

# Estrategias de Control Avanzado para Sistemas No Lineales. Aplicación al Control de Sistemas Híbridos de Generación de Energía Eléctrica basados en Pilas de Combustible

Tesis de Doctorado presentada por

Jerónimo José Moré

ante la

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

DOCTOR EN INGENIERÍA



Directores:

**Dr. Paul F. Puleston**  
**Dr. Cristian Kunusch**

La Plata, 16 de diciembre 2014



# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>1</b>
<b>Glosario</b>	<b>3</b>
<b>Resumen</b>	<b>5</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>7</b>
1.1. Antecedentes y motivación . . . . .	7
1.2. Organización y estructura de la tesis . . . . .	9
1.3. Principales aportes . . . . .	10
<b>2. Pilas de Combustible</b>	<b>17</b>
2.1. Introducción . . . . .	17
2.2. Principio de Funcionamiento . . . . .	18
2.2.1. Placas Bipolares . . . . .	20
2.3. Sistema de Pilas de Combustible . . . . .	23
2.4. Tipos de Pilas de Combustible . . . . .	24
2.5. Ventajas y Aplicaciones . . . . .	27
2.6. Pilas de Combustible Tipo PEM . . . . .	30
2.6.1. Electrolito . . . . .	31
2.6.2. Electrodo . . . . .	33
2.6.3. Humedad de la membrana . . . . .	34
2.6.4. Refrigeración de celdas PEM . . . . .	36
2.6.5. Presión de trabajo . . . . .	37
2.7. Energía y FEM de una Celda PEM . . . . .	41
2.7.1. Ecuación de Nerst . . . . .	44
2.8. Tensión de operación de una Celda PEM . . . . .	46
2.8.1. Pérdidas de Activación: La ecuación de Tafel . . . . .	47
2.8.2. Pérdidas Ohmicas . . . . .	51
2.8.3. Pérdidas de Concentración . . . . .	51
2.8.4. Combinando las irreversibilidades . . . . .	53

---

<b>3. Sistemas Híbridos de Generación basados en PC</b>	<b>57</b>
3.1. Introducción . . . . .	57
3.2. Aplicación de las PC PEM en SHG . . . . .	58
3.2.1. Aplicación a Sistemas de Transporte . . . . .	58
3.2.2. Aplicación en Generación Distribuida (GD) . . . . .	59
3.3. Estructuras de SHG basados en PC . . . . .	61
3.3.1. Configuración Paralela de Integración Directa . . . . .	63
3.3.2. Configuración Paralela Indirecta Simple . . . . .	63
3.3.3. Configuración basada en múltiples convertidores . . . . .	65
3.3.4. Configuración basada en un convertidor de múltiples entradas . . . . .	65
3.3.5. Estructura para GD, basada en múltiples convertidores . . . . .	67
3.4. Dispositivos de Almacenamiento en SHG basados en PC . . . . .	68
3.5. Supercapacitores como MAE . . . . .	71
3.5.1. Características eléctricas de un SC . . . . .	73
3.5.2. Condiciones de operación del SC . . . . .	75
3.6. Unidades de Acondicionamiento de Potencia para SHG basados en PC/MAE . . . . .	76
3.7. Conclusiones . . . . .	77
<b>4. Fundamentos del Control por Modo Deslizante</b>	<b>79</b>
4.1. Introducción . . . . .	79
4.2. Control de Estructura Variable . . . . .	80
4.3. Fundamentos del Control por MD . . . . .	81
4.3.1. Difeomorfismos, derivada de Lie y grado relativo . . . . .	82
4.3.2. Modo Deslizante de Primer Orden . . . . .	83
4.3.3. Método de regularización por control equivalente. Dinámica deslizante ideal . . . . .	85
4.3.4. Condiciones de Existencia de régimen deslizante de primer orden . . . . .	88
4.3.5. Extensión a sistemas no lineales no afines en el control . . . . .	90
4.3.6. Método de regularización de Filippov . . . . .	91
4.3.7. Acción de control discontinua en control por modo deslizante clásico. El problema del <i>chattering</i> . . . . .	93
4.4. Modo Deslizante Integral . . . . .	95
4.4.1. Formulación del Problema . . . . .	96
4.4.2. Principio de diseño . . . . .	97
4.5. Conceptos Generales de Modo Deslizante de Alto Orden . . . . .	98
4.5.1. Definición de inclusión diferencial . . . . .	99
4.5.2. Modo deslizante en superficies . . . . .	101

---



4.5.3.	Modos deslizantes y funciones de restricción. Condición de regularidad . . . . .	102
4.5.4.	Comentarios finales de modos deslizantes de alto orden en sistemas de control . . . . .	104
4.6.	Conclusiones . . . . .	105
<b>5.</b>	<b>Control del SHG basado en PC/SC</b>	<b>107</b>
5.1.	Introducción . . . . .	107
5.2.	Topología del Sistema Híbrido de Generación . . . . .	108
5.3.	Diseño del control . . . . .	109
5.3.1.	Nivel Superior: Control Supervisor . . . . .	109
5.3.2.	Nivel Inferior: Control por Modo Deslizante del Núcleo MGPC/MABSC . . . . .	113
5.4.	Implementación Práctica . . . . .	139
5.4.1.	Estación de Ensayo Híbrida . . . . .	140
5.4.2.	Resultados Experimentales . . . . .	141
5.5.	Conclusiones . . . . .	148
<b>6.</b>	<b>Control del SHG: Diseño MIMO</b>	<b>151</b>
6.1.	Introducción . . . . .	151
6.2.	Modelo del Sistema . . . . .	152
6.3.	Diseño del Control . . . . .	154
6.3.1.	Superficie de Control del Convertidor del MGPC . . . . .	155
6.3.2.	Superficie de Control del MABSC . . . . .	156
6.3.3.	Diseño de la Acción de Control Desacoplada . . . . .	156
6.4.	Análisis de Estabilidad: Dinámica Cero . . . . .	159
6.5.	Resultados de simulación: MGPC/MABSC . . . . .	165
6.6.	Extensión al SHG . . . . .	170
6.7.	Resultados de simulación: SHG completo . . . . .	171
6.8.	Conclusiones . . . . .	176
<b>7.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>179</b>
7.1.	Líneas futuras de investigación . . . . .	182
	<b>Referencias y Bibliografía</b>	<b>184</b>



# Agradecimientos

Dicen que lo bueno si breve, dos veces bueno. Por lo tanto no voy a prolongar en mucho esta sección y paso directo a agradecer: a Vero, que me acompañó en este largo proceso y me banco en mis temporadas de locura; a mis padres, que no solo me apoyaron sino que me dieron la base para seguir este camino; a mis amigos, que son mi segunda familia, algunos estando a la vuelta de la esquina y otros a miles de kilómetros; a mis directores, por la confianza y apoyo constante; al LEICI en general, por ser un gran grupo humano y ambiente de trabajo; al IRI y en particular a Jordi Riera, quien dispuso esfuerzo, tiempo, dinero y equipamiento para la realización de una parte importante de esta tesis.



# Glosario

**PC** Pila de Combustible

**PEM** *Proton Exchange Membrane* (Membrana de Intercambio de Protones)

**FEM** Fuerza Electro-motriz

**SISO** *Single Input-Single Output* (Una Entrada-Una Salida)

**MIMO** *Multiple Input-Multiple Output* (Múltiples Entradas-Múltiples Salidas)

**MEA** *Membrane Electrode Assemblies* (Arreglos Electrodo-Membrana)

**BOP** *Balance Of Plant* (Balance de la Planta)

**CHP** *Combined Heat and Power* (Combinación Potencia-Calor)

**CC/CC** Corriente Continua/Corriente Continua

**CC/CA** Corriente Continua/Corriente Alterna

**MAE** Módulo de Almacenamiento de Energía

**CEV** Control de Estructura Variable

**MD** Modo Deslizante

**MDAO** Modo Deslizante de Alto Orden

**SHG** Sistema Híbrido de Generación

**SC** Supercapacitores

**MGPC** Módulo de Generación con Pila de Combustible

**MABSC** Módulo de Almacenamiento con Banco de Supercapacitores

**SCEE** Sistema de Conversión de Energía Eólica

**ME** Módulo Electrolizador

**MCC** Modo de Conducción Continua

**MCD** Modo de Conducción Discontinua

# Resumen

La presente Tesis se enmarca, en forma general, en la temática de Pilas de Combustible PEM y los Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica. En este sentido, entre los aportes específicos se encuentra la propuesta e implementación de controladores para Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica basados en Pilas de Combustible y Supercapacitores. Dicha propuesta e implementación comprende un esquema de gestión de potencia y supervisión del sistema y estructuras de control robustas por Modos Deslizantes de primer orden. En cuanto a esto último, se proponen dos estrategias diferentes que contemplan los mismos objetivos principales del sistema. La primera de ellas basada en técnicas de diseño SISO y sobre la cual se presentan la implementación y resultados experimentales sobre una estación de ensayo híbrida. La segunda estrategia consiste en un diseño MIMO, desacoplando las entradas de control respecto a las superficies de conmutación. Los resultados obtenidos permitieron estudiar, analizar y evaluar la viabilidad y las características de la aplicación de un esquema de gestión de energía y el control por modo deslizante de primer orden en sistemas híbridos de generación de energía eléctrica. Las estrategias propuestas fueron desarrolladas, simuladas y acondicionadas teniendo en cuenta la implementación real de las mismas, resultando en algoritmos simples, robustos y con bajo costo computacional.





# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Antecedentes y motivación

El diseño y perfeccionamiento de sistemas de generación eléctrica eficientes, basados en energías alternativas, se ha convertido en un área estratégica de investigación y desarrollo de crucial importancia en la actualidad a nivel local, nacional e internacional. La creciente demanda de energía y la preocupación por el deterioro del medio ambiente, han volcado la atención mundial a las tecnologías basadas en nuevas fuentes de energía. Entre ellas, los sistemas basados en hidrógeno y pilas de combustible son un área nueva que ha recibido grandes inversiones en todo el mundo para su desarrollo como una tecnología futura de generación de energía eléctrica.

El fuerte interés global en el hidrógeno y las pilas de combustible se debe a que, asociado con otras fuentes de energía renovable, esta tecnología es una de las que presenta mejores perspectivas para generar energía limpia, portable y segura. Tales sistemas son capaces de reducir la dependencia de combustibles fósiles y disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero, en cuanto que el subproducto generado de la reacción química es agua y calor. Además, es posible obtener valores de rendimiento más elevados que con los motores de combustión interna convencionales (Larminie and Dicks, 2003) (Pukrushpan et al., 2004) (Barbir, 2005).

Los avances tecnológicos actuales permiten pensar que una economía sustentable basada en el hidrógeno y otras fuentes renovables de energía es viable, permitiendo combinarlos mediante el uso de sistemas híbridos. En las últimas dos décadas, dichos avances han conseguido reducir los costos de la electricidad de todos los tipos de energías renovables, aunque es necesario que éstas continúen disminuyendo (Hock and Elam, 2004). En particular, las investigaciones recientes en celdas de combustible han mejorado significativamente las características técnicas y económicas de este tipo de dispositivos. De esta forma, se espera que las mismas se vuelvan un gran

competidor en los futuros mercados energéticos. Sin embargo, para ello, se deben lograr avances significativos en la confiabilidad, performance y en la relación costo-beneficio de las tecnologías basadas en hidrógeno y pilas de combustible (Epping et al., 2010). Algunas de las metas más importantes son aumentar la velocidad de respuesta a demandas rápidas de potencia, incrementar la eficiencia energética global de estos sistemas y evitar degradación de performance y materiales por inadecuada humidificación y fluctuaciones indeseadas de temperatura y flujos de gases (Knyazkin et al., 2002). Estos y otros problemas asociados determinan algunos de los desafíos tecnológicos que el control automático debe contribuir a resolver en el campo de las pilas de combustible.

Es así que en regiones desarrolladas como Norte América y Europa, las pilas de combustible están siendo fuertemente investigadas y desarrolladas. Si bien la explotación comercial a gran escala de este tipo de tecnología aún no se ha alcanzado, la industria continúa realizando inversiones para mejorarlas y adaptarlas a las necesidades actuales (Fuel Cell Today Industry Review, 2010). Incluso en países menos desarrollados, los beneficios de la aplicación de esta tecnología pueden también potenciarse. En estas regiones, frecuentemente existen zonas rurales o aisladas de los grandes centros urbanos a las cuales es difícil hacer llegar líneas de transmisión de energía eléctrica. En este escenario, las pilas de combustible pueden llegar a ser una solución viable: su tamaño y potencia puede ajustarse a las necesidades de cada caso particular y su combustible, el hidrógeno, puede transportarse en tanques hasta el lugar. La producción de hidrógeno por otro lado, también puede realizarse en forma local aprovechando otras fuentes de energía renovable, como la eólica y la solar.

Actualmente, las aplicaciones de ingeniería en donde los sistemas de pilas de combustible se han desarrollado con mayor interés, son los sistemas híbridos de generación eléctrica estacionarios y la industria automotriz (de Bruijn and Veltman, 2011) (Hamelin et al., 2001) (Heuer et al., 2009) (Mehta and Cooper, 2003) (Sedghisigarchi et al., 2011) (Wang et al., 2006). En estas áreas de la ingeniería, el empleo de técnicas combinadas de control no lineal ha demostrado ser de gran utilidad. En lo referente al área del control de sistemas híbridos de generación eléctrica basados en fuentes de energía renovables, la característica altamente no lineal de estos sistemas, las incertidumbres en los modelos dinámicos, la variedad de configuraciones existente, y su acelerada evolución determinan la constante necesidad de diseñar nuevas estrategias de control basadas en técnicas no lineales cada vez más sofisticadas (Hock and Elam, 2004) (Ardito et al., 2005) (Chalk and Miller, 2006) (Valenciaga et al., 2001). Por su parte, las técnicas de control de estructura variable basadas en modos deslizantes resultan alternativas robustas y de relativa simple implementación (Utkin and Gulder, 2009) (Levant and Michael,

2009) (Bartolini et al., 2008). Es así que resulta de un gran interés a nivel mundial, su aplicación y mejora de desempeño tanto en el campo de las pilas de combustible como en el control de convertidores de potencia para sistemas híbridos de generación (Kunusch et al., 2012) (Guldemir, 2005).

Por estos motivos, se puede afirmar que el desarrollo de nuevas estrategias de control por modos deslizantes para sistemas basados en hidrógeno, pilas de combustible y tecnologías asociadas, no es meramente un área de investigación plena de desafiantes problemas desde el punto de vista del control automático sino también, y fundamentalmente, un campo de I&D científico-tecnológico de gran interés por razones ambientales, sociales, económicas y estratégicas.

## 1.2. Organización y estructura de la tesis

La presente Tesis está organizada de manera que en la primer parte se introducen los conceptos teóricos básicos y los fundamentos matemáticos de la temática abordada, que permitirán comprender el posterior desarrollo de modelos, controladores y estrategias de supervisión y control propuestos en la segunda parte, donde se presentan los aportes originales. A continuación se brinda un detalle más específico de cada capítulo.

En el Capítulo 2 se introduce la temática básica de las Pilas de Combustible, fuente de energía renovable sobre la que se basa el desarrollo de la tesis. Dicho capítulo está dividido en dos partes principales. La primera presenta el principio de funcionamiento y conceptos básicos relacionados con la tecnología de Pilas de Combustible, características constructivas y tipos de pilas existentes. En la segunda, el Capítulo se enfoca estrictamente sobre las Pilas de Combustible tipo PEM, destacando sus características particulares principales.

El Capítulo 3 por su parte, presenta los Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica basados en Pilas de Combustible tipo PEM. Los mismos se clasifican en función del papel que desempeña la pila dentro del sistema y el tipo de conexionado que se utiliza. Por otro lado, se plantea el uso de Supercapacitores como elemento de almacenamiento de energía en forma transitoria para este tipo de sistemas, destacando sus características y principio de operación.

Siguiendo en la estructura de la Tesis planteada, en el Capítulo 4 se da una introducción al control de sistemas por Modo Deslizante de primer orden. En el mismo se introducen las ideas y conceptos matemáticos básicos de la técnica, aplicada a sistemas no lineales. La temática es presentada con un enfoque general, que puede ser aplicado tanto en sistemas de Una Entrada-Una Salida (SISO, del inglés *Single Input Single Output*) como para sistemas de tipo Múltiple Entrada-Múltiple Salida (MIMO, del inglés *Multiple Input Multiple Output*).

El Capítulo 5 está dividido en dos partes. En la primera de ellas se presenta el desarrollo y diseño teórico de un control supervisor y controladores SISO dedicados, utilizando modo deslizante de primer orden, para los convertidores de un Sistema Híbrido de Generación de energía eléctrica basado en Pila de Combustible PEM. El diseño es abordado desde el punto de vista teórico ideal, para luego continuar con un desarrollo real y orientado a la aplicación e implementación de los controladores en un banco de prueba. Se realiza además un análisis de estabilidad de la dinámica cero resultante. Todo el proceso es evaluado por simulación, mostrando resultados tanto para el caso ideal como para el caso real. En la segunda parte se presenta la implementación práctica y ensayo experimental de los controladores desarrollados, introduciendo las características técnicas de la estación de ensayo y mostrando los resultados obtenidos en las pruebas bajo condiciones de funcionamiento variables.

En el Capítulo 6 se desarrolla un controlador por Modo Deslizante de primer orden tipo MIMO, para el núcleo del sistema híbrido de generación. El diseño MIMO se aborda mediante un diseño por desacoplamiento de las entradas de control respecto a las superficies, lo que reduce la complejidad de diseño y ajuste de las acciones de control. El desarrollo incluye también el análisis de estabilidad de la dinámica cero del sistema. El diseño es probado por simulación bajo condiciones realistas de funcionamiento, considerando variaciones paramétricas desconocidas y demanda de carga variable. Finalmente, se presenta la extensión de este controlador al sistema híbrido completo y es evaluado por simulación con un modelo realista del mismo, considerando diversas perturbaciones y parámetros variables.

Por último, el Capítulo 7 presenta las conclusiones de la Tesis, dando una evaluación general de los resultados y aportes realizados. De esta evaluación y análisis surgen nuevos problemas e ideas que se proponen como trabajos a futuro en las mismas líneas de investigación de la Tesis.

### **1.3. Principales aportes**

Los aportes realizados durante el desarrollo de la Tesis se enmarcan, en forma general, en la temática de Pilas de Combustible PEM y los Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica. En cuanto a aportes específicos de la Tesis, se encuentra la propuesta e implementación de controladores para Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica basados en Pilas de Combustible y Supercapacitores. Dicha propuesta e implementación comprende un esquema de gestión de potencia y supervisión del sistema y una estructura de control robusto basado en Modos Deslizantes de primer orden.

En forma general, los resultados obtenidos permitieron estudiar, analizar y evaluar la viabilidad y las características de la aplicación de un esquema de gestión

de energía y el control por modo deslizante de primer orden en sistemas híbridos de generación de energía eléctrica. Las estrategias propuestas fueron desarrolladas y acondicionadas teniendo en cuenta la implementación real de las mismas, resultando en algoritmos simples, con bajo costo computacional y robustos.

En forma más detallada:

- Se desarrolló e implementó un esquema de control supervisor para la gestión de potencia dentro del sistema híbrido de generación, buscando el máximo aprovechamiento de los recursos disponibles, regulando la tensión del bus de continua y entregando la potencia demandada por la carga.
  - El control supervisor fue diseñado considerando una estructura paralela de sistema híbrido basado en una pila de combustible y supercapacitores, con una turbina eólica como fuente auxiliar de alimentación y un electrolizador. El control supervisor, a partir de la información de potencia de carga demandada y potencia disponible de viento, calcula las referencias para cada módulo del sistema.
  - El diseño contempla las distintas condiciones de operación del sistema híbrido, optimizando el desempeño global y asegurando la alimentación de la carga en todo momento, considerando las diferentes condiciones particulares de viento y de operación de los distintos módulos.
  - Mediante simulaciones se pudo verificar y evaluar las características del control supervisor desarrollado, ante condiciones variables de viento, potencia demandada de carga y carga del banco de Supercapacitores.
  - Los resultados obtenidos permitieron la directa implementación de este control supervisor en una estación de ensayo, obteniendo excelentes resultados operando en condiciones reales.
- Se diseñó, evaluó e implementó una estructura de control robusto combinada, a partir de técnicas SISO de control por Modo Deslizante de primer orden, para el núcleo Pila de Combustible/Supercapacitores del Sistema Híbrido.
  - El diseño comprendió el desarrollo de un primer juego de controladores, contemplando condiciones ideales, tanto desde el punto de vista del sistema como de frecuencia de conmutación de la acción de control.
  - A partir de los buenos resultados obtenidos, se diseñó un segundo conjunto de controladores. Para este caso se consideraron condiciones realistas, como la frecuencia de conmutación y capacidad de cálculo del sistema de cómputo. En este caso se utilizó un modelo promediado de los convertidores, permitiendo la construcción de una acción de control

basada en la acción de control equivalente del sistema. Estos controladores fueron analizados y evaluados por simulaciones, utilizando el modelo completo del sistema sin promediar y bajo condiciones variables de funcionamiento y asumiendo variación de parámetros.

- Se analizó y verificó la estabilidad de la dinámica cero del sistema a lazo cerrado. Esto fue corroborado incluso considerando variaciones paramétricas típicas de los elementos reales que componen el sistema (inductancias, capacidades, resistencias, etc), asegurando un correcto funcionamiento del sistema.
- Los controladores desarrollados fueron adaptados considerando problemas típicos de implementación y capacidad de cálculo limitada, obteniendo algoritmos más sencillos pero conservando la robustez característica del control por modo deslizante. Los mismos fueron evaluados por simulación bajo condiciones realistas de operación, utilizando un modelo completo del sistema híbrido.
- Los resultados obtenidos permitieron la implementación, ensayo y evaluación práctica en una estación de ensayo híbrida de la estructura de control desarrollada.

Los promisorios resultados obtenidos en la etapa anteriormente descrita, utilizando Modo Deslizante para el control del sistema, impulsaron a ahondar los trabajos en esta línea de investigación. Consecuentemente, se abordaron técnicas de Modo Deslizante de primer orden más elaboradas y más eficientes para el diseño de controladores con sistemas acoplados, como es el caso de los convertidores de potencia en un sistema híbrido como el que se trabaja.

- Se desarrolló, analizó y evaluó una estructura de control robusto combinada, utilizando técnicas de diseño MIMO de controladores por modo deslizante de primer orden. Concretamente, la técnica se basa en el desacoplamiento entre las entradas y las superficies de conmutación, permitiendo un diseño más sencillo de las acciones de control que aseguran la existencia del régimen deslizante.
- Se propuso una estructura de control utilizando una técnica de diseño MIMO para controladores por modo deslizante de primer orden. La misma se basa en el uso de un difeomorfismo que permite la transformación de las entradas de control y el desacoplamiento de las mismas respecto a las superficies. El diseño se realizó utilizando el modelo promediado del núcleo pila de combustible/supercapacitores. La técnica utilizada fue posteriormente extendida al sistema híbrido completo.

- Se propuso la aplicación de acciones de control discontinuas adaptivas, en función de la corriente de los convertidores respectivos.
- Se analizó la estabilidad de la dinámica cero del sistema a partir de un análisis detallado del campo vectorial resultante en régimen deslizante.
- Se verificaron y evaluaron las características del sistema controlado mediante simulaciones realistas, utilizando un modelo completo, considerando variaciones paramétricas, perturbaciones y condiciones de viento y demanda de carga variables.

Es importante destacar que las actividades de investigación realizadas en el marco de esta Tesis han contribuido a una serie de artículos que se han publicado en revistas internacionales y congresos de la especialidad, los cuales se detallan a continuación:

#### Trabajos en Revistas

- Moré J. J., Puleston P.F., Kunusch C., Allue M. “Development and Implementation of a Supervisor Strategy and Sliding Mode Control Setup for Fuel Cell-Based Hybrid Generation Systems”. *IEEE Transactions on Energy Conversion*(ISSN 0885-8969). Internacional, con referato. DOI: 10.1109/TEC.2014.2354553
- Talpone J.I., Puleston P.F., Moré J. J. , Griñó R. , Cendoya M. G. “Experimental Platform for Development and Evaluation of Hybrid Generation Systems based on Fuel Cells”. *International Journal of Hydrogen Energy*, Elsevier (ISSN 0360-3199), Vol. 37, Issue 13 (2012), pp.10346-10353. Internacional, con referato. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2012.01.161>
- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, W.E. Triaca, “Pilas de Combustible PEM: Introducción a la Instrumentación y Modelado Orientados al Control de Temperatura”, *Ingeniería de Control*, Editores S.R.L. (ISSN: 1667-5290). Año 14, N<sup>o</sup> 96, Marzo-Abril 2010, pp.42-50. Nacional.
- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, A. Visintin, “Temperature control of a PEM fuel cell test bench for experimental MEA assessment”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Elsevier (ISSN 0360-3199). Vol. 35 (2010) pp.5985-5990. Internacional, con referato. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2009.12.095
- C. Kunusch, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, J.J. Moré, “Characterization and experimental results in PEM fuel cell electrical behaviour”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Elsevier (ISSN 0360-3199). Vol. 35 (2010) pp.5876-5881. Internacional, con referato. DOI: 10.1016/j.ijhydene.2009.12.123



- C. Kunusch, A. Husar, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, J.J. Moré, “Linear Identification and Model Adjustment of a PEM Fuel Cell Stack”, *International Journal of Hydrogen Energy*, Elsevier (ISSN 0360-3199). Vol. 33 (2008) pp.3581-3587. Internacional, con referato. DOI:10.1016/j.ijhydene.2008.04.052

### Trabajos en Anales de Congresos

- Vicente Roda, Paul F. Puleston, Félix Barreras, Jerónimo J. Moré “Thermal Dynamic modeling for a high-temperature PEM fuel cell”. *IV Iberian Symposium on Hydrogen, Fuel Cells and Advanced Batteries*. 2013. Estoril, Portugal del 26 al 28 de Junio de 2013. Con referato, resumen extendido.
- Talpone, J. I., Moré, J. J., Puleston, P. F., Cendoya, M. G., “Supercapacitores en Fuentes Híbridas de Potencia que Emplean Pilas de Combustible PEM”, *Quinto Congreso Nacional - Cuarto Congreso Iberoamericano de Hidrógeno y Fuentes Sustentables de Energía*, HYFUSEN 2013. Córdoba, Córdoba, Argentina del 10 al 14 de junio de 2013. Congreso con referato, resumen extendido.
- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, J. Riera i Colomer, “Diseño e Implementación de un Control Supervisor para Sistemas Híbridos de Generación Basado en Pilas de Combustible”. *XXIII Congreso Argentino de Control Automático*, AADECA 2012, Buenos Aires, Argentina. Publicación de trabajo completo en CD de Proceedings del Congreso. 7 páginas. Congreso con referato.
- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, E. Fossas, “Multi Input Sliding Mode Control of an Autonomous Fuel Cell-Supercapacitor Hybrid System”, *12th International Workshop on Variable Structure Systems VSS 2012*. Indian Institute of Technology Bombay, India. 12 al 14 de enero de 2012. Congreso con referato. Internacional. <http://dx.doi.org/10.1109/VSS.2012.6163499>
- N.A. Grunfeld Brook, J.J. Moré, P.F. Puleston, A. Zumarraga, S. Ramos, “Identificación y Control de un Sistema de Humidificación para una Pila de Combustible Tipo PEM”, *XIV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control RPIC 2011*. Oro Verde, Entre Ríos, Argentina. 16 al 18 de noviembre de 2011. Congreso con referato.
- Talpone J.I., Puleston P.F., Moré J.J., Griño R., Cendoya M.G., “Plataforma Experimental Para El Desarrollo Y Evaluación De Sistemas De Generación Híbridos Basados En Pilas De Combustible”, *Cuarto Congreso Nacional - Tercer Congreso Iberoamericano de Hidrógeno y Fuentes Sustentables de*



*Energía*, HYFUSEN 2011. Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina del 6 al 9 de junio de 2011. Congreso con referato.

- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, J. Riera I Colomer, “Sliding Mode Control of an Autonomous Parallel Fuel Cell-Supercapacitor Power Source”. *5th International Workshop on Hydrogen and Fuel Cells, WICaC 2010*. Centro de Convenciones de la UNICAMP, Campinas, Brasil. 26 al 28 de octubre de 2010. Congreso con referato.
- J.J. Moré, P.F. Puleston, C. Kunusch, A. Visintin, “Control de Temperatura de una Pila de Combustible Tipo PEM”. *III Congreso Nacional y II congreso Iberoamericano de Hidrógeno y Fuentes Sustentables de Energía*, HYFUSEN 2009, San Juan, Pcia. de San Juan, Argentina. 2009. Publicación de trabajo completo en CD de Proceedings del Congreso. 6 páginas. Congreso con referato.
- C. Kunusch, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, J.J. Moré, “Characterization and Experimental Results in PEM Fuel Cell Electrical Behaviour”. *III Congreso Nacional y II congreso Iberoamericano de Hidrógeno y Fuentes Sustentables de Energía*, HYFUSEN 2009, San Juan, Pcia. de San Juan, Argentina. 2009. Publicación de trabajo completo en CD de Proceedings del Congreso. 6 páginas. Congreso con referato.
- J.J. Moré, C. Kunusch, P.F. Puleston, C. Tori, “Instrumentación y Modelado Térmico de una Pila de Combustible PEM”. *XXI Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2008*, Buenos Aires, Argentina. Publicación de trabajo completo en CD de Proceedings del Congreso. 8 páginas. Congreso con referato.
- C. Kunusch, A. Husar, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, J.J. Moré “Linear Identification and Model Adjustment of a PEM Fuel Cell Stack”. *II Congreso Nacional y I congreso Iberoamericano de Hidrógeno y Fuentes Sustentables de Energía*, HYFUSEN 2007, Posadas, Misiones. Argentina. 2007. Publicación de trabajo completo en CD de Proceedings del Congreso. 6 páginas. Congreso con referato.

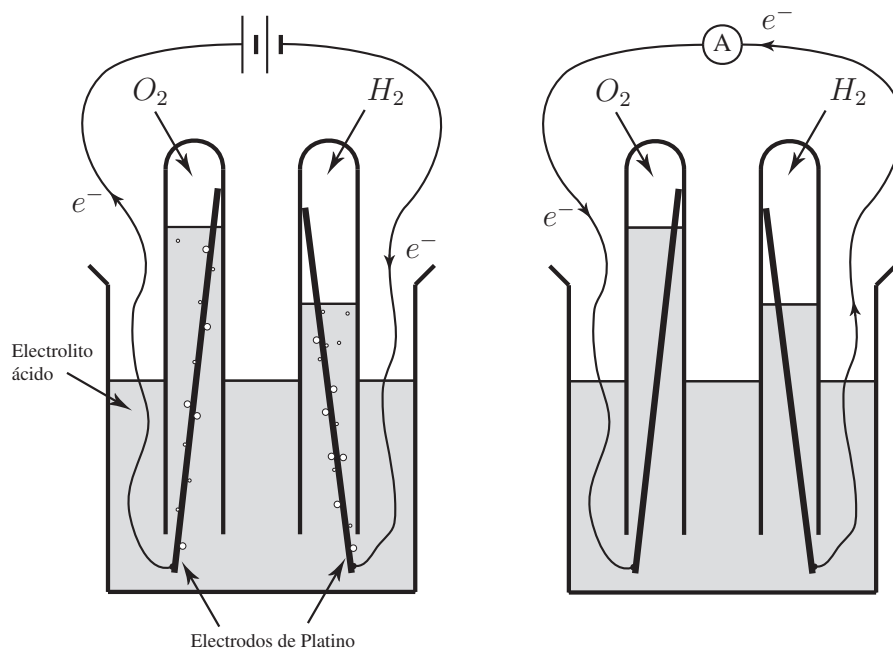


# Capítulo 2

## Pilas de Combustible

### 2.1. Introducción

Las celdas de combustible son dispositivos electroquímicos que convierten la energía química de un combustible gaseoso directamente en electricidad. La primera demostración de funcionamiento de una celda de combustible se realizó en 1839 por el abogado y científico William Grove. El funcionamiento básico de una celda de combustible es muy simple y puede considerarse como el proceso inverso a la electrólisis del agua. En la Figura 2.1 (Larminie and Dicks, 2003) se muestra un esquema básico, similar a la demostración llevada a cabo por Grove. A pesar de conocerse desde ya hace mucho tiempo, las celdas de combustible se encuentran aún lejos de su plena explotación comercial.



**Figura 2.1:** Izquierda: Electrólisis del agua. Derecha: El  $H_2$  y el  $O_2$  reaccionan formando agua y se observa la circulación de una pequeña corriente.

Como se ve en la Figura 2.1, la electrólisis es un proceso que consiste en hacer circular una corriente eléctrica a través del agua, descomponiéndola de esta forma en oxígeno e hidrógeno. Para que esta reacción química tenga lugar son necesarios un electrolito, típicamente algún ácido diluido, y que los electrodos sean de un material catalizador, por ejemplo platino.

El proceso inverso consiste en hacer llegar el hidrógeno y el oxígeno a cada uno de los electrodos dopados o contruidos de platino. Estos electrodos se sumergen en el electrolito, el cual es un medio donde los iones  $H^+$  o protones pueden moverse libremente. Finalmente, conectando los electrodos mediante un circuito externo, se puede apreciar que por éste circula una corriente eléctrica a la vez que el hidrógeno y el oxígeno se combinan formando agua.

## 2.2. Principio de Funcionamiento

La reacción química completa que tiene lugar en una celda de combustible con membrana de intercambio de protones (tipo PEM, del inglés *Proton Exchange Membrane*) es la siguiente:



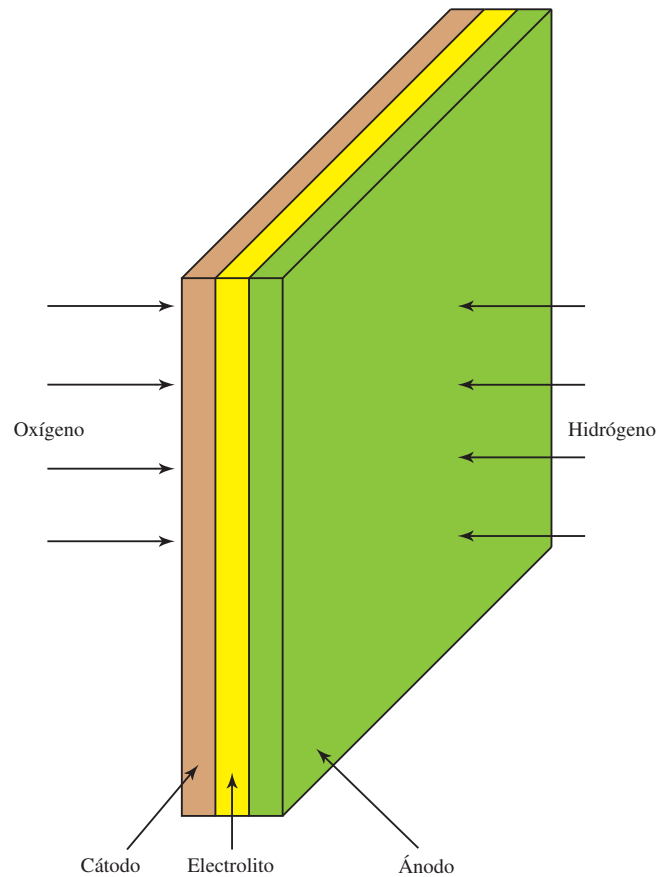
En dicho proceso, el hidrógeno está siendo oxidado en una reacción exotérmica, produciendo energía eléctrica y calor.

