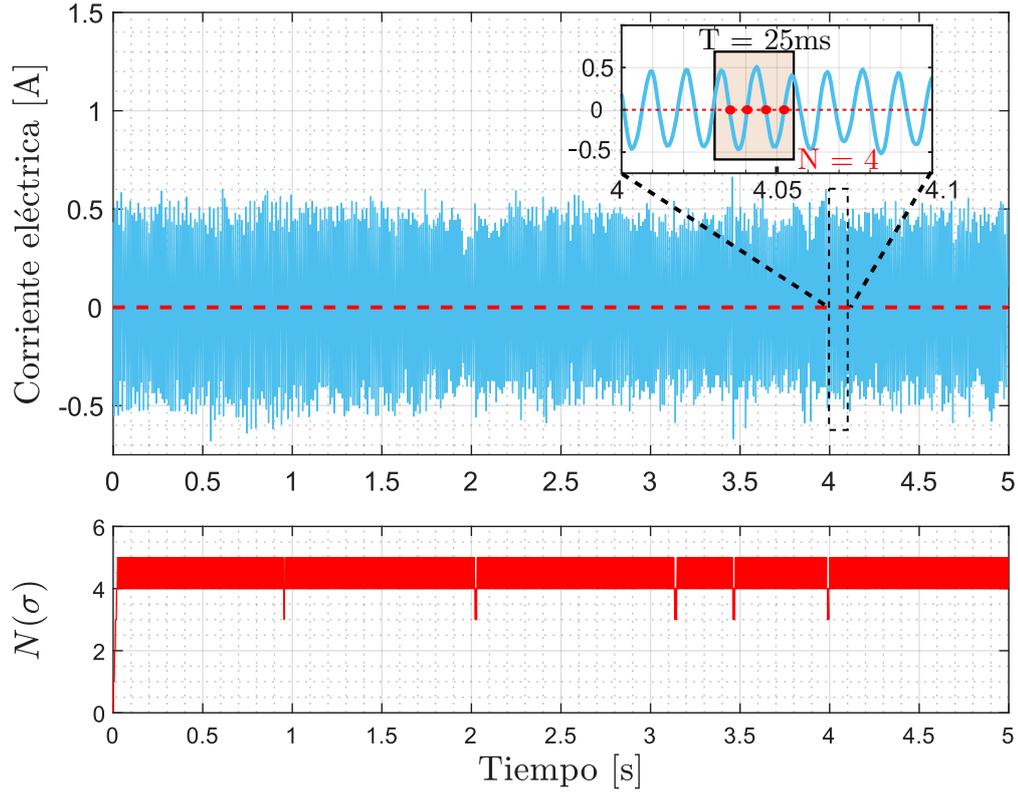


Figura 7.7: Medición de la cantidad de cruces por cero de la variable de deslizamiento.

Los valores utilizados para los parámetros del algoritmo *Switched/time-based adaptive Super-Twisting* se resumen en la Tabla 7.2.

7.2.2. Controlador proporcional-integral

A continuación, para finalizar, se presenta la implementación y sintonización del sistema de control lineal PI [7.9], utilizado a modo de comparación en los resultados experimentales. La expresión de este algoritmo es bien conocida y viene definida como:

$$u(t) = k_p(i_{fcm,r}(t) - i_{fcm}(t)) + k_i \int_{t_0}^t i_{fcm,r}(\tau) - i_{fcm}(\tau) d\tau \quad (7.11)$$

Por lo tanto, utilizando una aproximación numérica del algoritmo, por medio del método de *Backward Euler*, obtenemos la acción de control en el instante de tiempo $t = kT_a$, dada por:

$$u_k = k_p e_k + i_k \quad (7.12)$$

$$i_k = i_{k-1} + k_i T_a e_k \quad (7.13)$$

donde

$$e_k = i_{fcm,r,k} - i_{fcm,k} \quad (7.14)$$

Tabla 7.2: Parámetros del sistema de control utilizados en la plataforma.

Parámetros del STBA-STA	
β_{\min}	0,1
β_{\max}	0,23
ε	0.38
T_a	50 μs
T	25 ms
\tilde{k}	500
\tilde{N}	4
Λ	0,076
Γ	0,152

es el error en el instante $k \in \mathcal{Z}^+$ y T_a el tiempo de actuación. Las constantes proporcional e integral, k_p y k_i respectivamente, son los parámetros del controlador a sintonizar. El diagrama de implementación del controlador PI puede apreciarse en la Figura 7.8.

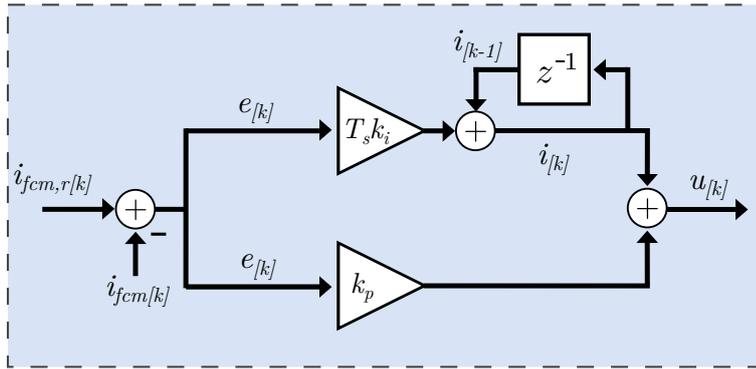


Figura 7.8: Diagrama de implementación del controlador proporcional-integral.

Al igual que en el caso anterior, durante la sintonización del controlador se obtuvieron tres conjuntos de parámetros, con diferentes características en su respuesta de lazo cerrado. Estas sintonizaciones fueron obtenidas, en primera instancia, de forma empírica a través del método de sintonización de *Ziegler-Nichols* [7.10] Este método de sintonización es particularmente útil para su comparación con controladores basados en técnicas de modos deslizantes, ya que presenta una respuesta del controlador agresiva aunque con sobrepicos.

Las pruebas realizadas fueron efectuadas bajo las mismas condiciones de ensayo utilizadas para el controlador STA. En la Figura 7.9 se muestra las respuestas experimentales a un cambio de referencia del tipo escalón para las tres configuraciones. Si bien el segundo controlador PI logra un tiempo de establecimiento $t_{2,5s}$ menor, su comportamiento oscilatorio puede llevar a situaciones de inestabilidad en otras regiones de operación del sistema. Por este motivo, para los siguientes ensayos experimentales se empleó la sintonización del primer controlador PI.

Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla 7.3. Como puede apreciarse, los tres controladores lineales presentan tiempos de establecimiento similares a los

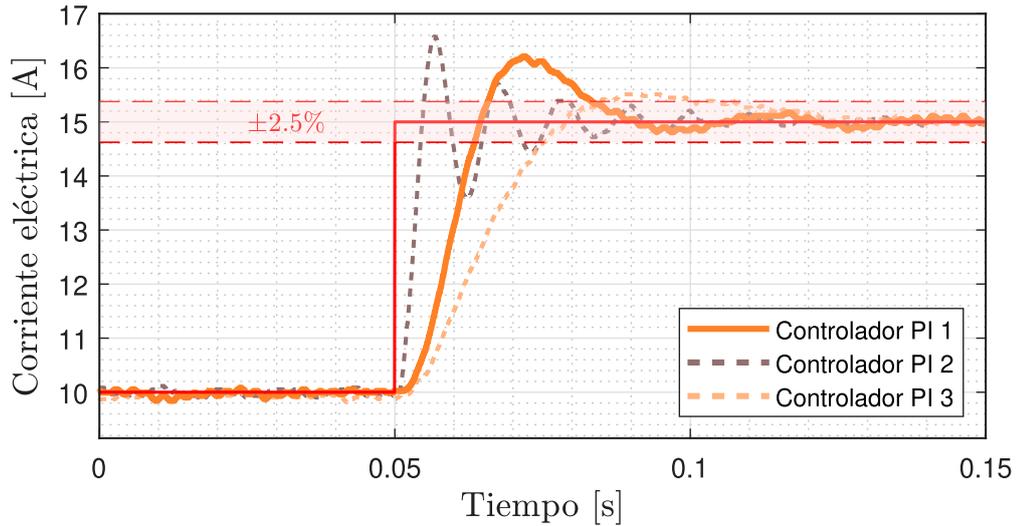


Figura 7.9: Respuesta de las tres sintonización del control PI a un cambio de referencia del tipo escalón ($v_{fc} = 35V$).

logrados por el controlador *Super-Twisting*, pero a costa de un mayor sobrepico. Sin embargo, como contraparte, puede apreciarse como la variación de la corriente en régimen estacionario resulta significativamente menor.

Tabla 7.3: Sintonizaciones para el controlador PI

	ΔI	$I_{\text{máx}}$	$t_{2,5\%}$
Controlador PI 1	$\pm 0,1$	24 %	35ms
Controlador PI 2	$\pm 0,1$	32 %	30ms
Controlador PI 3	$\pm 0,1$	9 %	58ms

Para finalizar, la señal de corriente adquirida por el sistema de control es comparada también con la corriente medida por una punta de mayor ancho de banda. Los resultados obtenidos, para el primer controlador PI, pueden apreciarse en la Figura 7.10. Al igual que en el caso anterior, la señal adquirida representa satisfactoriamente el valor medio de la corriente conmutada generada en el convertidor de potencia.

7.3. Resultados experimentales del control por STBA-STA

En esta sección se presentan los principales resultados experimentales obtenidos para la evaluación del sistema de control basado en STBA-STA del módulo de pila de combustible. Con el objetivo de comparar el desempeño del controlador propuesto, los ensayos son replicados para las estrategias de control por SOSM-STA y el sistema de control lineal PI, desarrollados en la sección anterior.

De esta manera, la evaluación del sistema es llevada a cabo a través de dos

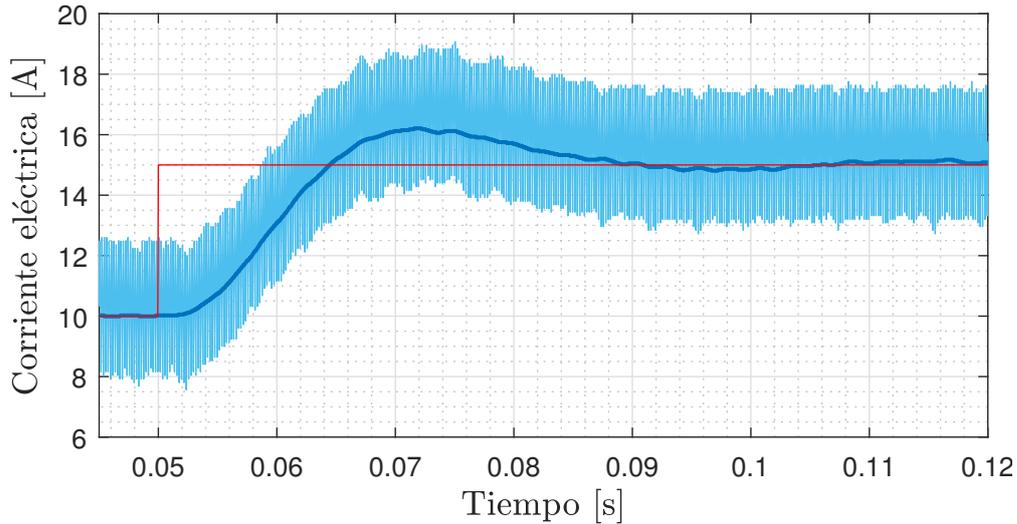


Figura 7.10: Validación de la corriente i_{fcm} para el controlador PI.

conjuntos de ensayos experimentales. El primero de ellos se encuentra destinado a evaluar el desempeño del controlador para el seguimiento de la señal de referencia impuesta por un control supervisor. El segundo ensayo propuesto tiene como objetivo caracterizar el rechazo a perturbaciones del sistema de control, frente a variaciones sinusoidales en la tensión del bus.

7.3.1. Primer ensayo: Seguimiento de referencia.

En este primer ensayo, los controladores son evaluados para el seguimiento de la referencia de corriente $i_{fcm,r}$ en condiciones normales de operación. Debido a restricciones prácticas en el comportamiento dinámico de la pila de combustible, la pendiente de la señal de referencia se encuentra limitada a $10 A/s$, incorporando así una limitación por *Slew rate*. Esta limitación tiene el objetivo de proteger la FC frente a cambios abruptos de la referencia, que puedan degradar la vida útil del dispositivo.

Bajo estas condiciones de ensayo, el módulo se considera operando sin perturbaciones en la tensión del bus, con la idea de evaluar solo las características de seguimiento del sistema controlado frente a cambios en la referencia. De esta manera, la respuesta temporal de los tres controladores se muestra en la Figura 7.11, donde se presenta un cambio de la referencia de corriente, $i_{fcm,r}$ de 20 a 25A.

Durante la operación sin perturbaciones de bus, el controlador por STBA-STA trabaja con el valor mínimo de ganancia, β_{\min} , presentando así una natural mejora en el *chattering* del controlador, con respecto al STA de ganancias fijas. No obstante, como se puede apreciar en la figura, ambos controladores SOSM logran un buen seguimiento de la señal de referencia impuesta. Por otro lado, el controlador lineal presenta cierta desmejora en su desempeño durante el cambio de referencia en forma de rampa, pudiendo apreciarse un incremento en el error de seguimiento en el transitorio. Sin embargo, en estado estacionario, el controlador PI logra un buen seguimiento de la referencia, manteniendo las oscilaciones del sistema en su valor mínimo.