En el proceso descrito las corrientes obtenidas son muy pequeñas, lo cual se debe a dos razones principales:

- La corriente generada es proporcional al area de contacto entre el gas, el electrodo y el electrolito. Asumiendo un electrodo cilíndrico, dicha superficie sería un pequeño anillo por donde el electrodo emerge del electrolito;
- La distancia entre los electrodos, dado que el electrolito presenta resistencia el paso de corriente eléctrica.

Para solucionar estos problemas, generalmente los electrodos se fabrican en forma plana, con una delgada capa de electrolito entre ellos. La estructura del electrodo es porosa, de manera que tanto el gas como el electrolito pueden atravesarlo. Esto es para conseguir la mayor superficie de contacto entre el electrodo, electrolito y gas. La forma constructiva básica se puede observar en la Figura 2.2.

Si bien todo lo dicho anteriormente explica como funciona una celda de combustible, generando agua a partir del hidrógeno y oxígeno, no es realmente visible donde es que se produce la corriente eléctrica medida en el amperímetro de la Figura 2.1.



**Figura 2.2:** Forma constructiva de los electrodos y membrana de una celda de combustible

Para dar explicación a ello, deben analizarse las reacciones que se suceden en cada uno de los electrodos. Si bien existen diversos tipos de celdas de combustible, cada una con sus propias reacciones internas, se dan a continuación las reacciones químicas parciales de las celdas que tienen un electrolito ácido como son las celdas PEM, objeto de estudio de esta Tesis.

En el ánodo de este tipo de celdas de combustible, el hidrógeno se ioniza liberando electrones y creando iones  $H^+$  (o protones):



Ésta es una reacción exotérmica. En el cátodo, el oxígeno reacciona con electrones del electrodo y con iones  $H^+$  del electrolito, formando agua:



Es claro de estas reacciones que para que se produzcan continuamente, los electrones producidos en el ánodo deben pasar por un circuito eléctrico hacia el cátodo. Además, los iones  $H^+$  deben pasar a través del electrolito. La Figura 2.3

resume esta idea. En general se puede decir que un ácido es un fluido con iones  $H^+$  móviles o libres, de manera que sirve a este propósito. En el caso de las celdas PEM, como se detallará en el próximo capítulo, se utilizan polímeros contruidos especialmente para permitir que los iones  $H^+$  puedan moverse libremente a través de ellos.

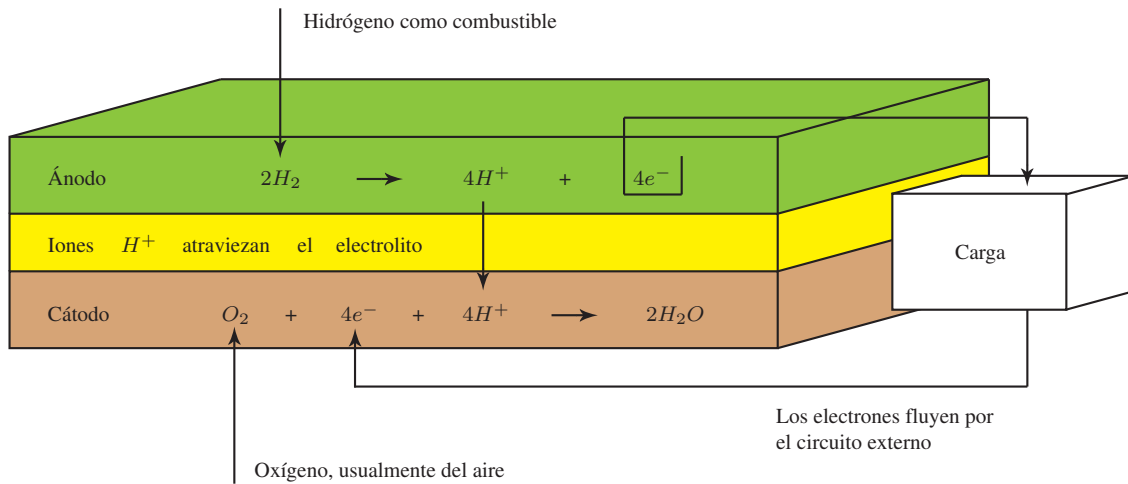


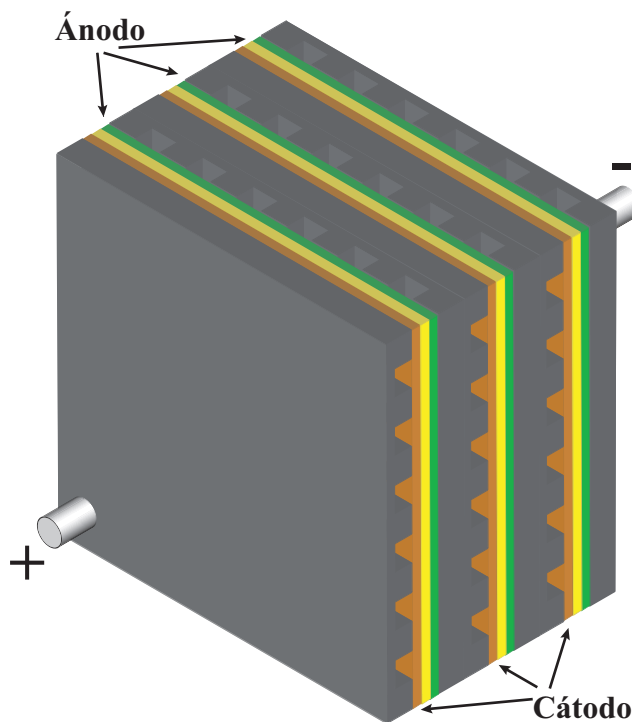
Figura 2.3: Reacciones parciales en los electrodos de la celda de combustible

Comparando las ecuaciones (2.2) y (2.3) se puede ver que se requieren dos moléculas de hidrógeno por cada molécula de oxígeno para mantener el sistema balanceado. Nótese que el electrolito sólo debe permitir el paso de los iones  $H^+$  y no el paso de electrones. En caso contrario, los electrones atravesarían el electrolito y no pasarían por el circuito externo, como es deseado.

### 2.2.1. Placas Bipolares

Como se verá más adelante, la tensión en una celda de combustible, sin importar su tamaño, es muy pequeña (del orden de  $0,7V$ ) cuando la celda entrega una corriente útil. Por lo tanto, para poder obtener una tensión de trabajo mayor, varias celdas deben conectarse eléctricamente en serie. Este conjunto de celdas en serie es lo que se da en llamar Pila de Combustible (PC) o en inglés *Fuel Cell*. La forma de hacer esta conexión es simplemente conectando cada ánodo de una celda con el cátodo de la siguiente, generalmente de la forma indicada en la Figura 2.4.

La mencionada interconexión se realiza mediante las llamadas *placas de difusión de gases* o *placas bipolares*, que a su vez funcionan como colectores de corriente, como muestra la Figura 2.5. Estas placas conectan la superficie del cátodo de una celda con toda la superficie del ánodo de la siguiente (de allí su nombre "bipolar"). Al mismo tiempo, la placa bipolar sirve de medio para alimentar de oxígeno al cátodo y de combustible al ánodo. Además de necesitarse una buena conexión eléctrica entre



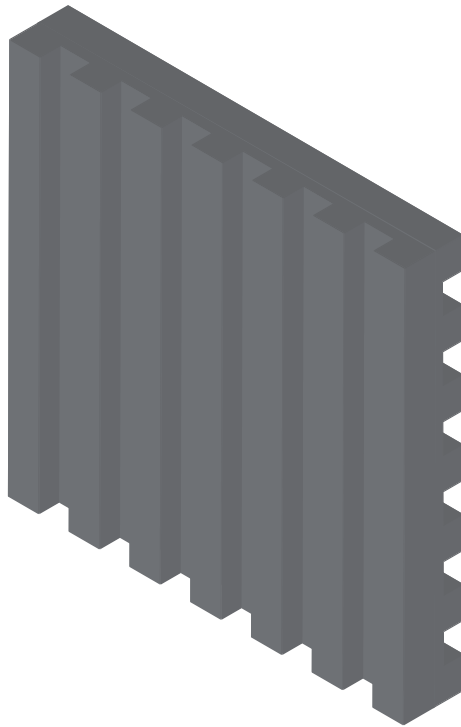
**Figura 2.4:** Pila de combustible de tres celdas

ambos electrodos, la alimentación de ambos gases debe estar perfectamente aislada. Las placas bipolares son fabricadas en un material altamente conductor como grafito o acero inoxidable.

Estas placas tienen canales de forma tal que los gases puedan fluir por ellos a lo largo de toda la superficie de los electrodos. Al mismo tiempo, se hacen de tal forma que mantengan una buena conexión eléctrica con las caras de cada electrodo.

Cabe destacar que el diseño de las placas bipolares no es sencillo, ya que si el contacto eléctrico debe ser optimizado, los puntos de contacto deben ser lo más grandes posible. Pero de ser así, los canales para el flujo de los gases resultarían pequeños, haciendo difícil bombear los gases dentro de la pila y que alcancen la mayor parte de la superficie de los electrodos. Si los puntos de contacto fueran pequeños, estos deberían ser muy numerosos. Pero esto hace que la placa bipolar sea más compleja, difícil y cara de construir, a la vez de frágil. Idealmente las placas bipolares deben ser lo más delgadas posibles, minimizando así la resistencia eléctrica y el tamaño de la pila. De todas formas, esto hace que los canales por donde fluyen los gases sean más pequeños haciendo nuevamente más difícil bombear los gases dentro de las celdas. Incluso las placas bipolares suelen tener canales extra por donde se hace circular un fluido refrigerante, lo que complica aún más su diseño y eleva su costo.

En general, las placas bipolares utilizadas en la práctica resultan algo más complejas que las vistas hasta el momento. Las placas se fabrican de un tamaño



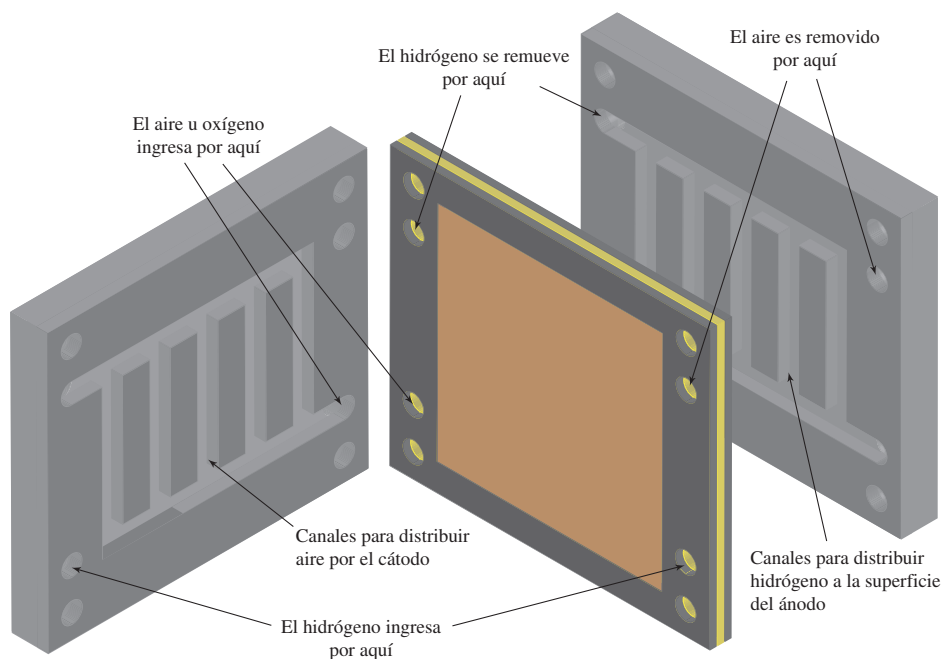
**Figura 2.5:** Placa bipolar de diseño simple

superior al de los electrodos y con canales extras atravesando la pila para alimentar de combustible y oxígeno a los electrodos. Esta forma constructiva resulta en una pila de combustible con la apariencia de un bloque sólido con los conectores para combustible y oxígeno en el extremo del mismo, donde también se hacen las conexiones eléctricas. En la Figura 2.6 se muestra un posible diseño de este tipo de placas.

Estas placas bipolares pueden ser refrigeradas en varias formas. La más sencilla es haciendo pequeños canales a lo largo de las placas para hacer pasar aire o agua por ellos. Alternativamente, pueden hacerse estos canales a lo largo de la pila. Los métodos preferidos para refrigeración varía mucho en función del tipo de pila, la potencia de la misma y de la aplicación particular de que se trate.

Se puede ver que el diseño de las placas bipolares es un asunto importante y complejo en una pila de combustible. Además de ello, la elección del material con que construirlos es también problemático. Un material muchas veces utilizado es el grafito, pero es difícil de maquinarse y es quebradizo. También se utiliza acero inoxidable, pero también se corroe más rápido en atmósferas oxidantes puede corroerse trabajando durante largos períodos en pilas de combustible. En algunos tipos de celdas de combustible, en particular de alta temperatura, suelen utilizarse materiales cerámicos. Otro material que suele ser utilizado es el titanio, con la intención de reducir la resistencia eléctrica y disminuir la corrosión. Las placas bipolares casi siempre forman una parte considerable del costo total de una pila





**Figura 2.6:** Distribución interna de los reactivos

de combustible.

## 2.3. Sistema de Pilas de Combustible

El núcleo de un sistema de conversión de energía basado en pilas de combustible son los electrodos, el electrolito y las placas bipolares. Sin embargo, otras partes suelen formar una gran proporción de la ingeniería del sistema de celdas de combustible. Estos extras suelen recibir el nombre de “balance de la planta” (BOP - *Balance Of Plant*). Por ejemplo, en celdas de muy alta temperatura utilizadas en sistemas combinados calor-potencia (CHP - *Combined Heat and Power*), usualmente la celda de combustible parece ser una pequeña e insignificante parte de todo el sistema. Los componentes extra que son necesarios difieren respecto al tipo de celda, combustible y aplicación particular con que se trabaja. Sin embargo, en cualquier sistema de celdas de combustible, por pequeño que sea, se debe hacer circular el combustible y el oxígeno (o aire, como también es común) por la pila usando *bombas* o *ventiladores*. Es común el uso de *compresores*, acompañados normalmente de intercambiadores de calor.

Por otra parte, la corriente continua de salida de la pila difícilmente pueda ser conectada directamente a la carga eléctrica, por lo que se requiere de una *etapa de potencia*. Ésta puede ser simplemente un regulador de tensión o un convertidor de Corriente Continua a Corriente Continua (CC/CC). En sistemas CHP o que deban ser conectados a la red eléctrica, se requiere un convertidor de Corriente Continua a

Corriente Alterna (CC/CA). Una parte vital del sistema serán los *motores eléctricos* que mueven las bombas, ventiladores y compresores. Incluso, la potencia eléctrica generada muchas veces será destinada en forma primaria a un motor eléctrico, como por ejemplo en un automóvil.

La alimentación y almacenamiento de hidrógeno es también un punto crítico, siendo el *almacenamiento de combustible* una parte del sistema también. Si el sistema de celdas de combustible no es alimentado directamente con hidrógeno presurizado, se necesitará algún tipo de *sistema de reformado de combustible* para abastecer la demanda de hidrógeno. Estos sistemas suelen ser grandes y muy complejos. Además, en muchos casos será necesaria una etapa de *desulfurización* del combustible para purificarlo.

Todo sistema de celdas de combustible deberá contar con *válvulas de control* y *reguladores de presión*. También se requiere de un *controlador* para coordinar el funcionamiento del sistema. Un problema especial que debe afrontar el subsistema de control es el encendido y apagado del sistema.

En algunos casos se necesita de un *sistema de refrigeración* y en equipos CHP éste recibirá el nombre de intercambiador de calor. En ciertas aplicaciones se requerirán pre-calentadores de combustible y aire. Las celdas tipo PEM en particular, requieren en la mayoría de los casos el uso de *humidificadores* para uno o ambos gases.

## 2.4. Tipos de Pilas de Combustible

Dejando de lado los problemas prácticos como la fabricación y el costo de los materiales, existen dos problemas fundamentales con las celdas de combustible:

- el bajo grado de reacción, lo que lleva a densidades de corriente y potencia bajas;
- el hidrógeno puro es un combustible que en general no se encuentra libre.

Para resolver estos problemas, se han desarrollado diversos tipos de celdas. A pesar de que este trabajo tiene como finalidad el análisis de celdas de combustible tipo PEM, en esta sección se da una breve reseña de los tipos de celdas de combustible existentes. Los diferentes tipos suelen recibir el nombre en función del tipo de electrolito que usan, aunque suelen tener otras diferencias también. Existen actualmente seis tipos de celdas de combustible que surgieron como sistemas viables para el presente y futuro cercano. Un resumen de los seis tipos se da en la tabla 2.1.

Las celdas de combustible tipo PEM tienen la ventaja fundamental de ser muy sencillas. Por otro lado, es posible fabricarlas en un rango muy amplio de potencias, por lo que tienen un amplio espectro de aplicaciones. El electrolito es un polímero

## 2.4. TIPOS DE PILAS DE COMBUSTIBLE

Tipo	Ion Móvil	Temperatura de Operación	Aplicaciones
<i>Proton exchange membrane</i> (PEMFC)	$H^+$	30 – 100°C	Vehículos y aplicaciones móviles, pequeños sistemas CHP
Alcalina (AFC)	$OH^-$	50 – 200°C	Usada en vehículos espaciales
Metanol Directo (DMFC)	$H^+$	20 – 90°C	Sistemas electrónicos portables de baja potencia
Ácido Fosfórico (PAFC)	$H^+$	~ 220°C	Gran número de sistemas CHP de 200kW actualmente en uso
Carbonato Derretido (MCFC)	$CO_3^{2-}$	~ 650°C	Para sistemas CHP de mediana y gran escala
Óxido Sólido (SOFC)	$O^{2-}$	500 – 1000°C	Para cualquier tamaño de sistemas CHP

**Tabla 2.1:** Diferentes tipos de Celdas de Combustible

sólido en que los protones son móviles (de ahí también que suele considerarse PEM por el inglés *Polymer Electrolyte Membrane*). Estas celdas trabajan a relativamente baja temperatura, de manera que el problema del bajo grado de reacción se resuelve mediante el uso de catalizadores y electrodos sofisticados. Normalmente, el catalizador es platino y los desarrollos de los últimos años han logrado que las cantidades necesarias sean muy pequeñas. Así, el costo del platino es sólo una pequeña parte en el precio total de la celda. En estas celdas, debe utilizarse hidrógeno de alta pureza (al menos 99,999%) y existen diversas técnicas para lograr esto. Una de las formas más directas es por medio de electrolizadores, aunque es un método actualmente costoso y de no gran eficiencia. Actualmente se utilizan reformadores de combustibles fósiles con varias etapas de purificación.

Una solución muy atractiva al problema de alimentar con hidrógeno puro a la celda es usar metanol ( $CH_3OH$ ) como combustible. Esto puede hacerse en cierto tipo de celdas PEM y se las llama *celdas de combustible de metanol directo* (DMFC). Reciben este nombre porque en ellas se utiliza el metanol como combustible en su forma líquida, sin ningún tipo de reformado previo para extraer el hidrógeno. Desafortunadamente, estas celdas desarrollan muy bajas densidades de potencia. Aún así, existen muchas posibles aplicaciones en el área de equipos electrónicos portátiles. En general, estas celdas tienen un campo de aplicación limitados a sistemas que requieran un consumo de potencia pequeño y estable por períodos largos.

Las celdas del tipo alcalinas (AFC) fueron las primeras en ser desarrolladas y se utilizaron en naves espaciales como el Apollo y el Shuttle. El bajo grado de reacción es solucionado utilizando electrodos muy porosos y platino como catalizador. En algunos casos también se trabaja a muy altas presiones. Si bien existen casos en que estas celdas trabajan a unos 200°C, normalmente trabajan por debajo de los 100°C. La principal desventaja de estas celdas es que para su correcto funcionamiento tanto

el combustible como el oxígeno o aire utilizado deben encontrarse libres de  $CO_2$ .

Las celdas de ácido fosfórico (PAFC) fueron las primeras en producirse comercialmente. Muchos equipos de  $200kW$  se encuentran instalados en Estados Unidos y en Europa. Utilizan electrodos porosos, platino como catalizador y una temperatura relativamente alta ( $\sim 200^\circ C$ ) para llevar el grado de reacción a niveles razonables. El hidrógeno con que se alimenta la celda se obtiene del reformado de gas natural en hidrógeno y dióxido de carbono. El problema es que el equipamiento para realizar esto eleva considerablemente el costo, la complejidad y el tamaño de la celda de combustible. Sin embargo, las PAFC hacen uso de la inherente simplicidad de las celdas de combustible para formar un sistema de potencia confiable y libre de mantenimiento. Muchos sistemas de PAFC han trabajado continuamente con muy poco mantenimiento que requiera apagarlo o de intervención humana durante más de un año.

Las celdas de óxido sólido (SOFC) operan en la región de  $600$  a  $1000^\circ C$ . Esto es para conseguir altos grados de reacción sin necesidad de utilizar catalizadores extremadamente costosos y para que los combustibles como el gas natural puedan ser utilizados directamente (sin necesidad de un reformado externo). Su principal desventaja surge en que estas celdas deben construirse con materiales cerámicos que resultan difíciles de maquinar y muy caros de fabricar. Además, es necesaria también una gran cantidad de equipo extra para hacer funcionar el sistema completo. Este equipamiento incluye pre-calentadores de combustible y aire, un sistema complejo de refrigeración y control de temperatura. Además, dada su elevada temperatura de trabajo, la puesta en marcha y apagado suelen ser procesos muy delicados.

A pesar de trabajar a temperaturas cercanas a los  $1000^\circ C$ , las SOFC se mantienen siempre en estado sólido. Este no es el caso de las celdas de combustible del tipo *Carbonato Derretido* (MCFC), que tienen la interesante particularidad de necesitar dióxido de carbono en el aire para funcionar. La alta temperatura de trabajo permite lograr grandes grados de reacción utilizando catalizadores relativamente baratos como el níquel. Éste sirve además como conductor eléctrico para el electrodo. Estas celdas pueden utilizarse directamente con gases como el metano, sin necesidad de reformarlo previamente. Sin embargo, la simplicidad de la celda se ve contrarrestada por la naturaleza del electrolito: una mezcla corrosiva de carbonatos de litio, potasio y sodio a muy alta temperatura.

Existen además otros tipos de celdas, no tan populares y que además se encuentran muy poco desarrolladas. Incluso, algunos autores ponen en duda si deben o no llamarse celdas de combustible, dado su principio de funcionamiento (Larminie and Dicks, 2003). Escapa al alcance de este trabajo profundizar en estos tipos de tecnologías.

## 2.5. Ventajas y Aplicaciones

Una de las desventajas más importantes hoy en día de las celdas de combustible es su costo y durabilidad. Sin embargo, existen numerosas ventajas dependiendo del tipo de celda de combustible, dando lugar a diferentes aplicaciones para cada caso. La siguiente lista enumera las ventajas principales:

- **Eficiencia:** las celdas de combustible asociadas a motores eléctricos pueden trabajar de manera que desarrollen eficiencias más elevadas que los motores de combustión interna (del orden del 50 % de eficiencia eléctrica), tanto basados en pistones como en turbinas. De la misma forma, los sistemas de celdas de combustible pueden trabajar de manera que desarrollen eficiencias superiores a la de motores de combustión interna asociados a generadores eléctricos. Además, tanto los sistemas pequeños como los grandes pueden ser igualmente eficientes. Esto es muy importante en el caso de pequeñas fuentes de energía locales necesarias para sistemas CHP.
- **Simplicidad:** el principio de funcionamiento de una celda de combustible es muy simple, sin partes móviles. Esto puede redundar en sistemas muy confiables.
- **Bajas Emisiones:** el producto de la reacción principal de la celda de combustible es agua cuando se la alimenta con hidrógeno puro. Esto significa que una celda de combustible puede ser localmente de ‘emisión cero’. Ésta es su principal ventaja cuando se las utiliza en vehículos, dado que actualmente existen ciertos requerimientos de reducción de emisiones tóxicas y hasta su total eliminación dentro de las ciudades. Para 2020, por ejemplo, en Europa se estipuló una reducción del 20 % respecto de las emisiones de 1990.
- **Ruido:** las celdas de combustible son muy silenciosas, incluso aquellas que requieren equipamiento extra para el procesado del combustible. Esto es muy importante tanto para aplicaciones portables como estacionarias.

El hecho de que el combustible preferido en celdas de combustible sea el hidrógeno es una desventaja importante. Si bien éste es un elemento químico muy abundante en nuestro planeta, en general no se lo encuentra libre. Cabe destacar que hoy en día la producción de hidrógeno para su utilización como combustible involucra considerables emisiones de  $CO_2$ , puesto que se realiza mediante el reformado de combustibles fósiles. No obstante, es posible la producción de hidrógeno a partir del agua mediante el uso de electrolizadores, aprovechando energías alternativas no contaminantes como la eólica o la solar. De esta forma, a medida que los combustibles

fósiles se vayan agotando, es probable que el hidrógeno se convierta en la mayor fuente de energía del mundo y el vector energético más estable.

Las ventajas de las celdas de combustible tuvieron su mayor impacto en los sistemas CHP, tanto de pequeña como de gran escala, en fuentes de energía móviles, especialmente para vehículos y equipamiento electrónico como computadoras portátiles, teléfonos móviles y equipamiento de comunicaciones de uso militar. Una característica importante de las celdas de combustible y en particular en las tipo PEM, es su gran rango de aplicaciones: desde unos pocos watts hasta el orden de los megawatts. En este sentido, las celdas de combustible son convertidores de energía únicos y su rango de potencia excede el de cualquier otro tipo.

Para ilustrar esto, se dan a continuación algunos ejemplos de pilas de combustible comerciales que han sido desarrolladas a lo largo de los años. En la Figura 2.7 se muestran fotografías de dos pilas de combustible de baja potencia. En la Figura 2.7a se muestra una pila de 10W de la empresa Maxwell. Esta pila pesaba 920g y medía 10×6×16 cm. Esta pila de combustible tenía por finalidad ser utilizada en computadoras portátiles, aunque era demasiado grande.

La Figura 2.7b muestra una pequeña pila de combustible de 12W de potencia, de la empresa *Horizon Fuel Cell Technologies*. La misma integra un ventilador para su refrigeración y utiliza el mismo flujo de aire para refrigerar y alimentar la pila. Se encuentra diseñada para trabajar a temperaturas inferiores a los 65°C y es capaz de entregar hasta 25W de potencia en períodos cortos. Cuenta con un sistema de autohumidificación para su correcto funcionamiento. La pila pesa tan sólo 256 gramos. El fabricante indica que la eficiencia eléctrica de esta pila es del 45 % a la máxima potencia.



(a) 10W (Maxwell)



(b) 12W (Horizon Fuel Cell Technologies)

**Figura 2.7:** Pilas de combustible de baja potencia

La empresa *Horizon Fuel Cell Technologies* también ha desarrollado pilas de combustible de potencias medias y grandes. En la Figura 2.8a se muestra un ejemplo



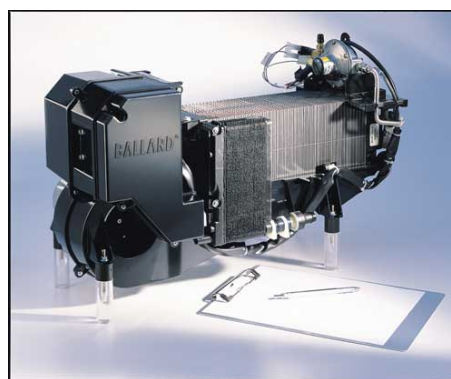
## 2.5. VENTAJAS Y APLICACIONES

---

en potencia media, una pila de combustible de cátodo abierto y que se provee con su propio controlador. *Ballard*, una de las empresas líderes en el desarrollo de pilas de combustible, ha lanzado al mercado gran variedad de productos, en un amplio rango de potencias y aplicaciones. Desde pequeñas potencias para aplicaciones domésticas hasta cientos de kilowatts para automóviles y omnibus. En la Figura 2.8b se muestra el ejemplo más representativo, el módulo de potencia llamado Nexa<sup>®</sup> capaz de desarrollar 1,2 kW de potencia no regulada. El diseño compacto y silencioso permite su utilización en un amplio rango de aplicaciones, incluso como fuente de poder ininterrumpida (UPS). Este modulo cuenta con refrigeración por aire y un sistema de autohumidificación.



(a) 100W (Horizon Fuel Cell Technologies)



(b) 1,2kW Nexa<sup>®</sup>

**Figura 2.8:** Pilas de combustible de potencia media

En lo referente a aplicaciones de pilas de combustible en el transporte, tanto público como privado, existen numerosos ejemplos. En la Figura 2.9 se muestran algunos de ellos, cuyos excelentes resultados permitieron que actualmente todas las empresas automotrices cuenten con programas de investigación y desarrollo de modelos basados en pilas de combustible. En la Figura 2.9a se muestra un *Mercedes-Benz* Clase A, alimentado puramente a hidrógeno. Este vehículo, presenta prestaciones comparables a los actuales impulsados a gasolina. La Figura 2.9b muestra un Bora de la empresa *Volkswagen*. En su interior cuenta con una pila de combustible de 75 kW que le permite acelerar de 0 a 97 Km/h en 12,5 seg. Utiliza un tanque de 49 litros para almacenar hidrógeno a muy baja temperatura, con lo que alcanza una autonomía de 350 Km. La velocidad máxima capaz de desarrollar es de 140 Km/h.

En la Figura 2.9c se muestra un *Chrysler* Natrium. Este es un vehículo tipo rural que utiliza borohidrido de sodio ( $NaBH_4$ ). Esto es una sal blanca cuyas moléculas son ricas en hidrógeno. A partir de ella, mediante un reformado, genera el hidrógeno requerido para alimentar una pila de combustible. La autonomía del vehículo es de 500 Km, acelera de 0 a 100 Km/h en 16 seg y alcanza una velocidad máxima de



(a) Mercedes Benz Clase A F-Cell



(b) Volkswagen Bora HyMotion



(c) Chrysler Natrium



(d) Mercedes Benz Bus Citaro

**Figura 2.9:** Pilas de combustible para el transporte

129 Km/h. La Figura 2.9d muestra un autobús urbano llamado Citaro, de *Mercedes-Benz*. Este tipo de autobuses están siendo vendidos especialmente en Europa y el interés en ellos es creciente. Ofrecen un servicio silencioso y no contaminante para el transporte público dentro de las ciudades.

Muchas otras empresas de automóviles ya cuentan también con modelos comerciales de vehículos basados en pilas de combustible. Otras cuentan con prototipos en desarrollo y entre ellas se puede incluir por ejemplo a *BMW, Nissan, Ford, Mazda, Opel*, etc. Esto muestra claramente el gran interés mundial alrededor de las pilas de combustible, buscando entre otras cosas la reducción de la contaminación ambiental, estabilidad energética y mayores eficiencias en base a fuentes renovables de energía.

## 2.6. Pilas de Combustible Tipo PEM

Las celdas de combustible de membrana de intercambio de electrones (*Proton Exchange Membrane Fuel Cell* - PEMFC) también llamadas celdas de combustible de polímero sólido (*Solid Polymer Fuel Cell* - SPFC) fueron desarrolladas en un principio por *General Electric* en los Estados Unidos en la década del '60 para ser utilizadas por la NASA en sus primeros vehículos espaciales tripulados.

El electrolito es un polímero conductor de iones, donde a cada lado se le coloca un electrodo catalizador poroso. El ensamble ánodo/electrolito/cátodo es un conjunto muy delgado y recibe el nombre MEA del inglés *Membrane Electrode Assemblies*.



Como se dijo en la sección previa, el ion móvil del electrolito es el  $H^+$  o proton.

Estos polímeros trabajan a relativamente baja temperatura ( $\simeq 80^\circ\text{C}$ ). Además, dado que las MEAs son muy delgadas, es posible construir celdas muy compactas. Incluso, por la característica sólida del polímero, las celdas PEM pueden trabajar en cualquier posición. Esto las hace especialmente aptas para su utilización en vehículos y aplicaciones portables.

Por supuesto, también existen algunos problemas. Por ejemplo, el manejo del agua dentro de la celda es considerado muy complejo y difícil de solucionar. Tal es así que esto llevó en muchos casos a la búsqueda de otros tipos de celdas de combustible. Por otro lado, algunas empresas decidieron no perseguir un desarrollo comercial de las celdas PEM debido a los altos costos involucrados. Cabe aclarar que en esos tiempos los electrodos eran dopados con platino como catalizador y dada la tecnología del momento, debían usarse 28 mg por cada  $\text{cm}^2$  del electrodo. Hoy en día ese número se ha reducido a valores menores a  $0,2 \text{ mg}\cdot\text{cm}^{-2}$ .

En los últimos años el interés por las celdas tipo PEM renació y se han realizado grandes avances en el área. Se ha logrado elevar las densidades de corriente a valores de  $1\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}$  o más, reduciendo a la vez la carga de platino en los electrodos. Esto llevó a una notable reducción de los costos por kilowatt, mejorando mucho la densidad de potencia de las celdas.

Las celdas tipo PEM están siendo activamente desarrolladas para su uso en automóviles y autobuses, como también para un amplio rango de aplicaciones portables y para sistemas combinados de calor y electricidad (CHP - *Combined Heat and Power*). Puede decirse que las celdas tipo PEM exceden a las restantes tecnologías para generar energía eléctrica en cuanto al amplio espectro de posibles aplicaciones. Por un lado, pueden obtenerse fuentes de potencia de unos pocos watts para abastecer teléfonos móviles y otros equipos electrónicos como computadoras. Además, es posible producir algunos kilowatts para botes y sistemas domésticos y hasta decenas de kilowatts para automóviles o cientos/miles de kilowatts para autobuses y sistemas CHP industriales.

### 2.6.1. Electrolito

Cada compañía fabricante de membranas poliméricas para electrolitos tienen sus métodos y trucos para hacerlo y en su mayoría son propietarios. Es común que se utilice fluoretileno. El más conocido de los materiales comerciales es el *Nafion*, marca registrada de la empresa Dupont. Las membranas Nafion han sido desarrolladas desde la década del '60 y suelen ser identificadas con un número, como ser 112, 115 o 117. Este número indica algunas características distintivas de la membrana, como el grosor. Este tipo de membranas se ha convertido en un estándar en lo referente

a construcción de celdas de combustible y otros tipos de membranas suelen ser comparadas con estas para evaluar sus características.

La fabricación de estas membranas surge a partir de un polímero muy conocido: el polietileno. Este polímero básico es modificado reemplazando el hidrógeno de la estructura por flúor. Con este proceso se obtiene politetrafluoretileno o muchas veces identificado como PTFE. Este es un material que se vende bajo el nombre de Teflon®. Es muy importante en lo referente al desarrollo de celdas de combustible, dado que sus fuertes lazos entre el flúor y el carbón lo hacen durable y resistente a ataques químicos. Además, es fuertemente hidrofóbico, por lo que se lo utiliza en los electrodos de la celda para llevar el agua producida fuera del electrodo.

Sin embargo, para convertirlo en un electrolito, es necesario un paso adicional. Al PTFE se le agrega una cadena que termina con un grupo  $H\text{SO}_3$ , llamado ácido sulfónico. La forma de la cadena agregada varía según el tipo de Nafion y con los distintos fabricantes.

El grupo  $H\text{SO}_3$  se encuentra unido iónicamente, por lo que la cadena agregada termina con un ion  $\text{SO}_3^-$ . Por esto es que la estructura conseguida se llama *ionómero*.

Una propiedad importante del ácido sulfónico es que es fuertemente hidrofílico, lo que significa que atrae el agua. En una membrana Nafion significa que se cuenta con un material con sectores hidrofílicos dentro de una sustancia hidrofóbica.

Las regiones hidrofílicas llevan a una gran absorción de agua, incrementando el *peso seco* del material hasta en un 50%. Dentro de estas regiones hidratadas, los iones  $H^+$  se encuentran débilmente unidos al grupo  $\text{SO}_3^-$  y entonces son capaces de moverse. Esto es esencialmente un ácido diluido.

Si bien las regiones hidratadas estarán separadas unas de otras, los iones  $H^+$  son capaces de moverse por la larga estructura molecular. Sin embargo, es necesario que las regiones hidratadas sean lo más grandes posibles. En un electrolito bien humidificado deberá haber del orden de 20 moléculas de agua por cada ion  $\text{SO}_3^-$ . Esto típicamente dará una conductividad de alrededor de  $0,1\text{S}\cdot\text{cm}^{-1}$ . A medida que el contenido de agua disminuye, la conductividad cae en forma aproximadamente lineal.

En lo que se refiere al uso en celdas de combustible, las principales características del Nafion y los restantes ionómeros fluorosulfonados pueden resumirse como sigue:

- Son muy resistentes químicamente;
- Son mecánicamente fuertes y pueden hacerse films muy delgados, tanto como  $50\mu\text{m}$ ;
- Son ácidos;
- Pueden absorber grandes cantidades de agua;

- Si se encuentran bien hidratados, los iones  $H^+$  son capaces de moverse libremente: son buenos conductores de protones.

### 2.6.2. Electrodos

El mejor catalizador tanto para el ánodo como para el cátodo es el platino. En los primeros desarrollos de celdas PEM, se utilizaba una carga de catalizador de  $28\text{mg}\cdot\text{cm}^{-2}$ . Esta gran cantidad de platino llevó al mito, aún vigente, de que el catalizador es el factor más importante en el costo de la celda de combustible. En los últimos años el uso de platino se redujo a  $0,2\text{mg}\cdot\text{cm}^{-2}$ , incluso aumentando la densidad de potencia de las celdas. Con esta carga de platino, el costo en catalizador sólo es una pequeña porción en el costo total de la celda.

El diseño básico de los electrodos es similar en todos los casos, aunque suelen haber pequeñas diferencias. Incluso los ánodos y cátodos suelen ser esencialmente iguales y por lo general suelen ser idénticos.

Para la fabricación de electrodos se utiliza platino en pequeñas partículas y se lo distribuye en la superficie de partículas de polvo de carbon algo mayores. El platino entonces se encontrará bien diseminado y existirá una gran superficie en donde podrá estar en contacto con los reactivos.

El paso siguientes es colocar estos electrodos sobre el electrolito. Existen dos formas básicas de hacerlo. El primero recibe el nombre de *método de electrodos separados*.

En esta técnica, el catalizador en el polvo de carbon es fijado a un material muy poroso y buen conductor como paño o papel de carbón. También suele agregarse PTFE (Teflon<sup>®</sup>) debido a sus propiedades hidrofóbicas y por lo tanto sirve para remover el agua, producto de la reacción química, hacia la superficie donde puede evaporarse. Además de servir como estructura mecánica del electrodo, el paño o papel de carbón además difunde y distribuye el gas hacia el catalizador. Por esta razón suele recibir el nombre de *capa de difusión de gases*. Luego, un electrodo así formado es fijado a cada lado de la membrana electrolítica mediante un tratamiento con presión y temperatura. El resultado es una membrana delgada llamada MEA, del inglés *Membrane Electrode Assembly*.

El método alternativo es *construir el electrodo directamente en el electrolito*. El platino en el polvo de carbón es fijado directamente al electrolito. El catalizador, que muchas veces se encontrará mezclado con PTFE para aprovechar sus propiedades hidrofóbicas, se aplica sobre el electrolito mediante diversos métodos. Por ejemplo, uno de ellos es rociándolo sobre la membrana electrolítica. La literatura no suele profundizar demasiado en este sentido en los detalles de los métodos utilizados, puesto que se tratan de técnicas patentadas. Una vez que el catalizador está fijado

en el electrolito, se debe colocar una capa de difusión de gases. Esta capa será un paño o papel de carbón de unos 0,2 a 0,5mm de grosor, como los utilizados en el método de electrodos separados.

El nombre “capa de difusión de gases” es un nombre poco justo para esta parte del electrodo, puesto que hace mucho más que solamente difundir los gases. También forma una conexión eléctrica entre el catalizador y la placa bipolar u otro colector de corriente. Además es la encargada de sacar el agua de la superficie del electrolito y forma una capa protectora para la delgada capa de catalizador (del orden de  $30\mu\text{m}$ ). En algunos casos, esta capa de difusión de gases no es considerada parte integral de la MEA.

Independientemente del método utilizado, se busca también que el electrolito cubra ligeramente el catalizador, incrementando así el contacto de tres fases (reactivos, catalizador y electrolito). Es claro que el electrolito nunca debe cubrir totalmente al catalizador, puesto que esto lo inutilizaría.

Otro punto importante es la selección de la capa de difusión de gases. Como se dijo, se utilizan paños o papel de carbon. Existen muchas marcas de papel de carbón como *ELAT*<sup>®</sup>, *TORAY*<sup>®</sup> y *CARBEL*<sup>®</sup> que son típicamente utilizadas. El papel de carbón se utiliza cuando se desea un diseño compacto de la celda de combustible, puesto que son muy delgados. Los paños de carbón son más gruesos, por lo que absorberán un poco más de agua y simplificarán el diseño debido a que rellenaran pequeños huecos e irregularidades en las placas bipolares. A su vez, es posible que se expandan dentro de los canales para el flujo de los gases y esto puede ser problemático en diseños muy delgados. En algunos diseños de baja potencia se utilizan materiales incluso más gruesos.

### 2.6.3. Humedad de la membrana

Cuando en la Sección 2.6.1 se habló sobre el electrolito y sus características, se hizo mención acerca de la necesidad de que esté humidificado. En dicha sección se mostró que la movilidad de los protones (iones  $H^+$ ) depende directamente del contenido de agua en el electrolito. Sin embargo, el problema de humidificar la membrana no es trivial. Si bien se desea que el electrolito esté bien humidificado, no debe haber un exceso de agua que produzca una condensación de agua e inunde los electrodos. Esto produce que se tapen sus poros y bloqueen el paso de los reactivos. Se puede ver claramente que se requiere algún tipo de balance para asegurar un buen funcionamiento de la celda.

Como se mencionó en el primer capítulo, el agua se forma en el cátodo de la celda de combustible. Idealmente, este agua podría mantener suficientemente bien humidificado el electrolito y el oxígeno o aire que ingresa al cátodo secaría cualquier

exceso de agua que pueda existir. Además, como la membrana es extremadamente delgada, el agua puede difundirse desde el cátodo hacia el ánodo. Este fenómeno se produce por la diferencia de concentración de agua del cátodo respecto al ánodo y se lo conoce como *back diffusion*. Por lo tanto, todo el electrolito se mantendría a un nivel correcto de hidratación. Esta situación puede ser alcanzada en algunos casos particulares, pero no es el caso general. Normalmente, esta situación es alcanzada en sistemas de baja potencia y que utilizan oxígeno puro en lugar de aire para funcionar.

Cuando la celda de combustible se encuentra en funcionamiento, los iones  $H^+$  se mueven de ánodo a cátodo arrastrando moléculas de agua. Este proceso recibe el nombre de *arrastre electro-osmótico*. Típicamente cada ion o protón es capaz de arrastrar entre una y cinco moléculas de agua. Este número medio de moléculas suele recibir el nombre de *coeficiente electro-osmótico* y es utilizado en algunos modelos de humidificación de celdas PEM (Pukrushpan et al., 2004). Esto significa que el ánodo de la celda puede secarse aún si el cátodo se encuentra bien humidificado, especialmente a altas densidades de corriente. Otro problema a considerar es la gran capacidad de secado que tiene el aire a altas temperaturas. En la práctica es posible observar que a  $60^{\circ}\text{C}$  el aire siempre tiende a secar los electrodos más rápido que la producción de agua debida a la reacción. La forma común de resolver este problema es humidificando el aire, el hidrógeno o ambos gases antes de ingresar a la celda. Si bien la humidificación de los reactivos parece complicar más el sistema de celdas de combustible, se puede ver en la práctica que la mejora en *performance* la compensa con creces.

Otra complicación es que el contenido de agua del electrolito debe ser parejo en toda la celda. Incluso debe ser similar en todos los electrolitos de una pila. Un ejemplo claro sería pensar en el aire pasando a lo largo de una pila de combustible. El aire puede ingresar bastante seco, pero a medida que pasa por algunos electrodos es capaz de alcanzar un alto nivel de humidificación. Sin embargo, al seguir avanzando y atravesando electrodos puede saturarse de agua y ser incapaz de continuar removiendo el exceso de agua. Estos problemas suelen minimizarse con buenos diseños de las celdas y pilas de combustible.

Los diversos movimientos del agua explicados se resumen en la Figura 2.10. La producción y arrastre del agua son proporcionales a la corriente de la celda. La evaporación del agua puede predecirse, aunque tiene algunas complicaciones. La difusión de agua de cátodo a ánodo depende del grosor de la membrana y los contenidos de agua de cada lado. Finalmente, si se utiliza humidificación de los gases, el proceso puede controlarse.

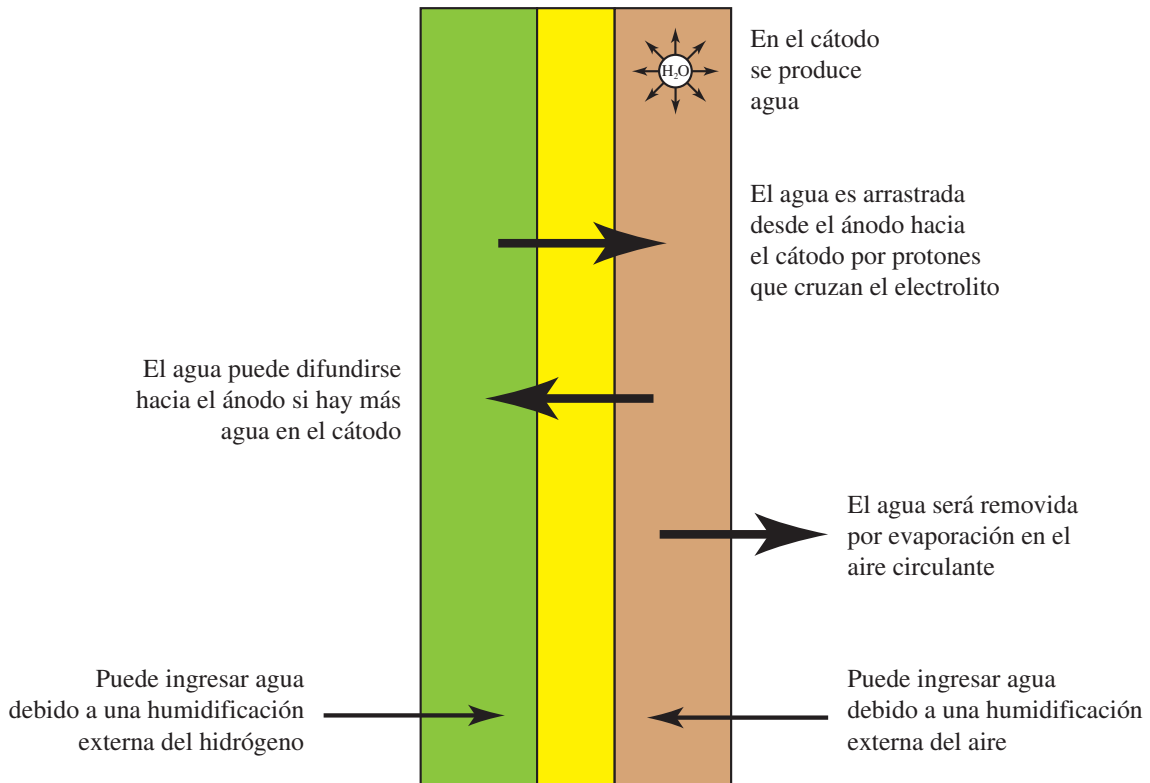


Figura 2.10: Distintos movimientos del agua dentro de una celda

#### 2.6.4. Refrigeración de celdas PEM

No todas las celdas y pilas de combustible PEM requieren refrigeración. Incluso, en la mayoría de los casos, esto depende fuertemente del punto de operación. Sin embargo, no es la intención en esta sección detallar las condiciones bajo las cuales se requiere o no refrigerar una celda de combustible. En cambio, se dan algunos detalles referentes a las técnicas básicas que son utilizadas para refrigerar pilas de combustible de potencia relativamente elevada (en general,  $>100\text{W}$ ).

Las celdas de combustible no sólo producen energía eléctrica, sino que también producen una gran cantidad de calor en la reacción catódica. En celdas de potencias medias, suele bastar el mismo aire de alimentación para refrigerarla. Por supuesto, siempre se producirá una transferencia de calor directa de la celda al ambiente por convección y conducción. En algunos casos se suele agregar simplemente un ventilador pequeño para mejorar este intercambio.

Sin embargo, este método no puede ser utilizado en todos los casos. Usar el aire necesario para alimentar la celda como refrigerante generalmente condiciona el flujo de aire. Esto es, para efectivamente refrigerar la celda de combustible se requiere un flujo de aire algo o mucho mayor que el requerido para el simple funcionamiento de la misma. Esto puede tener el efecto negativo de secar en exceso la membrana (dado que un flujo mayor de aire tiene más capacidad de secado) y hasta incluso,

deteriorarla en forma permanente.

Este problema lleva a la necesidad de separar el aire de refrigeración del aire de alimentación de la celda. Claro que esto significa que se necesita algún tipo de ventilador o compresor para alimentar de aire u oxígeno a la celda y otro para hacer circular el aire refrigerante. Esto complica el sistema y aumenta la potencia parásita consumida por el equipamiento extra, pero es inevitable.

La forma más común de realizar la refrigeración por aire es haciendo canales transversales a las placas bipolares (del tipo discutidas en la Sección 2.2.1) por donde se hace circular aire. También se pueden realizar placas separadas exclusivamente para refrigeración. En la práctica, la refrigeración por aire funciona muy bien para pilas de combustible de entre 100 W y 1 o 2 kW.

Las celdas de gran potencia (mayor a 2 kW) suelen ser refrigeradas con agua desionizada. La ventaja de la refrigeración por aire es la simplicidad, pero se vuelve más complejo asegurar que toda una pila se encuentra refrigerada a una temperatura similar a medida que la potencia de la misma crece. Además, la necesidad de canales transversales para la circulación del aire vuelven el diseño menos compacto. El agua puede bombearse por canales más pequeños y tiene un efecto refrigerante mucho mayor.

El refrigerado por agua requiere algún tipo de bomba y un intercambiador de calor o radiador para completar el sistema de refrigeración. Es posible de esta forma utilizar el calor removido de la pila en alguna otra aplicación. Por ejemplo, puede utilizarse en un reformador de algún tipo de combustible en hidrógeno (suelen necesitar calor) o en pequeños sistemas combinados de calor-potencia domésticos.

### 2.6.5. Presión de trabajo

Las celdas y pilas de combustible de baja potencia suelen ser operadas a presión ambiental, pero las de potencias más elevadas es común que trabajen a mayor presión. Existen ventajas y desventajas de trabajar a presiones mayores, pero no existen argumentos fuertes que permitan realizar una elección clara entre un caso o el otro. Cada diseñador o desarrollador opina diferente en cuanto a este asunto y a priori no puede asegurarse que es lo más conveniente.

Las razones por que trabajar a mayor presión suelen ser similares a las que se plantean para los motores de combustión interna. En estos casos, se desea incrementar la presión de trabajo para elevar la *potencia específica*, es decir obtener mayor potencia para un mismo tamaño de motor. Para ello, suele incorporarse un compresor que aprovecha los gases de escape (a muy alta temperatura) para comprimir los gases de entrada al motor. De esta forma, es posible trabajar a mayor presión a un “costo” relativamente bajo. La energía que sería liberada se utiliza para



mejorar el rendimiento de compresión del motor. En el caso de pilas de combustible, las ventajas no son tan claras.

En primer lugar, los gases que salen de la pila tienen mucha menos energía y por lo tanto, el compresor debe ser impulsado parcial o totalmente por un motor eléctrico que a su vez, se alimentará de la propia pila de combustible. De esta forma, parte de la potencia generada por la pila de combustible se “pierde” en el compresor. Parece evidente que de trabajar a mayor presión, debe tenerse en cuenta que la potencia extra consumida por el compresor sea menor que la potencia ganada por trabajar a dicha presión. Sin embargo, la “ganancia de potencia” no es la única razón para trabajar a mayor presión, como se verá más adelante.

El caso más común de sistemas de pilas de combustible tipo PEM son aquellos en los que el hidrógeno proviene de un tanque a presión. En la Figura 2.11 se muestra un esquema posible de trabajo. En este caso, sólo el aire debe comprimirse. El hidrógeno se alimenta a la pila de forma que no hay circulación del gas: el ánodo tiene la salida cerrada y el hidrógeno es completamente consumido por la pila. Si bien la salida del ánodo está cerrada, allí se coloca una valvula para realizar purgas periódicas de agua. El compresor para el aire contará con un motor eléctrico, conectado a la misma pila de combustible en sistemas prácticos. Además, es común que deba incorporarse algún tipo de intercambiador de calor luego del compresor para acondicionar la temperatura del aire comprimido antes de ingresar a la pila.

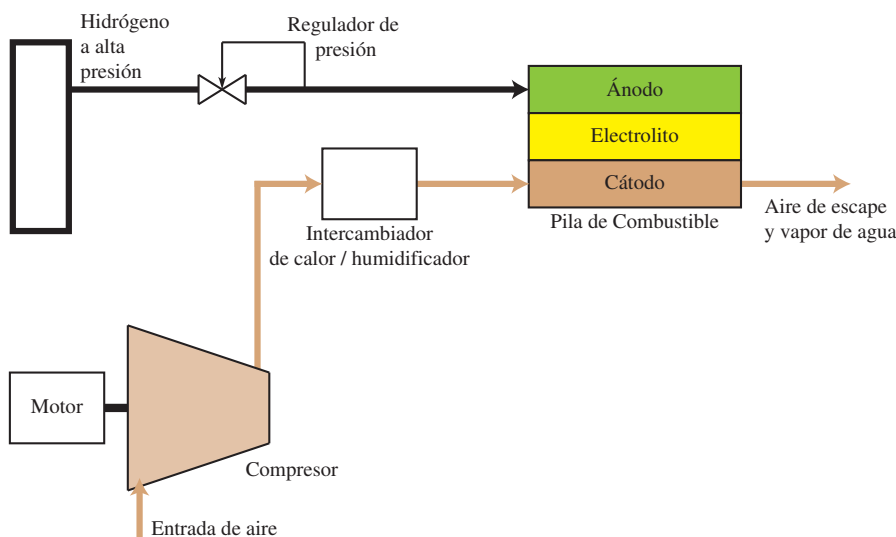


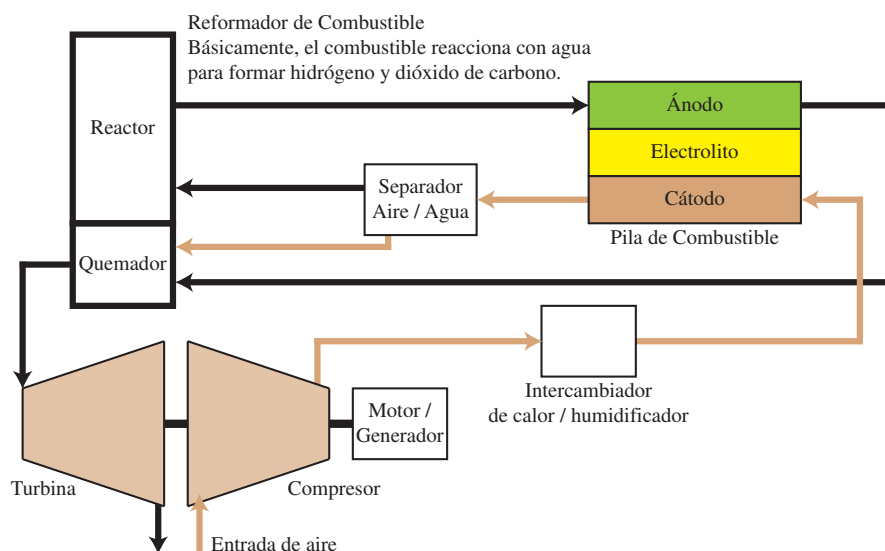
Figura 2.11: Pila de combustible con motor para el compresor

La elección del compresor es un asunto crítico. En pilas de combustible de alta potencia, como ser 100 kW de potencia útil, es posible elegir un compresor que utilice un 20 % de la potencia generada por la pila (Larminie and Dicks, 2003). Sin embargo, para potencias menores la situación es más complicada. Por un lado, es probable que la proporción de potencia utilizada por el compresor deba ser mayor



(Barbir, 1999). Además, compresores para flujos pequeños son muy caros y difíciles de conseguir, con lo que el costo total del sistema se eleva considerablemente.

Cuando el hidrógeno para alimentar la pila proviene de algún tipo de reformador, la situación se vuelve algo más compleja. En este caso, la pila de combustible parece una pequeña parte del sistema completo, comparada con el conjunto de equipo extra que se necesita. En este trabajo no se pretende detallar los métodos de reformado, pero en la Figura 2.12 se muestra un esquema básico de una forma posible. Es importante notar en este punto que se requiere un ‘quemador’ en el proceso de reformado. Es posible entonces aprovechar los gases de escape de este quemador para mover una turbina que a su vez mueva un compresor. De todas formas, siempre será requerido un motor para el arranque del sistema, pero una vez en funcionamiento ya no será necesario. De hecho, el sistema puede utilizarse de forma que si hay un exceso de potencia en la turbina, el motor trabaje como generador, aumentando la potencia de salida total.



**Figura 2.12:** Pila de combustible con turbina para impulsar el compresor

Como se dijo, trabajar a mayor presión incrementa la potencia de salida de la pila. Pero también involucra un consumo extra de energía, tiene mayor costo y puede incrementar el peso y volumen del sistema total debido al equipo de compresión. La ganancia de potencia se debe principalmente a la reducción de las pérdidas internas de la pila de combustible. Esto, en forma resumida, significa que se puede lograr una tensión algo mayor en la pila para una misma corriente y se puede trabajar con densidades de corriente un poco más elevadas. Las pérdidas parásitas se deben principalmente a la potencia requerida por el turbo compresor. Una regla de decisión muchas veces utilizada es analizar la relación potencia ganada a potencia perdida. Un análisis cuantitativo detallado es posible, pero en general dependen del tipo de

pila de combustible y del compresor utilizado (tipo, tamaño, tecnología, etc.). Por lo tanto, no es sencillo dar una regla general de decisión.

Sin embargo, existen algunas otras razones que impulsan el hecho de trabajar a mayor presión y que suelen tenerse en cuenta. En particular, las ventajas son notorias en sistemas como el de la Figura 2.12 donde se utiliza un sistema reformador. En general, este tipo de sistemas químicos se benefician de trabajar a una presión alta. No siempre este beneficio es debido a una mejora en el proceso de reformado en sí, sino que en muchos casos el beneficio es en la notable reducción de tamaño del equipo.

En el reformador esquematizado en la Figura 2.12 se muestra la necesidad de un quemador. En este caso, se aprovecha en dicho quemador el exceso de hidrógeno que no es utilizado por la pila de combustible. Los gases de escape del mismo se utilizan para mover una turbina, con lo que no se genera un gasto de potencia en un motor eléctrico para el compresor.

Un factor de gran importancia en favor de trabajar a mayor presión es el problema de humidificación de los gases. La compresión de un gas está siempre asociada a un aumento en la temperatura del mismo se mantiene a un volumen constante. Humidificar un gas que se encuentra a alta temperatura y necesita ser refrigerado es más sencillo si se utiliza un esquema de humidificación por inyección de agua en forma de *spray*. El gas tiene mucha energía como para evaporar el agua agregada. De esta forma, el propio proceso de humidificación enfría el gas, posiblemente hasta una temperatura adecuada para ingresar a la pila de combustible.

En muchas pilas de combustible, los canales para el flujo de gases son muy extensos, de modo que si el diseño es compacto estos serán angostos. Por lo tanto, se requerirá cierta presión diferencial para que los gases pasen por los mismos. Suponiendo que la presión requerida deba ser de 0,3 bar para asegurar el flujo de los gases, se presenta el problema de seleccionar un ventilador o compresor capaz de mantener un valor tan bajo (1,3 bar). Por lo tanto, el simple hecho práctico de utilizar algún tipo de ventilador o compresor existente en el mercado, lleva a la necesidad de trabajar con presiones más elevadas.

Por otro lado, es necesario destacar que normalmente se requerirá algún tipo de ventilador para impulsar los gases dentro de la pila de combustible. Por lo tanto, para decidir si trabajar a mayores presiones o no, debe considerarse el costo, peso y volumen *extra* entre compresores de alta presión y ventiladores de baja presión.

Otro problema de utilizar un compresor será que en general suelen ser muy ruidosos. Al menos comparados con el funcionamiento silencioso de una pila de combustible. Esto es un problema ya que se contraponen a una de las ventajas de las celdas de combustible frente a otros tipos de generadores eléctricos.

En algunos sistemas, por ejemplo para aplicaciones espaciales, se utiliza oxígeno

en lugar de aire para alimentar el cátodo. El oxígeno (al igual que el hidrógeno) se encuentra en tanques a presión. Bajo estas condiciones, la decisión de trabajar a mayores presiones se hará considerando la ganancia en potencia frente a la rigidez mecánica requerida para trabajar a presiones elevadas. Es de esperar que la presión óptima sea mayor que para sistemas alimentados simplemente con aire.

No debe perderse de vista que trabajar a mayor presión incrementa la probabilidad de pérdidas en la pila de combustible. Esto obliga a tener más cuidados en el manejo y ensamble de las pilas, utilizando diseños aptos para trabajar a presiones elevadas. Los conductos y válvulas deberán ofrecer un buen sellado a la presión de trabajo. Esto no es un problema trivial, ya que el hidrógeno es una molécula extremadamente pequeña y escapa muy fácilmente.

Por otra parte, trabajar a mayor presión trae aparejada la necesidad de un control de la presión diferencial entre ánodo y cátodo con el fin de evitar daños mecánicos de las membranas. En general se trabaja fijando la presión del ánodo y el controlador del compresor o ventilador se encarga de ajustar la presión del cátodo en un valor igual o cercano al mismo. Este tipo de situaciones son típicas en esquemas de trabajo como el de la Figura 2.11, donde el hidrógeno proviene de un tubo a presión. En la práctica, las membranas más utilizadas como las *Nafion*<sup>®</sup> deben trabajar con una presión diferencial entre ánodo y cátodo no superior a 0,7 bar (~10 PSI). Por estas razones, los sistemas de pilas de combustible experimentales suelen contar con sensores de presión diferencial como medida de seguridad. Además, cuando se utilizan esquemas como el de la Figura 2.11, la válvula de salida del ánodo (en inglés llamada comúnmente *back pressure regulator*) se utiliza también como dispositivo de seguridad para reducciones rápidas de la presión del ánodo. Cabe destacar también que en algunos esquemas de control, es esta misma válvula la encargada de controlar la presión de hidrógeno en el ánodo.

## 2.7. Energía y FEM de una Celda PEM

En celdas de combustible, la potencia y energía eléctrica a la salida de la misma es fácilmente calculada por las formulas ya conocidas:

$$\text{Potencia} = V_{FC} \cdot I_{FC} \quad \text{y} \quad \text{Energía} = V_{FC} \cdot I_{FC} \cdot t$$

siendo  $V_{FC}$  la tensión de la celda;  $I_{FC}$  la corriente y  $t$  el tiempo.

Sin embargo, la energía de los gases reactantes que ingresan y egresan no son tan fáciles de visualizar. A simple vista se puede decir que las energías del  $H_2$ ,  $O_2$  y  $H_2O$  son las que están involucradas. El problema surge en que la “energía química” no está bien definida. En este sentido, suelen ser utilizados algunos términos como entalpía, función de Helmholtz y energía libre de Gibbs.

En particular, el término energía libre de Gibbs es el más utilizado en celdas de combustible y puede definirse como la energía disponible para realizar trabajo externo, despreciando cualquier trabajo realizado por cambios de presión o temperatura. En celdas de combustible el término “trabajo externo” se refiere a mover electrones a través de un circuito externo.

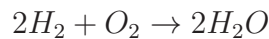
Esta forma de “energía química” puede considerarse muy similar a la energía potencial de sistemas mecánicos. En primer lugar, el cero de energía puede ser colocado prácticamente en cualquier parte. En lo referente a reacciones químicas, el cero de energía es definido para elementos puros, bajo presión y temperatura estándar (STP: 25°C, 0,1MPa). Con esta convención se utiliza el término *energía libre de formación de Gibbs*  $G_f$  en lugar de solamente *energía libre de Gibbs*. De la misma forma, se usa *entalpía de formación* en lugar de sólo *entalpía*.

En segundo lugar, sólo interesan los cambios de energía y no su valor absoluto. En una celda de combustible es el cambio en esta energía libre de formación de Gibbs  $\Delta G_f$  la que nos dice cuanta energía fue liberada. Este cambio es la diferencia entre la energía libre de Gibbs de los productos y la energía libre de Gibbs de los reactivos.

$$\Delta G_f = G_f \text{ productos} - G_f \text{ reactivos}$$

Es casi siempre conveniente expresar esta relación mediante sus cantidades por mol. Esto se indica con  $\bar{\phantom{x}}$  sobre la letra en minúscula. De esta forma, por ejemplo resulta que  $(\bar{g}_f)_{H_2O}$  es la energía libre de Gibbs específica por mol de la formación de agua.

Considerando la reacción general de la celda de combustible tipo PEM:



la que es equivalente a:



El producto de la reacción es entonces un mol de  $H_2O$  y los reactivos son un mol de  $H_2$  y medio mol de  $O_2$ . Esto resulta en que:

$$\Delta \bar{g}_f = (\bar{g}_f)_{H_2O} - (\bar{g}_f)_{H_2} - \frac{1}{2}(\bar{g}_f)_{O_2} \tag{2.5}$$

Ésta es una ecuación que parece ser muy sencilla, pero el problema es que la energía libre de formación de Gibbs no es constante. Es diferente dependiendo de la temperatura y el estado (líquido o gaseoso) de los reactivos y productos. En la Tabla 2.2 se dan algunos valores para  $\Delta \bar{g}_f$ . Se puede ver de dicha tabla que los valores son negativos, lo cual significa que se libera energía.

De no existir pérdidas en la celda, se dice que el proceso es “reversible”, por lo que toda la energía libre de Gibbs puede ser convertida en energía eléctrica. Es claro

Estado del agua	Temperatura (°C)	$\Delta\bar{g}_f$ (kJ mol <sup>-1</sup> )
Líquido	25	-237,2
Líquido	80	-228,2
Gaseoso	80	-226,1
Gaseoso	100	-225,2
Gaseoso	200	-220,4
Gaseoso	400	-210,3
Gaseoso	600	-199,6
Gaseoso	800	-188,6
Gaseoso	1000	-177,4

**Tabla 2.2:**  $\Delta\bar{g}_f$  del agua para diferentes temperaturas

que en la practica esto no es posible ya que algo de esa energía se convertirá en calor. Usando esto se puede calcular el valor de tensión de circuito abierto de una celda PEM.

De las reacciones básicas de la celda de combustible 2.2 y 2.3 se observa que dos electrones son los que deben pasar por un circuito externo por cada molécula de hidrógeno utilizada. Por lo tanto, por cada mol de hidrógeno utilizado se requieren  $2N$  electrones pasando por el circuito externo - donde  $N$  es el número de Avogadro cuyo valor es  $6,022 \times 10^{23}$ . Si se considera ahora a  $-e$  como la carga de un electrón ( $-1,602 \times 10^{-19}C$ ) se puede decir que la carga que fluye por mol de hidrógeno es:

$$-2Ne = -2F \text{ coulombs}$$

$F$  es la constante de Faraday igual a 96485C.

Si ahora  $E$  es la tensión de la celda de combustible, el trabajo eléctrico realizado para mover esta carga por el circuito puede calcularse como:

$$\text{Trabajo eléctrico realizado} = \text{carga} \times \text{tensión} = -2FE \text{ joules}$$

Considerando entonces que no existen pérdidas y que el proceso es reversible, el trabajo eléctrico realizado debe ser igual a la energía libre liberada  $\Delta\bar{g}_f$ . Por lo tanto:

$$\Delta\bar{g}_f = -2F \cdot E$$

Despejando:

$$E = \frac{-\Delta\bar{g}_f}{2F} \quad (2.6)$$

Esta ecuación fundamental da la fuerza electromotriz (FEM) o tensión reversible de circuito abierto de la celda de combustible. Sin embargo, debe destacarse que la ecuación (2.6) no sólo asume que no hay irreversibilidades, sino también que se utilizan hidrógeno y oxígeno puros a presión estándar (0,1MPa). En la práctica la

tensión será siempre menor a este valor, aún cuando no se esté tomando corriente de la celda. Por otro lado, se debe notar que el valor de la FEM no depende de las dimensiones de la celda, del electrolito ni de la composición de los electrodos.

### 2.7.1. Ecuación de Nerst

La energía libre de Gibbs no sólo varía con la temperatura como se mostró anteriormente. Ésta varía también con la presión y concentración de los reactivos, aunque es más compleja de estudiar.

En una reacción química dada, cada reactivo y producto tienen asociada una “actividad”. No es la intención de esta Tesis dar una explicación detallada del término “actividad”, pero puede demostrarse que considerando gases ideales se cumple que:

$$\text{actividad: } a = \frac{P}{P^0}$$

Siendo  $P$  la presión absoluta o presión parcial del gas y  $P^0$  una presión estándar de 0,1MPa. Las actividades de reactivos y productos modifican el cambio de energía libre de Gibbs de la reacción.

La actividad de un determinado reactivo o producto se indica mediante un subíndice. Por ejemplo,  $a_{H_2}$  es la actividad asociada al hidrógeno.