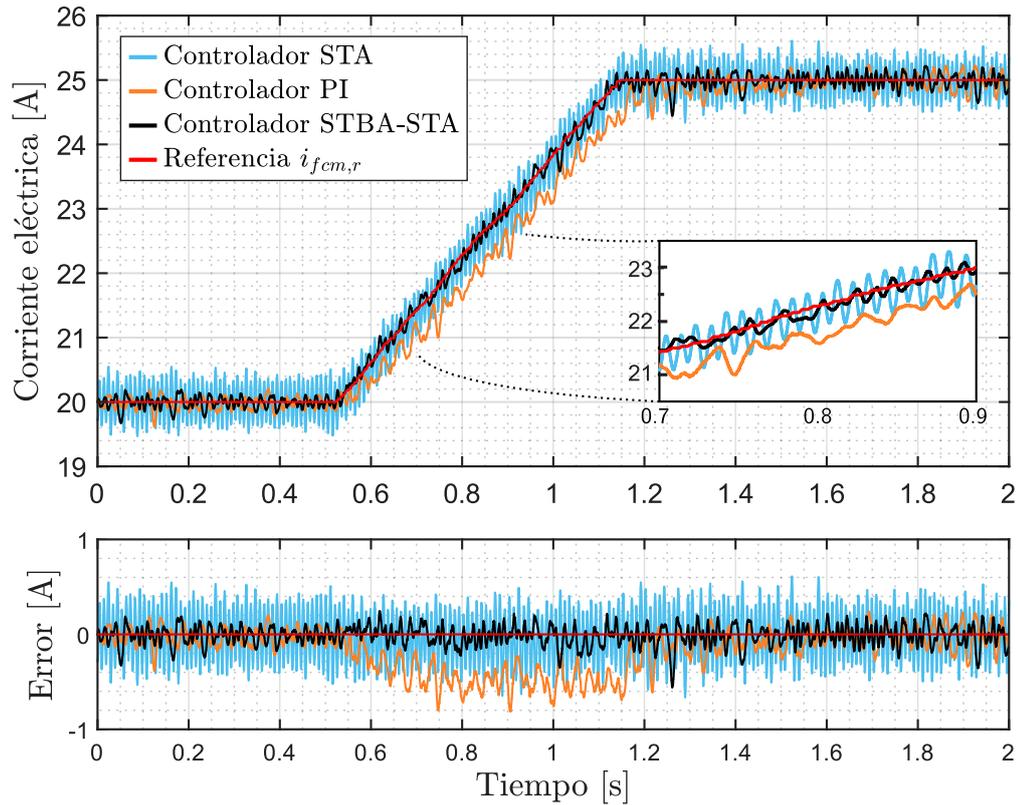


Figura 7.11: Seguimiento a cambio en la referencia de tipo rampa para los sistemas de control.

7.3.2. Segundo ensayo: Rechazo a perturbaciones.

A continuación, se analiza el desempeño del sistema de control bajo la presencia de perturbaciones en la tensión de bus. El propósito de este segundo ensayo es evaluar la eficacia del mecanismo de adaptación para contrarrestar las perturbaciones impuestas, reajustando los parámetros del controlador. Con este propósito, se emula una perturbación sinusoidal sobre la tensión v_{bus} , cuando el sistema opera con una referencia $i_{fcm,r}$ constante de 20A. La amplitud de la perturbación es del 2,5% de la tensión del bus.

De esta manera, el ensayo aplicado sobre el FCM consiste en cuatro perturbaciones sinusoidales de frecuencia variable, de 0 a 4Hz, donde el esfuerzo de control requerido del sistema es aumentado gradualmente. Estas perturbaciones son aplicadas de forma escalonada, en cuatro pasos, hasta llegar a su frecuencia máxima. Los resultados de este ensayo, para los tres controladores diseñados, pueden observarse en la Figura 7.12, donde se incluye también la variación en la tensión de bus v_{bus} .

Como ocurre en el primer ensayo, en ausencia de perturbaciones sobre el bus, el controlador basado en STBA-STA permite obtener un valor de *chattering* bastante menor al obtenido con el control por *Super-Twisting* convencional. Sin embargo, a medida que se incrementa la frecuencia de la perturbación, el mínimo valor de β no es suficiente para poder rechazar la variación, y en consecuencia el número de cruces por cero comienza a reducirse (ver Figura 7.13). En esta situación, el mecanismo de adaptación necesita aumentar rápidamente los parámetros del

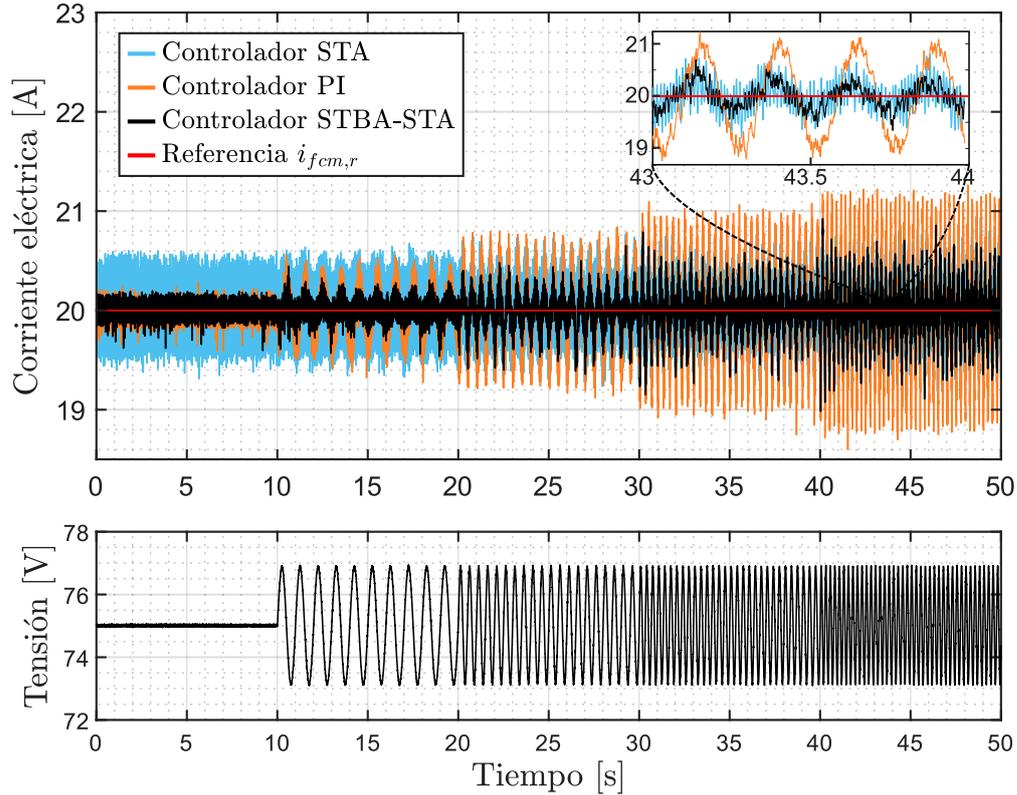


Figura 7.12: Respuesta temporal de la corriente i_{fcm} y variación de la tensión v_{bus} .

controlador con el objetivo de lograr rechazar dicha perturbación, garantizando así la robustez del sistema controlado en todo momento. Por su parte, el controlador lineal no puede rechazar eficazmente la perturbación en la tensión del bus, presentando, por lo tanto, una significativa reducción general en su desempeño.

Es importante observar que, el nivel de *chattering* del controlador STBA-STA aumenta a medida que también lo hace β . Este comportamiento es esperable, ya que el sistema requiere un mayor esfuerzo de control para contrarrestar la perturbación. Lo anterior puede apreciarse en detalle en la Figura 7.14, donde se observan las acciones de control para los algoritmos evaluados.

Por último, se debe tener en cuenta que, si bien el valor de β_{\min} muestra un excelente desempeño cuando el sistema opera sin perturbaciones, este valor de ganancia no cumple con las condiciones de estabilidad del algoritmo *Super-Twisting* (vistas en la Sección 5.3.2). De igual manera a lo analizado en los resultados por simulación del Capítulo 6, este efecto puede observarse de forma experimental en la Figura 7.15, donde la respuesta temporal del STBA-STA es comparada con un controlador STA sintonizado con el valor β_{\min} . Como era de esperarse, el algoritmo *Super Twisting* obtiene una importante mejora en su nivel de *chattering*, cuando el sistema opera sin perturbaciones. Sin embargo, en presencia de perturbaciones en la tensión de bus, el desempeño del controlador STA se ve seriamente degradado, presentando comportamientos potencialmente dañinos para la pila de combustible.

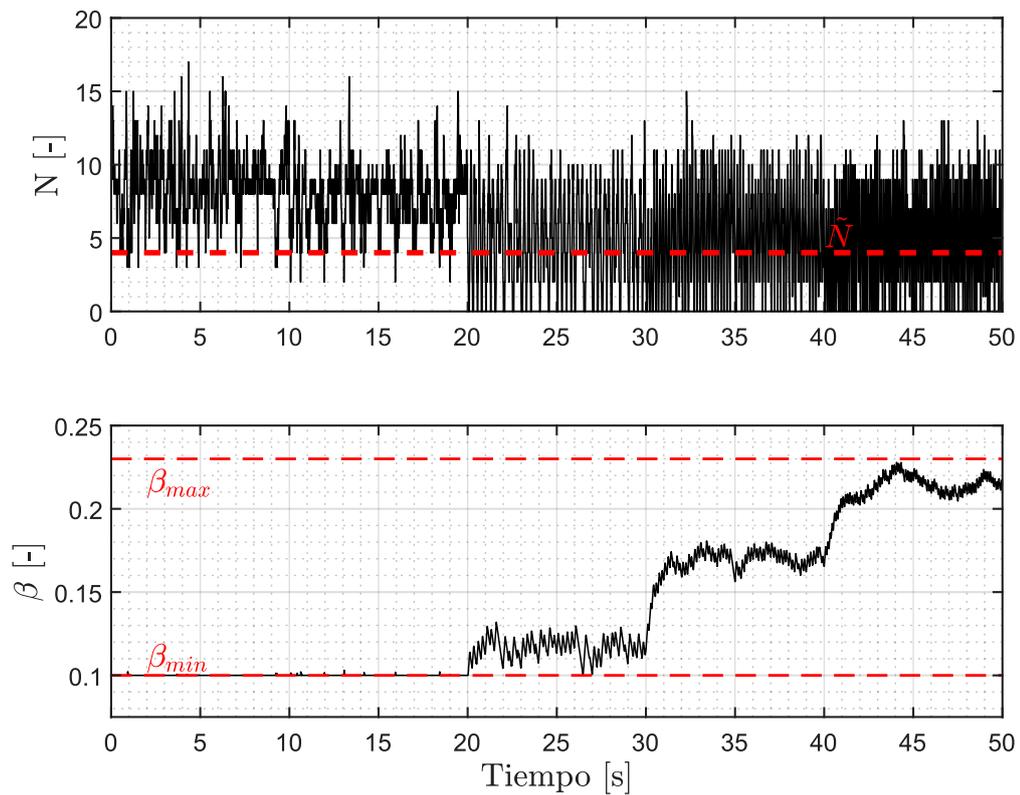


Figura 7.13: Respuesta temporal de los parámetros N y β del STBA-STA.

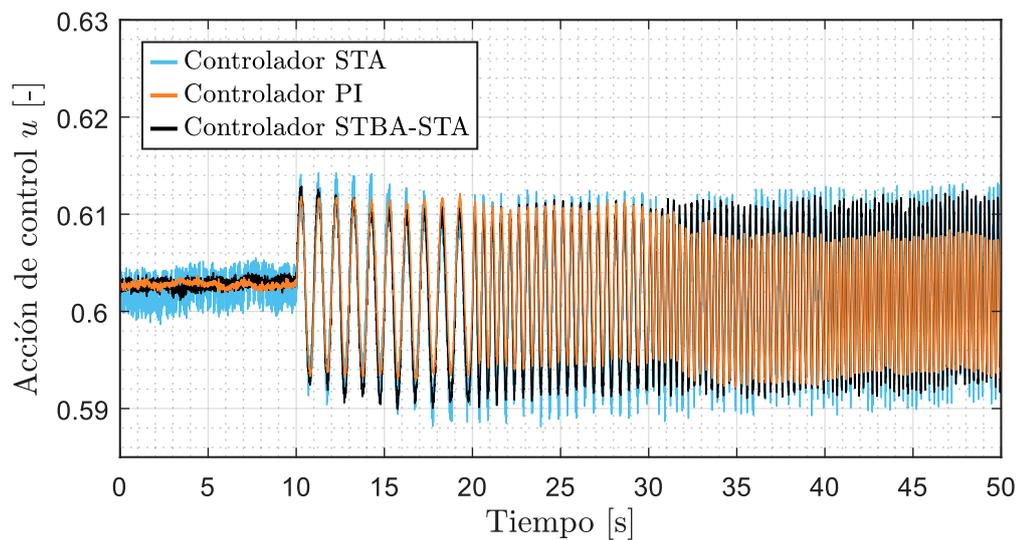
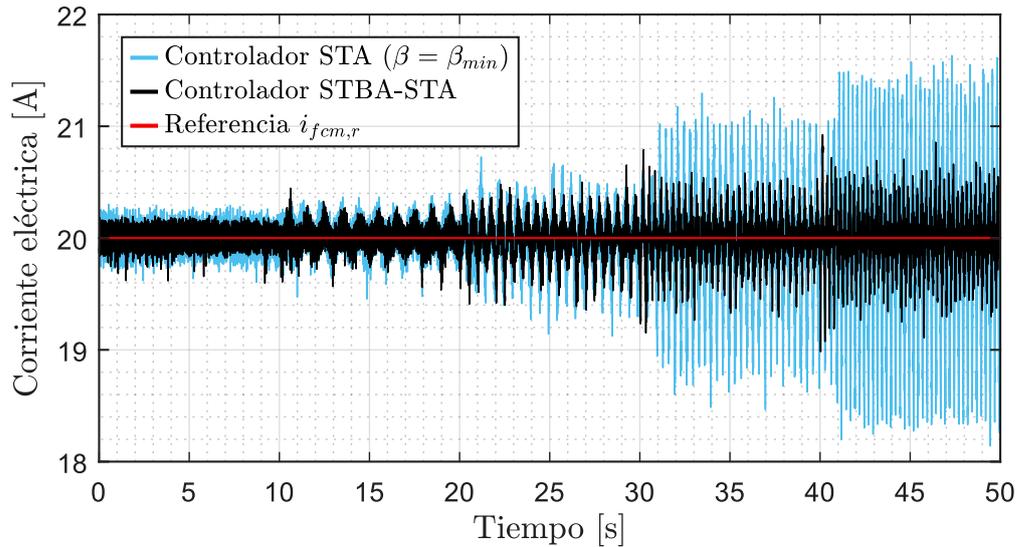


Figura 7.14: Acción de control de los algoritmos evaluados.