Usando argumentos termodinámicos (Larminie and Dicks, 2003) (Barbir, 2005) puede obtenerse que para la reacción general de la celda de combustible (2.4) que:

$$\Delta\bar{g}_f = \Delta\bar{g}_f^0 - RT \ln \left( \frac{a_{H_2} \cdot a_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{a_{H_2O}} \right) \quad (2.7)$$

Donde  $\Delta\bar{g}_f^0$  es la energía dada por la Tabla 2.2. Para ver como se ve afectada la tensión de la celda de combustible, podemos substituir este resultado en la Ecuación (2.6):

$$\begin{aligned} E &= \frac{-\Delta\bar{g}_f^0}{2F} + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{a_{H_2} \cdot a_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{a_{H_2O}} \right) \\ &= E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{a_{H_2} \cdot a_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{a_{H_2O}} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

donde  $E^0$  es la FEM a presión estándar. Esta ecuación muestra claramente que aumentando la actividad de los reactivos se aumenta la tensión de la celda.

La ecuación (2.8) que da la FEM en función de la actividad de reactivos y productos recibe el nombre de *ecuación de Nerst*. Sus variantes, como veremos,

también reciben el mismo nombre. La FEM calculada con ellas se denomina *tensión de Nerst*.

Aplicando las propiedades del logaritmo y asumiendo que el agua generada en la reacción lo hace en forma de vapor y cumple con la ley de los gases ideales, podemos reescribir (2.8) de la siguiente forma:

$$E = E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{\frac{P_{H_2}}{P^0} \cdot \left( \frac{P_{O_2}}{P^0} \right)^{\frac{1}{2}}}{\frac{P_{H_2O}}{P^0}}} \right)$$

Si las presiones son expresadas en bar, resulta  $P^0 = 1$  y la ecuación se simplifica:

$$E = E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (2.9)$$

Las presiones en la Ecuación (2.9) serán la mayoría de las veces presiones parciales, dado que todos los gases formarán parte de una mezcla. Además, generalmente las presiones absolutas del ánodo y el cátodo son prácticamente iguales, pudiéndose expresar así las presiones parciales en función del valor de presión del sistema  $P$ :

$$\begin{aligned} P_{H_2} &= \alpha P \\ P_{O_2} &= \beta P \\ P_{H_2O} &= \delta P \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\delta$  son constantes dependientes de las masas molares y las concentraciones de  $H_2$ ,  $O_2$  y  $H_2O$ . Reemplazando (2.11) en (2.9) resulta:

$$\begin{aligned} E &= E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{\alpha \cdot \beta^{\frac{1}{2}}}{\delta} \cdot P^{\frac{1}{2}} \right) \\ &= E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left( \frac{\alpha \cdot \beta^{\frac{1}{2}}}{\delta} \right) + \frac{RT}{2F} \ln(P) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Las ecuaciones (2.9) y (2.11) son otras formas de la ecuación de Nerst. Este conjunto de ecuaciones permiten ver que la tensión de la celda de combustible variará de acuerdo a los valores de presión y concentración de los reactivos. Si por ejemplo la presión parcial de hidrógeno aumenta permaneciendo fijas las presiones parciales de oxígeno y agua, aumentará la tensión de la celda.

Analizando la ecuación (2.11) se puede decir que a medida que se utiliza el oxígeno, se reduce su presión parcial y por lo tanto,  $\beta$  decrece. Lo mismo sucederá con

el hidrógeno y con  $\alpha$ . En cambio habrá un aumento en la presión parcial de vapor, ya que el agua es el producto de esta reacción, aumentando  $\delta$ . Esto produce que el término central de la ecuación (2.11) disminuya, disminuyendo la tensión de la celda.

De la misma forma, es evidente de esta misma ecuación que la presión del sistema hace aumentar la tensión de la celda, según se ve en su tercer término.

## 2.8. Tensión de operación de una Celda PEM

Hasta el momento se ha realizado un análisis de la tensión de circuito abierto de la celda de combustible, dada por la formula (2.6). Esta ecuación da un valor cercano a 1,2V para una celda funcionando debajo de 100°C. Sin embargo, al construir y poner en funcionamiento una celda de combustible se encuentra que la tensión es menor que la indicada por esta ecuación. Una curva típica de tensión vs. corriente se muestra en la Figura 2.13. Es necesario hacer notar que en la misma se da la tensión en función de la *densidad de corriente*, como es común.

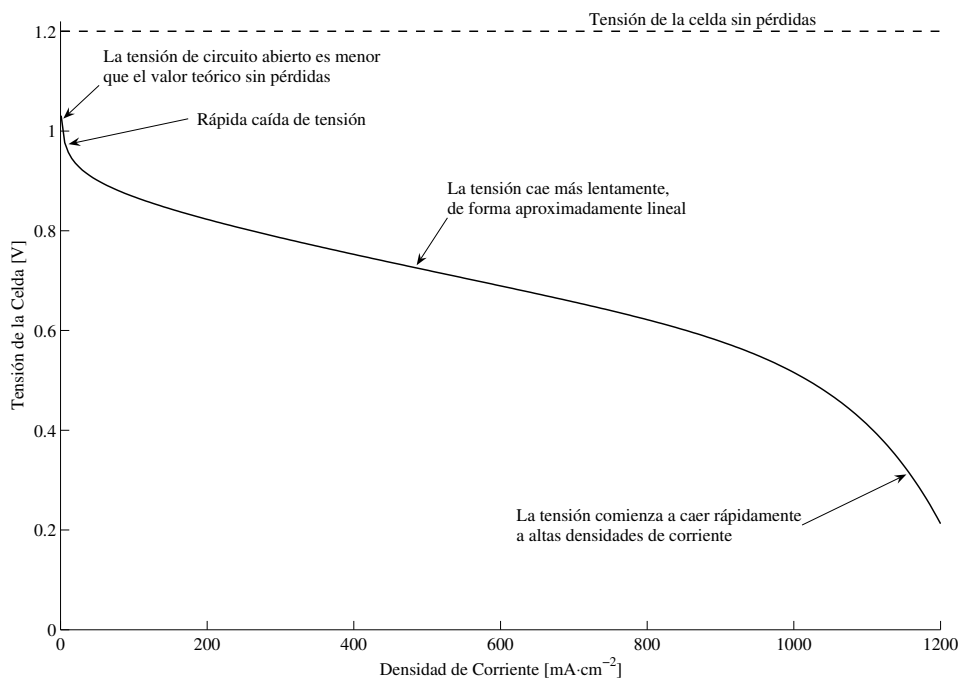


Figura 2.13: Forma típica de la curva Tensión en función de la Densidad de Corriente

En el análisis de las curvas como la de la Figura 2.13 se puede observar que:

- Aún a circuito abierto la tensión es menor que el valor teórico de aproximadamente 1,2 V;



- Hay una rápida caída de tensión inicial;
- La tensión luego empieza a caer más lentamente, prácticamente en forma lineal;
- A altas densidades de corriente se observa que la tensión cae rápidamente.

Viendo esto, es necesario analizar las diversas pérdidas o irreversibilidades que se producen en la celda de combustible y que hasta el momento no se mencionaron.

La forma típica de las curvas de tensión en función de la densidad de corriente surgen a partir de tres fenómenos principales.

1. *Pérdidas de Activación*: son causadas por la baja velocidad de reacción que tienen lugar en la superficie de los electrodos. Una parte de la tensión generada es utilizada por la reacción química para transferir los electrones desde o hacia el electrodo.
2. *Pérdidas Ohmicas*: esta caída de tensión es debida la resistencia del electrolito al paso de protones ( $H^+$ ), como la resistencia eléctrica propia del material de los electrodos y las diversas conexiones. Esta caída de tensión es esencialmente proporcional a la densidad de corriente.
3. *Pérdidas de Concentración o Difusión*: estas resultan del cambio en la concentración de los reactivos en la superficie de los electrodos. Su efecto es apreciable a grandes densidades de corriente.

### 2.8.1. Pérdidas de Activación: La ecuación de Tafel

Como resultado de diversos experimentos, Tafel descubrió en el año 1905 que la caída de tensión en la superficie de un electrodo seguía un patron similar en una gran variedad de reacciones químicas. Este patrón puede ser aproximado por una función logarítmica de la siguiente forma:

$$\Delta V_{act} = A \ln \left( \frac{i}{i_0} \right) \quad (2.12)$$

Esta ecuación es la llamada *ecuación de Tafel*. La constante  $A$  es mayor para las reacciones electroquímicas lentas. La constante  $i_0$  es más alta si la reacción es rápida y puede considerarse como la densidad de corriente para la cual la caída de tensión se aparta de cero o deja de ser despreciable. Es importante recordar además, que esta expresión es valida para densidades de corriente  $i > i_0$ . Esta corriente  $i_0$  suele llamarse *densidad de corriente de intercambio*.

Las constantes de la ecuación de Tafel suelen ser obtenidas mediante mediciones experimentales, como en el trabajo (Kunusch et al., 2010). De todas formas, esta

ecuación tiene una base teórica y se ha mostrado que para una celda de combustible tipo PEM la constante  $A$  toma el valor:

$$A = \frac{RT}{2\alpha F} \quad (2.13)$$

La constante  $\alpha$  se llama *coeficiente de transferencia de carga* y es la proporción de energía que es gastada en cambiar la velocidad de una reacción electroquímica. Su valor depende de la reacción y del material con el que está construido el electrodo, pero en general se encuentra en el rango de 0 a 1,0. Para el electrodo del hidrógeno (ánodo) su valor medio es de 0,5, aunque depende mucho del material del electrodo. En el electrodo del oxígeno (cátodo), este coeficiente muestra más variación, pero suele estar entre 0,1 y 0,5 en la mayoría de los casos.

La presencia de la temperatura  $T$  en la ecuación (2.13) hace pensar en que aumentar la temperatura tiene el efecto de incrementar la caída de tensión por activación. Sin embargo, el aumento de  $i_0$  con la temperatura supera enormemente al efecto del aumento de  $A$ . En realidad, cuando se desea reducir el valor de la caída de tensión por activación se busca aumentar el valor de  $i_0$  puesto que es este valor quien tiene mayor impacto sobre  $\Delta V_{act}$ .

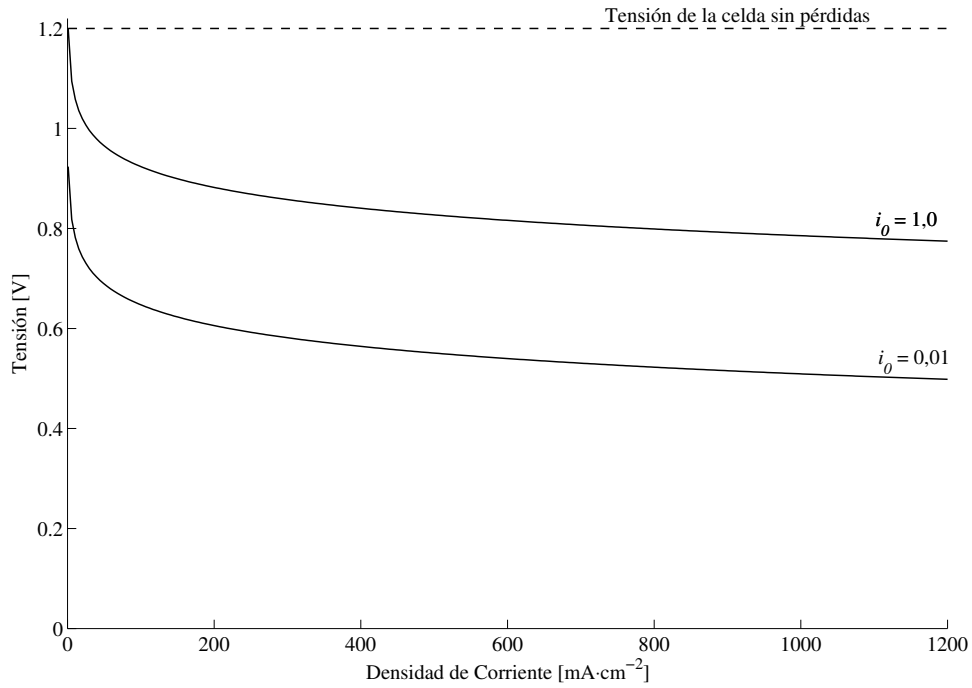
La densidad de corriente  $i_0$  puede ser visualizada como sigue. En el cátodo de una celda de combustible se produce la siguiente reacción química:



Cuando no se toma corriente de la celda de combustible, puede suponerse que esta reacción no tiene lugar. Sin embargo la reacción sucede todo el tiempo, aunque la reacción inversa también lo hace a la misma velocidad. Existe entonces un equilibrio en la reacción:



Por lo tanto, existe un flujo continuo de electrones siendo liberados y volviendo a reaccionar en el cátodo. Este flujo es la densidad de corriente  $i_0$ . Si  $i_0$  es grande, significa que en el electrodo hay un gran número de moléculas reaccionando tanto en un sentido como en el otro, según indica (2.14). Entonces, lo que se hace es favorecer la reacción (2.14) en un sentido y no en el otro, en lugar de iniciar una reacción química que no se está produciendo. Como ya fue mencionado, para mejorar la *performance* de las celdas de combustible se busca que este valor de  $i_0$  sea lo mayor posible. En la Figura 2.14 se muestra una curva de tensión en función de densidad de corriente donde sólo se consideran las perdidas de activación. Dicha curva se muestra para dos valores de  $i_0$ , entonces se aprecia claramente que para mayores valores de  $i_0$  menor es la caída de tensión en la celda, para cualquier valor de  $i$  (ver Kunusch et al. (2010)).



**Figura 2.14:** Tensión de la celda sólo considerando pérdidas de activación

La ecuación de Tafel debe ser utilizada para cada electrodo (ánodo y cátodo) de la celda de combustible. Esto significa que la caída de tensión en una celda de combustible estará dado por:

$$V_{act} = A_a \ln \left( \frac{i}{i_{0a}} \right) + A_c \ln \left( \frac{i}{i_{0c}} \right) \quad (2.15)$$

Esto puede llevarse a una forma más compacta:

$$\Delta V_{act} = A \ln \left( \frac{i}{b} \right)$$

donde

$$A = A_a + A_c \text{ y } b = i_{0a}^{\frac{A_c}{A}} \cdot i_{0c}^{\frac{A_a}{A}}$$

De la experiencia (Kunusch et al., 2010) se conoce que los valores de  $i_{0a}$  (densidad de corriente de intercambio en el ánodo) son mucho mayores que los de  $i_{0c}$  (densidad de corriente de intercambio en el cátodo), siendo entonces preponderante en la ecuación (2.15) la caída de tensión en el cátodo frente a la del ánodo. Por esto es que en muchos casos se considera que las pérdidas de activación son debidas al electrodo del cátodo, despreciando la caída de tensión en el ánodo.

Como se dijo y se mostró en la Figura 2.14, la densidad de corriente de intercambio  $i_0$  es un factor crucial en reducir la caída de tensión por activación.

Es deseable que este valor sea lo más grande posible, principalmente en el cátodo. Existen varias formas de lograrlo:

- *Elevando la temperatura de la celda:* Las celdas de combustible de alta temperatura aprovechan esta ventaja, aunque las celdas tipo PEM deben trabajar siempre por debajo de 100°C.
- *El uso de catalizadores eficientes:* El valor de  $i_0$  depende fuertemente del material del electrodo y del catalizador en él. En este sentido, el platino es uno de los mejores catalizadores.
- *Incrementando la rugosidad de los electrodos:* Esto incrementa la superficie real o efectiva de cada  $\text{cm}^2$  y también incrementará el valor de  $i_0$ .
- *Aumentando la concentración de reactivos:* por ejemplo, utilizando oxígeno puro en lugar de aire. Aunque esto no siempre es posible, dependiendo de la aplicación. Esto también incrementa la tensión ‘reversible’ de circuito abierto.
- *Aumentando la presión:* esto también incrementa la tensión ‘reversible’ de circuito abierto. El cuidado a tener en cuenta es que esto aumenta las posibilidades de tener pérdidas de hidrógeno u oxígeno en la celda.

### Corrientes internas: una modificación a la ecuación de Tafel

El electrolito para una celda de combustible debe cumplir con dos objetivos principales:

- permitir el paso de protones (iones  $H^+$ ) a la vez de no permitir el paso de electrones;
- no permitir el paso del combustible sin reaccionar directamente hacia el cátodo.

Estas dos cosas son típicas en este tipo de electrolito, pero siempre existe la posibilidad de que pequeñas cantidades de combustible ( $H_2$ ) crucen hacia el cátodo a través del electrolito. De la misma forma, es probable que algunos electrones atraviesen el electrolito, sin circular por el circuito externo. Ambos fenómenos tienen un efecto que puede considerarse como una corriente interna, generando una pérdida extra a la tensión de la celda.

Este efecto no suele ser siempre considerado puesto que su valor suele ser (y se busca que así sea) muy pequeño. Además, su efecto principal se da a pequeñas densidades de corriente y para los valores prácticos su incidencia es mínima.

Para contabilizar su efecto, se introduce una modificación a la ecuación de Tafel antes vista. Si llamamos  $i_n$  a la densidad de corriente interna de la celda, podemos

escribir:

$$\Delta V = A \ln \left( \frac{i + i_n}{i_0} \right) \quad (2.16)$$

### 2.8.2. Pérdidas Ohmicas

Éstas son las pérdidas debidas a la resistencia al flujo de protones del electrolito y la resistencia eléctrica de los electrodos. La caída de tensión en función de la corriente es sencillamente:

$$V = I \cdot R$$

La mayoría de las veces, el valor de la resistencia está dominado principalmente por electrolito, aunque en algunos casos podría no ser así. Para ser consistente con lo hasta aquí desarrollado, conviene expresar esta ecuación en función de la densidad de corriente. Para esto, se utiliza el valor de resistencia correspondiente a 1 cm<sup>2</sup> de área activa de celda. Esta resistencia se denota con la letra  $r$  y se la llama *resistencia específica por unidad de área*. La ecuación de la caída de tensión resulta:

$$\Delta V_{ohm} = ir \quad (2.17)$$

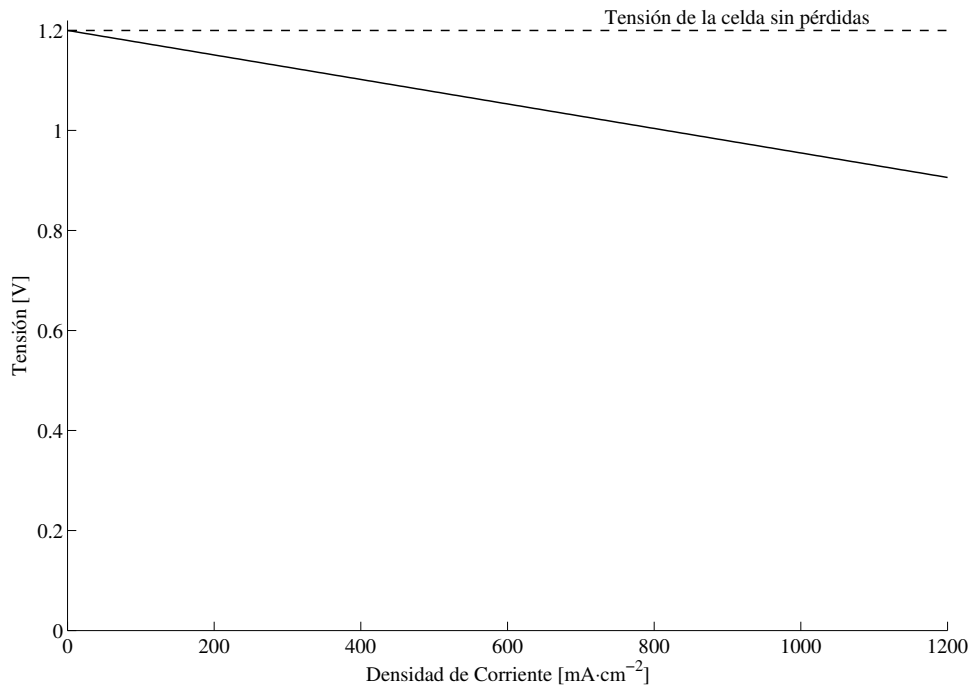
Donde  $i$  es la densidad de corriente expresada en A·cm<sup>-2</sup> y la resistencia específica por unidad de área  $r$  entonces está dada en Ω·cm<sup>2</sup>. En la Figura 2.15 se muestra una curva de tensión vs. densidad de corriente considerando solamente las pérdidas ohmicas. Se debe notar que se asume que el valor de  $r$  es constante para todo valor de corriente. Esto no necesariamente es siempre así, pero en la práctica es una muy buena aproximación (Larminie and Dicks, 2003) (Kunusch et al., 2010).

Existen varios métodos para reducir las pérdidas ohmicas:

- Usando electrodos con la mayor conductividad posible;
- Buen diseño y elección de materiales para las placas bipolares y conexiones;
- Hacer el electrolito lo más delgado posible. De todas formas, esto es complicado puesto que debe ser lo suficientemente grueso como para soportar los electrodos y para que no se produzcan contactos ni fugas de gases de un electrodo a otro.

### 2.8.3. Pérdidas de Concentración

Si el cátodo es alimentado con aire en lugar de oxígeno puro, es claro que a medida que éste reacciona formando agua, se produce una pequeña reducción en su concentración en la cercanía del electrodo. La reducción en la concentración estará dada por la corriente que se esté tomando de la celda y de factores físicos como por ejemplo cuan bien puede circular el aire por el cátodo y cuan rápido



**Figura 2.15:** Tensión de la celda sólo considerando pérdidas ohmicas

puede re-abastecerse el oxígeno. Además, la reducción de concentración produce una disminución en la presión parcial de oxígeno en el cátodo.

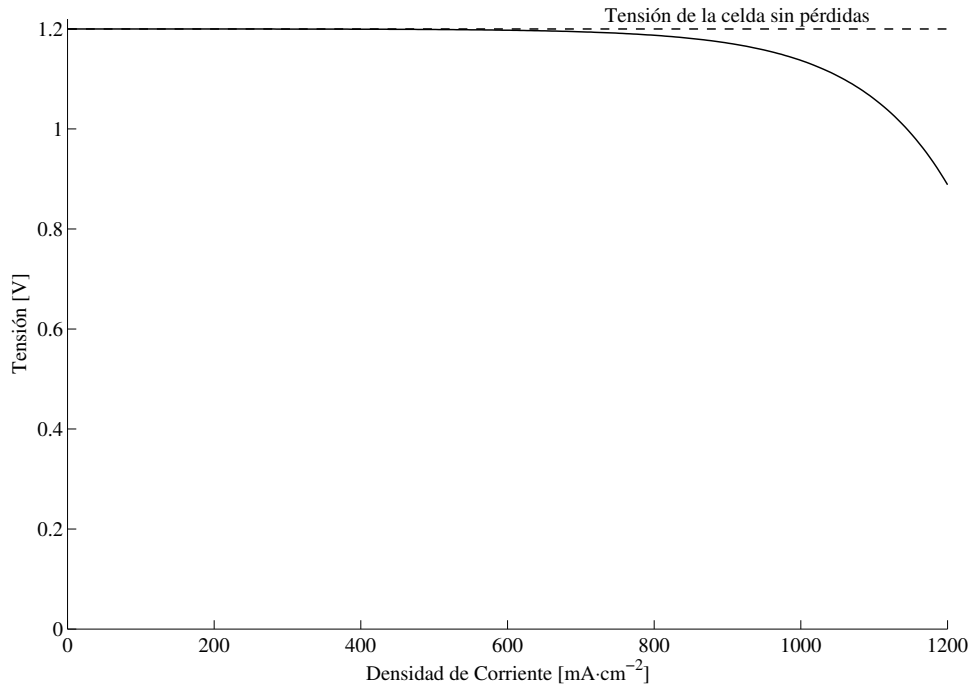
De forma similar, si se alimenta de hidrógeno el ánodo habrá una pequeña disminución en la presión si éste es consumido como resultado de que una corriente está siendo extraída de la celda. Esta reducción de presión resulta del hecho de que existe un flujo de hidrógeno por los tubos de alimentación y este flujo da como resultado una caída de presión por su resistencia a fluir. Esta disminución dependerá de la corriente tomada de la celda y de las características físicas del sistema de alimentación de hidrógeno.

En ambos casos, la reducción de las presiones resulta en una disminución de la tensión de la celda. No existe una solución analítica formal para este problema, aunque existen diversas formas de representarla mediante ecuaciones que se ajustan muy bien a datos experimentales (Larminie and Dicks, 2003) (Kunusch et al., 2010). La solución más utilizada en los últimos tiempos y muy citada en la literatura es la siguiente:

$$\Delta V_{conc} = m \exp(ni) \quad (2.18)$$

Esta ecuación se ajusta muy bien a los datos experimentales mediante la elección adecuada de las constantes  $m$  y  $n$ . El valor de  $m$  típicamente toma valores cercanos a  $3 \times 10^{-5} \text{V}$  y  $n$  cercano a  $8 \times 10^{-3} \text{cm}^2 \text{mA}^{-1}$ . En la Figura 2.16 se muestra una curva de tensión

## 2.8. TENSIÓN DE OPERACIÓN DE UNA CELDA PEM



**Figura 2.16:** Tensión de la celda sólo considerando pérdidas concentración

de tensión de celda en función de la densidad de corriente para estos valores de  $m$  y  $n$ , considerando solamente estas pérdidas.

La caída de tensión por pérdida de concentración es particularmente importante en los casos en que el hidrógeno es alimentado desde algún tipo de reformador. Esto es debido a que puede ser difícil con un esquema de este tipo aumentar la velocidad de producción de hidrógeno para cubrir la demanda de la celda. También puede ser un problema la formación de agua, producto de la reacción química dentro de la celda, ya que tenderá a obstruir la circulación de oxígeno por el cátodo.

### 2.8.4. Combinando las irreversibilidades

Se da a continuación el modelo o ecuación final que da la tensión de la celda de combustible en función de la densidad de corriente  $i$ .

$$\begin{aligned}
 V_{FC} &= E - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{act} - \Delta V_{conc} \\
 V_{FC} &= E - i \cdot r - A \cdot \ln\left(\frac{i}{i_0}\right) - m \cdot \exp(n \cdot i)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Donde:

$E$  es la tensión reversible de circuito abierto dada por la ecuación (2.6)

$A$  es la constante de la ecuación de Tafel

$i_0$  es la densidad de corriente de intercambio en el cátodo si la caída de tensión catódica es mucho mayor que la anódica, aunque en el caso general es función

de ambas densidades de corriente

$m$  y  $n$  son las constantes del a caída de tensión por pérdidas de concentración

$r$  es la resistencia específica por unidad de área.

Si asumimos que  $i$  no será menor a  $i_0$ , podemos reescribir la ecuación (2.19) haciendo el siguiente cambio:

$$\Delta V_{act} = A \ln \left( \frac{i}{i_0} \right) = A \ln(i) - A \ln(i_0) \quad (2.20)$$

Reagrupando ahora estos dos términos:

$$E_{oc} = E + A \ln(i_0) \quad (2.21)$$

Se debe notar que la tensión  $E_{oc}$  será siempre menor que  $E$ , puesto que  $i_0$  es pequeño y dará valores de logaritmos negativos. Sustituyendo obtenemos finalmente:

$$V_{FC} = E_{oc} - i \cdot r - A \ln(i) - m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (2.22)$$

Ésta es una ecuación muy sencilla, pero aún así generalmente se ajusta satisfactoriamente a los datos experimentales de celdas de combustibles reales. En el artículo Kunusch et al. (2010), los autores presentan un ejemplo de este tipo de ajuste de esta curva a resultados experimentales sobre una pila de combustible tipo PEM. Incluso se proponen algunas modificaciones a la misma para representar aún mejor el comportamiento real en este caso particular. La Figura 2.13 al principio de esta sección fue realizada con la ecuación (2.22) para valores típicos encontrados en la bibliografía (Larminie and Dicks, 2003). Por otro lado, cabe mencionar que ésta es una representación estática de la relación tensión-corriente de una pila de combustible. En la bibliografía se tratan numerosos modelos dinámicos para pilas tipo PEM y de diversa complejidad. Se puede destacar por ejemplo un modelo orientado al control desarrollado en Kunusch et al. (2011) y un modelo lineal obtenido a partir de ensayos experimentales y ajuste de parámetros presentado en Kunusch et al. (2008).

Como comentario final, se debe hacer notar que tanto en la ecuación (2.19) como en (2.22) no se ve explícitamente la dependencia de la tensión con la temperatura. Sin embargo, la tensión de circuito abierto  $E_{oc}$  depende de la temperatura, recordando que su valor cambia con  $i_0$  como muestra la ecuación (2.21). Como se vio,  $i_0$  depende entre otros parámetros de la temperatura. Incluso la tensión reversible de circuito abierto  $E$  también varía con la temperatura al igual que la constante  $A$  de la ecuación de Tafel. Si bien las constantes  $m$  y  $n$  se obtienen como ajuste a datos



experimentales, se sabe que el efecto de las pérdidas por concentración se reducen al elevar la temperatura.

En la práctica también es común despreciar las pérdidas de concentración si se asume que no se trabajará a altas densidades de corriente. Como se ve en la Figura 2.16, la caída de tensión por pérdidas de concentración es muy pequeña para valores bajos de densidades de corriente.



# Capítulo 3

## Sistemas Híbridos de Generación basados en PC

### 3.1. Introducción

No existe actualmente una definición única respecto a lo que se considera un Sistema Híbrido de Generación (SHG) de energía eléctrica. Sin embargo, existen principalmente dos definiciones que cuentan con la mayor aceptación. La definición que se considera más completa, es la que define un SHG como aquel sistema que combina el aporte de diversas fuentes de energía a un fin común. Concretamente, es un sistema que cuenta con al menos dos fuentes de energía de naturaleza diferente y que, por medio de dispositivos y controladores adecuados, pueden alimentar una misma carga. Típicamente, estos sistemas cuentan con otros dispositivos de almacenamiento transitorio de energía, de manera de optimizar el funcionamiento completo del SHG.

Por otro lado, una definición que puede considerarse menos completa pero más general e igualmente válida, es la que considera un SHG simplemente como el sistema que combina una o más fuentes distintas de energía con uno o más dispositivos de almacenamiento transitorio de energía. A priori esta definición puede resultar confusa, pero la diferencia con respecto a la primera resulta evidente: en este caso, un sistema con sólo una fuente de energía y un dispositivo de almacenamiento transitorio es considerado un SHG. Mientras que, en el caso de la primera definición, siempre son necesarias al menos dos fuentes de energía de naturaleza diferente.

Desde un punto de vista formal, la primera definición es más acertada: la característica híbrida la da la existencia de al menos dos fuentes de energía de naturaleza diferente. Por lo tanto, parece natural que sea la definición que debería adoptarse. Sin embargo, dada la gran aceptación que cuenta alrededor de la comunidad científica y la bibliografía, se adopta la segunda como definición para

un SHG.

Como se mencionara anteriormente, un SHG combina diversas fuentes de energía para un fin común, pero esto no dice nada respecto a la manera en que las mismas se combinan o interconectan. Aún más, tampoco es necesario que el tipo de energía que producen sea del mismo tipo. Concretamente, podrían interconectarse fuentes de energía eléctrica con fuentes de energía mecánica o térmica. O como se verá a lo largo de la presente tesis, pueden combinarse fuentes de energía eléctrica, pero de diversa naturaleza. Por ejemplo, Pilas de Combustible (PC) con Aerogeneradores o Paneles Fotovoltáicos.

La naturaleza diferente de cada fuente de energía genera la necesidad de contar con dispositivos adecuados que permitan a cada fuente particular aportar al objetivo común. En particular, en los SHG que combinan fuentes de energía eléctrica y cuyo objetivo es alimentar una misma carga, se requieren distintos convertidores de potencia que permitan adaptar las características particulares de cada fuente a las necesidades de la carga.

En este capítulo se destacan algunas características básicas generales de los SHG, haciendo especial hincapié en aquellos basados en Pilas de Combustible PEM. En este sentido, se destacaran las estructuras típicas que pueden encontrarse en la bibliografía, detallando sus ventajas, desventajas y aplicaciones principales.

## **3.2. Aplicación de las PC PEM en SHG**

### **3.2.1. Aplicación a Sistemas de Transporte**

En la actualidad, los vehículos eléctricos con baterías son los más conocidos y comúnmente comercializados. En general, los vehículos eléctricos son utilizados donde el ruido o la contaminación de los motores de combustión interna prohíbe su aplicación. Por ejemplo, esta situación se da en el caso de utilitarios de la industria minera o en sistemas de transporte subterráneo. También son útiles en sitios con ausencia de aire como en el caso de vehículos submarinos y de aplicación espacial. Las principales deficiencias de esta alternativa se atribuyen al almacenamiento de la energía eléctrica en baterías convencionales, debido a la limitada capacidad, su baja durabilidad, ciclos limitados de carga/descarga, costo elevado, tiempo prolongado de carga, rango de temperatura de funcionamiento acotado y baja estabilidad del ciclo de operación. Estas propiedades han impedido su uso más amplio para la propulsión de vehículos de pasajeros (Larminie and Lowry, 2003). Las PC tipo PEM ofrecen muchas ventajas sobre las baterías para aplicaciones en vehículos, ya que a diferencia de las últimas, pueden producir energía eléctrica en forma continua mientras se les provea del combustible necesario. Además, son eficientes, limpias y flexibles. Tienen

el potencial de alcanzar hasta un 60 % de eficiencia eléctrica a temperaturas de funcionamiento inferiores a otras tecnologías. A bordo del vehículo, la conversión de hidrógeno a energía de tracción produce como subproducto sólo agua y calor. El hidrógeno puede ser producido a partir de una variedad de fuentes: combustibles fósiles (por ejemplo, por medio de reformado de gas natural); energías renovables (solar y eólica son dos grandes candidatos junto al uso de electrolizadores); biomasa y energía nuclear.

Automóviles, autobuses, motos, vehículos de esparcimiento y de servicio (tales como coches de golf, grúas elevadoras y vehículos aeroportuarios), locomotoras, tranvías, barcos, aviones y vehículos submarinos son algunas de las tantas aplicaciones de los sistemas basados en PC tipo PEM en el área de transporte. Especialmente en la industria automotriz, prácticamente todos los fabricantes de automóviles han construido prototipos de vehículos basados en PC con algún grado de hibridización y asimismo anunciado sus planes futuros, para su producción en serie y comercialización en los próximos años (Ball and Wietschel, 2009).