 Figura 7.15: Respuesta temporal del SOSM-STA para $\beta = \beta_{\min}$.

7.4. Resumen

En este capítulo se realizó la validación experimental del algoritmo con adaptación de ganancias *Switched/time-based adaptive Super Twisting* para su aplicación en un módulo de pilas de combustible. Con el objetivo de realizar una buena comparación del desempeño obtenido por la estrategia propuesta, se emplearon dos estructuras de control adicionales: un controlador *Super-Twisting* base de ganancias fijas y un controlador lineal proporcional-integral.

En primera instancia, se discutieron algunos de los lineamientos básicos para la implementación y posterior sintonización de las estrategias de control analizadas. En este aspecto, se realizaron ensayos iniciales que caracterizaron las respuesta experimental, de diferentes sintonizaciones propuestas para los controladores base, a partir de un cambio de referencia del tipo escalón. En particular, se encontraron tres conjuntos de sintonizaciones para cada controlador, que obtuvieron buenos tiempos de establecimiento en la respuesta del sistema controlado.

Posteriormente, el mecanismo de adaptación de ganancias fue ajustado a partir de la respuesta experimental obtenida por el controlado *Super-Twisting* de ganancias fijas. Puntualmente, se realizó la medición de la cantidad de cruces por cero de la estrategia STA para un determinado tamaño de ventana, lo que permitió definir el valor umbral para la activación del mecanismo de adaptación. Luego, las ganancias del mecanismo fueron elegidas a partir de las características de rapidez de adaptación deseadas.

Por último, el sistema de control propuesto fue evaluado experimentalmente a partir de dos conjuntos de ensayos. El primero de ellos se encontró destinado a analizar el desempeño de los algoritmos para el seguimiento de una señal de referencia con variación en forma de rampa. En condiciones de operación sin perturbaciones, el sistema de control por STBA-STA propuesto, logró una importante reducción de los niveles de *chattering* con respecto al algoritmo STA de ganancias fijas. Los niveles de oscilación logrados fueron comparables a los obtenidos con el controlador lineal.

Durante el segundo de los ensayos, el comportamiento del módulo de energía controlado fue analizado frente a la presencia de perturbaciones en la tensión de bus. Los resultados mostraron como el mecanismo de adaptación permite modificar eficazmente las ganancias del controlador para lograr rechazar las variaciones espurias de tensión. En consecuencia, el sistema de control propuesto mostró un excelente desempeño en entornos con baja o nula perturbaciones externas, a la vez que logra conservar las características de robustez del control por modos deslizantes *Super-Twisting* tradicional.

En el siguiente capítulo, culminaremos los estudios del sistema de control por STBA-STA propuesto, analizando su aplicación bajo condiciones reales de operación. En este aspecto, extenderemos el análisis y diseño a un controlador MIMO para el sistema híbrido completo, que involucra también el sistema de almacenamiento de energía. Bajo estas condiciones de operación, nos centraremos en estudiar el comportamiento del sistema de potencia controlado, frente a una demanda de carga real, fuertemente variable.

7.5. Referencias del capítulo

- [7.1] J. Larminie and A. Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. Wiley, 2003.
- [7.2] Institut de Robòtica i Informàtica Industrial. <https://www.iri.upc.edu/>.
- [7.3] Ballard Power System, Inc. Nexa™ Power Module User's Manual - MAN5100078. Technical report, Ballard, 2003.
- [7.4] Maxwell Technologies. *48 Volt Module With DuraBlue – BMOD0165 P048 C0B - Datasheet Document number: 3001491-EN.9*.
- [7.5] J. Talpone and P. Puleston and J. More and R. Griño and M. Cendoya. Experimental platform for development and Evaluation of hybrid generation systems based on fuel cells. *IJHE*, 37:10346, 2012.
- [7.6] Semikron. *Semistack SKS 75F B6CI 40V12 Datasheet*, 2007.
- [7.7] National Instruments. *cRIO-9047 Specifications*, 2018.
- [7.8] M. A. Golkani, S. Koch, R. Seeber, M. Reichhartinger, and M. Horn. An Anti-Windup Scheme for the Super-Twisting Algorithm. In *2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, December 2019.
- [7.9] Karl J. Åström and Tore Häggglund. *Advanced PID control*. ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Soc., Research Triangle Park, NC, 2006. Includes bibliographical references and index.
- [7.10] J. G. Ziegler and N. B. Nichols. Optimum settings for automatic controllers. *Journal of Fluids Engineering*, 64(8):759–765, November 1942.

Capítulo 8

Extensión MIMO para control de SGEH basado en FC/SC

En este capítulo final, extenderemos la implementación del algoritmo de adaptación propuesto para abarcar una estructura de sistema híbrido completo, conformado por una pila de combustible y un sistema de almacenamiento con supercapacitores. Bajo esta topología integrada, nos enfocaremos en analizar la respuesta del sistema controlado ante una carga altamente variable, definida por el perfil de conducción de un vehículo eléctrico. Estas condiciones de prueba permitirán una evaluación final sobre el desempeño del algoritmo propuesto en situaciones reales de operación, marcando así la conclusión de los estudios.

No obstante, para extender el sistema de control desarrollado a un sistema de generación de energía híbrida con múltiples entradas y salidas (MIMO), será necesario abordar el diseño desde una perspectiva diferente. En este sentido, para resolver el problema de control, se empleará una etapa intermedia mediante una transformación no lineal de los estados del sistema. Esta transformación posibilitará el diseño independiente de cada etapa de control, tanto para la FC como para el banco de SCs, utilizando los conceptos previamente abordados. Finalmente, se presentarán los resultados experimentales obtenidos para su aplicación particular en vehículos eléctricos.

8.1. Hacia una movilidad con hidrógeno

Como venimos discutiendo desde el Capítulo 1, la popularidad de los vehículos eléctricos ha ido en aumento en los últimos años, no solo debido a sus bajas emisiones, sino también por su alta eficiencia [8.1, 8.2]. Se ha establecido que los VEs logran eficiencias superiores al 75 %, sustancialmente más altas que el 15 % obtenido por los vehículos de combustión interna tradicionales [8.3]. A lo largo del tiempo, las necesidades de almacenamiento de energía para VEs convencionales han sido satisfechas principalmente por baterías de Litio, gracias a su relativamente simple tecnología, elevada densidad energética y un amplio conocimiento de ingeniería en comparación con las tecnologías emergentes.

Sin embargo, las baterías presentan numerosas limitaciones, como su vida útil, necesidad de mantenimiento, alto costo en el almacenamiento de la energía, autonomía limitada [8.4] y tiempos de carga prolongados (del orden de varias horas) [8.5]. Estas desventajas se suman a su discutido impacto ambiental, donde dife-

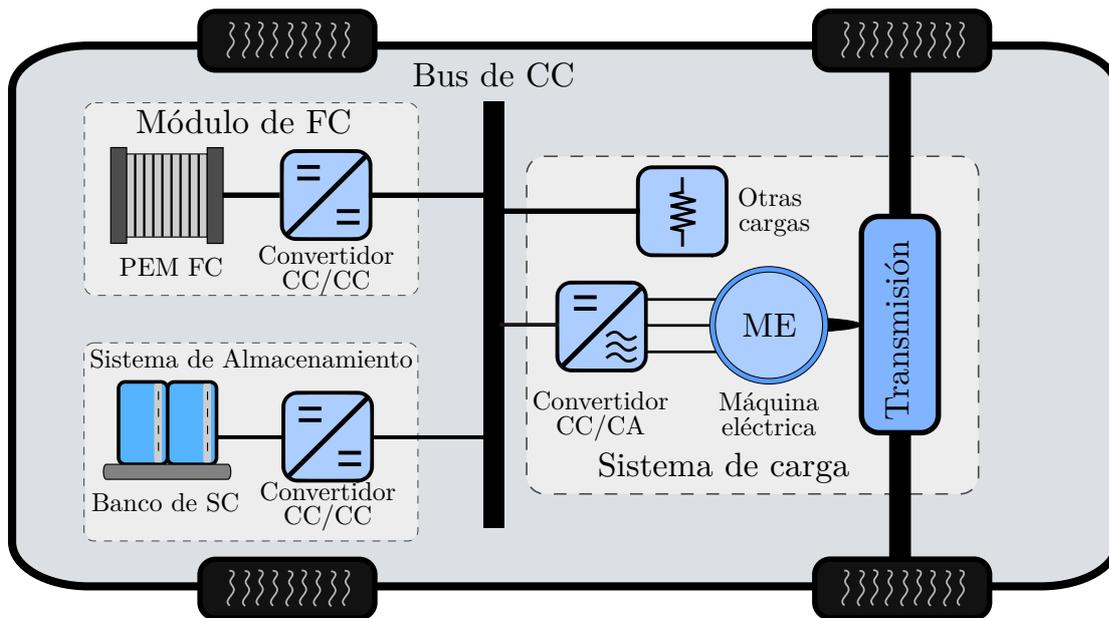


Figura 8.1: Diagrama esquemático de un vehículo eléctrico basado en FC/SC.

rentes estudios han demostrado que los mayores contribuyentes de las baterías al daño en el ecosistema son las fuentes de generación de electricidad utilizadas, la incineración de plásticos y el depósito en vertederos de residuos [8.6]. En este último aspecto, también la necesidad de prácticas extractivistas hacen pensar que un futuro completamente sustentable con baterías no es posible.

En este contexto, las pilas de combustible se han presentado como una de las principales alternativas hacia una movilidad con VEs [8.7]. En particular, su capacidad de recarga eficiente a corto plazo (similar a los vehículos ICEs), su mínima contaminación acústica durante la operación, generación solo de agua y calor como subproductos de la reacción, sumado a la versatilidad para operar con diversas fuentes de hidrógeno verde han puesto a las FCs como una tecnología más que prometedora para su aplicación en este campo [8.3].

Sin embargo, en el ámbito del transporte, los sistemas de pila de combustible deben ser capaces de adaptarse a condiciones operativas exigentes, tales como arranques y paradas frecuentes, cambios repentinos y amplitud variable en la demanda de energía. A pesar de la capacidad de las FCs para satisfacer la demanda en condiciones de operación estacionarias, su respuesta dinámica a las fluctuaciones transitorias es limitada. Estas variaciones rápidas en los requisitos de potencia ejercen cambios en las presiones que afectan a la membrana de la pila, acortando drásticamente su vida útil [8.8].

Por lo tanto, como discutimos en mayor detalle en el Capítulo 2, ya que las condiciones de carga no pueden ser satisfechas eficientemente empleando solo FCs, resulta imprescindible su combinación con sistemas de almacenamiento de energía. En particular, las topologías que incluyen un banco de supercapacitores como fuente secundaria de energía han despertado particular interés en los VEs [8.10, 8.9]. La utilización de SCs como una solución secundaria para el ESS en los VEs resulta sumamente beneficiosa debido a su elevada densidad de potencia, menor impacto negativo en la calidad del aire en comparación con las baterías [8.11], durabilidad, seguridad y corto tiempo de recarga [8.12].

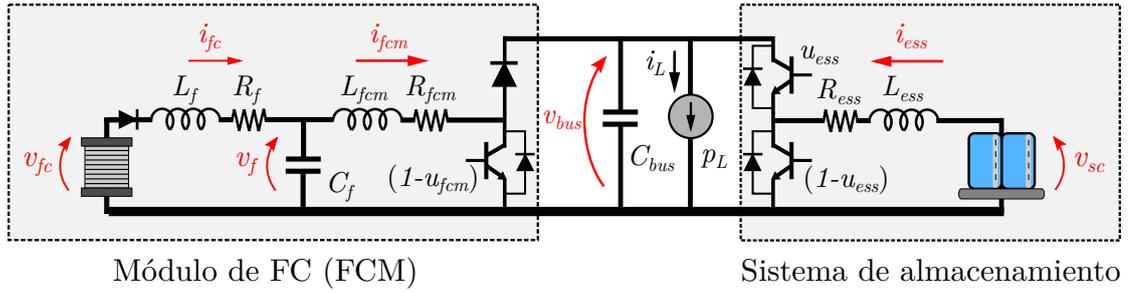


Figura 8.2: Modelo eléctrico del sistema de potencia híbrido basado en FC/SC.

En particular, nos centraremos en analizar la estructura de dos convertidores, discutida en el Capítulo 2 y mostrada en la Figura 8.1, ofrece una mayor flexibilidad en el control del flujo de energía tanto de la FC como del ESS. Sin embargo, el mayor control sobre el flujo de potencia que proporciona la topología conlleva necesariamente a una mayor complejidad en las estructuras de control asociadas [8.16]. En este aspecto, el sistema de control es sumamente importante para lidiar con las múltiples entradas y salidas del sistema, asegurando una gestión eficiente de la energía y una respuesta dinámica óptima. Las estrategias de control avanzadas no solo permiten maximizar la eficiencia del sistema de generación de energía en vehículos eléctricos, sino que también mejora la autonomía, la durabilidad y la experiencia de conducción.

Por lo tanto, en lo que resta del capítulo, culminaremos con el diseño de un sistema de control MIMO, utilizando como base las estrategias propuestas a lo largo del trabajo. Concluiremos nuestros estudios al presentar resultados experimentales que evidencien la versatilidad de los algoritmos desarrollados, destacando su capacidad de adaptación a diferentes escenarios de operación.

8.2. Sistema de generación de energía híbrida

A continuación se describe el modelo promediado del sistema híbrido completo bajo estudio, incluyendo al sistema de almacenamiento auxiliar. De esta manera, la plataforma experimental analizada en el Capítulo 7 es extendida para incluir al banco de supercapacitores con su electrónica asociada. La conexión entre el módulo de FC y el SCB es realizada a través del bus común de tensión continua, como se muestra en la Figura 8.2.

En esta topología particular, el FCM tiene como principal objetivo el suministrar la potencia promedio demandada por el vehículo. Por su parte, el ESS se encuentra diseñado para asistir a la FC satisfaciendo las variaciones abruptas de potencia, producto de la aceleración y frenado del vehículo, a la vez que regula la tensión sobre el bus.

8.2.1. Modelo promediado del SGEH

Como ya fue descrito en capítulos anteriores, dada la característica de tensión no lineal de la FC en combinación con su lenta dinámica e incapacidad de absorción de energía, estos dispositivos electroquímicos son particularmente malos reguladores de tensión. Por estas razones, la FC se integra al SGEH a través de un

sistema de acondicionamiento de potencia, comprendiendo así el módulo de FC. Este sistema se basa en un convertidor elevador unidireccional CC/CC, que opera con una frecuencia de conmutación de 20 kHz. Además, para mitigar los efectos de alta frecuencia del convertidor de potencia, se incorpora un filtro pasa bajos de segundo orden a la salida de la pila de combustible.

De esta manera, la primera parte del modelo, analizada ya en mayor detalle en el Capítulo 6, viene dada por:

$$L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -v_f - i_{fc}R_f + v_{fc}(i_{fc}) \quad (8.1)$$

$$C_f \frac{dv_f}{dt} = i_{fc} - i_{fcm} \quad (8.2)$$

$$L_{fcm} \frac{di_{fcm}}{dt} = v_f - i_{fcm}R_{fcm} - v_{bus}u_{fcm}. \quad (8.3)$$

donde i_{fc} es la corriente promedio de la pila de combustible, v_f es la caída de tensión promedio sobre el capacitor del filtro y i_{fcm} es la corriente promedio de salida del módulo de pila de combustible. Además, la señal de entrada u_{fcm} representa el ciclo de trabajo del convertidor de potencia y puede tomar valores dentro del intervalo:

$$0 < u_{fcm,min} < u_{fcm} < 1.$$

Por su parte, la tensión de la FC, v_{fc} , función de su corriente de salida i_{fc} , puede ser descrita por la ecuación diferencial:

$$\begin{cases} v_{fc} & = E_{ocv} - v_{dl} - R_{ohm}i_{fc} \\ C_{dl} \frac{dv_{dl}}{dt} & = i_{fc} - i_a \end{cases} \quad (8.4)$$

donde E_{ocv} es la tensión de circuito abierto, R_{ohm} representa las pérdidas lineales y v_{dl} es la caída de tensión a través de la capacitancia eléctrica C_{dl} , definida como:

$$v_{dl} = N_{stack}(v_{act}(i_a) + v_{conc}(i_a)) \quad (8.5)$$

donde v_{act} y v_{conc} son las pérdidas de activación y concentración respectivamente, dadas por:

$$v_{act}(i_a) = A_t \ln(i_a), \quad (8.6)$$

$$v_{conc}(i_a) = m \exp(ni_a) \quad (8.7)$$

donde A_t es la pendiente de la ecuación de Tafel y m y n son coeficientes obtenidos de forma empírica.

Por otro lado, el sistema de almacenamiento de energía, o ESS, involucra un banco comercial de supercapacitores de Maxwell Technologies©. El módulo de SCs tiene una tensión nominal de 48V con una capacitancia nominal, C_{sc} de 165F. La interfaz con el bus común de CC se realiza a través de un convertidor de potencia bidireccional elevador con una frecuencia de conmutación de 20kHz. Como se mencionó anteriormente, este convertidor de potencia está diseñado para suministrar las componentes de alta frecuencia de la carga de potencia.

De esta manera, el modelo eléctrico promediado del ESS junto con el bus común viene dado por:

$$L_{ess} \frac{di_{ess}}{dt} = v_{sc} - R_{ess} i_{ess} - v_{bus} u_{ess} \quad (8.8)$$

$$C_{sc} \frac{dv_{sc}}{dt} = -i_{ess} \quad (8.9)$$

$$C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = -i_{bus} + i_{fcm} u_{fcm} + i_{ess} u_{ess} \quad (8.10)$$

donde i_{ess} es la corriente promedio de salida del ESS, v_{sc} es la tensión promedio del módulo de supercapacitores y v_{bus} es la tensión promedio del bus común de CC. Además, la señal u_{ess} corresponde al ciclo de trabajo del convertidor de potencia bidireccional y toma valores entre:

$$0 < u_{ess,mn} < u_{ess} < 1.$$

El modelo completo para el SGEH se puede sintetizar en un sistema de ecuaciones diferenciales de la siguiente manera:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (8.11)$$

donde $\mathbf{x} \in R^7$ es el vector de estados del sistema, que se define como $\mathbf{x} = [v_{fc}, i_{fc}, v_f, i_{fcm}, i_{ess}, v_{sc}, v_{bus}]$, $\mathbf{u} \in R^2$ es el vector de señales de control, que se define como $\mathbf{u} = [u_{fcm}, u_{ess}]$, y $\mathbf{f} : R^7 \rightarrow R^7$ y $\mathbf{g} : R^7 \rightarrow R^{7 \times 2}$ son funciones suaves del vector de estados.

Este modelo completo se utilizará para el análisis y diseño del control en la siguiente sección. El conjunto de parámetros del sistema para el modelo del SGEH se resumen en la Tabla 8.1.

Tabla 8.1: Parámetros eléctricos del SGEH

Parámetros del FCM				Parámetros del ESS y Bus			
R_f	50mΩ	L_f	140μH	R_{ess}	10mΩ	L_{ess}	35μH
R_{fcm}	100mΩ	L_{fcm}	190μH	C_{sc}	165F	C_{bus}	5600μF
C_f	2200μF	f_s	20 kHz				

8.2.2. Control supervisor externo

Si bien el análisis y estudio en profundidad del control supervisor del SGEH no es el objetivo de la presente tesis, esta etapa de diseño es imprescindible para la generación de las referencias de control y la posterior implementación experimental del controlador propuesto. De esta manera, la implementación de los ensayos experimentales es realizada considerando una estrategia de separación por frecuencia (ver [8.17]) basada en la medida de la potencia de carga, p_L . La Figura 8.3 muestra un diagrama básico de la estrategia propuesta.

Como se puede apreciar, la referencia de potencia para el FCM, $p_{fcm,r}$, tiene como objetivo suministrar las variaciones lentas de la carga. Mientras tanto, las variaciones rápidas son suministradas por el sistema de almacenamiento de energía

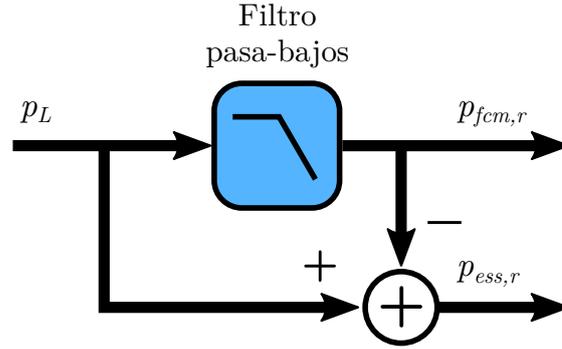


Figura 8.3: Diagrama del control supervisor basado en separación por frecuencia.

de acuerdo con su referencia de potencia, $p_{ess,r}$. Por lo tanto, las referencias de corriente para la FC y el ESS, $i_{fcm,r}$ y $i_{ess,r}$ respectivamente, se definen como:

$$i_{fcm,r} = \frac{p_{fcm,r}}{v_f} \quad (8.12)$$

y

$$i_{ess,r} = \frac{p_{ess,r}}{v_{sc}} + z_{bus} \quad (8.13)$$

con $z_{bus} = k_{bus} \int (v_{bus} - v_{bus,r}) dt$.

El término integral, z_{bus} , tiene como objetivo compensar posibles errores en las referencias de potencia calculadas, o bien en los parámetros del sistema. Su acción correctiva se diseña a través de la constante positiva k_{bus} , logrando una dinámica lenta en comparación con el controlador propuesto presentado en la sección 8.3.

8.3. Control MIMO por STBA-STA para SGEH

En esta sección se desarrolla el sistema de control MIMO basado en la estrategia por modos deslizantes STBA-STA propuesta. Las múltiples señales de entrada y salida del sistema estudiado requieren algunas consideraciones en el análisis del control por modos deslizantes. Con el fin de simplificar el diseño del SMC, se propone una transformación no lineal especial para desacoplar las acciones de control, u_{fcm} y u_{ess} .

La estrategia de desacoplamiento tiene como principal objetivo el de independizar el efecto de las acción de control sobre cada variable de deslizamiento. Una vez que las señales de control se encuentren desacopladas, se procede con el análisis y diseño del algoritmo por modos deslizantes de segundo orden, siguiendo el procedimiento utilizado en los capítulos anteriores. La topología final del sistema de control se muestra en la Figura 8.4.

8.3.1. Diseño de las variables de deslizamiento

Como se mencionó anteriormente, el módulo de FC se encuentra diseñado para suministrar la potencia promedio de la carga variable. Este objetivo de control

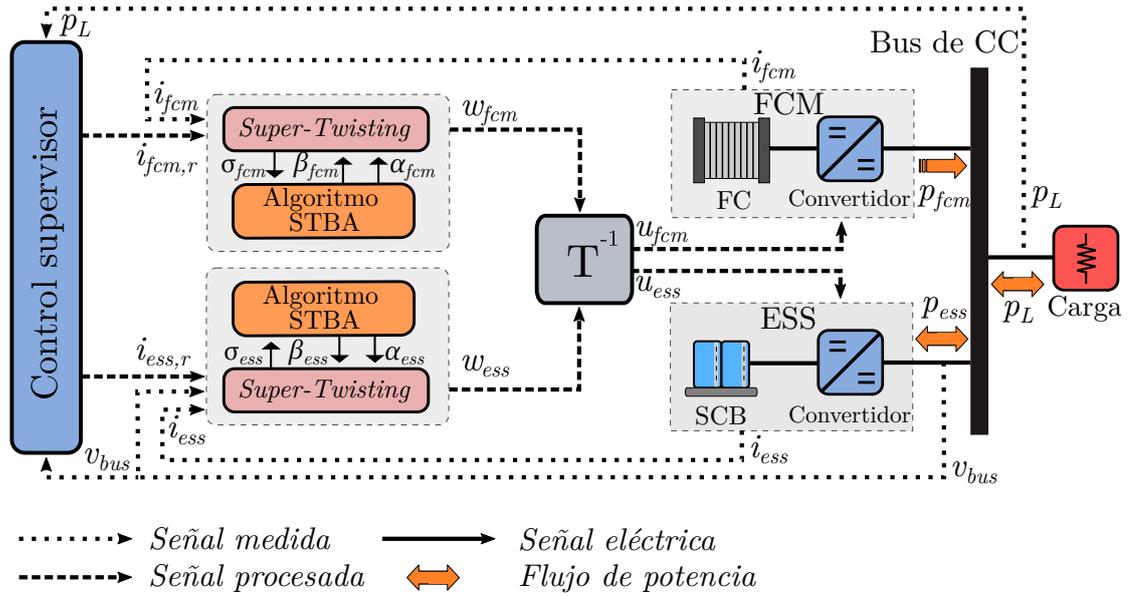


Figura 8.4: Esquema completo del sistema de control para el sistema de generación de energía híbrida.

puede ser formulado como el seguimiento de la corriente del FCM, $i_{fcm,r}$, proporcionada por un control supervisor externo (ver sección anterior). Suponiendo una regulación ideal de la tensión del bus, esta corriente es proporcional a la potencia eléctrica p_{fcm} , entregada por la pila de combustible.

Por lo tanto, el objetivo de control es descrito, por medio de la teoría del control por modos deslizantes, a través de la variable de deslizamiento:

$$\sigma_{fcm} = i_{fcm} - i_{fcm,r}. \quad (8.14)$$

Por otro lado, el control del sistema de almacenamiento de energía basado en SCs se encuentra diseñado específicamente para manejar las variaciones abruptas de potencia demandadas por la carga. Esto se logra naturalmente mediante la regulación de la tensión del bus común, v_{bus} .

Sin embargo, debido al conocido problema de alcanzabilidad de la topología estudiada [8.18, 8.19], la segunda variable de deslizamiento se diseña de tal manera que la corriente del SC, i_{ess} , se incluya en σ_{ess} . Por lo tanto, el segundo objetivo de control está incorporado en la variable de deslizamiento:

$$\sigma_{ess} = v_{bus} - v_{bus,r} + k_{ess}(i_{ess} - i_{ess,r}). \quad (8.15)$$

donde, al igual que en el caso anterior, las referencias de tensión y corriente, $v_{bus,r}$ e $i_{ess,r}$, están definidas por el control supervisor descrito anteriormente. La constante positiva k_{ess} se elegida específicamente para obtener la respuesta dinámica deseada en lazo cerrado de la tensión del bus, v_{bus} .