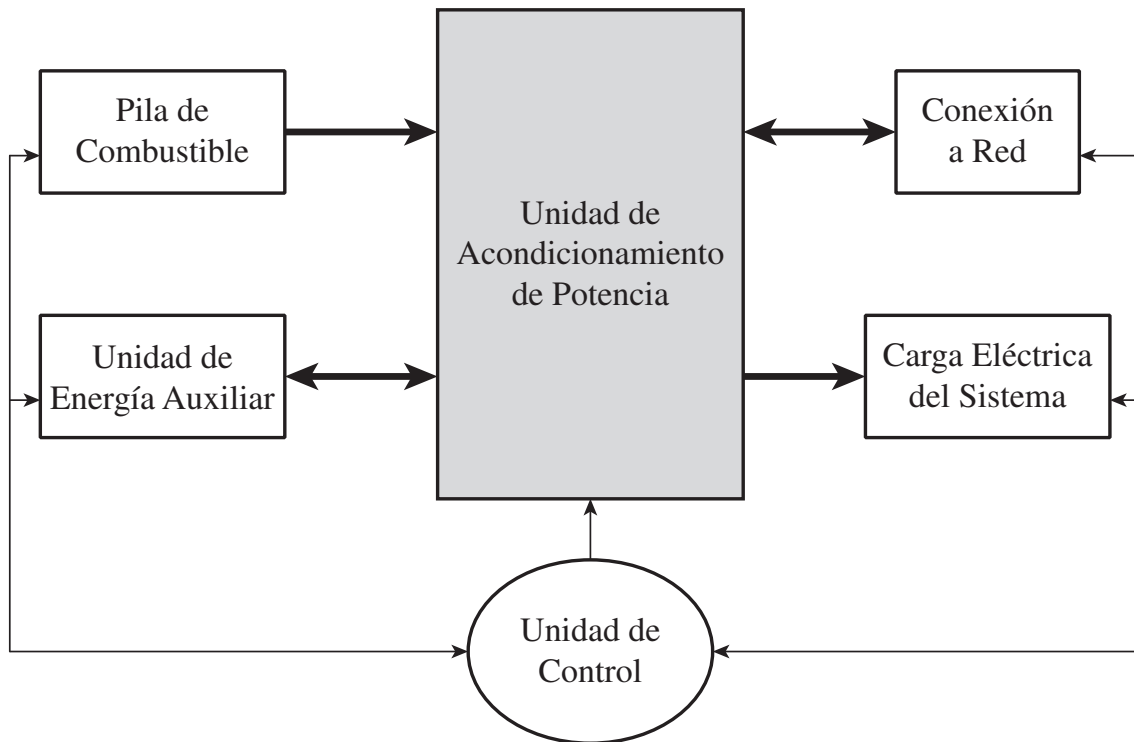
### 3.2.2. Aplicación en Generación Distribuida (GD)

El término GD se refiere a cualquier unidad de generación de pequeña escala ubicada cerca del punto de suministro, en lugar de ubicaciones remotas o en grandes centrales. Los sistemas de generación alternativos, como las turbinas eólicas, los sistemas fotovoltaicos y las pilas de combustible desempeñan un papel importante para satisfacer la demanda de los consumidores, utilizando los conceptos de GD. Las principales ventajas de los sistemas de GD están en que permiten reducir las pérdidas en las largas líneas de transmisión y distribución, bajando el costo de instalación, mejorando la regulación de tensión local y con la posibilidad de añadir fácilmente una pequeña unidad de generación adicional durante las condiciones de máxima demanda (Wang and Nehrir, 2008).

Actualmente, muchos sistemas basados en PCs se utilizan en configuraciones de GD en aplicaciones tales como hospitales, hoteles, oficinas, escuelas y como prueba en algunos hogares en ciertos países de Europa Occidental. En estos casos, el sistema con PCs está conectado a la red eléctrica para proporcionar energía adicional a la planta o como un sistema independiente de la red para generar electricidad en zonas remotas o aisladas (conocidos como sistemas “autónomos” o en inglés “*stand-alone*”). La utilización de PCs en aplicaciones de GD puede ser como fuente de alimentación principal o como unidad de respaldo o “*backup*”, tal como se describe a continuación.

### Uso de las PC como fuente principal de energía

El uso de PCs como fuente principal de energía en sistemas de GD es una solución que ha producido un gran interés en los últimos años. Hay dos formas principales de emplear esta tecnología, actualmente más difundidas: se pueden combinar con una unidad de almacenamiento de energía, típicamente baterías, supercapacitores y *flywheels* (Thounthong and Raël, 2007) o bien con una unidad secundaria de alimentación principal como micro-turbinas eólicas o hidroeléctricas, generadores diesel u otras (Uzunoglu and Onar, 2007). El hidrógeno necesario para el funcionamiento de tales sistemas se suministra generalmente a través de un reformador, con gas natural como combustible de entrada. Un esquema general para tales sistemas puede verse en la Figura 3.1.



**Figura 3.1:** Esquema de un SHG que utiliza la PC como fuente principal

En sistemas como el de la figura, la PC se utiliza para abastecer la energía demandada por la carga hasta alcanzar su valor nominal. Cuando ésta no puede cumplir el pedido, la unidad secundaria de alimentación se encarga de suministrar la diferencia. La razón por la cual se emplea la PC como fuente principal se debe por un lado a la baja contaminación producto de su operación y por otro, a los costos más elevados que podrían darse al generar energía con la unidad secundaria. En particular, en el caso donde la unidad secundaria se corresponde con un sistema de almacenamiento como los ya mencionados, estos últimos sirven para suplementar la lenta respuesta de la PC durante cambios abruptos en la demanda de la carga, mejorando así la calidad de suministro del sistema.

#### Uso de las PC como unidad de respaldo

Se define como “Fuente de Energía de Respaldo” o *backup* a cualquier dispositivo que proporciona energía con alta *performance* dinámica y gran estabilidad, cuando las fuentes de energía principales no están disponibles o no pueden satisfacer la demanda de energía. El uso de las PC en sistemas de GD como unidad de respaldo toma relevancia en una configuración en la que fuentes renovables, como aerogeneradores y/o sistemas fotovoltaicos son las de generación principales y la PC se alimenta a través de un electrolizador asociado al sistema. En la Figura 3.2 se presenta un esquema de topología híbrida de estas características. En estos sistemas, la generación de energía por parte de las fuentes principales depende fuertemente de las condiciones meteorológicas. Si hay un exceso de energía generada, ésta se utiliza para generar hidrógeno mediante el electrolizador y almacenarlo en tanques, para su uso futuro en el sistema de PC. Por otra parte, la PC produce energía eléctrica cuando la generada por las fuentes principales no es suficiente para abastecer la demanda. En estos sistemas, una alternativa como unidad de respaldo es el uso de baterías convencionales. Sin embargo, es una opción que corre en desventaja si se tienen en cuenta factores como contaminación ambiental, economía, fiabilidad y durabilidad (Wang and Nehrir, 2008). De ser necesario, en los sistemas con PCs como unidad de respaldo también puede incorporarse una unidad de almacenamiento adicional como las antes citadas para, al igual que en el caso previamente desarrollado, mejorar la velocidad de respuesta del SHG ante cambios de demanda.

### 3.3. Estructuras de SHG basados en PC

Las estructuras de Sistemas Híbridos de Generación (SHG) de energía eléctrica se pueden clasificar, en primera instancia, como: de acoplamiento en corriente alterna, de acoplamiento en corriente continua.

En el primer caso, todas las fuentes que intervienen se hayan conectadas a un bus de Corriente Alterna (bus de CA) principal formando una “micro-red”, antes de conectarse (o no en el caso de sistemas autónomos) a la red. Las fuentes pueden ser naturalmente de corriente alterna o bien de continua con un inversor asociado y estar localizadas en diferentes puntos, incluso separadas distancias considerables. Éstos presentan como desventajas que la tensión y la frecuencia del bus de CA deben ser adecuadamente controladas para asegurar estabilidad del sistema de generación y compatibilidad con la red, si es que existe conexión. En ocasiones la cantidad de convertidores electrónicos asociados puede incrementar los costos y la complejidad, reduciendo a su vez la eficiencia del sistema.

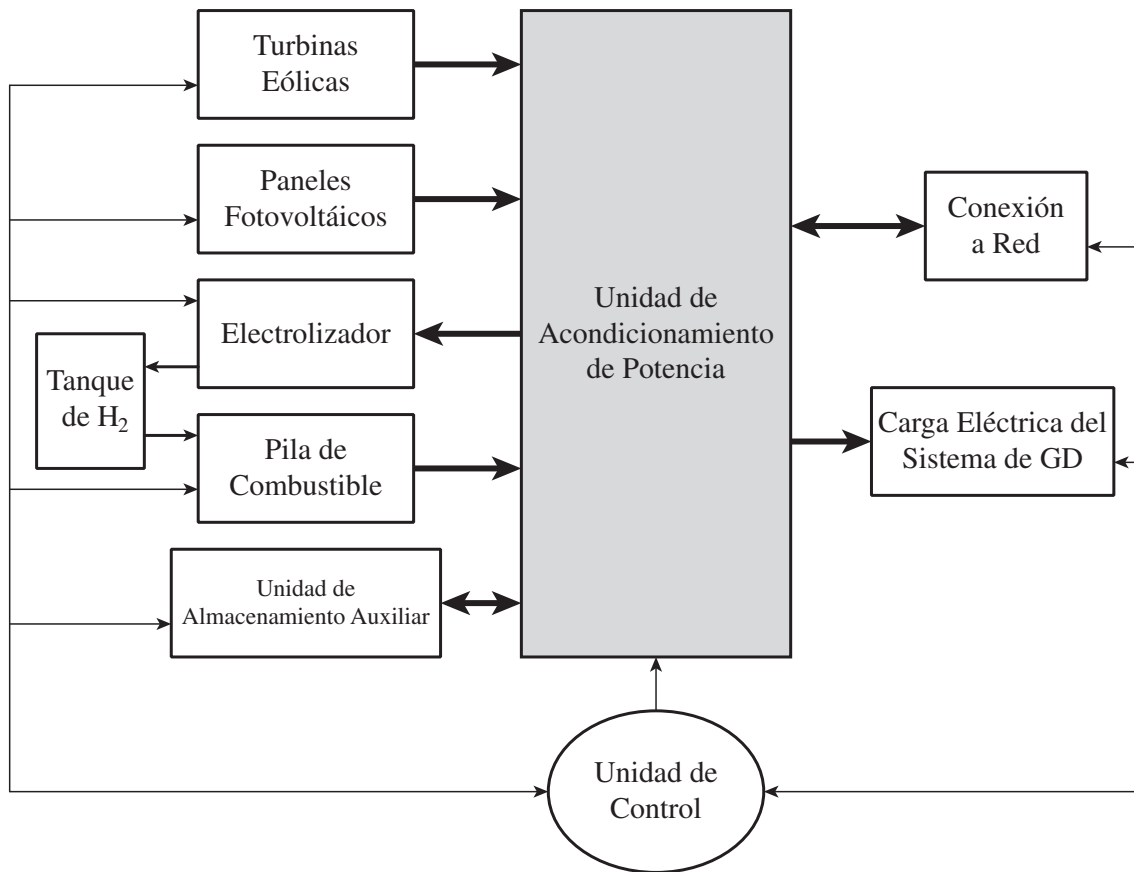


Figura 3.2: Esquema de un SHG que utiliza la PC como unidad de respaldo

En SHG acoplados en corriente continua todas las fuentes de energía se hayan conectadas a un bus de Corriente Continua (bus de CC) común a través de convertidores electrónicos adecuados (o no, según las características de cada fuente en particular). En caso de tener conexión a red, ésta se hace a través de un único inversor. En este último caso, la tensión y la frecuencia de la red son independientes de aquellas de cada fuente utilizada. Sin embargo, el uso de un único inversor implica que el mismo deberá ser capaz de manejar la suma total de las potencias de las fuentes intervinientes.

La presente tesis se centra en el control sobre un SHG de acoplamiento en CC y es por ello que a continuación se centra el análisis en diferentes configuraciones basadas en un bus de CC principal que vincula las distintas fuentes de energía y cargas. Este tipo de estructuras son flexibles, escalables y las más utilizadas en SHG de baja y media potencia basados en PC. Además de ello, se centran los esfuerzos en el análisis de aquellas configuraciones que resultan de mayor relevancia para este tipo de acoplamiento.



### 3.3.1. Configuración Paralela de Integración Directa

La configuración híbrida más sencilla está formada por una PC y un Módulo de Almacenamiento de Energía (MAE) conectados directamente al bus de CC, como se muestra en la Figura 3.3. Sin embargo, ésta posee varias desventajas entre las que se destacan dos limitantes para su utilización. En primer lugar, la tensión del MAE debe coincidir con la nominal de la PC con el fin de no sobrecargar a la primera de ellas, lo que limita en gran medida la flexibilidad del sistema. Además, en este sentido, si se utilizara como dispositivo de almacenamiento un Supercapacitor (SC), podría no aprovecharse óptimamente la capacidad de almacenamiento del mismo (como veremos, su energía depende del cuadrado de la tensión de operación y dado el costo de estos dispositivos, no sería conveniente utilizarlo con tensiones muy por debajo de su punto nominal de trabajo). En segundo lugar, debido a que la distribución de potencia entre la PC y el MAE está determinada por las características de impedancia de cada fuente, el rendimiento del SHG en esta configuración puede ser innecesariamente limitado por uno de estos dos componentes. Por ejemplo, la capacidad de potencia pico del conjunto puede ser restringida por la PC, cuando esta alcanza su límite de potencia seguro, mientras que la potencia de salida disponible del MAE está todavía muy por debajo de su máximo admisible.

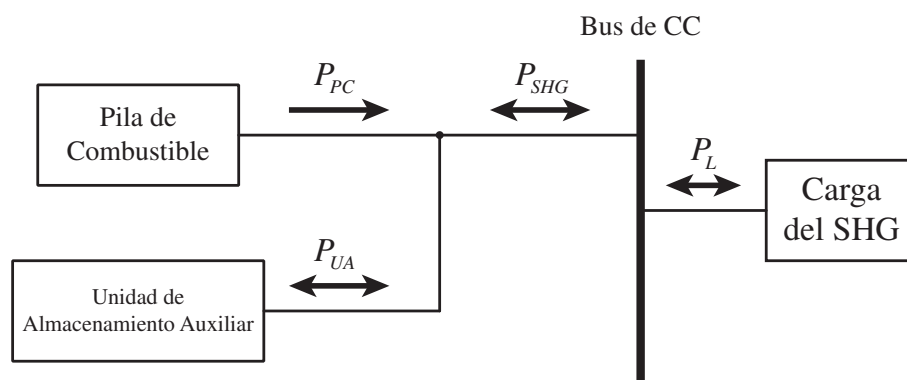


Figura 3.3: Conexión de ambas fuentes en forma directa

### 3.3.2. Configuración Paralela Indirecta Simple

Dos estructuras diferentes que utilizan un único convertidor CC/CC se muestran en las Figuras 3.4 y 3.5. La configuración de la Figura 3.4 regula la potencia de salida de la PC para abastecer la demanda de la carga hasta alcanzar su capacidad nominal. Mientras que el resto de la energía entre la demanda de carga y la potencia entregada por la PC es suministrada por la unidad de energía auxiliar. En este caso, ésta última puede ser una unidad de almacenamiento o bien otra fuente de generación de energía. Además, dado el requerimiento de limitar la dinámica de respuestas de estas PC ante cambios en condiciones de carga, la energía puede ser provista inicialmente por la

unidad auxiliar, hasta que la PC alcance su punto de operación (Fontela and Soria, 2007). Por otra parte, en la configuración de la Figura 3.5 se puede establecer la regulación de la tensión del bus de CC a través del control de la potencia de salida del sistema auxiliar.

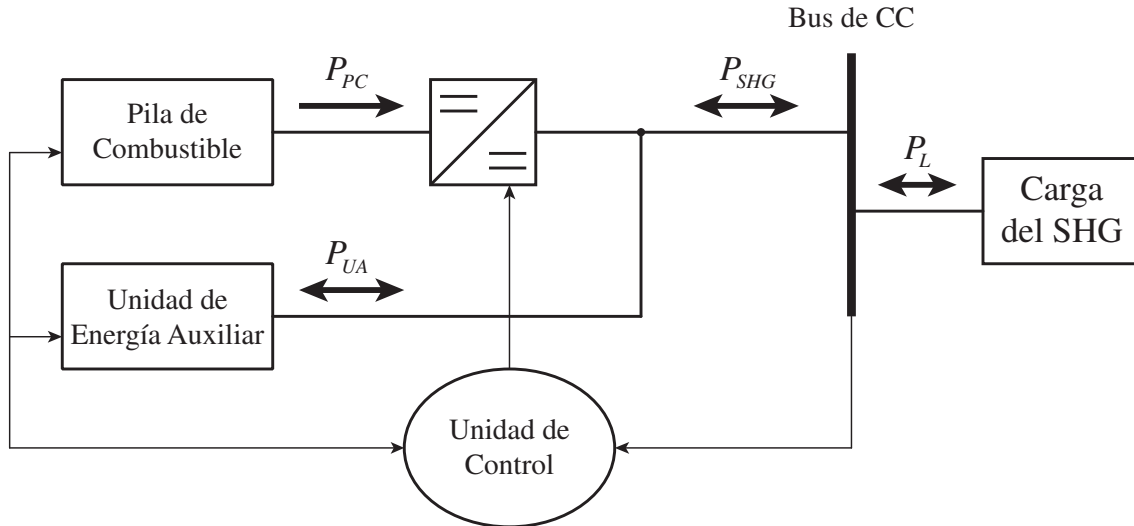


Figura 3.4: Topología basada en un único convertidor (Tipo 1)

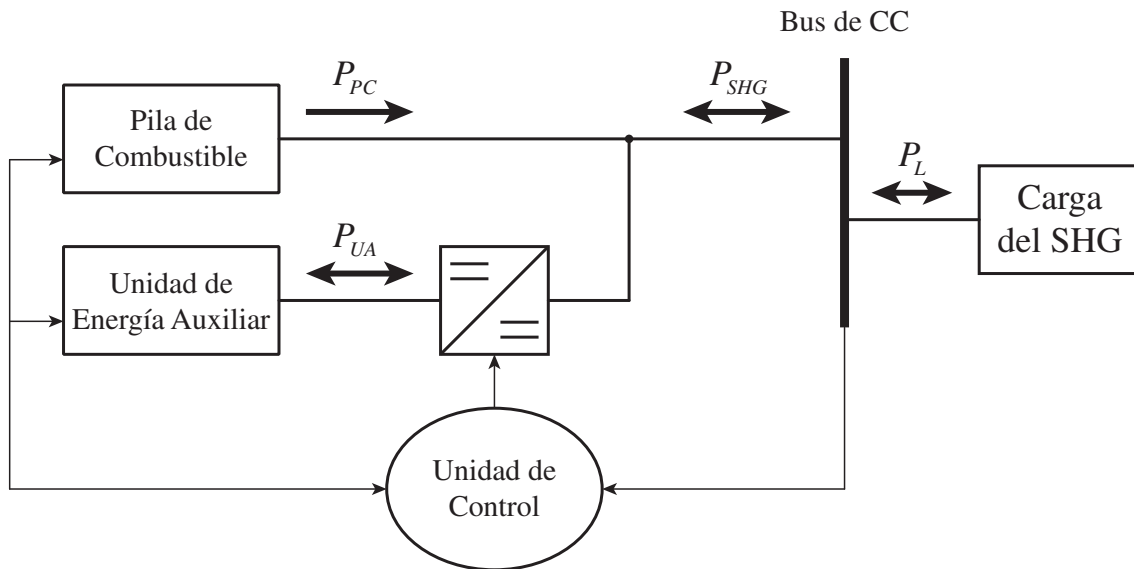


Figura 3.5: Topología basada en un único convertidor (Tipo 2)

En esta configuración, si la unidad auxiliar es un MAE, se pueden alcanzar tres modos de operación durante el intercambio de energía entre los componentes del sistema (Payman and Pierfederici, 2008):

- El modo *normal*, en el que la potencia de carga es positiva (absorbe) y menor que la energía nominal de la fuente principal. En este modo, el convertidor CC/CC controla la carga o descarga de la unidad de almacenamiento por encima o por debajo de su nivel de referencia.

- El modo de *sobrecarga*, en donde la potencia de carga es positiva (absorbe) y mayor que la que puede entregar la fuente principal. Aquí, la unidad de almacenamiento garantiza la regulación de tensión del bus de CC, compensando la diferencia de potencia entre la demandada por la carga y entregada por la fuente principal. En esta condición, para cumplir con las especificaciones, la unidad de almacenamiento se descargará y esto deberá ser tenido en cuenta en el dimensionamiento del sistema.
- El modo de *recuperación*, en el cual la potencia de carga es negativa (entrega potencia al sistema). En este modo, el control del convertidor CC/CC se encarga de regular la tensión del bus de CC de manera que el dispositivo de almacenamiento deberá, por ejemplo, absorber potencia cargándose hasta alcanzar su valor de carga máximo o nominal.

#### 3.3.3. Configuración basada en múltiples convertidores

En la Figura 3.6 se muestra una estructura para SHG que utiliza un convertidor electrónico CC/CC por cada fuente de energía o unidad de almacenamiento asociada al bus de CC. En este tipo de configuración, típicamente se emplea el convertidor de una de las fuentes de energía o MAE para la regulación de la tensión del bus de CC y el resto de los convertidores se controlan para hacer un seguimiento de la potencia demandada por la carga. Ésta estructura permite abastecer la energía requerida por la carga desde las diferentes fuentes de energía asociadas al bus, mientras se mantiene la tensión del bus en un valor de referencia. De todas las aquí descritas, esta resulta la más versátil y se utiliza en numerosas aplicaciones, desde transporte (Thounthong and Raël, 2009) hasta sistemas de GD (Stewart and Lutz, 2009) (Talpone et al., 2012) (More et al., 2014).

En esta configuración, al igual que en el caso anterior, si la unidad auxiliar permite el almacenamiento de energía, el flujo de potencia puede ir en ambos sentidos, tal como se indica en la Figura 3.6, debiendo utilizarse un convertidor de CC/CC bidireccional en potencia.

#### 3.3.4. Configuración basada en un convertidor de múltiples entradas

Considerando las características de la estructura anterior, basada en múltiples convertidores, algunas aplicaciones utilizan como arquitectura de diseño un único convertidor de múltiples entradas y una única salida como se ve en la Figura 3.7. Ésta tiene como ventaja principal la reducción en el número de elementos utilizados en el diseño de la interfaz electrónica de potencia. Sin embargo, el diseño, la construcción

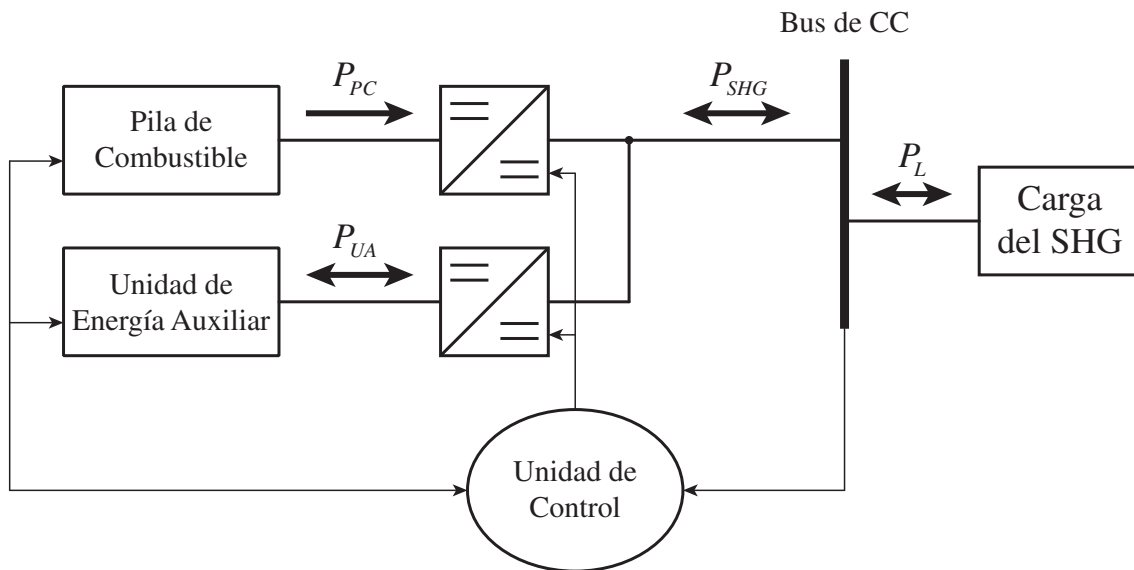


Figura 3.6: Estructura basada en múltiples convertidores

y el control de estos sistemas es relativamente más complejo que en el caso de una arquitectura de múltiples convertidores independientes, siendo como consecuencia menos versátiles y convenientes (Perez and Gao, 2009).

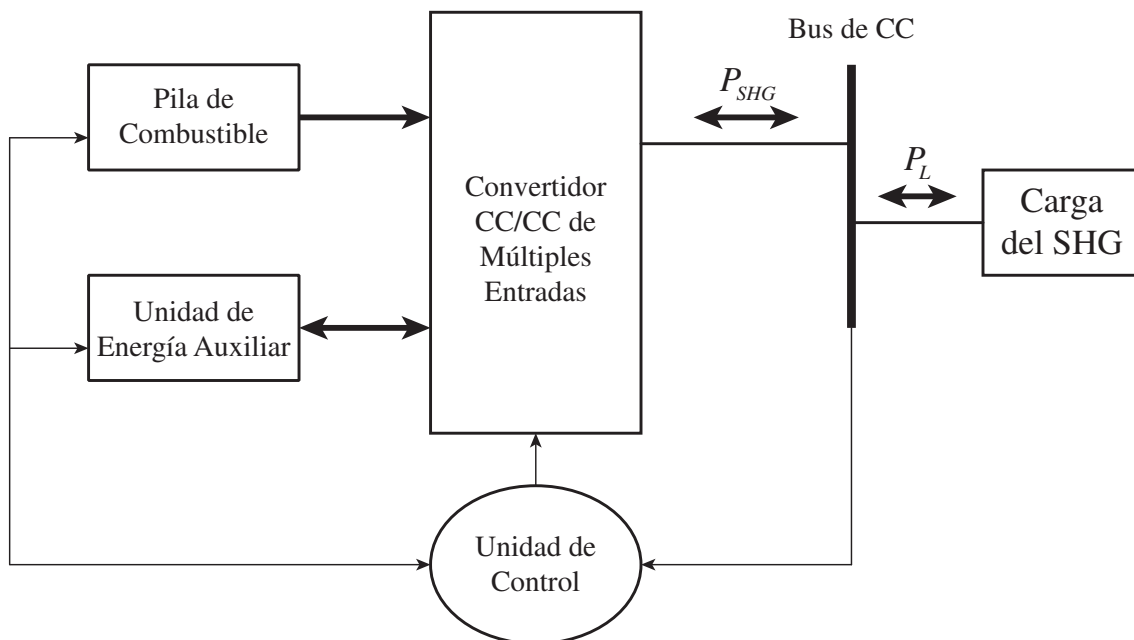


Figura 3.7: Estructura basada en un convertidor de múltiples entradas

Mediante un convertidor de múltiples entradas es posible implementar arquitecturas conocidas como *multistack*, donde se combinan varias PC en serie y/o paralelo, con el objetivo de alcanzar potencias elevadas con niveles de tensión y corriente adecuados, de interés en aplicaciones de gran potencia. Además, esta estructura puede considerarse como tolerante a fallas, puesto que si una PC del arreglo deja de funcionar debido a algún desperfecto, el sistema puede seguir

funcionando con un grado de deterioro relativamente pequeño. Dada esta propiedad, su aplicación resulta de interés en SHG empleados en el área de transporte donde puede ser necesario cierto grado de redundancia. No obstante, tal como se mencionó anteriormente, el control de este tipo de estructuras puede resultar algo complejo, por lo que no son actualmente consideradas la opción más viable para la mayoría de las aplicaciones (Davat and Astier, 2009).

### 3.3.5. Estructura para GD, basada en múltiples convertidores

Las arquitecturas descritas anteriormente por lo general se emplean en aplicaciones donde la PC se utiliza como fuente de energía principal. Sin embargo, los sistemas de GD donde se utilizan otras fuentes de energía renovables como generación principal de potencia (por ejemplo eólica o solar) y la PC como unidad de respaldo, pueden ser clasificados en una estructura particular. En general, se emplea una arquitectura paralela donde cada fuente de energía del sistema tiene asociado un convertidor electrónico de CC/CC. Todos ellos se conectan a un bus de CC común y se controlan en forma independiente siguiendo diferentes objetivos (Wang and Nehrir, 2008). Esto se puede observar en la Figura 3.8.

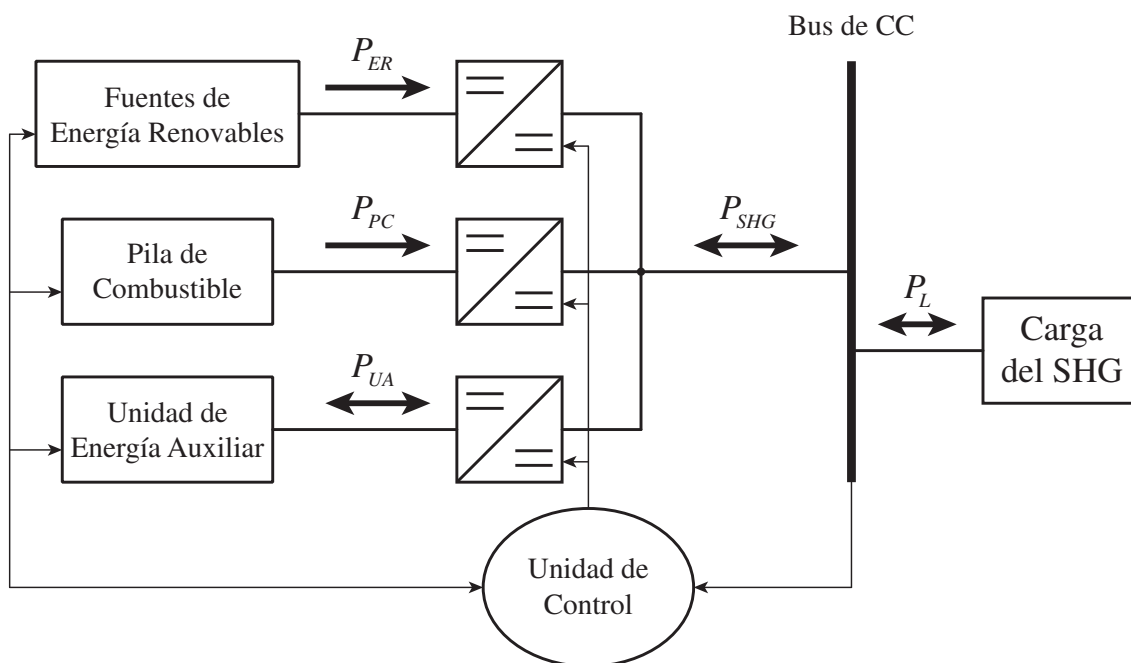


Figura 3.8: Estructura para GD, basada en múltiples convertidores

La principal desventaja de las estructuras paralelas de múltiples convertidores consiste en las pérdidas eléctricas asociadas con cada convertidor electrónico utilizado, que reduce el rendimiento global del SHG. Es por ello que en algunos casos, donde el rendimiento del SHG es un factor limitante, resulta de mayor interés

el uso de estructuras sencillas de integración directa como las descritas en la Sección 3.3.2, donde se suprime un convertidor reduciendo las pérdidas asociadas. Este tipo de estructuras pueden resultar desventajosas si se considera su versatilidad. Sin embargo, en ciertas aplicaciones esto puede no significar un problema.

### **3.4. Dispositivos de Almacenamiento en SHG basados en PC**

Como se mencionara previamente en este capítulo, en SHG basados en PC, en particular aquellos utilizados en aplicaciones de altas densidades de energía y potencia con PCs como fuentes de alimentación principal, resulta importante contar con fuentes adicionales de alta densidad de potencia. En este contexto, tecnologías como baterías o supercapacitores representan una de las opciones que han tomado mayor relevancia en los últimos años. Estas aplicaciones se caracterizan por presentar perfiles de carga con picos de demanda ocasionales o periódicos de gran potencia. Mientras que una PC adecuadamente dimensionada puede suministrar la potencia media de la carga, no puede proporcionar la alta potencia pico intermitente exigida en forma transitoria. Desde otro punto de vista, mientras que los MAE pueden suministrar la potencia pico demandada, no son capaces por sí solos de proporcionar la energía a largo plazo requerida por la aplicación. De esta forma, el conjunto se complementa para abastecer adecuadamente el perfil de carga solicitado.

Es importante recordar que cambios abruptos de potencia y demandas sostenidas por encima de la zona nominal de trabajo pueden producir una degradación del catalizador y membrana de las PCs, limitando su vida útil o incluso generando daños irreversibles. Esta problemática puede ser resuelta al suplementar a la PC con una fuente auxiliar de mayor densidad de potencia. Un MAE puede suministrar (o absorber) la variación de potencia transitoria y permitir que la PC alcance más lentamente los nuevos niveles de demanda o bien, que ésta funcione en condiciones casi estacionarias. Este último beneficio también conduce a una mejor calidad de la energía producida por el sistema, ya que un rápido aumento en la demanda de carga no podría ser suministrado por la PC, dando lugar a la caída significativa de la tensión de salida, que puede incluso causar una parada indeseada del sistema o daño de algún dispositivo alimentado por el mismo.

La combinación de la PC con un MAE en un SHG permite, por un lado aumentar la capacidad de suministro de potencia pico del sistema, mientras que por otro, preserva la alta densidad de energía para satisfacer las necesidades de estas aplicaciones. Los beneficios principales producto de esta hibridización pueden resumirse del siguiente modo:

- El MAE puede proporcionar alimentación a los sistemas auxiliares para el arranque de la PC.
- Se reduce el consumo de hidrógeno y mejora la respuesta dinámica del SHG. Reduce el tiempo que le demanda al sistema alcanzar la potencia requerida por la carga.
- Se reduce el costo y peso global del sistema (el costo por unidad de potencia del sistema de almacenamiento es considerablemente inferior al de la PC).
- Los componentes pueden hacerse operar en una región de mayor eficiencia, para que ningún subsistema tenga que proporcionar la potencia a plena carga.
- La incorporación de un MAE permite utilizar la PC para proporcionar una tensión estable en la carga, suministrando la potencia media demandada.
- Se aumenta la versatilidad del sistema permitiendo recuperar energía desde la carga (regeneración) o excedentes de potencia de alguna de las fuentes.

Un MAE puede ser implementado utilizando dispositivos tales como baterías, Supercapacitores (SC) o volantes de inercia (o en inglés *fly-wheel*). También existe la posibilidad de utilizar una combinación de los dos primeros (Henson, 2008). En este sentido, los SC poseen mayor densidad de energía que los capacitores convencionales y mayor densidad de potencia que las baterías convencionales. La capacidad de estos varía desde algunos a cientos de Faradios por celda (Burke, 2000). Por otra parte, los volantes de inercia son dispositivos que permiten almacenar energía en forma de energía cinética, a partir de la rotación a gran velocidad de un volante con relativamente alto momento de inercia. Actualmente estos logran almacenar cantidades de energía comparables a la de una batería, con la ventaja adicional de no contener materiales peligrosos ni de ser afectados por cambios en temperatura. Son dispositivos confiables y resultan ideales para complementar o reemplazar los sistemas de baterías convencionales de plomo-ácido (Valenciaga, 2001). Además, poseen densidades de potencia comparables con los SC. Sin embargo, a pesar de que las tecnologías actuales permiten producir volantes de inercia de bajo mantenimiento, el hecho de que tengan piezas mecánicas rotantes los hace inadecuados para ciertas aplicaciones (Salameh, 2014, pp.272-273).