Adicionalmente, el procedimiento para el diseño de los sistemas de control por SOSM requiere el cálculo de las expresiones de la primera derivada de las variables de deslizamiento, $\dot{\sigma}_{fcm}$ y $\dot{\sigma}_{ess}$. Estas expresiones se pueden obtener utilizando la estructura de control afín particular del modelo del sistema en la ecuación (8.11),

lo que lleva a:

$$\dot{\boldsymbol{\sigma}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \dot{\sigma}_{fcm}(\mathbf{x}) \\ \dot{\sigma}_{ess}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \mathbf{\Phi}(\mathbf{x}) + \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} u_{fcm} \\ u_{ess} \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

con

$$\mathbf{\Phi}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \phi_1(\mathbf{x}) \\ \phi_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \text{ y } \mathbf{\Gamma}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \gamma_{11}(\mathbf{x}) & 0 \\ \gamma_{21}(\mathbf{x}) & \gamma_{22}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

donde $\boldsymbol{\sigma}(\mathbf{x}) = [\sigma_{fcm}(\mathbf{x}), \sigma_{ess}(\mathbf{x})]^T$ y las funciones del sistema resultan:

$$\phi_1(\mathbf{x}) = \frac{v_f - i_{fcm}R_{fcm}}{L_{fcm}}, \quad (8.18)$$

$$\phi_2(\mathbf{x}) = \frac{-i_{bus}}{C_{bus}} + k_{ess} \frac{v_{sc} - R_{ess}i_{ess}}{L_{ess}}, \quad (8.19)$$

$$\gamma_{11}(\mathbf{x}) = \frac{v_{bus}}{L_{fcm}}, \quad \gamma_{21}(\mathbf{x}) = \frac{i_{fcm}}{C_{bus}} \quad \text{y} \quad (8.20)$$

$$\gamma_{22}(\mathbf{x}) = \frac{i_{ess}}{C_{bus}} - k_{ess} \frac{v_{bus}}{L_{ess}}. \quad (8.21)$$

Como se puede observar en las ecuaciones (8.16)-(8.21), ambas variables de deslizamiento tienen un grado relativo uno con respecto a las acciones de control, u_{fcm} y u_{ess} , respectivamente.

Los dos objetivos de control propuestos serán satisfechos diseñando las acciones de control, u_{fcm} y u_{ess} , que lleven y mantengan las variables de deslizamiento, σ_{fcm} y σ_{ess} , y sus primeras derivadas, $\dot{\sigma}_{fcm}$ y $\dot{\sigma}_{ess}$, en la superficie de deslizamiento de dos dimensiones:

$$\mathcal{S} = \{\mathbf{x} \in R^7 : \boldsymbol{\sigma}(\mathbf{x}) = \dot{\boldsymbol{\sigma}}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}\}. \quad (8.22)$$

8.3.2. Desacoplamiento de las señales de control

A partir de la descripción anterior, se puede apreciar un acoplamiento de ambas acciones de control en la segunda fila de las ecuaciones (8.16)-(8.17). Para disociar este efecto cruzado y simplificar el diseño del algoritmo de control por SOSM propuesto, se desarrolla a continuación una matriz de transformación de desacoplamiento \mathbf{T} . Esta transformación relaciona cada acción de control, u_{fcm} y u_{ess} , con dos nuevas variables de control auxiliares ω_{fcm} y ω_{ess} , respectivamente, de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} u_{fcm} \\ u_{ess} \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} \omega_{fcm} \\ \omega_{ess} \end{bmatrix}, \quad (8.23)$$

donde el desacoplamiento deseado se logra diseñando la matriz de transformación $\mathbf{T}(\mathbf{x})$ de la siguiente manera:

$$\mathbf{T}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{L_{ess}i_{fcm}}{i_{ess}L_{ess} - k_{ess}C_{bus}v_{bus}} & 1 \end{bmatrix}. \quad (8.24)$$

La matriz \mathbf{T} existe y tiene inversa si se cumple la condición $L_{ess}i_{ess} - k_{ess}C_{bus}v_{bus} \neq 0$. Puede observarse que la condición anterior depende directamente del parámetro de diseño del control k_{ess} , el cual debe ser seleccionado adecuadamente. De esta manera, aplicando la transformación de desacoplamiento, la nueva expresión de $\dot{\boldsymbol{\sigma}}$ resulta en:

$$\dot{\boldsymbol{\sigma}}(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\Phi}(\mathbf{x}) + \boldsymbol{\Gamma}(\mathbf{x})\mathbf{T}(\mathbf{x}) \begin{bmatrix} \omega_{fcm} \\ \omega_{ess} \end{bmatrix} \quad (8.25)$$

$$= \boldsymbol{\Phi}(\mathbf{x}) + \begin{bmatrix} \xi_1(\mathbf{x}) & 0 \\ 0 & \xi_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{fcm} \\ \omega_{ess} \end{bmatrix}. \quad (8.26)$$

con

$$\xi_1(\mathbf{x}) = -\frac{v_{bus}}{L_{fcm}} \quad \text{y} \quad \xi_2(\mathbf{x}) = \frac{i_{ess}}{C_{bus}} - \frac{k_{ess}v_{bus}}{L_{ess}}. \quad (8.27)$$

Por lo tanto, el algoritmo por SM propuesto se puede analizar y diseñar de manera independiente para cada variable de deslizamiento, σ_{fcm} y σ_{ess} .

Además, para el procedimiento típico de diseño de control SOSM, es necesario calcular y acotar las segundas derivadas de las variables de deslizamiento $\ddot{\sigma}_{fcm}$ y $\ddot{\sigma}_{ess}$. A partir de la ecuación (8.25), se sigue que:

$$\ddot{\sigma}_{fcm} = \varphi_1(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess}) + \xi_1(\mathbf{x})\dot{\omega}_{fcm} \quad (8.28)$$

$$= \xi_1(\mathbf{x}) [\eta_1(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess}) + \dot{\omega}_{fcm}] \quad (8.29)$$

$$\ddot{\sigma}_{ess} = \varphi_2(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess}) + \xi_2(\mathbf{x})\dot{\omega}_{ess} \quad (8.30)$$

$$= \xi_2(\mathbf{x}) [\eta_2(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess}) + \dot{\omega}_{ess}]. \quad (8.31)$$

Entonces, si existen las constantes positivas F_1 , F_2 , G_{m1} , G_{M1} , G_{m2} y G_{M2} que satisfacen:

$$|\varphi_1(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess})| < F_1 \quad (8.32)$$

$$|\varphi_2(\mathbf{x}, \omega_{fcm}, \omega_{ess})| < F_2 \quad (8.33)$$

$$0 < G_{m1} < \xi_1(\mathbf{x}) < G_{M1} \quad (8.34)$$

$$0 < G_{m2} < \xi_2(\mathbf{x}) < G_{M2}, \quad (8.35)$$

es posible diseñar un control SOSM que, en tiempo finito, lleve y mantenga las trayectorias del sistema en la superficie de deslizamiento de segundo orden \mathcal{S} . Además, si las funciones del sistema φ_1 , φ_2 , ξ_1 y ξ_2 son funciones suaves del tiempo, entonces las condiciones:

$$\left| \frac{d}{dt} \eta_1(\mathbf{x}, \cdot) \right| \leq P_1, \quad \left| \frac{d}{dt} \eta_2(\mathbf{x}, \cdot) \right| \leq P_2 \quad (8.36)$$

son también satisfechas.

8.3.3. Controlador MIMO por STBA-STA

Para finalizar, se desarrolla el sistema de control MIMO utilizando la estrategia de control *Super-Twisting* con adaptación *Switched-time*. La ley de control se

diseña en el dominio de las variables de control auxiliares, ω_{fcm} y ω_{ess} , y luego se transforma utilizando la inversa de \mathbf{T} a las acciones de control reales, u_{fcm} y u_{ess} , para su implementación como se muestra en la Figura 8.4.

Al igual que en el Capítulo 7, en primer lugar, el algoritmo *Super-Twisting* base [8.20] se desarrolla por separado para cada variable de control auxiliar. Luego, la estrategia de adaptación de ganancias propuesta se implementa para el ajuste de los parámetros del STA, como una capa superior para el lazo de control principal (ver Figura 8.4). Este mecanismo de ajuste tiene como objetivo reducir la amplitud de las oscilaciones en condiciones de operación normales, reduciendo los parámetros de control sin deteriorar la robustez del sistema.

Como se viene analizando en detalle en los capítulos anteriores, el enfoque de adaptación basado *Switched-time* opera contando el número de cruces por cero de cada variable de deslizamiento $N_k(\sigma)$ en una ventana de tiempo \mathcal{T}_k . Se considera que, si el número de cruces por cero alcanza un umbral dado $\tilde{N} > 0$, el funcionamiento del sistema controlado sobre el régimen por modos deslizantes real se encuentra establecido. En consecuencia, cuando se detecta la condición $N_k(\sigma) > \tilde{N}$, el mecanismo de reducción de parámetros es activado. Por el contrario, si la condición no se cumple, no existe un régimen de deslizamiento real, por lo que la ley de adaptación aumentará rápidamente los parámetros de control para asegurar la operación robusta del sistema.

Por lo tanto, al definir el instante de tiempo $k \in \mathbb{N}_0$, se calcula la medición del número de cruces por cero en k , $N_k(\sigma)$, para cada intervalo de tiempo superpuesto \mathcal{T}_k :

$$\mathcal{T}_k = [kT_a - T, kT_a], \quad T = \tilde{k}T_a \quad (8.37)$$

donde T_a es el tiempo de actuación, igual al período de conmutación de los convertidores de potencia, y \tilde{k} es un entero positivo que define el tamaño de la ventana T .

De esta manera, si el sistema controlado cumple las condiciones descritas en (8.32)-(8.35), la ley de control SOSM-STA que permite llevar y mantener el sistema controlado sobre \mathcal{S} en tiempo finito está dada por:

Sistema de control del FCM:

$$\omega_{fcm} = -\alpha_{fcm(t)}|\sigma_{fcm}|^{1/2}\text{sign}(\sigma_{fcm}) + \nu_{fcm} \quad (8.38)$$

$$\dot{\nu}_{fcm} = -\beta_{fcm(t)}\text{sign}(\sigma_{fcm}) \quad (8.39)$$

$$\beta_{fcm(t)} = \beta_{fcm[k]}, \quad \alpha_{fcm(t)} = \varepsilon_{fcm}\beta_{fcm[k]}^{1/2} \quad (8.40)$$

Sistema de control del ESS:

$$\omega_{ess} = -\alpha_{ess(t)}|\sigma_{ess}|^{1/2}\text{sign}(\sigma_{ess}) + \nu_{ess} \quad (8.41)$$

$$\dot{\nu}_{ess} = -\beta_{ess(t)}\text{sign}(\sigma_{ess}) \quad (8.42)$$

$$\beta_{ess(t)} = \beta_{ess[k]}, \quad \alpha_{ess(t)} = \varepsilon_{ess}\beta_{ess[k]}^{1/2} \quad (8.43)$$

Los parámetros ε_{fcm} y ε_{ess} son valores constantes positivos que deben seleccionarse. Mientras que $\beta_{fcm[k]}$ y $\beta_{ess[k]}$ se actualizan en períodos de T_a a través de la ley de adaptación propuesta, manteniéndose constantes durante el intervalo de

tiempo $t \in [kT_a, (k+1)T_a]$.

Dependiendo del número de cruces por cero $N_k(\sigma_{fcm})$ y $N_k(\sigma_{ess})$, la ley de adaptación para los parámetros de control $\beta_{fcm[k]}$ y $\beta_{ess[k]}$ se expresa de la siguiente manera:

$$\beta_{i[k]} = \begin{cases} \text{máx}(\beta_{i[k-1]} - \Lambda_i T_a, \check{\beta}_i), & \text{si } N_{k-1}(\sigma_i) \geq \tilde{N}_i \\ \text{mín}(\beta_{i[k-1]} + \Gamma_i T_a, \hat{\beta}_i), & \text{si } N_{k-1}(\sigma_i) < \tilde{N}_i \end{cases} \quad (8.44)$$

con $i = \{fcm, ess\}$, y $\Lambda_i, \Gamma_i, \tilde{N}_i \in R^+$ valores constantes que deben ser diseñados para cada controlador STA. Además, $\check{\beta}_i$ y $\hat{\beta}_i$ son los valores de saturación mínimos y máximos, respectivamente, de β_i .

Los parámetros de control del STBA-STA presentados en (8.38)-(8.44) deben ser diseñados para cumplir con [8.21]:

$$0 < \check{\beta}_{fcm} \leq \hat{\beta}_{fcm} = \gamma_{fcm} \frac{F_1}{G_{m1}}, \quad \gamma_{fcm} > 1 \quad (8.45)$$

$$0 < \check{\beta}_{ess} \leq \hat{\beta}_{ess} = \gamma_{ess} \frac{F_2}{G_{m2}}, \quad \gamma_{ess} > 1 \quad (8.46)$$

$$\varepsilon_{fcm}^2 > \frac{4}{G_{m1}} \frac{(\gamma_{fcm} + 1)}{(\gamma_{fcm} - 1)} \quad (8.47)$$

$$\varepsilon_{ess}^2 > \frac{4}{G_{m2}} \frac{(\gamma_{ess} + 1)}{(\gamma_{ess} - 1)} \quad (8.48)$$

y

$$\Gamma_{ess} > \Lambda_{ess} + (\tilde{k} + 2)P, \quad (8.49)$$

con el fin de garantizar que las trayectorias del sistema converjan a la variedad deslizante de segundo orden de dos dimensiones:

$$\mathcal{S}_R = \{x \in R^7 : |\sigma(x)| < \mu_1, |\dot{\sigma}(x)| < \mu_2\} \quad (8.50)$$

en tiempo finito.

El tamaño de la superficie de deslizamiento real \mathcal{S}_R dependerá directamente de la longitud del intervalo T [8.22]. En la práctica, este parámetro debe seleccionarse cuidadosamente junto con el valor umbral \tilde{N} para minimizar el efecto del *chattering*.

La Tabla 8.2 muestra los parámetros de control utilizados para los resultados experimentales presentados a continuación.

8.4. Resultados experimentales

Por último, se presentan los resultados experimentales obtenidos para el sistema de control MIMO bajo estudio. El controlador propuesto es comparado con la versión del algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas, ajustado con el valor máximo $\hat{\beta}_{fcm}$ que garantiza la estabilidad del sistema.

El sistema de generación híbrido se asume operando como parte de un vehículo eléctrico, con un perfil de potencia de carga, p_L , fuertemente variable. El perfil

Tabla 8.2: Parámetros de control del STBA-STA.

FCM		ESS	
$\tilde{\beta}_{fcm}$	$4e^5$	$\tilde{\beta}_{ess}$	$4e^4$
$\hat{\beta}_{fcm}$	$10e^5$	$\hat{\beta}_{ess}$	$15e^4$
ε_{fcm}	2,4	ε_{ess}	1,4
N_{fcm}	4	N_{ess}	4
Λ_{fcm}	3	Λ_{ess}	20
Γ_{fcm}	6	Γ_{ess}	40
		k_{ess}	1
		k_{bus}	20

utilizado, mostrado en la Figura 8.5, fue generado a partir del ciclo de conducción urbana normalizado EPA IM240 [8.23], el cual presenta múltiples instancias de aceleración y frenado del vehículo. Además, se incluye una perturbación sinusoidal de potencia de $450W@15Hz$ en el segundo 120, con el fin de evaluar la robustez de ambos controladores al rechazo de dicha variación espuria.

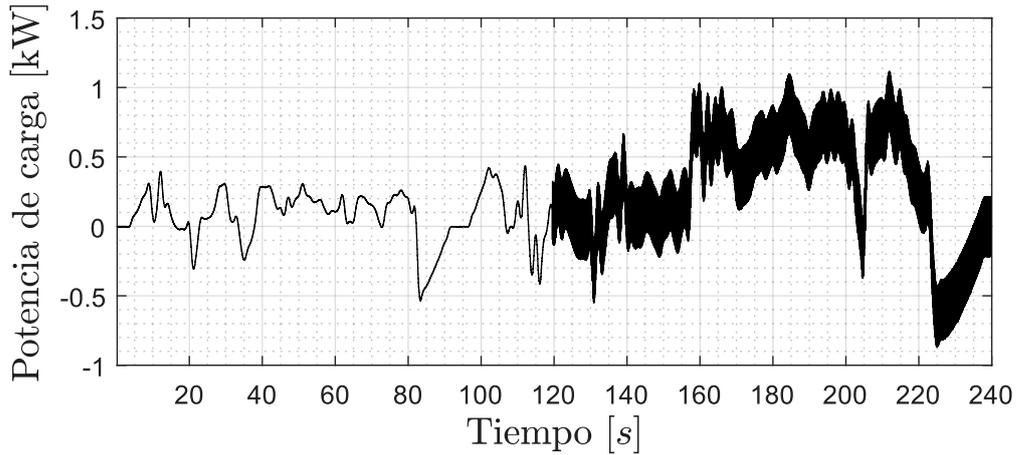
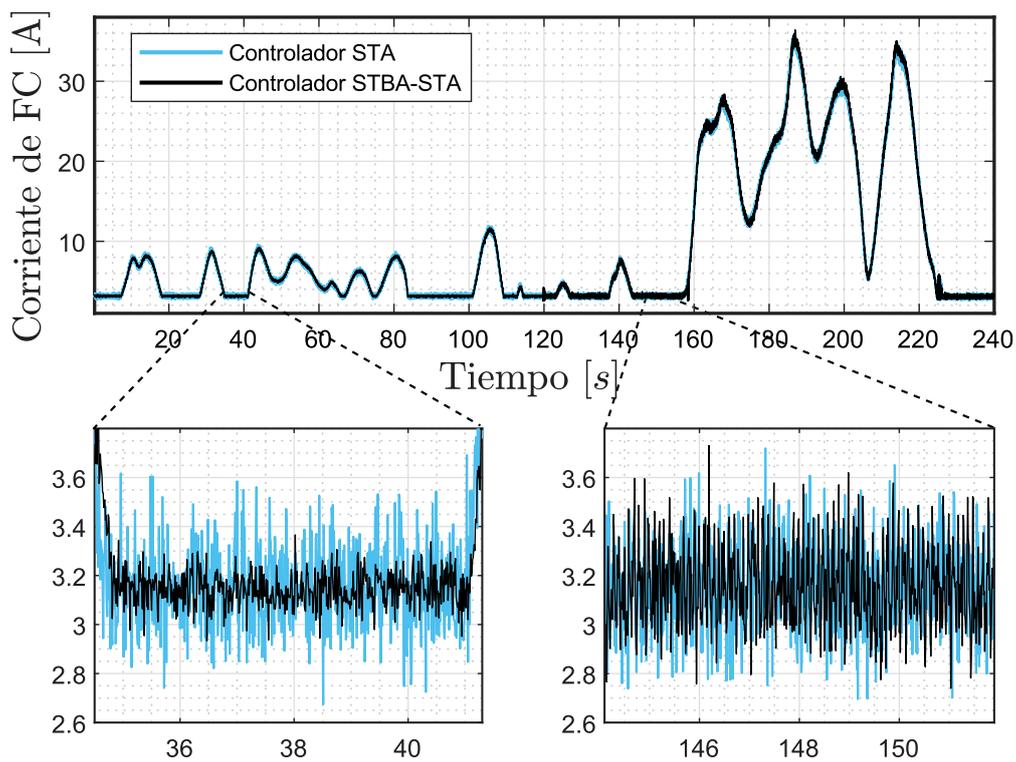
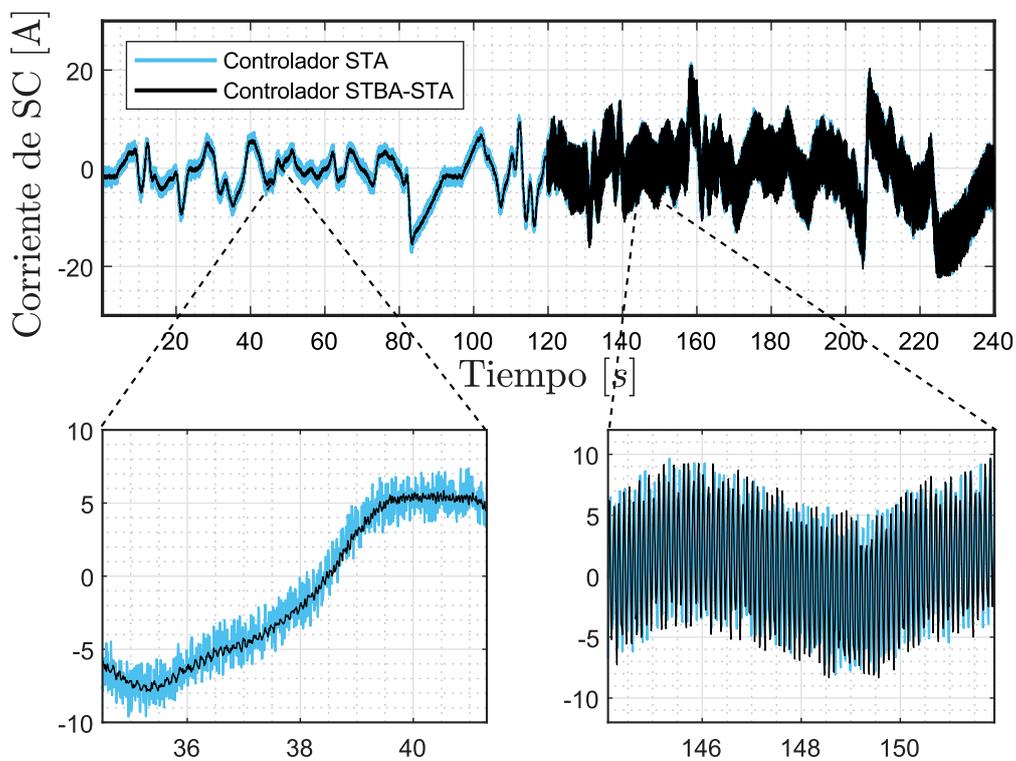


Figura 8.5: Perfil de potencia para el ciclo de conducción normalizado EPA IM240.

Las señales de referencia de corriente para cada módulo, $i_{fcm,r}$ e $i_{ess,r}$, son generadas a través del control supervisor externo descrito en la sección 8.2.2. La referencia de tensión del bus común, $v_{bus,r}$, se establece en un valor constante igual a $75V$. Como se comentó anteriormente, la potencia promedio requerida por la carga se suministra completamente a través del control del módulo de FC. Mientras tanto, el controlador del ESS deberá encargarse de proporcionar las variaciones rápidas de la potencia demandada.

Las respuestas temporales de ambos subsistemas controlados se muestran en las Figura 8.6 y 8.7. En dichas figuras se observa que tanto el FCM y el ESS logran un seguimiento robusto de las referencias impuestas, incluso ante las importantes variaciones de potencia y el amplio rango de operación de la carga.

Al igual que lo analizado en el Capítulo 7, en ausencia de perturbaciones sobre el bus, el algoritmo adaptivo STBA *Super-Twisting* permite reducir hasta en un 50% los niveles de *chattering* en el módulo de FC, en comparación con el algoritmo STA convencional (Figura 8.6). Además, a partir del segundo 120, cuando la

Figura 8.6: Respuesta temporal de la corriente del módulo de FC, i_{fcm} .Figura 8.7: Respuesta temporal de la corriente del banco de SCs, i_{ess} .

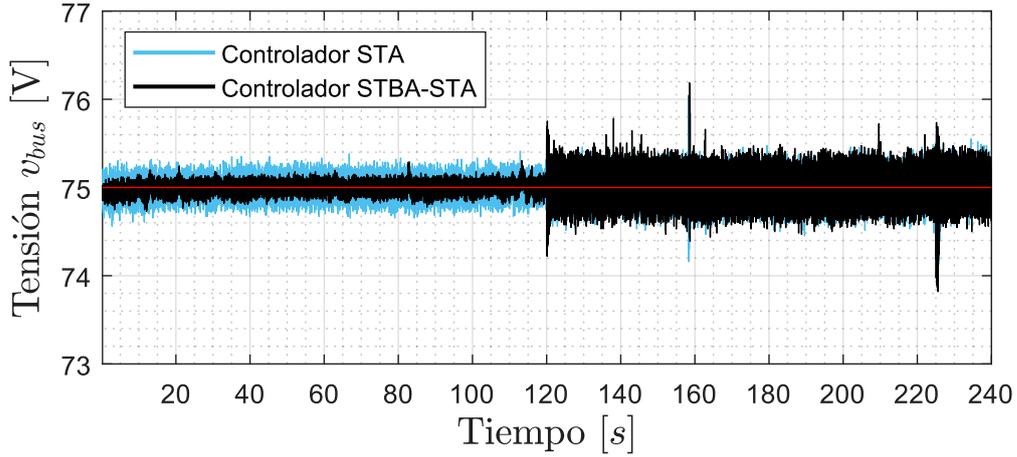


Figura 8.8: Tensión regulada del bus CC en presencia de la perturbación de potencia.

perturbación en el bus aparece, el sistema de control del FCM es capaz de aumentar rápidamente su esfuerzo de control para rechazar la perturbación y garantizar la estabilidad del sistema.

Una situación similar se puede apreciar en la respuesta temporal del sistema de control del ESS (Figura 8.7), donde la reducción del fenómeno del *chattering* es aún más notoria. Por su parte, cuando aparece la perturbación en el bus, el STBA-STA se comporta como el *Super-Twisting* de ganancias fijas, manteniendo así las características de robustez originales. Cabe destacar que, aunque el esfuerzo de control del ESS se incrementa considerablemente, el FCM prácticamente no se ve afectado debido a la estrategia de desacoplamiento del control propuesta. Esto tiene particular incidencia sobre la tensión regulada del bus común, mostrada en la Figura 8.8. Como puede observarse, la tensión del bus se mantiene perfectamente regulada con una variación de amplitud inferior al 1%, incluso en presencia de una alta demanda de potencia pico en la carga.

El *chattering* resultante de ambos controladores se presenta en la Figura 8.9, donde se muestra la evolución temporal de las variables deslizantes, σ_{fcm} y σ_{ess} . Debe notarse que, para ambos algoritmos, una vez que las trayectorias del sistema alcanzan la superficie deslizante \mathcal{S} , nunca la abandonan, garantizando el seguimiento robusto de las referencias de potencia. Sin embargo, en ausencia de perturbaciones, el algoritmo propuesto permite obtener una mejora notable en el comportamiento del sistema.

Además, las respuestas temporales de las acciones de control, u_{fcm} y u_{ess} , se muestran en la Figura 8.10. Como se mencionó anteriormente, la figura detallada muestra la reducción del esfuerzo de control para ambos módulos, en comparación con el algoritmo *Super-Twisting* original. Por su parte, se puede observar el funcionamiento del algoritmo con adaptación a partir del segundo 120, donde el controlador propuesto aumenta eficientemente el esfuerzo de control para lograr la estabilidad del sistema en condiciones de perturbación externa.