Existe una gran cantidad de SHG que emplean baterías como dispositivos de almacenamiento. Pero en la actualidad, hay un gran interés en el uso de SC. De esta manera, aquellos sistemas basados en SC poseen como ventaja un mayor ancho de banda que las tecnologías de baterías convencionales, lo que se traduce en una respuesta dinámica más rápida. Además, los SC presentan un elevado número de

ciclos de carga-descarga. Estos factores son determinantes para la viabilidad de su uso en una aplicación particular.

Se debe destacar que, en la actualidad, existe un gran interés en la investigación y desarrollo de nuevos sistemas de almacenamiento, puesto que resulta un área crítica en los sistemas híbridos de generación de energía eléctrica. En este sentido, hoy en día han surgido dos nuevas tecnologías muy prometedoras e interesantes en este campo, que son las baterías de litio-aire y las *flowbatteries*. Sin embargo, éstas son aún objeto de numerosas investigaciones y su aplicación comercial o masiva en el corto plazo en sistemas de media y alta potencia no está prevista (Badwal et al., 2014).

A continuación se brindan dos parámetros importantes, que definen un SHG independientemente de la tecnología que utilice, combinando PC con MAE. Estos parámetros permiten comparar distintos SHG y son de gran utilidad en su dimensionamiento.

### Grado de Hibridización

El Grado de Hibridización ( $HD$ , del inglés *Hybridization Degree*) se define como la relación entre la máxima potencia del MAE y la potencia total disponible o instalada en el SHG. Esta definición da como resultado la siguiente expresión:

$$HD = \frac{P_{MAE_{max}}}{P_{MAE_{max}} + P_{PC_{max}}} \cdot 100 \% \quad (3.1)$$

donde  $P_{MAE_{max}}$  es la máxima potencia que puede entregar el dispositivo de almacenamiento y  $P_{PC_{max}}$  la máxima potencia disponible de la PC. Con esta definición, un  $HD$  del 100 % se refiere a un sistema que no posee una PC asociada. Por el contrario, un  $HD$  del 0 % implica que el sistema no posee un MAE.

### Relación Potencia/Energía de almacenamiento

La relación Potencia/Energía del sistema se define como la relación entre la Densidad de Potencia ( $PD$ , del inglés *Power Density*) y la Densidad de Energía ( $ED$ , del inglés *Energy Density*) del MAE, tal como se presenta en la ecuación (3.2):

$$P/E = \frac{PD_{MAE}[Wkg^{-1}]}{ED_{MAE}[Whhg^{-1}]} [W \cdot Wh^{-1}] \quad (3.2)$$

En la Tabla 3.1 se presentan algunos valores típicos de Densidad de Potencia y Energía para los MAE más relevantes (Pede and Iacobazzi, 2004).

Los valores presentados, crecen constantemente con el desarrollo de la tecnología. En particular, algunos SC con tecnología de doble capa asimétrica poseen densidades



<b>MAE</b>	$P/E$	$PD$	$ED$
Tecnología	$W \cdot Wh^{-1}$	$W \cdot kg^{-1}$	$Wh \cdot kg^{-1}$
Baterías de Plomo Ácido	10	300	30
Baterías de Ni-MH	10	4-500	50-70
Supercapacitores	>100	1000	5

**Tabla 3.1:**  $P/E$ ,  $PD$  y  $ED$  típicos para los MAE más utilizados.

de energía muy superiores a la cifra indicada en la Tabla 3.1, alcanzando los  $40 Whkg^{-1}$  (Arbizzani and Bisio, 2008).

Por ejemplo, a partir de la información presentada en la tabla, se observa que los SC típicamente tienen una relación  $P/E$  10 veces superior o más que las baterías clásicas. No obstante, las baterías poseen densidades de energía mucho más elevadas que los SC.

Por otra parte, como ventaja adicional, los SC admiten entre 500.000 y 1.000.000 de ciclos de carga/descarga profunda con cambios menores en sus características (según hojas de datos típicas, pueden sufrir entre un 10% y un 20% de degradación en su capacidad y resistencia), presentando una alta eficiencia de carga/descarga (Burke, 2000). Las baterías de Li-Ion, por otro lado, tienen excelentes características en relación a su densidad de energía y potencia, pero soportan solamente entre 500 y 1500 ciclos de carga/descarga.

Dadas sus características y la información presentada, se puede observar que en algunas aplicaciones, como por ejemplo, en vehículos eléctricos basados en baterías, estas últimas y los SC no necesariamente compiten entre sí, sino que se complementan (Feroldi, 2009).

### 3.5. Supercapacitores como MAE

Tal como fue mencionado en la sección anterior, los SC son una de las novedades más interesantes en el campo del almacenamiento de energía de los últimos diez años. Entre las potenciales aplicaciones se destacan aquellas donde se necesita una gran cantidad de energía en un tiempo relativamente corto, tales como fuentes de alimentación ininterrumpida en combinación con baterías y sistemas híbridos con alguna fuente de generación alternativa como las PC. Son dispositivos atractivos dadas su alta densidad de energía y potencia en comparación con otros, su larga vida útil y su gran cantidad de ciclos de carga/descarga permitidos.

La celda de un SC se compone básicamente de dos electrodos, un separador y un electrolito, tal como se aprecia en la Figura 3.9. Los electrodos están constituidos de un colector metálico de alta conductividad eléctrica y de un material activo de gran superficie, construido a partir de un material de superficie altamente irregular.

Esto último, a los efectos de obtener una mayor área efectiva y como consecuencia, mayor capacidad. Ambos electrodos están separados por una membrana (separador) muy delgada (del orden de una decena de  $nm$ ), que permite la movilidad de los iones cargados, pero evita el intercambio de carga entre ambos. Este compuesto es posteriormente enrollado en forma cilíndrica o rectangular y colocado dentro de un recipiente contenedor. Todo el conjunto está impregnado con un electrolito, el cual puede ser de estado sólido, de tipo orgánico o acuoso, dependiendo de los requisitos de potencia de la aplicación. La tensión de trabajo del supercapacitor está principalmente limitada por la tensión de descomposición del electrolito y este valor depende fuertemente de la temperatura ambiente y la intensidad de corriente. Actualmente la tecnología permite obtener, dado el delgado espesor del separador, tensiones por celda del orden de  $2 V$  a  $4 V$ , con densidades de energía aproximadas en el rango de  $0,3$  a  $5 Wh/kg$ . La capacidad de un SC puede ser muy alta, de hasta varios miles de Faradios.

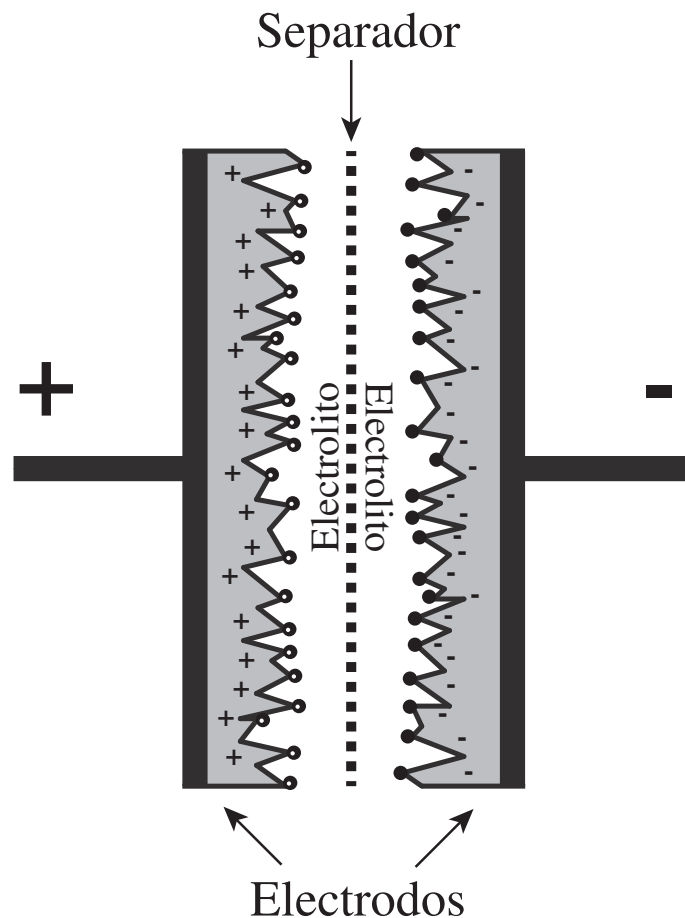


Figura 3.9: Estructura interna de un SC

### 3.5.1. Características eléctricas de un SC

A continuación se describen brevemente las características eléctricas más relevantes de un SC, de especial interés en el diseño y dimensionamiento para su utilización en una aplicación particular, como también para ser contempladas en el control de SHG con SC como MAE.

#### Capacidad

Corresponde a su capacidad nominal  $C_{SC}$ . Conocida también como “capacidad de CC” y típicamente es del orden de los Faradios. Luego su “capacidad real” es la capacidad dentro de los límites de tolerancia especificados por el fabricante.  $\pm 10\%$  es un valor de tolerancia típico en SC.

#### Tensión de operación

Los SC son componentes de baja tensión y para su funcionamiento seguro es necesario que la misma se mantenga dentro de los límites especificados por el fabricante. Su valor nominal es la tensión de CC máxima o de pico que puede ser aplicada continuamente dentro de un rango de temperatura de operación definido. Este límite está dado por la tensión de ruptura del electrolito, que tiene un valor típico del orden de  $2,4 V$  para una celda simple. Dado que este valor es menor que el requerido generalmente por cualquier aplicación particular, para alcanzar valores superiores es necesario conectar varias celdas en serie. Además, en esta situación, como cada celda puede tener una ligera diferencia en el valor de su capacidad y su resistencia equivalente serie, es necesario “balancear” en forma activa o pasiva las mismas. El balanceo pasivo emplea resistencias en paralelo con cada celda y estabiliza la tensión. El balanceo activo puede incluir un sistema de gestión electrónico de tensión para balancear cada celda del conjunto.

#### Resistencia interna

Durante la carga o descarga de un SC se produce un movimiento de los portadores de carga en el electrolito a través del separador hacia los poros del electrodo. Durante este movimiento ocurren pérdidas que pueden atribuirse a la existencia de una resistencia interna en la celda. Esta resistencia interna se define como resistencia equivalente serie de continua y se la denota como  $R_{ESRCC}$  (donde *ESR* es del inglés *Equivalent Series Resistance*). Esta resistencia puede calcularse a partir de la expresión dada en la ecuación (3.3), donde se considera una variación de tensión

del SC  $\Delta V_{SC}$  debida a una corriente de descarga constante  $I_{SC_{desc}}$ .

$$R_{ESR_{CC}} = \frac{\Delta V_{SC}}{I_{SC_{desc}}}. \quad (3.3)$$

El valor de  $R_{ESR_{CC}}$  es provisto por el fabricante y los valores de  $\Delta V_{SC}$  e  $I_{SC_{desc}}$  se especifican según la norma IEC 62391-1. Esta resistencia limita las corrientes pico de carga/descarga y, junto con  $C_{SC}$ , establecen la constante de tiempo  $\tau_{SC} = R_{ESR_{CC}} \cdot C_{SC}$ . La  $R_{ESR_{CC}}$  no debe confundirse con la resistencia interna de CA definida como resistencia equivalente serie de CA ( $R_{ESR_{CA}}$ ) que normalmente se especifica para los capacitores convencionales. Esta última se mide a una frecuencia de 1  $kHz$  y es más pequeña que la  $R_{ESR_{CC}}$ .

### Límite en la corriente de carga y descarga

En el almacenamiento de energía eléctrica en SC, a diferencia de lo que ocurre en las baterías, la corriente no está limitada por reacciones químicas. Las corrientes sólo están limitadas por la  $R_{ESR_{CC}}$ , que es claramente inferior a la resistencia interna de las baterías convencionales. Esta resistencia produce pérdidas internas ( $P_{perd} = I_{SC}^2 \cdot R_{ESR_{CC}}$ ) que generan calor, que debe ser liberado al ambiente para mantener una temperatura de funcionamiento estable por debajo de la temperatura máxima admisible. Las temperaturas máximas de operación rondan los 65°C, mientras que soportan corrientes continuas máximas de entre 50 y 100 A.

Los parámetros máximos especificados por el fabricante para la cantidad de ciclos de carga/descarga incluyen las corrientes de carga y descarga, como así también la duración y frecuencia de los picos de corriente que puede manejar el dispositivo. Se especifican dentro del rango de temperatura, para el rango completo de tensión de operación y para un tiempo de vida útil definido.

### Densidad de energía y de potencia

La energía específica que puede almacenar un SC está dada por la ecuación (3.4):

$$E_{SC_{eff}} = \frac{1}{2} \cdot C_{SC} \cdot V_{SC_N}^2. \quad (3.4)$$

Esta cantidad representa la energía efectiva que un SC puede entregar, donde  $V_{SC_N}$  es su tensión de operación nominal. Sin embargo, en la práctica sólo una fracción de esta energía se encuentra disponible. La caída de tensión y la constante de tiempo debida a la resistencia interna, reducen la energía disponible que puede extraerse durante un intervalo finito de tiempo. Esto en particular debe ser tenido en cuenta a la hora de dimensionar un SHG utilizando SC. Luego, si durante la descarga se permite una disminución de la tensión desde  $V_{SC_N}$  a  $V_{SC_{min}}$ , la energía

extraída está dada por la siguiente ecuación:

$$E_{SC_{eff}} = \frac{1}{2} \cdot C_{SC}(V_{SCN}^2 - V_{SCmin}^2). \quad (3.5)$$

Asimismo, la potencia pico máxima  $P_{SCmax}$  que puede extraerse a una tensión en bornes  $V_{SCN}$  resulta:

$$P_{SCmax} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{SCN}^2}{R_{ESRCC}}. \quad (3.6)$$

La  $P_{SCmax}$  corresponde a la potencia entregada por un único pulso (de determinada amplitud) rectangular de corriente pico para una tensión y duración específicas. En la práctica, este pulso de corriente no es rectangular, debido a las constantes de tiempo inherentes al SC. Por otro lado, la tensión es menor causada por la caída interna debido a  $R_{ESRCC}$ . Por consiguiente, la norma IEC 62391-2 propone una expresión para calcular la potencia pico máxima *real* en aplicaciones de potencia, conocida como Potencia Pico Máxima Efectiva, dada por la siguiente expresión:

$$P_{SC_{eff}} = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{SCN}^2}{R_{ESRCC}}. \quad (3.7)$$

#### 3.5.2. Condiciones de operación del SC

Para preservar la vida útil de estos dispositivos es recomendable no superar su tensión nominal de trabajo ni permitir sobre-elevaciones de temperatura de almacenamiento y funcionamiento por encima de los valores recomendados por su fabricante. Por ejemplo, a modo de referencia, la vida útil de una celda se reduce a la mitad por cada 100 mV o 10°C de operación por encima de sus valores de tensión y/o temperatura nominales.

Respecto al envejecimiento del SC, éste se debe fundamentalmente al deterioro del electrolito que ocurre debido a impurezas generadas a partir de reacciones internas de reducción u oxidación. Esto conlleva a un incremento gradual de la resistencia interna ( $R_{ESRCC}$ ) del SC, a una reducción de su capacidad y a un aumento de su tasa de auto-descarga. Este proceso de envejecimiento es sensiblemente afectado con el incremento en la tensión de operación por encima de su valor nominal, por lo que es recomendable que esta última sea monitoreada. Asimismo, un incremento en la  $R_{ESRCC}$  produce, a elevadas corrientes, un aumento indeseado de la temperatura interna del SC, algo que debe considerarse en aplicaciones de gran potencia.

### 3.6. Unidades de Acondicionamiento de Potencia para SHG basados en PC/MAE

Los sistemas de acondicionamiento de potencia se utilizan para transformar un suministro eléctrico de corriente alterna a continua, viceversa o en el mismo tipo, pero de características diferentes (otros niveles de tensión, corriente o frecuencia si corresponde). En el caso particular de las PC y dispositivos de almacenamiento tales como baterías y SC, la potencia de salida es de naturaleza continua. Así, de acuerdo a la estructura de SHG utilizada puede ser necesario transformarla en alterna o en una continua de diferentes niveles de tensión o corriente.

Para las estructuras de corriente continua aquí estudiadas, el uso de un convertidor electrónico de potencia como interfaz entre la PC o el MAE y el bus de CC tendrá como objetivo principal, dependiendo de la aplicación y las magnitudes eléctricas en juego, producir una tensión de salida continua regulada o ajustar la potencia inyectada desde la fuente hacia la carga. En general, se desea que estas unidades de conversión sean pequeñas, livianas, robustas y por sobre todo, eficientes.

En aplicaciones de generación de energía eléctrica, donde el rendimiento de conversión es un factor importante se utilizan Convertidores Electrónicos CC/CC conmutados. Estos basan su funcionamiento en el control del estado Encendido (ON) y Apagado (OFF) de llaves de potencia, implementadas con dispositivos semiconductores. Debido a la baja pérdida de potencia en ambos estados puede lograrse alta eficiencia de conversión, minimizando las pérdidas. La frecuencia de conmutación es elevada, típicamente del orden de unas decenas de  $kHz$ , dependiendo de la potencia. De esta manera, dada la capacidad de los convertidores electrónicos de funcionar a alta frecuencia, en caso de requerirse aislación eléctrica entre la entrada y salida del convertidor y/o la adaptación de niveles tensión (relaciones de conversión) elevadas, se puede incorporar un transformador de alta frecuencia cuyo tamaño y peso es pequeño, en comparación con los pesados transformadores empleados en los clásicos reguladores lineales (Mohan, 1989).

Respecto a la corriente entregada por la PC, es importante considerar el rizado o *ripple* de la misma, si se conecta al sistema a través de un convertidor CC/CC. Afortunadamente, un estudio realizado sugiere que corrientes con contenido armónico superior a  $400 Hz$  tienen un impacto menor sobre el funcionamiento de la PC (Gemmen, 2002). En caso de utilizar convertidores CC/CC, que trabajan a frecuencias medias y altas (del orden de decenas de  $kHz$ ), el proceso electroquímico puede ser completamente desacoplado y como consecuencia no verse afectado por estas variaciones rápidas de la corriente. Sin embargo, estos estudios sólo consideran que un factor de rizado menor al 4% en la corriente de salida de la PC tendrá un impacto insignificante sobre la membrana de difusión y no afectará su vida útil,

pero no dicen nada respecto a amplitudes de rizado mayores, incluso del orden de la corriente media de salida. En este sentido, es importante considerar que no es sencillo obtener un rizado de baja amplitud cuando las potencias y, en particular, las corrientes involucradas son elevadas (del orden de unas decenas de amperios). Conseguir este tipo de amplitudes en el rizado implica que pueda incrementarse indeseablemente el costo y peso relativo del sistema. Por esta razón, para obtener un rizado de corriente compatible con la PC sin aumentar demasiado la complejidad y costo del sistema, puede resultar conveniente agregar un filtro adecuado entre la PC y el convertidor electrónico, como es el caso en diversos sistemas prácticos.

En cuanto al MAE, es necesario tener en cuenta que en caso de conectarse al bus de CC a través de un convertidor electrónico, este último debe tener la capacidad de transportar el flujo de potencia en ambos sentidos (bidireccional). Esto permitirá al MAE entregar/absorber energía hacia/desde el bus de CC, permitiendo un óptimo aprovechamiento del dispositivo.

## 3.7. Conclusiones

Considerando las PC como una alternativa de importante proyección para la generación de electricidad en forma sustentable, en este capítulo se describieron sus aspectos fundamentales y áreas de aplicación inmediatas dentro de Sistemas Híbridos de Generación (SHG) de energía eléctrica. Se analizaron las configuraciones más relevantes de SHG basados en estos dispositivos y presentaron las ventajas de aquellos que utilizan MAE como fuente de energía auxiliar. En este contexto, se mostraron las excelentes prestaciones de los Supercapacitores como dispositivos para el almacenamiento de energía y su potencial utilización en combinación con PC para la conformación de SHG de excelente desempeño.

Finalmente, de acuerdo al estudio realizado, se debe destacar que en la presente tesis se abordará el desarrollo, diseño y ensayo de controladores supervisores y dedicados para un SHG basado en PC/SC en una configuración paralela con múltiples convertidores. Las principales ventajas de este tipo de sistema es su gran versatilidad y utilización en múltiples aplicaciones, ya sean en transporte como en GD, donde es importante una alimentación continua con gran respuesta dinámica. El SHG contempla el uso de convertidores elevadores o *boost* no aislados con la capacidad de ser bidireccionales en potencia. Estos resultan una excelente alternativa, dada su poca cantidad de componentes, simplicidad de control y muy buen rendimiento de conversión. Si bien se darán mayores detalles del sistema más adelante, las características completas y el diseño de este sistema en su totalidad puede encontrarse en la referencia (Talpone, 2014).

En el próximo capítulo se presenta una introducción al control por modo

deslizante. Esta técnica avanzada de control será utilizada en los Capítulos 5 y 6 para el control de los convertidores de potencia del SGH, abordando la problemática desde dos enfoques diferentes.



# Capítulo 4

## Fundamentos del Control por Modo Deslizante

### 4.1. Introducción

Este capítulo presenta una introducción a la teoría de Control de Estructura Variable (CEV) y su extensión al llamado control por Modo Deslizante (MD). Se debe destacar que lo que se presenta no pretende ser una reseña completa del estado del arte en este campo, sino brindar los conceptos básicos del control por MD requeridos para entender el desarrollo y contenido original de la tesis. El lector interesado puede encontrar mayor profundidad sobre esta temática en la bibliografía. Por ejemplo (Kunusch et al., 2012), (Utkin et al., 1999), (Sira-Ramirez, 1988), (Edwards and Spurgeon, 1998), (DeCarlo et al., 1988), (Young et al., 1999), (Hung et al., 1993) (Fridman and Levant, 2002), (Bartolini et al., 2003).

El capítulo está dividido en dos partes. En la primera de ellas, Sección 4.3, se formula un análisis general del CEV y se presenta el control por MD de primer orden. Esta sección está basada principalmente en las citas (Utkin, 1978), (Sira-Ramirez, 1988), (Utkin et al., 1999) y en publicaciones como (DeCarlo et al., 1988) y (Young et al., 1999).

En la segunda parte, Sección 4.5, se presenta una introducción al control por MD de alto orden, considerado en ciertos casos como la evolución natural del MD de primer orden. Si bien no es motivo de esta tesis el desarrollo de controladores utilizando estas técnicas, resulta de interés brindar los conceptos básicos en pos de presentar una visión más completa de la temática de MD. Esta sección está inspirada en trabajos y resultados de (Fridman and Levant, 2002), (Levant, 2001), (Levant, 2005) y (Bartolini et al., 2003).

## 4.2. Control de Estructura Variable

El control de estructura variable y modos deslizantes fueron propuestos y desarrollados por Stanislav Emelyanov y Vadim Utkin al principio de los años '50, en la Union Soviética (Emelyanov, 1957) (Utkin, 2002). Una de las características más relevantes del control por MD es su capacidad de generar algoritmos de control robustos e invariantes bajo ciertas condiciones. El concepto de invariancia indica que el sistema completamente insensible a ciertos tipos de perturbaciones e incertidumbres en el modelo (Drazenovic, 1969).

Desde los años '90, el control de sistemas sujetos a perturbaciones externas e incertidumbres en el modelo ha sido foco de un interés creciente. De las diferentes alternativas existentes, el control por MD ha probado ser una opción atractiva para ser implementada en sistemas controlados electrónicamente, resultando robusto e incluso insensible frente a perturbaciones. La aplicabilidad y beneficios del control por MD en diversos actuadores han sido demostrados en numerosas publicaciones, como en (Utkin et al., 1999). Además de ello, el control por MD permite un diseño relativamente sencillo, aún ante sistemas no lineales, admitiendo su combinación con otras técnicas de control no lineal, como el control basado en predicción del modelo (MPC). Como resultado de esto, el desarrollo de métodos de diseño de controladores basados en MD ha sido rápidamente acelerado, tanto en el ámbito teórico como práctico (Barbot and Perruquetti, 2002), (Yu and Xu, 2002), (Sabanovic et al., 2004), (Edwards et al., 2006), (Bartolini et al., 2008).

Una de las características distintivas del MD es la naturaleza discontinua de su acción de control. Su principal función consiste en conmutar entre dos estructuras diferentes, de manera de obtener una dinámica particular del sistema, conocida como dinámica deslizante. Esta característica permite al sistema lograr mejoras de *performance*, incluyendo insensibilidad a incertidumbres de parámetros y rechazo a perturbaciones que cumplen la llamada condición de acople o *matching condition* (Drazenovic, 1969) (Sira-Ramirez, 1988). Cuando se hace mención a incertidumbre de parámetros, se refiere tanto a incertezas internas como a las resultantes del proceso de reducción del modelo utilizado en el diseño del controlador (Edwards and Spurgeon, 1998) (Utkin, 1978).

Sin embargo, gran parte del éxito en cumplir los objetivos de control radican en la capacidad del controlador por MD de reducir el *chattering*. El término *chattering* describe el fenómeno de oscilaciones de frecuencia finita en las salidas, el cual se presenta en muchas aplicaciones de MD con actuadores rápidos. Estas oscilaciones son causadas por la conmutación en alta frecuencia del controlador por MD con actuadores rápidos, como dinámicas no modeladas en el lazo cerrado o frecuencia de conmutación finita (Bondarev et al., 1985) (Utkin et al., 1999) (Fridman, 2001)

(Fridman, 2003).

Existen diversas alternativas para reducir este fenómeno indeseable, muchas de las cuales se encuentran actualmente en desarrollo por numerosos investigadores e ingenieros en control. Además de las alternativas propias del MD de primer orden, existe también el llamado control por MD de Alto Orden (MDAO). En este caso, a partir de la definición de una acción de control continua, el MDAO generaliza la noción de superficie de conmutación, manteniendo las ventajas principales del MD original para cierto tipo de perturbaciones continuas. Existen en la literatura muchos resultados prometedores en torno al MD de Segundo Orden (MDSO), habiendo diversos algoritmos que resuelven la estabilización de sistemas no lineales con incertidumbres, a la vez de garantizar un tiempo finito de convergencia a cero de la variable de deslizamiento (Levant, 1993) (Bartolini et al., 2003) (Levant, 2007) (Fridman and Levant, 1996).

### 4.3. Fundamentos del Control por MD

El control por MD es una estrategia basada en realimentación de salida y alta frecuencia de conmutación en la acción de control. Más aún, esta frecuencia de conmutación, en condiciones ideales, es infinita. Esencialmente, esta ley de control de elevada frecuencia puede llevar al sistema a operar en un subespacio del espacio de estados propio del mismo (comúnmente asociado a la superficie de deslizamiento). Si un sistema es forzado a mantener su evolución en una determinada superficie, las relaciones estáticas dan como resultado un comportamiento dinámico determinado por los parámetros de diseño y las ecuaciones que definen la superficie (Sira-Ramirez, 1988). En general, las dinámicas controladas pueden considerarse como idealmente confinadas a la superficie y que adoptan sus características geométricas.

Por lo tanto, es posible diseñar una superficie de deslizamiento (por ejemplo, incorporando los objetivos de control en la función que conforma esta superficie) de manera de cumplir con especificaciones convencionales de control (estabilidad global, optimización, seguimiento, regulación, etc).

A continuación, se brinda una introducción básica de la teoría clásica del control por modo deslizante, haciendo especial hincapié en sistemas una entrada a una salida (SISO, del inglés *Single-Input Single-Output*). A pesar de esto, la generalización a múltiples salidas, múltiples entradas, puede realizarse sin mayores inconvenientes. En gran parte de las secciones de este capítulo, se ha omitido expresar la dependencia del tiempo de los sistemas dinámicos en pos de claridad y simplicidad en la notación. Se debe destacar que esta notación compacta puede ser utilizada sin pérdida de generalidad, dado que en el caso de sistemas no autónomos, puede reescribirse como autónomo considerando al tiempo  $t$  como una variable dependiente adicional,

con su evolución trivial dada por la expresión  $\dot{t} = 1$  (por supuesto, a expensas de incrementar la dimensión del sistema en uno).

### 4.3.1. Difeomorfismos, derivada de Lie y grado relativo

En primer lugar, es necesario repasar algunas herramientas y procedimientos matemáticos que serán utilizados luego. Sea el siguiente sistema afín en el control:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (4.1)$$

con  $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ ,  $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  y  $g: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  campos vectoriales suaves (infinitamente diferenciables) con  $g(x) \neq 0$ ,  $h(x)$  un campo escalar suave y  $u: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  posiblemente discontinua. Estos sistemas son lineales en el control, por lo que reciben el nombre de afines al control o sistemas analíticamente lineales.

Un difeomorfismo se define como una transformación de coordenadas de la forma  $z = \phi(x)$  con  $\phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  un campo vectorial con inversa  $\phi^{-1}$ . En particular, sólo consideraremos transformaciones en las que  $\phi$  y  $\phi^{-1}$  son  $\mathcal{C}^n$  (en otras palabras, que tienen  $n$  derivadas continuas). Esta última condición asegura que el sistema transformado preserva su estructura original.

Luego de realizar la transformación propuesta, el sistema dinámico (4.1) resulta:

$$\dot{z} = \dot{\phi}(x) = \frac{\partial \phi}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial \phi}{\partial x} f(x) + \frac{\partial \phi}{\partial x} g(x)u \quad (4.2)$$

Notar que  $\frac{\partial \phi}{\partial x} = [\frac{\partial \phi(x)}{\partial x_1} \quad \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial \phi(x)}{\partial x_n}]$  da la dirección del gradiente de  $\phi(x)$ ,  $\nabla \phi(x)$ . Por lo tanto, el sistema (4.1) puede reescribirse en términos de la nueva variable  $z$ :

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \tilde{f}(z) + \tilde{g}(z)u \\ y &= \tilde{h}(z) \end{aligned} \quad (4.3)$$

siendo

$$\begin{aligned} \tilde{f}(z) &= \frac{\partial \phi}{\partial x} f(x) \Big|_{x=\phi^{-1}(z)} \\ \tilde{g}(z) &= \frac{\partial \phi}{\partial x} g(x) \Big|_{x=\phi^{-1}(z)} \\ \tilde{h}(z) &= h(x) \Big|_{x=\phi^{-1}(z)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Para simplificar la notación, es necesario definir el concepto de derivada direccional o *Derivada de Lie* (Isidori, 1995), que tiene la forma:

$$(L_f h)(x) = L_f h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R} \quad (4.5)$$

y representa la derivada del campo escalar  $h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  en la dirección del campo vectorial  $f(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \quad (4.6)$$

$L_f$  es un operador diferencial de primer orden, mientras que la composición  $L_f \circ L_g$ , que usualmente se escribe como  $L_f L_g$ , es un operador de segundo orden. La derivada direccional incluso puede aplicarse en forma recursiva:

$$L_f^k h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f^{k-1} h(x)) f(x) \quad (4.7)$$

De esta manera, se obtiene una notación compacta para las derivadas de funciones escalares en la dirección de un campo vectorial. La misma puede utilizarse para la derivada en la dirección de un único campo vectorial ( $f$ ) o más campos ( $f$  y  $g$ ):

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial}{\partial x} (L_f h(x)) g(x) \quad (4.8)$$

Finalmente, asumiendo una salida suave del sistema  $h(x)$  (4.1), el grado relativo de  $h(x)$  en la vecindad de un dado punto  $x$  se define como el entero positivo  $r$  más pequeño, si existe, con la propiedad que:

$$L_g L_f^i h = 0 \quad \forall 0 \leq i \leq r - 2 \quad (4.9)$$

y

$$L_g L_f^{r-1} h \neq 0 \quad (4.10)$$

Por lo tanto, la salida  $h(x)$  de un sistema con grado relativo  $r$  implica, en forma simplificada, que  $u$  explícitamente aparece por primera vez en la  $r$ -ésima derivada de  $h(x)$ . En otras palabras,  $r$  da una idea de cuán directamente el control influencia a la salida.

### 4.3.2. Modo Deslizante de Primer Orden

Sea el sistema dinámico no lineal (4.1), con una acción de control  $u : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}$  (posiblemente discontinua),  $f$  y  $g$  campos vectoriales suaves y con  $g(x) \neq 0 \forall x \in X$ . Sea además  $s$  una función de restricción suave  $s : X \rightarrow \mathbb{R}$ , diseñada de acuerdo a los objetivos de control deseados (en otras palabras, las especificaciones se logran cuando  $s$  es forzada a cero), y su gradiente  $\nabla s = \frac{\partial s}{\partial x}$  no es nulo en  $X$  (Sira-Ramirez, 1988). Entonces el conjunto:

$$\mathcal{S} = \{x \in X \subset \mathbb{R}^n : s(x) = 0\} \quad (4.11)$$

define una variedad localmente regular en  $X$  (de dimensión  $n - 1$  para el caso de sistemas SISO), llamada variedad de deslizamiento o, simplemente, superficie de

conmutación. Esta característica de reducción de orden es típica de los sistemas de control por MD (tanto de primer orden como de orden superior) e indica que el subespacio en donde ocurre el movimiento de deslizamiento tiene “co-dimensión no nula”, siendo que a partir de alcanzar el régimen deslizante las trayectorias del sistema se mantendrán en un subespacio de menor dimensión que el espacio generado por los  $n$  estados. Este resultado es de naturaleza local, restringido a un entorno de  $X \subset \mathbb{R}^n$ , teniendo una intersección no nula con la variedad de deslizamiento  $\mathcal{S}$  (Emelyanov, 1957) (Utkin, 1978) (Khalil, 2002).

Para lograr el movimiento deslizante por la superficie, puede proponerse una ley de control de estructura variable imponiendo una acción de control discontinua  $u$ , que puede tomar uno de dos valores posibles, dependiendo del signo de  $s(x)$ . Por ejemplo:

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } s(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad \text{con } u^+ \neq u^- \quad (4.12)$$

Los dos valores posibles de  $u$  ( $u^+(x)$  y  $u^-(x)$  respectivamente) son funciones suaves de  $x$ . Incluso puede asumirse, sin pérdida de generalidad, que se cumple la relación  $u^+(x) > u^-(x)$  localmente en  $X$ . Notar que si se cumple que  $u^+(x) > u^-(x)$  para cualquier punto  $x$ , la desigualdad vale para todo  $x$ , dado que las funciones son suaves y no se cruzan.

Supongamos que como resultado de la acción de control (4.12), la función de restricción satisface localmente, en un entorno de  $\mathcal{S}$ , las siguientes desigualdades:

$$\begin{cases} \dot{s}(x) < 0 & \text{si } s(x) > 0 \\ \dot{s}(x) > 0 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Bajo estas condiciones, el sistema alcanzará la superficie de deslizamiento  $\mathcal{S}$  y posteriormente se mantendrá confinado a un entorno de  $\mathcal{S}$  (ver Figura 4.1). Entonces, se considera que existe un régimen deslizante en  $\mathcal{S}$  siempre que se cumpla (4.13).