En este sentido, la operación del mecanismo de adaptación puede observarse mejor en la Figura 8.11. Mientras el sistema controlado opera sin la presencia de perturbaciones en el bus, el mecanismo de adaptación reduce sustancialmente los parámetros de control β_{fcm} y β_{ess} hasta alcanzar valores cercanos al valor mínimo

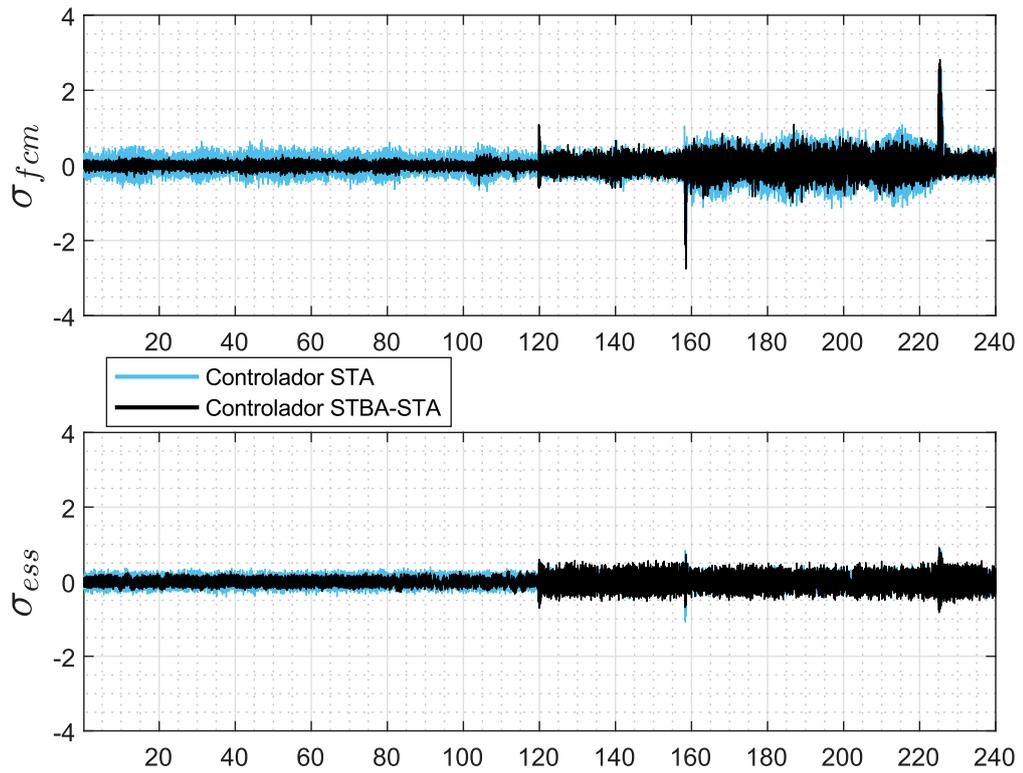


Figura 8.9: Evolución temporal de las variables de deslizamiento, σ_{fcm} y σ_{ess} .

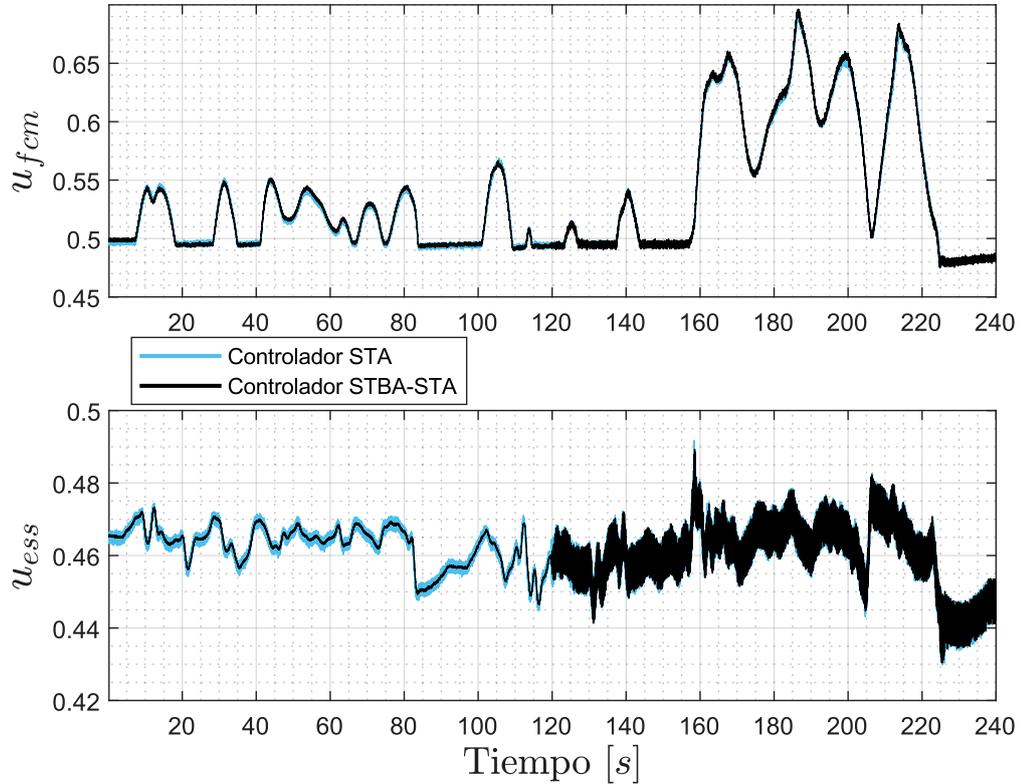


Figura 8.10: Respuesta temporal de las acciones de control u_{fcm} y u_{ess} .

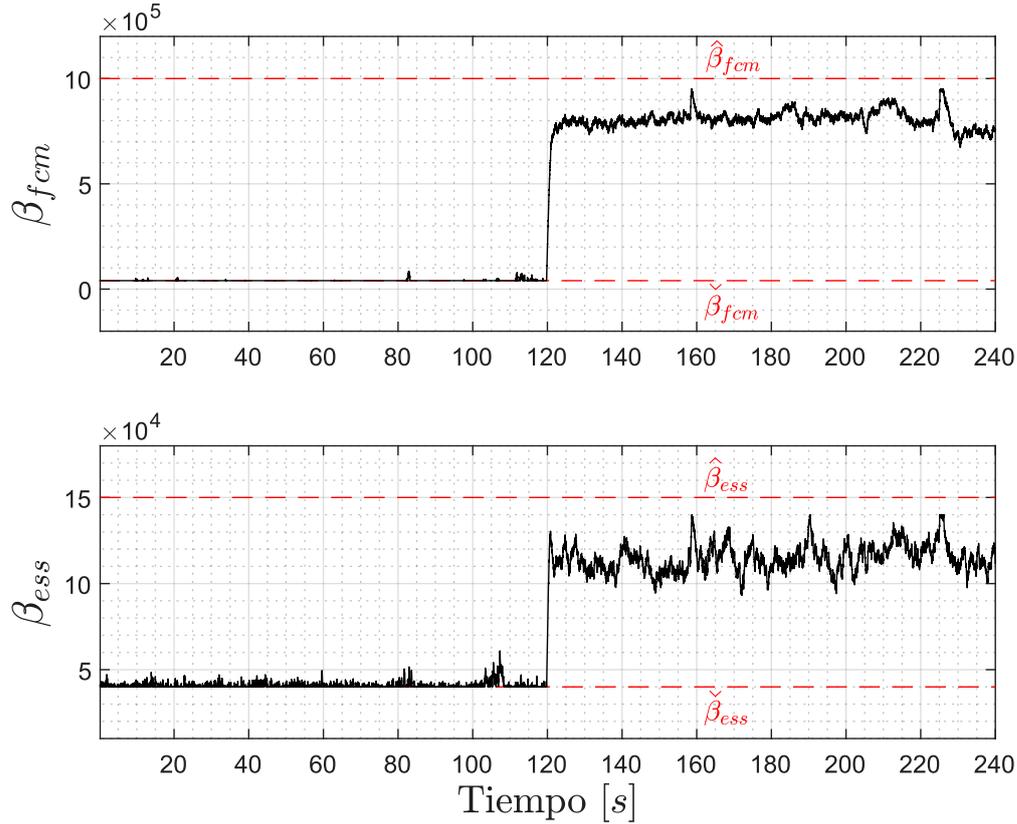


Figura 8.11: Evolución temporal de los parámetros de control, β_{fcm} y β_{ess} .

$\tilde{\beta}_i$. Esta importante reducción de los parámetros STA conlleva directamente a una disminución del esfuerzo de control y, por ende, una sustancial mejora en la reducción del *chattering*. Sin embargo, cuando aparece la perturbación en el bus, el mecanismo estudiado debe aumentar rápidamente los valores de β_i hasta alcanzar valores cercanos a $\hat{\beta}_i$, llevando a un inevitable incremento del esfuerzo de control para garantizar el rechazo de la perturbación y mantener características de robustez deseadas.

Por último, la Figura 8.12 muestra la variación de la tensión de la pila de combustible, v_{fc} , y la tensión del banco de supercapacitores, v_{sc} . Mientras que la FC debe operar dentro de un amplio rango de variación, el ESS se mantiene alrededor de 40V. De esta manera, con el controlador propuesto, las oscilaciones de tensión se reducen hasta en un 50% en ausencia de perturbaciones, y el ESS experimenta reducciones aún mayores. Esta disminución en las fluctuaciones de tensión mejora la eficiencia del sistema de generación híbrida, reduciendo las pérdidas y extendiendo la vida útil de la de pila.

8.5. Resumen

En este último capítulo se extendieron los conceptos estudiados en los capítulos anteriores para un sistema de generación de energía híbrida completo, que incluye tanto el estudio del módulo de FC como del sistema de almacenamiento basado en SCs. En este aspecto, el sistema fue sometido a una exhaustiva evaluación considerando su operación final bajo una carga fuertemente variable, definida por

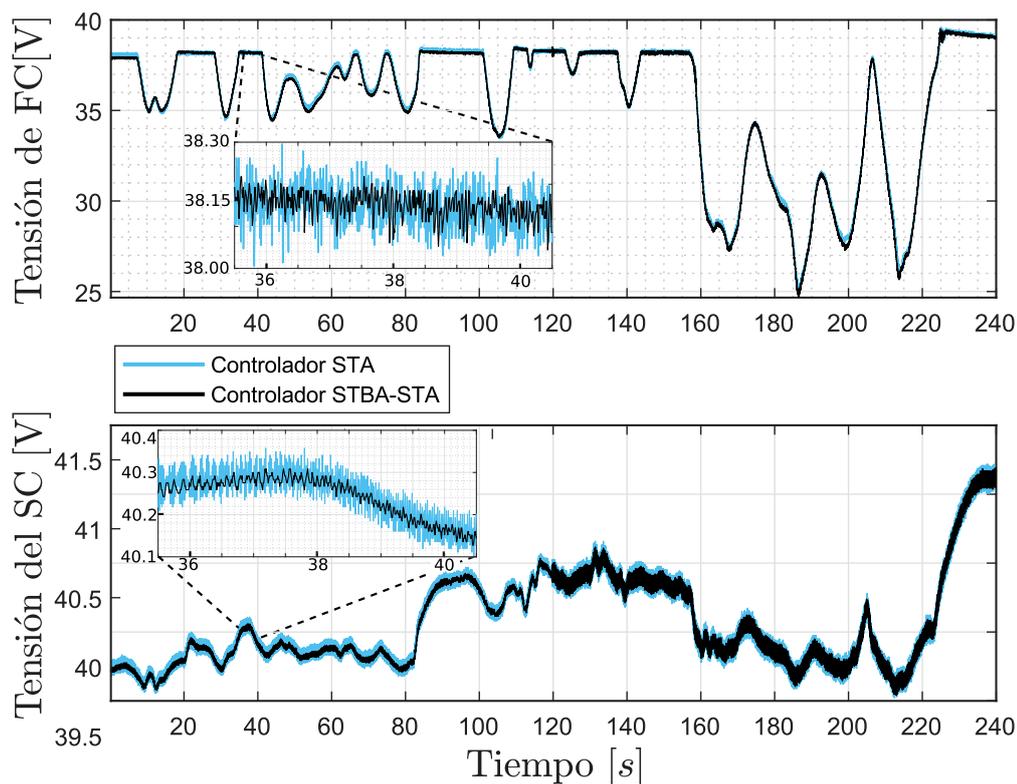


Figura 8.12: Variaciones de la tensión de la pila de combustible y del banco de supercapacitores.

un perfil de potencia de un vehículo eléctrico.

Sin embargo, para llevar a cabo la expansión del sistema de control hacia el SGEH con múltiples entradas y salidas, el diseño del controlador propuesto debió ser abordado desde una perspectiva distinta. En este escenario, el desafío de diseño fue afrontado mediante la implementación de una etapa intermedia, considerando una transformación no lineal de las entradas de control. Esta transformación permitió el diseño independiente de cada etapa de control, tanto del sistema de FC como del banco de SCs, a partir de las correspondientes señales de control de ambos módulos.

Una vez realizado el desacoplamiento de las etapas de control, el algoritmo *Super-Twisting* con adaptación de ganancias por *Switched-time*, desarrollado previamente, fue propuesto para ambos subsistemas. En este contexto, dada las características dinámicas de la pila, el módulo de FC es pensado para satisfacer la demanda media requerida por la carga. Por su parte, el sistema de almacenamiento debe asistir al FCM entregando los picos de demanda de carga, provocados por la aceleración y frenado del vehículo, a la vez que regula la tensión sobre el bus común.

Para concluir con los estudios del algoritmo desarrollado, el desempeño del sistema completo fue evaluado de forma experimental asumiendo la operación frente a un perfil de demanda variable. Dicho perfil de potencia fue generado a partir del ciclo de conducción urbano normalizada para vehículos EPA IM240, que presenta múltiples etapas de aceleración y frenado.

Los resultados demostraron que la configuración de control propuesta logró un excelente seguimiento de las corrientes requeridas por el perfil de carga, así como

una regulación robusta de la tensión de bus. Con respecto a los niveles de *chattering* logrados, al igual que en los ensayos previos, se obtuvo una significativa reducción de los mismos, mayor al 50% con respecto al algoritmo *Super-Twisting* de ganancias fijas. Esta reducción del *chattering* lograda no solo mitigó las oscilaciones del sistema en las variables controladas, sino que también permitió minimizar las variaciones de tensión en los módulos FC y el banco de SCs. Por su parte, en presencia de perturbaciones externas de carga, la estructura de control propuesta permitió preservar las características robustas del algoritmo *Super-Twisting* convencional.

De esta manera, durante este último capítulo, se finalizaron los estudios del algoritmo *Switched-time/based adaptive Super-Twisting* propuesto. A lo largo de rigurosas pruebas experimentales, el controlador STBA-STA demostró características notables de seguimiento y robustez, sobresaliendo por su desempeño en comparación con enfoques convencionales. En consecuencia, la propuesta desarrollada se mostró como una herramienta simple, pero altamente efectiva para integrarse en sistemas de energía que involucran FCs.

8.6. Referencias del capítulo

- [8.1] International Energy Agency (IEA). World Energy Outlook, 2022.
- [8.2] International Energy Agency (IEA). Global EV Outlook, 2022.
- [8.3] H.S. Das, C.W. Tan, and A.H.M. Yatim. Fuel cell hybrid electric vehicles: A review on power conditioning units and topologies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76:268–291, 2017.
- [8.4] Jun Bi, Yongxing Wang, and Jiawei Zhang. A data-based model for driving distance estimation of battery electric logistics vehicles. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2018(1), October 2018.
- [8.5] Yasaman Balali and Sascha Stegen. Review of energy storage systems for vehicles based on technology, environmental impacts, and costs. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 135:110185, January 2021.
- [8.6] Anna Boyden, Vi Kie Soo, and Matthew Doolan. The Environmental Impacts of Recycling Portable Lithium-Ion Batteries. *Procedia CIRP*, 48:188–193, 2016.
- [8.7] A. Macias, M. Kandidayeni, L. Boulon, and J.P. Trovão. Fuel cell-supercapacitor topologies benchmark for a three-wheel electric vehicle powertrain. *Energy*, 224:120234, 2021.
- [8.8] Jong-Hoon Kim, Min-Ho Jang, Jun-Seok Choe, Do-Young Kim, Yong-Sug Tak, and Bo-Hyung Cho. An Experimental Analysis of the Ripple Current Applied Variable Frequency Characteristic in a Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell. *Journal of Power Electronics*, 11(1):82–89, January 2011.
- [8.9] Mustafa İnci, Mehmet Büyük, Mehmet Hakan Demir, and Göktürk İlbey. A review and research on fuel cell electric vehicles: Topologies, power electronic

- converters, energy management methods, technical challenges, marketing and future aspects. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 137:110648, 2021.
- [8.10] Anchasa Pramuanjaroenkij and Sadık Kakaç. The fuel cell electric vehicles: The highlight review. *International Journal of Hydrogen Energy*, 48(25):9401–9425, March 2023.
- [8.11] Xueqin Lü, Yan Qu, Yudong Wang, Chao Qin, and Gang Liu. A comprehensive review on hybrid power system for PEMFC-HEV: Issues and strategies. *Energy Conversion and Management*, 171:1273–1291, September 2018.
- [8.12] Rayhane Koubaa and Lotfi krichen. Double layer metaheuristic based energy management strategy for a Fuel Cell/Ultra-Capacitor hybrid electric vehicle. *Energy*, 133:1079–1093, August 2017.
- [8.13] Tianyu Li, Huiying Liu, Dingxuan Zhao, and Lili Wang. Design and analysis of a fuel cell supercapacitor hybrid construction vehicle. *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(28):12307–12319, July 2016.
- [8.14] Michael Horn, Jennifer MacLeod, Meinan Liu, Jeremy Webb, and Nunzio Motta. Supercapacitors: A new source of power for electric cars? *Economic Analysis and Policy*, 61:93–103, March 2019.
- [8.15] Venkata KoteswaraRao Kasimalla, Naga Srinivasulu G., and Venkateswarlu Velisala. A review on energy allocation of fuel cell/battery/ultracapacitor for hybrid electric vehicles. *International Journal of Energy Research*, 42(14):4263–4283, July 2018.
- [8.16] Himadry Shekhar Das, Mohamed Salem, Muhammad Ammirul Atiqi Mohd Zainuri, Abdulhakeem Mohammed Dobi, Shuhui Li, and Md Habib Ullah. A comprehensive review on power conditioning units and control techniques in fuel cell hybrid systems. *Energy Reports*, 8:14236–14258, November 2022.
- [8.17] Germán Andrés Ramos and Ramon Costa-Castelló. Energy Management Strategies for Hybrid Energy Storage Systems Based on Filter Control: Analysis and Comparison. *Electronics*, 11(10), 2022.
- [8.18] Alireza Goudarzian, Adel Khosravi, and Heidar Ali Raeisi. Optimized sliding mode current controller for power converters with non-minimum phase nature. *Journal of the Franklin Institute*, 356(15):8569–8594, oct 2019.
- [8.19] Vadim Utkin. Sliding mode control of DC/DC converters. *Journal of the Franklin Institute*, 350(8):2146–2165, oct 2013.
- [8.20] Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6):1247–1263, 1993.
- [8.21] Jorge Luis Anderson, Jerónimo José Moré, Paul Federico Puleston, Vicente Roda, and Ramon Costa-Castelló. Control super-twisting con adaptación basada en cruce por cero. análisis de estabilidad y validación. *RIAI*, 20(1):104,114, dic. 2022.

- [8.22] C. A. Evangelista, A. Pisano, P. Puleston, and E. Usai. Receding Horizon Adaptive Second-Order Sliding Mode Control for Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Turbine. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 25(1):73–84, Jan 2017.
- [8.23] U.S. Environmental Protection Agency. <https://www.epa.gov>.

Capítulo 9

Conclusiones y trabajo futuro

En este capítulo final se presentan las conclusiones más relevantes obtenidas en el transcurso de esta tesis, junto con las potenciales líneas de investigación futuras. Como se ha estudiado a lo largo de este manuscrito, los principales aportes de este trabajo se enmarcan en la propuesta y desarrollo de nuevas soluciones en el área de control aplicado, destinadas a mejorar la eficiencia y desempeño de sistemas de generación de energía híbridos. En este campo de aplicación, los esfuerzos estuvieron principalmente enfocados en el estudio, diseño y propuesta de nuevas estrategias de control por modos deslizantes de segundo orden, que incorporan mecanismos de adaptación de ganancias.

9.1. Conclusiones

Las conclusiones más destacadas de este trabajo, centradas en las contribuciones introducidas en el campo de aplicación mencionado, se pueden resumir en los siguientes puntos:

- ▷ En primer lugar, el estudio de esta tesis se enfoca principalmente en los sistemas de generación híbrida, especialmente aquellos basados en pilas de combustible, pero no limitándose sólo a ellos. En esta línea, se realizaron importantes contribuciones en el análisis de estabilidad de los módulos de potencia involucrados, operando bajo condiciones de carga de potencia constante. La metodología desarrollada asegura el funcionamiento estable del sistema, controlado por técnicas de modos deslizantes, determinando una región de operación segura donde la integridad del módulo se encuentra garantizada.
- ▷ A partir del análisis de estabilidad propuesto, se han derivado diferentes criterios de diseño y dimensionamiento de los sistema de potencia y sus componentes asociados. En este sentido, se elaboraron procedimientos secuenciales, asistidos por la construcción de diagramas de conductancia y regiones de invarianza, para la selección de los parámetros del filtro de entrada de los módulos bajo estudio. De esta manera, las herramientas desarrolladas permitieron definir una metodología de estudio gráfica y sencilla, que establece el rango de variación de tensión y corriente máxima admisible para la operación segura y estable del sistema de potencia.

- ▷ Seguidamente, utilizando las herramientas generadas para el estudio de la estabilidad en los sistemas de potencia vinculados a un SGEH, los resultados obtenidos fueron extendidos para su aplicación particular en módulos que involucran pilas de combustible. Esta clase de sistemas ha planteado desafíos adicionales, principalmente debido a la fuerte variabilidad de la tensión eléctrica con respecto a la corriente de demanda. En este sentido, se demostró la aplicabilidad del método propuesto al encontrar las condiciones de estabilidad para diferentes módulos de potencia, con tres distintos modelos de FC comerciales. Con estos resultados, se estableció una base sólida para el posterior diseño e implementación de los algoritmos por modos deslizantes desarrollados.
- ▷ Una vez garantizada la operación estable de los módulos de potencia, mediante el estudio de sus dinámicas de los ceros, se procedió con el diseño de las estrategias de control por modos deslizantes. Como primer acercamiento, se diseñó un algoritmo por modos deslizantes de segundo orden *Super-Twisting*, con el objetivo de lograr un seguimiento robusto de la referencia de corriente inyectada al SGEH. En este sentido, se abordaron todas las etapas de diseño del algoritmo, concluyendo con la sintonización final de los parámetros del controlador.

Posteriormente, el sistema de control desarrollado fue evaluado intensamente por simulación, comparando su desempeño con un algoritmo de SMC de primer orden. Los resultados obtenidos mostraron un muy buen desempeño del algoritmo *Super-Twisting*, logrando una significativa reducción del fenómeno de *chattering* con respecto al SMC tradicional. Sin embargo, los ensayos también evidenciaron que, frente a ciertas condiciones de operación, el desempeño del algoritmo podía verse afectado, manifestando una degradación en sus características de reducción de *chattering*.

- ▷ Motivado por lo anterior, se presentó una nueva propuesta y desarrollo de un mecanismo de adaptación de ganancias para el algoritmo *Super-Twisting*. El mecanismo presentado tenía como principal objetivo mejorar el desempeño del *Super-Twisting*, sin perder las características de robustez del sistema original. Una vez formulada la propuesta, se demostraron todas las condiciones teóricas para la convergencia del algoritmo, tomando como base un sistema general de grado relativo 1. Asimismo, se comparó la eficacia del mecanismo desarrollado con otra estrategia de adaptación, validada experimentalmente en la literatura. Los resultados evidenciaron el buen funcionamiento de la propuesta para adaptar las ganancias del controlador base, logrando mejorar significativamente el desempeño del sistema en general.
- ▷ Habiendo demostrado su validez, tanto en su análisis teórico como en su aplicación mediante simulación, se procedió a realizar una validación experimental de las propiedades y el funcionamiento del algoritmo diseñado. En este sentido, el mecanismo de adaptación de ganancias fue evaluado para su aplicación en una plataforma experimental a escala, que involucraba un sistema de potencia conformado por una pila de combustible de uso comercial. La comparación del desempeño del sistema de control propuesto fue realizada con un controlador base *Super-Twisting*, de parámetros fijos, y un

controlador lineal. A partir de la evaluación del módulo de potencia frente a diferentes ensayos de validación, el sistema de control con adaptación de ganancias mostró un excelente desempeño, tanto en términos de reducción de *chattering*, como en sus características de rechazo a perturbaciones. De esta manera, puede afirmarse con certeza que la mejora desarrollada proporciona una solución efectiva y robusta para el control dinámico de sistemas de potencia basados en pilas de combustible.

- ▷ Por último, para concluir con el trabajo realizado a lo largo de la tesis, los resultados obtenidos fueron extendidos para su aplicación en un sistema de generación híbrido completo, incluyendo en el estudio también al módulo de almacenamiento de energía. Esta topología involucró desafíos adicionales en el diseño del sistema de control, principalmente debido a sus múltiples entradas y variables de salida. Sin embargo, la estrategia de control desarrollada para este sistema MIMO mostró excelentes resultados en el seguimiento de las referencias impuestas, incluso en entornos con una fuerte variabilidad en las condiciones de potencia de carga.

9.2. Trabajo futuro

A raíz de los resultados y conclusiones obtenidas a lo largo del trabajo, se encuentran abiertas numerosas líneas de investigación que permitan continuar con los avances encontrados hasta el momento. En particular, pueden destacarse dos líneas abiertas de investigación:

- Entre las diversas estrategias de control con adaptación de ganancias disponibles en la literatura, la validación experimental de estos sistemas para módulos de potencia que incorporan pilas de combustible sigue siendo un área en desarrollo. En consecuencia, aún no se han definido claramente las principales ventajas y desventajas del mecanismo propuesto en comparación con otras estrategias de adaptación presentadas en la literatura. Será necesario dedicar mayores esfuerzos en el futuro para aclarar estos aspectos, con el objetivo de desarrollar sistemas de potencia que permitan optimizar el rendimiento en los sistemas híbridos de energía.
- Aunque esta tesis se enfocó principalmente en la formulación de nuevas estrategias de control para los sistemas de potencia analizados, será fundamental realizar esfuerzos adicionales en el futuro para el diseño del control supervisor del sistema. Este control supervisor juega un papel crucial en la definición de las referencias, lo que permite maximizar el aprovechamiento energético de cada fuente de energía en general. En este contexto, la investigación y la propuesta de nuevas estrategias de supervisión son de suma importancia para generar referencias de seguimiento óptimas en los sistemas de generación de energía híbridos.