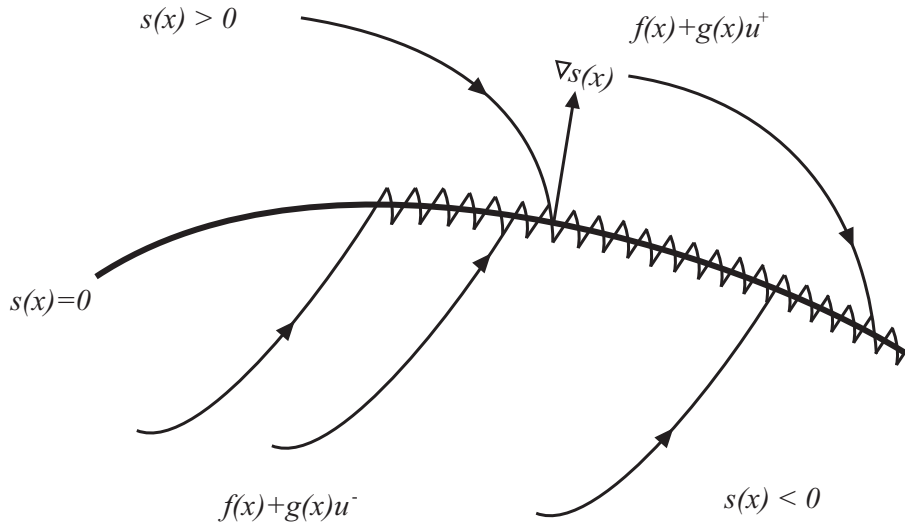
Haciendo uso de la notación de derivada direccional, puede expresarse a  $\dot{s}(x)$  de la siguiente forma:

$$\dot{s}(x) = L_{f+gu}s = L_f s + L_g s \cdot u \quad (4.14)$$

Nótese que para asegurar que la acción de control discontinua tenga la capacidad de influenciar el signo de  $\dot{s}(x)$ , la salida  $s(x)$  debe tener un grado relativo 1 respecto a  $u$ , es decir que  $L_g s \neq 0$ .

La condición (4.13) también puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow +0} L_{f+gu^+} s < 0 \\ \lim_{s \rightarrow -0} L_{f+gu^-} s > 0 \end{cases} \quad (4.15)$$



**Figura 4.1:** Superficie de deslizamiento y trayectorias del sistema

significando que la velocidad de cambio de la función de restricción  $s(x)$ , evaluada en la dirección del campo de control, es tal que el cruce de la superficie desde cada lado de la misma está asegurado si se utiliza la ley de conmutación (4.12). Esto mismo puede ser interpretado con la ayuda de la Figura 4.1, analizando la proyección del campo controlado  $f + gu$  sobre el vector gradiente  $\nabla s$ , a ambos lados de  $\mathcal{S}$ .

Para concluir esta subsección, es pertinente realizar un comentario acerca del tiempo de alcance finito del control por MD. Notar que la condición (4.13) puede condensarse como  $\dot{s}(x)s(x) < 0$ . De esta última, es sencillo ver que para lograr tiempo de alcance finito, la ley de control (4.12) debe diseñarse para cumplir con esta desigualdad, pero en una manera más estricta, como ser de acuerdo a la condición escalar suficiente  $\dot{s}(x)s(x) < \kappa|s(x)|$ , con  $\kappa > 0$  (o, en forma similar,  $\dot{s}(x)\text{sign}(s(x)) < \kappa$ ). Esto significa que el sistema debe estar siempre moviéndose en dirección a la superficie de conmutación con velocidad no nula. Esta afirmación puede probarse sencillamente tomando  $V = \frac{1}{2}s^2(x)$  como función de Lyapunov.

### 4.3.3. Método de regularización por control equivalente. Dinámica deslizante ideal

Desde el punto de vista metodológico y sistemático, es conveniente desarrollar un método de regularización para encontrar las ecuaciones que describen la dinámica de modo deslizante del sistema (4.1). Asumiendo que el vector de estados se encuentra en el conjunto  $\mathcal{S}$  ( $s(x) = 0$ ) y el modo deslizante ocurre con las trayectorias de los estados confinadas a este conjunto para  $t > 0$ , una forma de definir el modo deslizante ideal es utilizando el llamado método de control equivalente (Utkin et al.,

1999). Dado que el movimiento en MD implica que  $s(x) = 0$  para  $t = t_1 > 0$ , se puede asumir que se cumple también  $ds/dt = \dot{s} = 0$ . Por lo tanto, además de  $s(x) = 0$ , puede utilizarse la derivada temporal  $\dot{s}(x) = 0$  para caracterizar las trayectorias de los estados durante el MD.

Finalmente, la acción de control equivalente se define por medio de las siguientes condiciones de invariancia en la superficie de conmutación  $\mathcal{S}$  (Sira-Ramirez, 1988):

$$\begin{cases} s(x) = 0 \\ \dot{s}(x) = L_f s + L_g s \cdot u_{eq} = 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

donde  $u_{eq}(x)$  es una acción de control suave llamada *control equivalente* que hace a  $\mathcal{S}$  una variedad invariante del sistema (4.1). Por lo tanto, el control equivalente  $u_{eq}(x)$  puede obtenerse de la ecuación (4.16):

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} \Big|_{s(x)=0} \quad (4.17)$$

Por lo tanto, una vez que se alcanza  $s = 0$ ,  $u_{eq}(x)$  es la acción de control continua requerida para mantener el sistema confinado a la superficie de deslizamiento.

La dinámica de modo deslizante ideal, es decir, la dinámica de lazo cerrado en la superficie  $\mathcal{S}$ , se obtiene sustituyendo en (4.1) a la acción de control  $u$  por  $u_{eq}$ :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq}|_{s(x)=0} = f(x) - g(x)\frac{L_f s}{L_g s} \Big|_{s(x)=0} \quad (4.18)$$

Notar que las variables de estado están relacionadas por la ecuación algebraica  $s(x) = 0$ , reduciendo el orden del sistema de lazo cerrado a  $n - 1$ .

Sustituyendo la derivada de Lie y operando en (4.18):

$$\dot{x} = \left[ I - g \left( \frac{\partial s}{\partial x} g \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x) = \Psi(x)f(x) \quad (4.19)$$

Evaluada en  $s(x) = 0$ , (4.19) da una versión idealizada del movimiento del sistema cuando sus trayectorias se encuentran sobre la superficie de deslizamiento  $\mathcal{S}$ , constituyendo un “promedio” de las trayectorias del sistema (4.1) controlado con la ley de CEV (4.12).

La representación geométrica que se ilustra en la Figura 4.2 sirve de ayuda para una mejor comprensión de este concepto. De acuerdo a lo mencionado anteriormente,  $u_{eq}$  es la acción de control suave que logra que el sistema se mantenga sobre  $\mathcal{S}$ , por lo que el vector  $\Psi f = f + g u_{eq}$  debe pertenecer a  $T_x$ , plano tangente a la superficie  $\mathcal{S}$  (o lo que sería lo mismo, normal al gradiente  $\nabla s$ , como puede apreciarse de la



Figura 4.2). Esto puede ser expresado matemáticamente de la siguiente manera:

$$\Psi(x)f(x) \in \ker(\nabla s) \equiv T_x \tag{4.20}$$

Consecuentemente, la matriz  $\Psi(x)$  puede considerarse un operador de proyección que, aplicado al vector  $f(x)$ , lo proyecta sobre el plano tangente a la superficie  $\mathcal{S}$  en el punto  $x$ .

Para finalizar, es interesante considerar brevemente el efecto del operador proyector  $\Psi$  sobre cualquier vector colineal con  $g(x)$ . Sea  $\Lambda$  un vector general de amplitud arbitraria, y posiblemente función de  $x$ , tal que  $\Lambda \in \text{span}(g)$ :

$$\Lambda(x) = g(x)\mu(x) \quad \text{con} \quad \mu(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R} \tag{4.21}$$

Notar que entonces, la aplicación del operador  $\Psi(x)$  a este vector, proyecta a  $\Lambda$  al origen. De hecho:

$$\Psi(x)\Lambda(x) = \left[ I - g \left( \frac{\partial s}{\partial x} g \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] g(x)\mu(x) = 0 \tag{4.22}$$

La cancelación de la expresión (4.22) puede ser interpretada en la Figura 4.2 de la siguiente manera: el operador  $\Psi(x)$  proyecta cualquier vector en la dirección de  $g(x)$  en el subespacio tangente de  $\mathcal{S}$ . Por lo tanto, la proyección de cualquier vector que pertenece a  $\text{span}(g)$  resultará solamente en un punto en  $T_x$ .

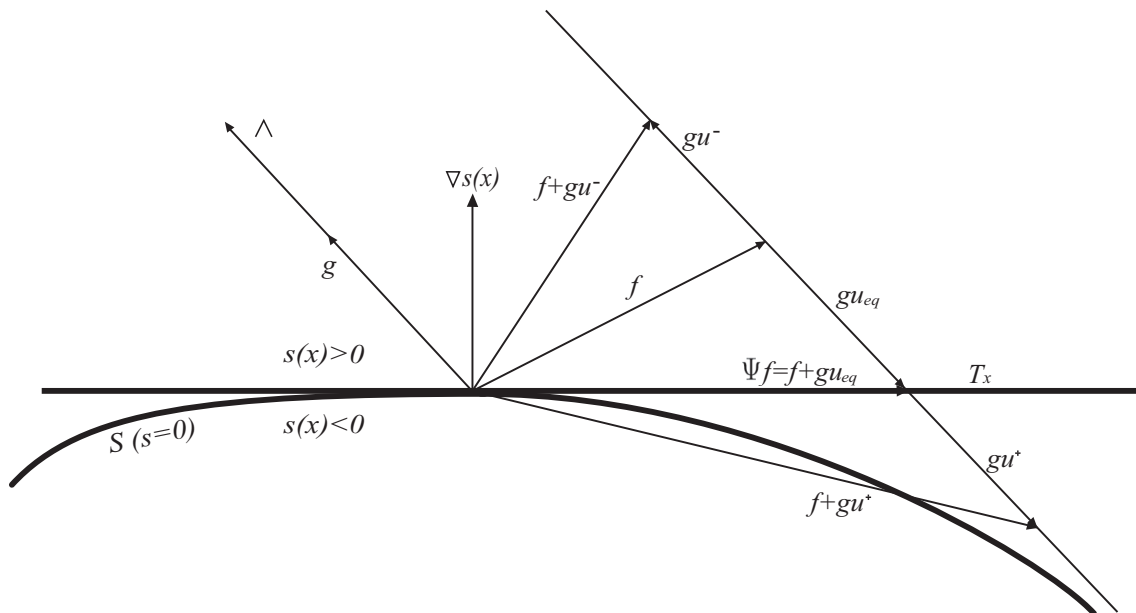


Figura 4.2: Superficie de deslizamiento y detalle del campo vectorial y proyecciones

### 4.3.4. Condiciones de Existencia de régimen deslizante de primer orden

#### Existencia de control equivalente

Se puede afirmar que el control equivalente está bien definido si  $u_{eq}$  existe y es unívocamente determinado por las condiciones de invariancia (4.16) (Sira-Ramirez, 1988).

**Lema 1.** *El control equivalente está bien definido sí y sólo sí la siguiente condición se satisface localmente en  $\mathcal{S}$ :*

$$L_g s(x) = \frac{\partial s(x)}{\partial x} g(x) \neq 0 \quad (4.23)$$

*Esta condición es conocida como “condición de transversalidad” y puede inferirse de (4.14). La prueba de este lema puede encontrarse en (Sira-Ramirez, 1988).*

Geoméricamente, este lema indica que el campo vectorial  $g$  no puede ser tangencial a la superficie de deslizamiento ( $\mathcal{S} : g \notin \ker(\nabla s)$ ), ya que de ser así no será posible forzar al sistema a cruzar dicha superficie. La condición de transversalidad representa sólo una condición necesaria para la existencia del modo deslizante de primer orden.

#### Condiciones necesarias para la existencia de régimen deslizante de primer orden

A partir de la condición de transversalidad, se desprenden las siguientes condiciones necesarias para la existencia de un régimen deslizante.

**Lema 2.** *Una condición necesaria para la existencia de modo deslizante local en  $\mathcal{S}$  es que la acción de control equivalente  $u_{eq}(x)$  esté bien definida.*

Ciertamente, si  $u_{eq}$  no está bien definida, es decir que  $L_g s = 0$  en algún punto, la condición de existencia del modo deslizante (4.15) no puede satisfacerse simultáneamente.

**Lema 3.** *Asumiendo, sin pérdida de generalidad que  $u^+(x) > u^-(x)$ , es condición necesaria para la existencia del régimen deslizante en  $\mathcal{S}$  que se cumpla:*

$$L_g s(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x) = \nabla s g(x) < 0 \quad (4.24)$$

La prueba, directa a partir de (4.15) y (4.16), se resuelve en (Sira-Ramirez, 1988) y puede ser inferida fácilmente de la Figura 4.2, analizando el signo de la proyección de  $g(x)$  sobre  $\nabla s(x)$ .

**Condiciones necesarias y suficientes para la existencia de régimen deslizante de primer orden**

Una condición necesaria y suficiente para la existencia local del modo deslizante en  $\mathcal{S}$ , es que para  $x \in \mathcal{S}$  se cumpla:

$$u^-(x) < u_{eq}(x) < u^+(x) \quad (4.25)$$

Esta condición también puede probarse a partir de (4.15) y (4.16) (Sira-Ramirez, 1988).

De esta manera,  $u_{eq}$  puede ser interpretada como la señal de control promediada resultante de la implementación de las acciones de control máxima y mínima, con una resolución infinitesimal del ciclo de trabajo (en modo deslizante ideal). Sin embargo, en la práctica, numerosas imperfecciones en el modelo y frecuencias de conmutación finitas hacen que los estados oscilen en un entorno de la superficie (Utkin et al., 1999).

**Robustez del MD de primer orden**

El comportamiento de sistemas controlados por MD bajo el efecto de perturbaciones será discutido brevemente. Con este fin, consideremos el sistema (4.1) perturbado de la siguiente forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + \zeta(x) \quad (4.26)$$

con  $\zeta(x)$  un vector de perturbaciones agrupadas, que puede contemplar perturbaciones paramétricas del campo vectorial de deriva nominal o ruido o perturbaciones externas sin estructura o modelo interno (Sira-Ramirez, 1988). El vector  $\zeta(x)$  puede ser descompuesto en dos componentes, una en el  $\text{span}(g)$ ,  $g(x)v(x)$ , y la otra,  $\eta(x)$ , en el plano tangente  $T_x$  (ver Figura 4.3):

$$\zeta(x) = g(x)v(x) + \eta(x) \quad (4.27)$$

Se dice que la perturbación que pertenece al  $\text{span}(g)$  satisface la condición de acople o *matching condition*, y el control por MD no es meramente robusto a ellas, sino que existe una propiedad de invariancia fuerte. Efectivamente, como puede observarse en la Figura 4.3, si  $u^+$  y  $u^-$  son lo suficientemente grandes, la componente  $g(x)v(x)$  puede ser completamente anulada por el control, simplemente generando un nuevo ciclo de trabajo infinitesimal y, consecuentemente, un nuevo control equivalente para el sistema perturbado ( $u_{eqp}(x) = u_{eq}(x) - v(x)$ ). Sumado a esto, la dinámica de deslizamiento nominal o no perturbada no sufre ninguna modificación.

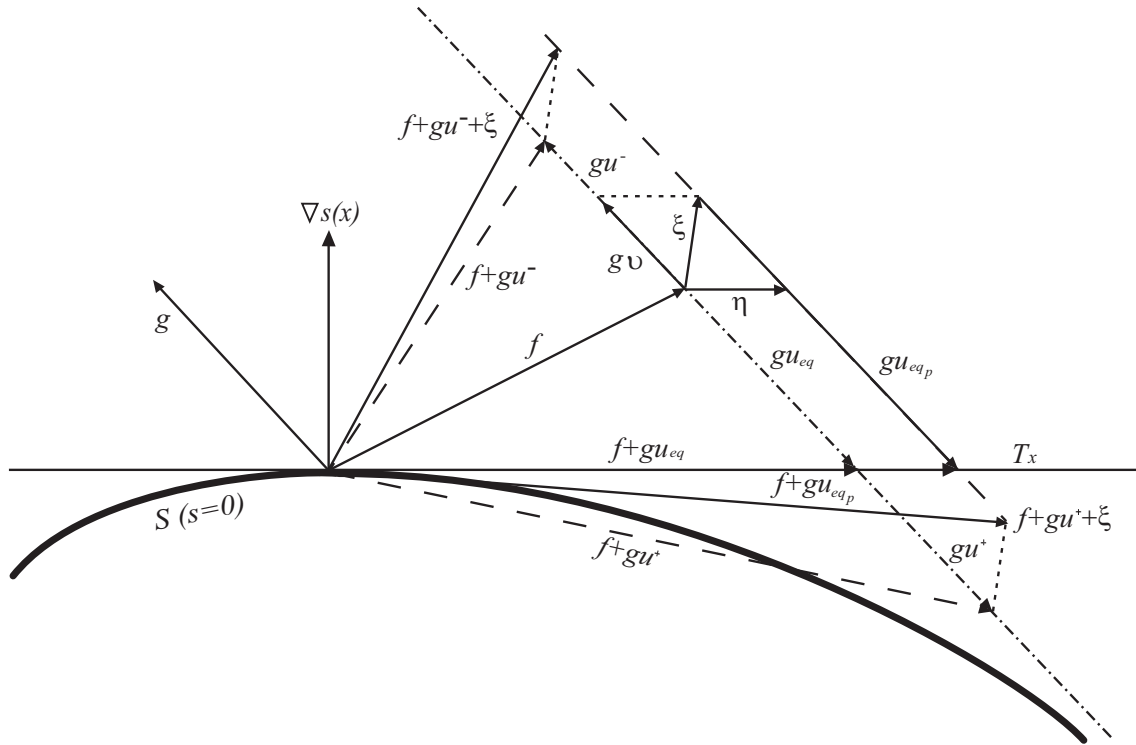


Figura 4.3: Superficie de deslizamiento y detalle de los campos vectoriales con perturbaciones

Por otro lado, se puede apreciar que (ver Figura 4.3) la componente tangencial de las perturbaciones,  $\eta(x)$ , no pueden ser rechazadas en forma instantánea. Sin embargo, esto no compromete la existencia local del régimen deslizante, pero definitivamente influencia las dinámicas deslizantes ideales.

En concordancia con este análisis, se puede afirmar que la condición necesaria y suficiente para la existencia local de modo deslizante en el sistema perturbado es:

$$u^-(x) < u_{eq_p}(x) = u_{eq}(x) - v(x) < u^+(x) \quad (4.28)$$

La demostración detallada puede encontrarse en (Sira-Ramirez, 1988).

### 4.3.5. Extensión a sistemas no lineales no afines en el control

Consideremos el sistema genérico descrito por la siguiente ecuación diferencial:

$$\dot{x} = F(x, u) \quad (4.29)$$

Usando la misma función de MD  $s(x)$ , el sistema controlado puede ser descompuesto nuevamente en dos subsistemas o estructuras, dependiendo si  $s(x) > 0$

o  $s(x) < 0$ :

$$\dot{x} = F(x, u) = \begin{cases} F(x, u^+) = F^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ F(x, u^-) = F^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

A lo largo de las trayectorias del sistema, la dinámica de  $s(x)$  tiene la siguiente expresión:

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots = \begin{bmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} & \frac{\partial s}{\partial x_2} & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = L_F s(x) \quad (4.31)$$

De la misma forma que en el sistema (4.30), se distinguen dos casos en la derivada temporal de la función de MD:

$$\begin{aligned} \text{si } s > 0 &\rightarrow \dot{s} = L_{F^+} s(x) \\ \text{si } s < 0 &\rightarrow \dot{s} = L_{F^-} s(x) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Como las trayectorias tienen que converger a la superficie, cuando  $s(x) > 0$  los estados deben moverse hacia  $s(x) = 0$ . En este caso entonces debe cumplirse que  $\dot{s}(x) < 0$  de forma que  $s(x)$  decrezca. De forma recíproca, la situación inversa debe darse si  $s(x) < 0$ . Esto significa que el establecimiento del modo deslizante en  $s(x) = 0$  se asegura con una condición similar a (4.13):

$$\begin{aligned} \text{si } s > 0 &\rightarrow \dot{s} = L_{F^+} s(x) < 0 \\ \text{si } s < 0 &\rightarrow \dot{s} = L_{F^-} s(x) > 0 \end{aligned} \quad (4.33)$$

### 4.3.6. Método de regularización de Filippov

Además del método de control equivalente presentado en la subsección 4.3.3, es interesante introducir un nuevo método de regularización, también capaz de trabajar con sistemas discontinuos, incluso no afines en el control. En particular, el concepto detrás de este método es de gran utilidad en las estrategias de control por MD de alto orden, que serán introducidas posteriormente.

Es importante destacar que la teoría de ecuaciones diferenciales convencional se limita a funciones de estados continuas. Por lo tanto, al trabajar con sistemas discontinuos, no es capaz de responder a cuestiones fundamentales, como la existencia y unicidad de la solución. Estrictamente, los métodos convencionales requieren que el término a la derecha de la ecuación diferencial (4.29) cumpla la condición de Lipschitz:

$$\|F(x_1) - F(x_2)\| < L\|x_1 - x_2\| \quad (4.34)$$

con  $L$  una constante positiva, llamada constante de Lipschitz, para cualquier  $x_1$  y  $x_2$ . Esta condición implica que la función no crece más rápido que una función lineal (Utkin et al., 1999). Sin embargo, este no es el caso para funciones discontinuas, si  $x_1$  y  $x_2$  están cerca de un punto de discontinuidad.

Por lo tanto, como se comentó anteriormente, en las situaciones donde los métodos convencionales no son aplicables, se utilizan diferentes métodos de regularización como el método del control equivalente propuesto en (Utkin, 1978). Otro método útil de regularización muy empleado en sistemas no lineales generales como (4.29) es el llamado método de Filippov (Filipov, 1988). Este procedimiento consiste en considerar que el control discontinuo es implementado con un dispositivo de conmutación con pequeñas imperfecciones. En particular, se considera un lazo de histéresis con ancho  $2\Delta$ , por lo que la función de restricción  $s(x)$  oscila en una vecindad  $\Delta$  de la superficie de conmutación, cuando el control toma uno de dos valores extremos,  $u^+(x)$  o  $u^-(x)$  (ver Figura 4.4).

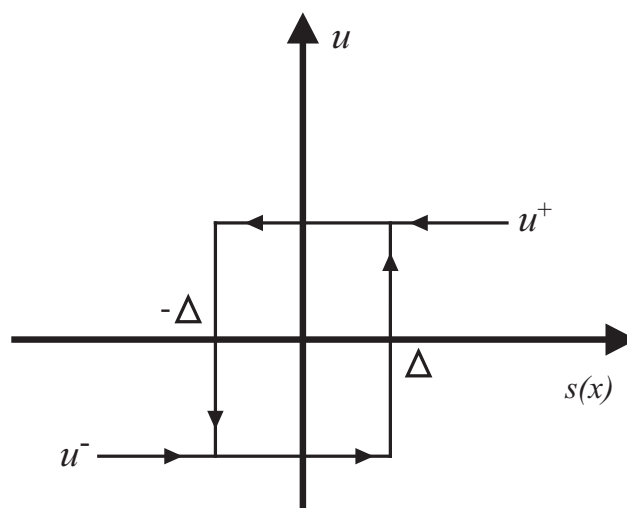


Figura 4.4: Histéresis del dispositivo de conmutación

$\Delta$  se considera lo suficientemente pequeño, de manera que las velocidades de los estados  $F^+ = F(x, u^+)$  y  $F^- = F(x, u^-)$  se asumen constantes para un dado punto  $x$  en la superficie  $s(x) = 0$  y en un intervalo corto de tiempo  $[t, t + \Delta t]$ . Sea el intervalo de tiempo  $\Delta t$  conformado por dos intervalos de tiempo más pequeños, llamados  $\Delta t_1$  y  $\Delta t_2$ , de manera que  $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2$ , donde  $u = u^+$  durante  $\Delta t_1$  y  $u = u^-$  en el lapso  $\Delta t_2$ . Entonces, el incremento del vector de estados luego de que ha pasado el intervalo  $\Delta t$  resulta:

$$\Delta x = F^+ \Delta t_1 + F^- \Delta t_2 \quad (4.35)$$

y la velocidad promedio del vector de estados está dada por el promedio ponderado de los vectores de velocidad:

$$\bar{\dot{x}} = \frac{\Delta x}{\Delta t} = \mu F^+ + (1 - \mu)F^- \quad (4.36)$$

donde el factor de peso  $\mu = \Delta t_1/\Delta t$  puede interpretarse como el porcentaje de tiempo que el control toma el valor  $u^+$ , mientras que  $(1 - \mu)$  es el porcentaje correspondiente a  $u^-$ , con  $\mu$  perteneciente al entorno cerrado  $[0, 1]$ . Con esto, el procedimiento de regularización para obtener el movimiento del vector de estados  $\dot{x}$  consiste en hacer tender  $\Delta t$  a cero. Este límite, sin embargo, es intrínseco de la asunción de que el vector de velocidades de los estados o, equivalentemente, el campo vectorial  $F(x)$ , es constante dentro del intervalo de tiempo  $\Delta t$ . Entonces, para el método de regularización de Filippov, la expresión ponderada:

$$\dot{x} = \mu F^+ + (1 - \mu)F^- \quad (4.37)$$

representa el movimiento cuando existe modo deslizante de primer orden (ver la Figura 4.5, donde se aprecia una interpretación gráfica del método de Filippov). De la misma manera, dado que las trayectorias durante el modo deslizante se encuentran en la superficie  $s(x) = 0$ , se cumple la siguiente condición:

$$\dot{s} = \nabla s(x)\dot{x} = \nabla s(x)[\mu F^+ + (1 - \mu)F^-] = 0 \quad (4.38)$$

por lo que el parámetro  $\mu$  debe tomar un valor que le permita a la derivada de los estados del sistema (4.37) mantenerse sobre el plano tangente  $T_x$  (ver Figura 4.5). Se puede inferir entonces de (4.38) que ese valor de  $\mu$  debe ser:

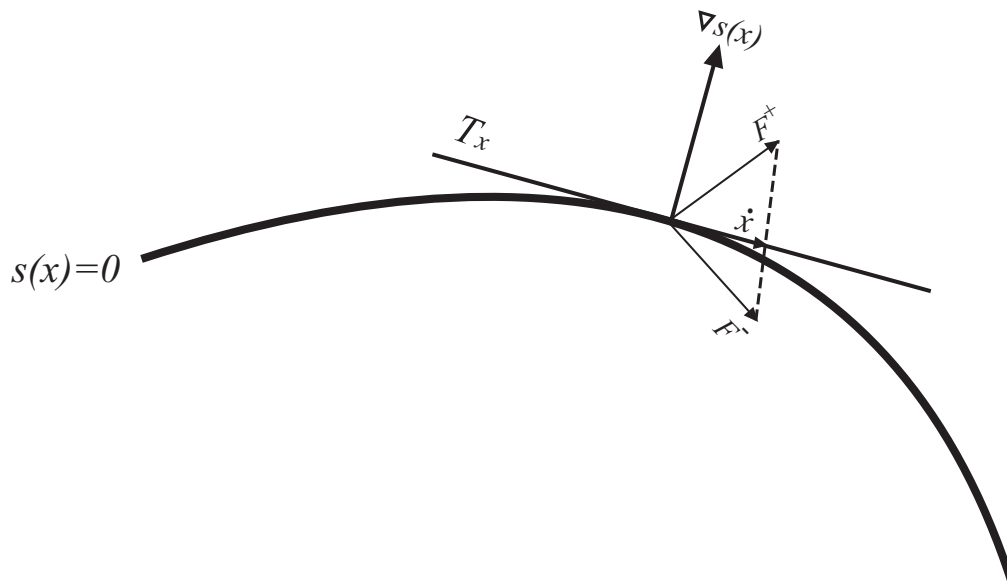
$$\mu = \frac{\nabla s(x)F^-}{\nabla s(x)[F^- - F^+]}. \quad (4.39)$$

**Nota:**

- Para sistemas afines en el control, las ecuaciones resultantes del método de regularización de Filippov son las mismas que las que se obtienen con el método de control equivalente de Utkin.

### 4.3.7. Acción de control discontinua en control por modo deslizante clásico. El problema del *chattering*

Una de las principales desventajas del control por modo deslizante de primer orden en ciertas aplicaciones, es el uso de acciones de control discontinuas. En implementaciones reales, el uso de una acción de control discontinua junto con



**Figura 4.5:** Método de regularización de Filippov

dinámica no modelada y frecuencia de conmutación finita, producen oscilaciones en las salidas del sistema. Este fenómeno, como se mencionara previamente, es conocido como “*chattering*”.

En los años ‘80, se propusieron los siguientes tres métodos para reducir el *chattering* en sistemas controlados por modos deslizantes de primer orden (Boiko et al., 2007):

- El uso de un control lineal saturado en lugar de una acción de control puramente discontinua (Burton and Zinober, 1986) (Slotine, 1991). Esta metodología permite que el control sea continuo, no restringiendo al sistema estrictamente a la superficie, sino dentro de un entorno cercano a la misma. Este método asegura la convergencia a la frontera del entorno, cuyo tamaño está definido por la pendiente de la región lineal de la saturación.
- El método basado en observador (Bondarev et al., 1985) (Utkin et al., 1999), el cual se basa en estimar las perturbaciones y así adaptar el valor de la acción de control. De esta forma se reduce el problema de control robusto a uno de estimación exacta robusta. Sin embargo, en algunas aplicaciones puede resultar muy sensible a incertidumbres en el modelo, debido al error entre el observador y la dinámica real de la planta (Young et al., 1999).
- Modos Deslizantes de Alto Orden (MDAO) (Emelyanov et al., 1986), (Levant, 1993). Este método conserva el tiempo de convergencia finito de la variable de



modo deslizante y sus derivadas. Esta estrategia fue desarrollada activamente desde los años '90 (Bartolini et al., 1998), (Bartolini et al., 2002), (Bartolini et al., 2003), (Levant, 1993), (Levant, 2003), (Shtessel et al., 2003), no sólo probando una atenuación considerable del *chattering*, sino también el control robusto de plantas de grado relativo uno o mayor. Teóricamente, un modo deslizante de orden  $r$  suprimirá totalmente el fenómeno de *chattering* en el modelo del sistema (pero no en el sistema real) cuando el grado relativo del mismo (incluyendo actuadores y sensores) es  $r$ . Sin embargo, ningún modelo puede tener completamente en cuenta las dinámicas parásitas y, consecuentemente, el efecto de *chattering* no puede ser eliminado totalmente. A pesar de ello, numerosos resultados teóricos de MDAO, especialmente con algoritmos de Modo Deslizante de Segundo Orden, han sido implementados y ensayados con éxito, alentando el progreso de las actividades de investigación en el área.

Por lo tanto, es naturalmente de interés el estudio de alternativas de modo deslizante que, suavizando la acción de control, reduzcan los efectos del *chattering* y no demanden requerimientos o esfuerzos innecesarios a los actuadores.

Se debe destacar que al utilizar Modos Deslizantes de Alto Orden, no es posible mantener las propiedades de invariancia contra las perturbaciones instantáneas que cumplen la condición de acople, como fuera presentado en el análisis previo. Sin embargo, pueden lograrse diferentes esquemas de control que alcanzan estabilidad robusta del sistema, satisfaciendo la condición  $s(x) = 0$  (e incluso anulando derivadas superiores de  $s(x)$ ) en tiempo finito (Emelyanov et al., 1986) (Fridman and Levant, 2002).

En una sección posterior, se presentará una breve introducción al Modo Deslizante de Alto Orden aplicado a algunos sistemas no lineales. Si bien no resulta la línea principal de desarrollo de la tesis, es de interés siendo esta una evolución natural del concepto de modo deslizante de primer orden.

## 4.4. Modo Deslizante Integral

La propiedad de robustez del control por MD convencional respecto a la variación de parámetros del sistema y perturbaciones externas puede conseguirse sólo luego de que se asegure la existencia del modo deslizante. Sin embargo, durante el modo alcance no hay garantía de robustez. Una solución a este problema es un control por realimentación con alta ganancia, pero inevitablemente surgen problemas de estabilidad que limitan su aplicación. Por su parte, el Modo Deslizante Integral (MDI) busca eliminar la fase de alcance, forzando el MD a lo largo de toda la

respuesta del sistema. A diferencia del caso de diseño convencional, el orden de la dinámica de lazo cerrado cuando se utiliza MDI resulta igual al orden del sistema original, en lugar de reducirla en la dimensión de la entrada de control. Como resultado, la robustez del sistema puede ser garantizada desde el primer instante de tiempo. A continuación se detalla la metodología de diseño y características básicas del MDI.

#### 4.4.1. Formulación del Problema

Para un dado sistema dinámico representado por las ecuaciones de estado:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \quad (4.40)$$

siendo  $x \in X \subset \mathbb{R}^n$  el vector de estados y  $u \in U \subset \mathbb{R}^m$  el vector de entradas de control (con  $\text{rango } G(x) = m$ ), suponer que existe una ley de realimentación  $u = u_0(x)$ , que puede ser continua o discontinua, de tal forma que el sistema (4.40) puede ser estabilizado en la forma deseada (por ejemplo, las trayectorias de estado siguen una trayectoria de referencia con una dada exactitud). Este lazo cerrado ideal se denota de la siguiente manera:

$$\dot{x}_0 = f(x_0) + G(x_0)u_0 \quad (4.41)$$

donde  $x_0$  representa la trayectoria de estados del sistema ideal controlado por medio de  $u_0$ . Dado que en aplicaciones prácticas el sistema (4.40) opera con incertezas, las trayectorias reales del lazo cerrado estarán gobernadas por la expresión:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u + \zeta(x) \quad (4.42)$$

donde  $\zeta(x)$  engloba las perturbaciones debido a las variaciones paramétricas, dinámicas no modeladas y perturbaciones aditivas externas. Se asume además que cumple con la condición de acople o *matching condition*. Es decir:

$$\zeta(x) \in \text{span } G(x) \quad (4.43)$$

o equivalentemente:

$$\zeta(x) = G(x)u_\zeta \quad \text{con} \quad u_\zeta \in \mathbb{R}^m \quad (4.44)$$

Por lo tanto, la acción de control  $u$  puede influenciar todas las componentes del vector  $\zeta(x)$  por medio de la matriz  $G(x)$ . Se asume por último que  $\zeta(x)$  está acotada

con cota superior dada por:

$$\zeta_i(x) \leq \Gamma_i^+(x) \quad (i = 1, \dots, n) \quad (4.45)$$

Con  $\Gamma_i^+(x)$  funciones escalares positivas conocidas. Por lo tanto, el problema de diseño del controlador queda definido: hallar una ley de control  $u(x)$  de tal forma que las trayectorias del sistema (4.42) satisfagan  $x(t) \equiv x_0(t)$ , empezando desde el instante inicial  $x(0) = x_0(0)$ .

#### 4.4.2. Principio de diseño

En primera medida, se rediseña la ley de control para el sistema (4.42) como:

$$u = u_0 + u_1 \quad (4.46)$$

donde  $u_0 \in \mathbb{R}^m$  es el *control ideal* definido en (4.41) y  $u_1 \in \mathbb{R}^m$  se diseña para rechazar el término de perturbación  $\zeta(x)$ . Sustituyendo la ley de control (4.46) en (4.42) resulta:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u_0 + G(x)u_1 + \zeta(x) \quad (4.47)$$

Luego, se define una superficie de deslizamiento como:

$$s = s_0(x) + z, \quad \text{con} \quad s, s_0(x), z \in \mathbb{R}^m \quad (4.48)$$

La función  $s(x)$  está constituida de dos partes. La primera parte  $s_0(x)$  puede diseñarse como una combinación lineal de los estados del sistema, de forma similar al diseño convencional por MD; la segunda parte  $z$  introduce el término integral y su forma se presenta a continuación.

La filosofía del modo deslizante integral es: para conseguir que  $x(t) \equiv x_0(t)$  para todo tiempo  $t > 0$ , el control equivalente de  $u_1$ , denotado  $u_{1eq}$ , debe cumplir:

$$G(x)u_{1eq} = -\zeta(x) \quad (4.49)$$

o en términos de (4.44):

$$u_{1eq} = -u_\zeta \quad (4.50)$$

La acción de control equivalente  $u_{1eq}$  debe ser calculada a partir de evaluar  $s(x) = 0$  y  $\dot{s}(x) = 0$ , de la forma descripta en la subsección 4.3.3:

$$\dot{s} = \dot{s}_0(x) + \dot{z} = \frac{\partial s_0}{\partial x} \{f(x) + G(x)u_0(x) + G(x)u_{1eq}(x) + G(x)u_\zeta\} + \dot{z} = 0 \quad (4.51)$$

Para asegurar el requerimiento dado por (4.50), se define:

$$\dot{z} = -\frac{\partial s_0}{\partial x} \{f(x) + G(x)u_0(x)\}, \quad z(0) = -s_0(x(0)) \quad (4.52)$$

donde la condición inicial  $z(0)$  se determina en base al requerimiento de asegurar  $s(0) = 0$ . De esta manera, el MD ocurre desde el instante de tiempo inicial, eliminando el modo alcance. Como se cumple (4.50), el movimiento del sistema estará gobernado por las ecuaciones del sistema:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u_0(x) \quad (4.53)$$

similar a las trayectorias ideales (4.40).

**Definición 1.** *Un modo deslizante se dice Modo Deslizante Integral si las ecuaciones dinámicas en lazo cerrado son del mismo orden a las del sistema original. En otras palabras, el orden de la dinámica cero del sistema es igual a  $n$ .*

La acción de control  $u_1$  en (4.46) se define para forzar el modo deslizante sobre la superficie (4.48) por medio de la función discontinua:

$$u_1 = M(x)\text{sign}(s) \quad (4.54)$$

donde  $M(x)$  es una función escalar positiva que controla la ganancia. Sustituyendo (4.54) y (4.52) en (4.51) resulta:

$$\dot{s} = \frac{\partial s_0}{\partial x} G(x)u_\zeta(x) + \frac{\partial s_0}{\partial x} G(x)M(x)\text{sign}(s) = L_G s_0 u_\zeta + L_G s_0 M(x)\text{sign}(s) \quad (4.55)$$

En la ecuación (4.55)  $s_0$  debe ser seleccionada de tal forma que la matriz  $L_G s_0$  resulte no singular a lo largo de toda la respuesta del sistema. Luego  $M(x)$  puede elegirse, dependiendo de las propiedades de  $L_G s_0$ , de manera que se asegure el MD en la superficie  $s = 0$ .

## 4.5. Conceptos Generales de Modo Deslizante de Alto Orden

Como se discutiera en la subsección 4.3.2, el control por modo deslizante de primer orden tiene ciertas propiedades que lo hacen particularmente atractivo para su uso en ciertos sistemas no lineales. Entre ellas, puede destacarse el tiempo finito de convergencia a la superficie, reducción de orden del sistema y robustez frente a ciertas perturbaciones. En este contexto, los Modos Deslizantes de Alto Orden heredan algunas de estas propiedades. Esta metodología generaliza la idea

del modo deslizante de primer orden, actuando en las derivadas superiores de la función de restricción  $s(x)$ , en lugar de influenciar directamente la derivada de primer orden (como en (4.14)). Aún conservando las principales ventajas del modo deslizante original, el MDAO trabaja con una acción de control continua sobre  $\dot{s}(x)$ , relegando la acción de control continua a operar sobre derivadas más altas de  $s(x)$ . Esto reduce el efecto del *chattering* en la salida, brindando un mejor resultado en su implementación. Adicionalmente, en algunas aplicaciones (como por ejemplo plantas de grado relativo 1 respecto de  $s$ ), la entrada de control a la planta resultante es continua, contribuyendo a una mayor vida útil de ciertos actuadores. Un significativo número de propuestas de este tipo de controladores pueden encontrarse en (Emelyanov et al., 1986), (Levant, 1993), (Bartolini et al., 1998), (Levant, 1998), (Fridman and Levant, 2002), (Boiko and Fridman, 2005), (Floquet et al., 2003) and (Plestan et al., 2008).

Un concepto importante en MDAO es la noción de orden de deslizamiento. Si el objetivo es mantener una restricción dada por  $s(x) = 0$ , el orden de deslizamiento está definido por el número de derivadas temporales continuas de  $s(x)$  (incluida la de orden cero) en la vecindad del punto de deslizamiento. Con esta consideración, un modo deslizante de orden  $r$  está determinado por las siguientes igualdades:

$$s = \dot{s} = \ddot{s} = \dots = s^{(r-1)} = 0 \quad (4.56)$$

La expresión (4.56) representa una condición *r-dimensional* en el sistema dinámico, lo que implica una reducción en  $r$  (esto es, (4.56) especifica  $r$  ecuaciones algebraicas, que restringen el movimiento de las variables de estado).

#### 4.5.1. Definición de inclusión diferencial

De la misma forma que en el modo deslizante de primer orden, el esquema de MDAO fuerza el movimiento del sistema en un conjunto de discontinuidad sobre  $s^{(r)}$ , demandando un enfoque del problema capaz de lidiar con ecuaciones diferenciales donde el término de la derecha de  $s^{(r)}$  es discontinuo. Este enfoque puede encontrarse en los conceptos de Filippov introducidos en la subsección 4.3.6. La idea básica detrás del método de Filippov no consiste en enfocarse en el valor de la función vectorial precisamente en el punto de discontinuidad, sino sus valores en los puntos inmediatamente cercanos a ésta. Entonces, la función en ese punto es reemplazada por una función promedio, tomada de un conjunto generado por la combinación ponderada de los valores a ambos lados de la discontinuidad.

Este reemplazo puede ser interpretado como la inclusión o cobertura de la función discontinua a la derecha de las ecuaciones diferenciales con un conjunto de funciones más generales (como sería la clausura convexa presentada en el caso tratado en

la subsección 4.3.6). Esta idea de inclusión, o mejor expresado como inclusión diferencial, sirve de gran ayuda a la hora de diseñar controladores para sistemas dinámicos con incertidumbres, principalmente en el caso de Modo Deslizante de Segundo Orden.

Para formalizar este concepto matemático, sea una ecuación diferencial general:

$$\dot{z} = v(z, t) \quad (4.57)$$

donde la variable genérica  $z \in \mathbb{R}^n$  y  $v(z, t)$  es función continua a tramos en el dominio  $G$ , existiendo algunos puntos de discontinuidad de  $v(z, t)$  en un conjunto  $M$  de medida cero. Notar que en el marco del control por MD, la variable genérica  $z$  puede ser particularizada como la variable de estados del sistema dinámico bajo control (por ejemplo  $x$  o, transformada por un difeomorfismo,  $s$ ,  $\dot{s}$  y cualquier variable interna apropiada), mientras que el conjunto de discontinuidad  $M$  puede ser la superficie de deslizamiento.

Luego, para cada punto  $(z, t)$  del dominio  $G$ , debe considerarse una función  $\mathcal{V}(z, t)$  en un espacio  $n$ -dimensional y que toma valores de conjunto. Notar que mientras una función le asigna a un punto de su dominio un único punto (dirección) en otro espacio, una función que toma valores de conjunto le asigna a un punto en su dominio un conjunto de puntos (direcciones) en otro espacio (Cortes, 2008). En este caso particular, para puntos  $(z, t)$  donde la función  $v(z, t)$  es continua, el conjunto  $\mathcal{V}(z, t)$  consiste, en forma trivial, de un punto (dirección) que coincide con el valor único de  $v(z, t)$  en ese punto. Por otro lado, si  $(z, t)$  es un punto en la discontinuidad de  $v(z, t)$ , entonces  $\mathcal{V}(z, t)$  representa un conjunto de direcciones en lugar de una específica. Ahora, de acuerdo a la definición de Filippov, la ecuación diferencial (4.57), puede ser reemplazada formalmente por una inclusión diferencial equivalente, de la forma:

$$\dot{z} \in \mathcal{V}(z, t). \quad (4.58)$$

Esta expresión recibe el nombre de inclusión diferencial de Filippov si el conjunto  $\mathcal{V}(z, t)$  es no vacío, cerrado, convexo, localmente acotado y semi-continuo superior. De esta forma,  $\mathcal{V}(z, t)$  considera que la derivada de estados pertenece no a una única dirección sino a un conjunto de direcciones. En el caso más simple, cuando  $v(z, t)$  es en gran parte continua,  $\mathcal{V}(z, t)$  es la clausura convexa del conjunto de todos los límites posibles de  $v(z_{cont}, t)$  cuando  $z_{cont} \rightarrow z$ , mientras  $z_{cont}$  son puntos de continuidad de  $v(z, t)$ .

Notar que esta definición verifica la descripción dada anteriormente de  $\mathcal{V}(z, t)$ . Cuando  $z_{cont}$  se acerca a un punto de continuidad, el límite converge a un único valor y, como es de esperar,  $\mathcal{V}(z, t)$  efectivamente coincide con el valor continuo de  $v(z, t)$ . Por otro lado, cuando  $z_{cont}$  se acerca a un punto de discontinuidad, los límites son

diferentes y  $\mathcal{V}(z, t)$  resulta en dos direcciones.

Se puede establecer entonces que una solución  $z(t)$  de la ecuación diferencial (4.57) se entiende como solución en el sentido de Filippov, si es una función absolutamente continua en un intervalo y satisface la inclusión diferencial (4.58) en casi todo el intervalo (Filipov, 1960) (Filipov, 1988).

Resumiendo, la definición de Filippov reemplaza la ecuación diferencial discontinua (4.57) por una inclusión diferencial (4.58). Remover los conjuntos de medida cero (puntos de discontinuidad) de los valores tomados por  $v(z, t)$  corresponde a ignorar conscientemente posibles “malos” comportamientos del término derecho en (4.57) en conjuntos pequeños.

### 4.5.2. Modo deslizante en superficies

La noción de superficie de deslizamiento adquirida con el MD de primer orden puede extenderse al MDAO. La progresión que genera las sucesivas superficies de deslizamiento puede ser descripta de la siguiente manera. Sea  $\mathcal{S}$  una superficie suave definida por una función suave  $s(x)$  (ver ecuación (4.11)). El conjunto de puntos  $x$  para los cuales el conjunto de posibles velocidades yacen completamente en el subespacio  $T_x$  tangente a  $\mathcal{S}$ , se define como un conjunto de deslizamiento de segundo orden con respecto a  $\mathcal{S}$  (recordar que en MD de primer orden el conjunto de posibles velocidades del sistema no yace en  $T_x$ , sino que lo intersecta. Ver Figura 4.2). El concepto previo significa que una vez que  $\mathcal{S}$  es alcanzada, las soluciones de Filippov de las ecuaciones (4.57) caen en el espacio tangente de la superficie  $\mathcal{S}$ . A este conjunto de puntos se lo indica como  $\mathcal{S}_2$ . Asumiendo que  $\mathcal{S}_2$  puede ser considerado una superficie suficientemente suave, puede llevarse a cabo la misma construcción que se realizó para  $\mathcal{S}$ . Luego puede definirse  $\mathcal{S}_3$  como el correspondiente conjunto de soluciones deslizantes de segundo orden con respecto a  $\mathcal{S}_2$  o de tercer orden respecto a  $\mathcal{S}$ . Continuando de esta misma forma, pueden encontrarse conjuntos de deslizamiento de cualquier orden (Fridman and Levant, 2002). Resumiendo, se dice que existe un modo deslizante de orden  $r$  sobre la superficie  $\mathcal{S}$  en un entorno de un punto deslizante de orden  $r$   $x \in \mathcal{S}_r$ , si en un entorno de este punto  $x$ ,  $\mathcal{S}_r$  es un conjunto integral. Esto significa que el conjunto de trayectorias se entienden en el sentido de Filippov.

### 4.5.3. Modos deslizantes y funciones de restricción. Condición de regularidad

#### Definición de condición de regularidad

En este punto, es útil introducir la definición de condición de regularidad y su relación con otros conceptos, como la forma normal de sistemas no lineales. Por lo tanto, reconsideremos la restricción dada por  $s(x) = 0$ , donde  $s : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  es una función suficientemente suave. Asumamos también que las derivadas temporales de  $s(x)$ , es decir  $\dot{s}, \ddot{s}, \dots, s^{(r-1)}$  existen y son funciones de solución única de  $x$  (lo que es no trivial en sistemas dinámicos discontinuos). Se debe demarcar que la discontinuidad no aparece en las primeras  $r - 1$  derivadas de la función de restricción  $s$  o, análogamente,  $s$  es una salida de grado relativo  $r$  respecto a la entrada discontinua, de acuerdo a (4.9) y (4.10). Cuando estas asunciones valen, el conjunto de deslizamiento de orden  $r$  estará determinado unívocamente por las igualdades (4.56), implicando que la dinámica reducida del sistema tiene orden  $n - r$ .

**Definición 2.** *Considerar el conjunto de deslizamiento no vacío de orden  $r$  (4.56) y asumamos que es un conjunto localmente integrable en el sentido de Filippov (es decir, consiste de trayectorias de Filippov del sistema dinámico discontinuo). Entonces, el movimiento correspondiente que satisface (4.56) recibe el nombre de modo deslizante de orden  $r$  respecto a la función de restricción  $s$ .*

Para mostrar la relación entre esta definición con otras definiciones en control, consideremos una superficie  $\mathcal{S}$  dada por la ecuación  $s(x) = 0$ . Supongamos que  $s, \dot{s}, \ddot{s}, \dots, s^{(r-1)}$  son funciones suaves de  $x$  y:

$$\text{rank}\{\nabla s, \nabla \dot{s}, \nabla \ddot{s}, \dots, \nabla s^{(r-1)}\} = r \quad (4.59)$$

vale localmente. Entonces, dado que  $\mathcal{S}_i$   $i = 1, \dots, r - 1$  son todas superficies suaves,  $\mathcal{S}_r$  es una variedad diferenciable determinada por (4.56). Notar que el rango de un conjunto de vectores indica la dimensión del subespacio que definen.

La ecuación (4.59), junto con el requerimiento que la correspondiente derivada temporal de  $s$  sean funciones suaves de  $x$ , es referenciada como la *condición de regularidad de deslizamiento* (Levant, 2001) (Fridman and Levant, 2002).

Esta es una definición útil, dado que si se logra la condición (4.59), pueden tomarse nuevas coordenadas locales  $y_1 = s$  y el sistema puede ser descrito por el



siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{y}_r = \Phi(y, \xi) \\ \dot{\xi} = \Psi(y, \xi) \end{array} \right. \quad \text{con} \quad \xi \in \mathbb{R}^{n-r} \quad (4.60)$$

Notar que esta forma es similar a la *forma normal* de sistemas no lineales. La única diferencia es que en la forma *normal*  $\dot{y}_r = a(y) + b(y)u$  (Levant, 2001).

**Consideración extra:**

Suele mencionarse que los modos deslizantes de alto orden difieren en número total de derivadas de  $s$  que son extinguidas cuando se alcanza la superficie  $\mathcal{S}$ . Sin embargo, este número no puede ser considerado como una característica del MDAO, dado que formalmente todos los ordenes de derivadas son cancelados en  $\mathcal{S}$  (Bartolini et al., 2002). La característica más importante de un modo deslizante es el número de derivadas sucesivas *continuas* de  $s$  en el entorno de la superficie. En otras palabras, el valor de  $r$  resulta de encontrar la primer derivada de  $s$  discontinua o inexistente. El orden de deslizamiento  $r$  es entonces entendido en este sentido.

**Conexión con otros resultados conocidos en la teoría del control**

Sea el sistema no lineal afín en el control (4.1) reconsiderado como:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ s = s(x) \in \mathbb{R} \\ u \in \mathbb{R} \end{array} \right. \quad (4.61)$$

con  $f$ ,  $g$  y  $s$  funciones vectoriales suficientemente suaves.

Asumiendo que la salida  $s(x)$  tiene grado relativo  $r$ , de acuerdo con (4.9) y (4.10), esto significa que en un entorno de un punto dado:

$$L_g s = L_g L_f s = \dots = L_g L_f^{r-2} s = 0 \quad ; \quad L_g L_f^{r-1} s \neq 0 \quad (4.62)$$

entonces  $s^{(i)} = L_f^i s$  para  $i = 1, \dots, r - 1$  y la condición de regularidad (4.59) se satisface automáticamente. Por esta razón, puede establecerse una analogía directa entre el concepto de *grado relativo* y la *condición de regularidad de modos deslizantes*. En forma general, se puede decir que la condición de regularidad (4.59) significa que el grado relativo de la salida del sistema respecto a la discontinuidad es al menos  $r$ .

De forma similar, la noción de dinámica de modo deslizante de orden  $r$  es análoga al concepto de dinámica cero definida en Isidori (1995). La estabilidad nominal del sistema controlado puede garantizarse si (4.60) es estable cuando  $y = 0$ . O lo que es lo mismo, cuando el sistema reducido  $\dot{\xi} = \Psi(y, \xi)$  con  $\xi \in \mathbb{R}^{n-r}$  es estable.

#### 4.5.4. Comentarios finales de modos deslizantes de alto orden en sistemas de control

##### Una observación en referencia a la exactitud de modos deslizantes reales

Es necesario clarificar que al referirse a un sistema operando en modo deslizante, puede ser tanto: modo deslizante ideal (nominal), que tiene lugar cuando las imperfecciones de la conmutación son despreciadas y la restricción mantenida exactamente, o modo deslizante real, que se da cuando las imperfecciones en la conmutación son tenidas en cuenta. En este último caso, la restricción puede ser satisfecha sólo aproximadamente.

La “calidad” del diseño del controlador está relacionado a la exactitud del deslizamiento. Vale la pena mencionar que en la práctica, no existen métodos de diseño que puedan mantener idealmente la restricción deseada  $s(x) = 0$ . Por lo tanto, es necesario introducir alguna suerte de comparación entre diferentes sistemas de control. Mayores detalles y pruebas pueden encontrarse en (Fridman and Levant, 2002).

Cualquier modo deslizante ideal debe entenderse como el límite del movimiento cuando desaparecen las imperfecciones y la frecuencia de conmutación tiende a infinito. Por lo tanto, si  $\varepsilon$  se toma como una medida de las imperfecciones, la exactitud de un diseño de control por modo deslizante puede ser caracterizado por su comportamiento asintótico cuando  $\varepsilon \rightarrow 0$  (Levant, 1993).

Por ejemplo, para obtener un modo deslizante de orden  $r$  real (con conmutación discreta), es necesario satisfacer un orden  $r$  de modo deslizante ideal (con frecuencia de conmutación infinita). Por lo tanto, la mayoría de los algoritmos de modo deslizante de segundo orden real provienen de discretizar algoritmos de segundo orden ideal (Emelyanov and Korovin, 1981) (Levant, 1993).

Un algoritmo discreto de conmutación particular de modo deslizante de segundo orden real puede encontrarse en (Su et al., 1994). Otro ejemplo de un controlador de modo deslizante de segundo orden real es el conocido como “*Drift Algorithm*” (Levant, 1993). Incluso, un algoritmo de modo deslizante de tercer orden que sólo utiliza medida de  $s$ , ha sido presentado en (Bartolini et al., 1999).

### Tiempo de convergencia del MDAO

La convergencia en MDAO puede ser tanto en tiempo finito como asintótico. Algunos ejemplos de algoritmos de modo deslizante asintóticamente estables de orden arbitrario son bien conocidos en la literatura (Fridman and Levant, 1996). Por el contrario, pueden citarse menos ejemplos de controladores de modo deslizante de orden  $r$  que convergen en tiempo finito. Por ejemplo, pueden encontrarse para  $r = 1$  (Levant, 1993), para  $r = 2$  (Bartolini et al., 1998) (Bartolini et al., 2003) (Levant, 1993) y para  $r = 3$  (Fridman and Levant, 1996) (Levant, 2001). A pesar de que se han presentado controladores de modo deslizante de orden arbitrario con tiempo de convergencia finito (Levant, 2005), su implementación aún no se ha desarrollado completamente.

## 4.6. Conclusiones

En este capítulo, se presentaron los fundamentos básicos del control por modo deslizante. Esta teoría de control ha probado ser capaz de operar eficazmente en sistemas no lineales, presentando diversas características muy atractivas. Entre ellas, se pueden destacar como más relevantes el tiempo de convergencia finito, la reducción del orden del sistema y la robustez frente a cierto tipo de perturbaciones. Se han establecido las condiciones básicas para la existencia y diseño de controladores basados en modos deslizantes de primer orden, junto con distintos métodos de regularización. También se destacó una de las principales desventajas a la hora de la implementación de este tipo de controladores: el *chattering*.

En este contexto, se brindó una introducción a la extensión natural a los Modos Deslizantes de Alto Orden, que incorpora naturalmente una reducción considerable al inconveniente del *chattering* y manteniendo la mayoría de las características del MD clásico, mejorando la exactitud en la implementación y, en ciertos casos, contribuyendo a extender la vida útil de los actuadores. Lo hasta aquí mencionado, junto con el bajo costo computacional de todas las estrategias de modo deslizante principales, hacen a esta técnica de control especialmente apta para su desarrollo e implementación práctica.

El objetivo de los siguientes capítulos (donde se presentan los aportes originales de la tesis), consiste en utilizar estas técnicas de control sobre los convertidores de potencia de un sistema híbrido de generación de energía eléctrica. Es importante destacar que los convertidores de energía, debido a su principio de funcionamiento, son particularmente aptos para ser controlados con este tipo de técnicas, principalmente en el caso de MD de primer orden. Esto puede afirmarse en el hecho de que la acción de control de los mismos es naturalmente discontinua

y de alta frecuencia, para producir la transferencia de energía.

# Capítulo 5

## Control del SHG basado en PC/SC

### 5.1. Introducción

En función de los conceptos básicos desarrollados en los capítulos previos en relación a las PC, los SHG y el control por MD, en el presente capítulo se presenta el diseño y desarrollo de un esquema combinado de gestión y supervisión de potencia para una estructura de SHG paralelo con múltiples convertidores. Asimismo, también se propone una estrategia de control robusta basada en MD de primer orden, dedicada para los convertidores de potencia asociados tanto a la PC como a los SC.

En base a un exhaustivo análisis del SHG y de los requerimientos que se plantean, en una primera etapa se diseña el esquema de control supervisor que permite gestionar eficientemente el flujo de energía desde y hacia los distintos elementos involucrados. La función principal del control supervisor es generar las diversas referencias de potencia para cada subsistema, que posteriormente deben ser aseguradas por los respectivos controladores dedicados en cada uno de ellos.

A partir de las referencias de potencias sintetizadas, se desarrolla la estrategia de control dedicada para los convertidores de potencia del Módulo de Generación con Pila de Combustible (MGPC) y el Módulo de Acumulación con Banco de Supercapacitores (MABSC) respectivamente. Los mismos, se basan en técnicas de MD de primer orden, teniendo en cuenta las características particulares del sistema. En este sentido, el proceso de diseño se aborda desde un análisis ideal del sistema, para posteriormente desarrollar un controlador teniendo en cuenta condiciones reales de funcionamiento. Entre ellas se pueden destacar las limitaciones en la frecuencia de conmutación y la capacidad de cómputo del *hardware* de control. Por otro lado, se realiza un análisis de la estabilidad del sistema controlado a partir de la

dinámica cero del mismo. Esto permite, además de validar los algoritmos de control desarrollados, asegurar la factibilidad de su implementación.

Finalmente, los controladores dedicados y el control supervisor son implementados en una estación de ensayo híbrida, de la cual se detallan sus principales características y modos de funcionamiento. Los excelentes resultados experimentales obtenidos en los ensayos permiten validar la propuesta de control, tanto del esquema de gestión y supervisión como de los controladores dedicados y la estrategia general de diseño.

## 5.2. Topología del Sistema Híbrido de Generación

Un esquema general del SHG completo considerado en el presente capítulo y que se describe en esta sección, puede verse en la Figura 5.1.

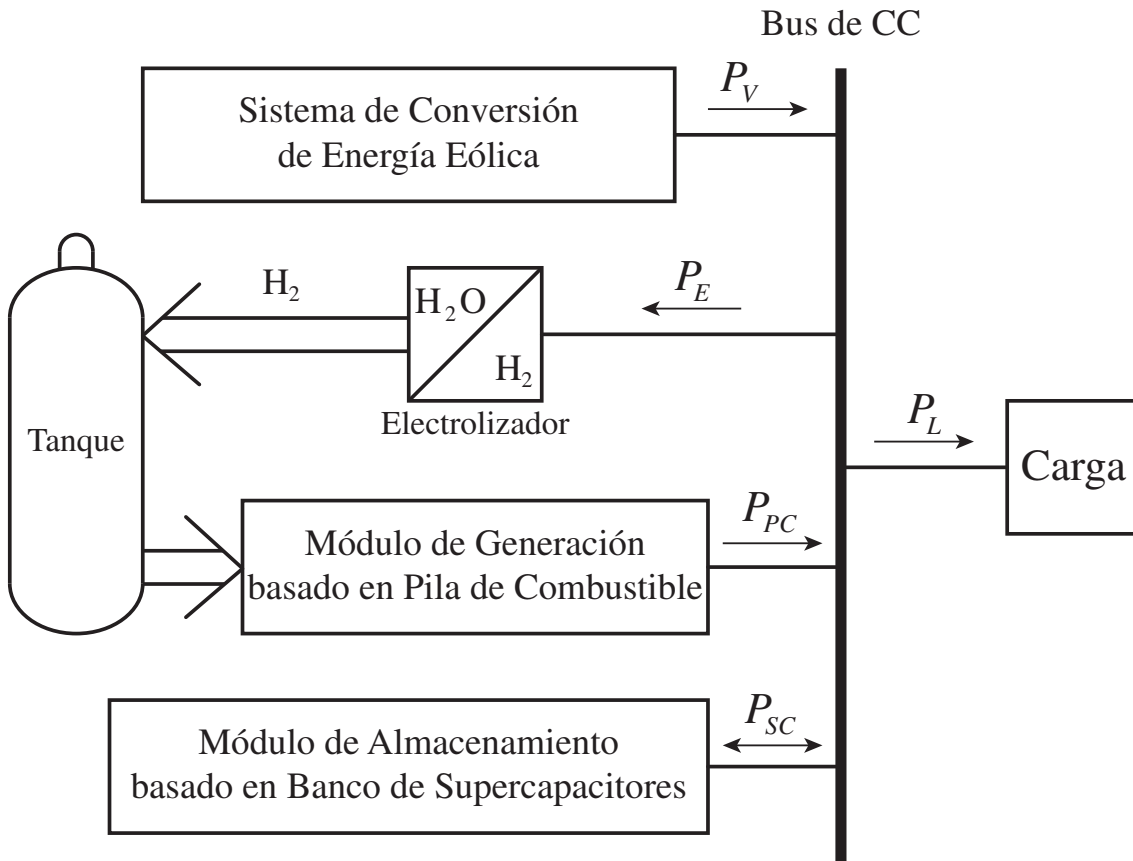


Figura 5.1: Esquema General del Sistema Híbrido de Generación

El SHG está construido en base a un núcleo formado por un Módulo de Generación basado en Pila de Combustible (MGPC) y un Módulo de Almacenamiento basado en un Banco de Supercapacitores (MABSC). El MGPC está conformado por una pila de combustible tipo PEM, alimentada con hidrógeno puro. En esta topología de SHG bajo estudio, el MGPC está conectado a un Bus

de CC por medio de un convertidor electrónico de potencia unidireccional. En particular, se trata de un convertidor de potencia CC/CC elevador unidireccional, de manera de adaptar los diferentes niveles de tensión.

El MABSC está construido en base a un banco de supercapacitores, conectados al mismo bus de corriente continua mencionado anteriormente, por medio de un segundo convertidor de potencia. En este caso, se trata de un convertidor de potencia CC/CC elevador, pero bidireccional. Este convertidor permite que los supercapacitores puedan entregar (modo de descarga) o absorber (modo de carga) energía desde el Bus de CC.

Por otra parte, se ha considerado una fuente alternativa de potencia conectada al bus de CC, basada en un Sistema de Conversión de Energía Eólica (SCEE). El SCEE buscará satisfacer la demanda total de potencia (en otras palabras, la carga y los dispositivos auxiliares del SHG). Si la potencia disponible no fuese suficiente, la potencia extra debe ser entregada por el núcleo MGPC-MABSC.

Para completar el SHG, también se ha incorporado, conectado al Bus de CC, un electrolizador. El Módulo Electrolizador (ME) será el encargado de producir el hidrógeno para alimentar el tanque del MGPC, siempre y cuando exista un exceso de potencia por parte de la fuente alternativa. Es importante destacar que el ME incluye todos los subsistemas requeridos para producir, comprimir y almacenar el hidrógeno en el tanque. Por otro lado, se debe notar que aún sin pérdida de generalidad la carga se considera directamente conectada al Bus de CC. De todas maneras, cargas de corriente alterna pueden ser contempladas de la misma forma, incorporando uno o más convertidores de continua a alterna.

## 5.3. Diseño del control

En esta sección se presenta el desarrollo de una estructura de control en dos niveles para el SHG descrito previamente. El nivel superior de la arquitectura propuesta radica en un control supervisor que gestiona en forma global los flujos de potencia del SHG. El nivel inferior, por su parte, consiste con el esquema de control dedicado basado en MD para los convertidores de potencia del núcleo MGPC-MABSC, que buscarán seguir las referencias entregadas por el supervisor.

### 5.3.1. Nivel Superior: Control Supervisor

El objetivo principal del SHG es satisfacer en todo momento los requerimientos de potencia de la carga conectada al bus de continua. Adicionalmente, si existiese un sobrante de potencia por parte de la fuente de energía alternativa, el objetivo secundario del SHG es mantener el MABSC cargado al valor de tensión deseado y

generar hidrógeno para el MGPC, siempre que el tanque no esté lleno.

De esta manera, se propone la siguiente estrategia de supervisión para el cálculo coordinado de las referencias de potencia para cada módulo del SHG (el diagrama de flujo esquemático en la Figura 5.2 es de ayuda para entender la explicación subsiguiente. En la Tabla 5.1 se presentan los nombres y descripciones de las potencias involucradas).

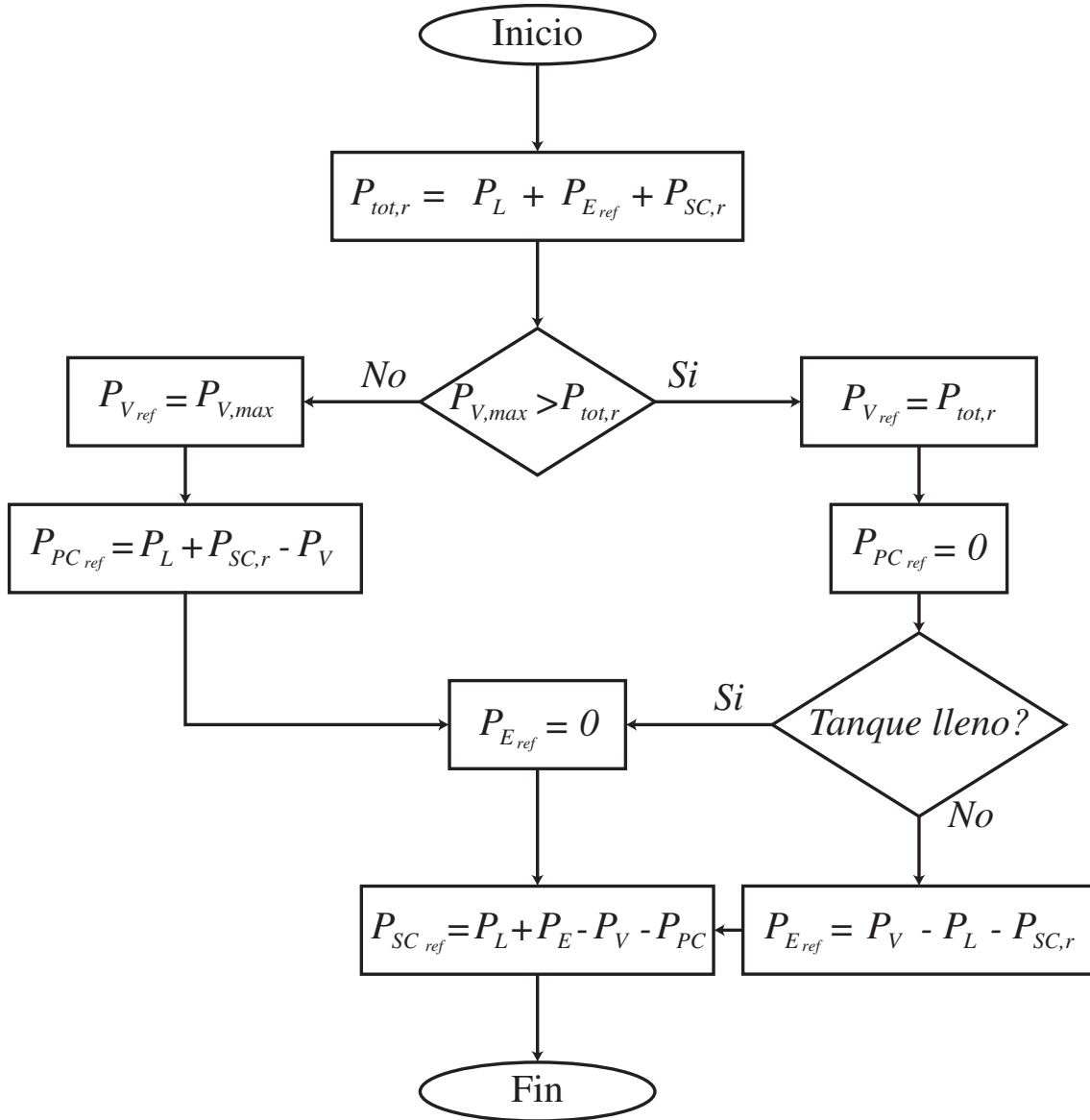


Figura 5.2: Diagrama de Flujo de la Estrategia de Supervisión

En primer lugar, debe obtenerse la referencia de potencia para el SCEE. Con este fin, se calcula la demanda total de potencia en el bus de continua:

$$P_{tot,r} = P_L + P_{Eref} + P_{SC,r}, \quad (5.1)$$

donde  $P_L$  es la demanda de potencia de la carga externa (el subíndice  $L$  proviene del inglés *load* y se utiliza por claridad en la nomenclatura general),  $P_{Eref}$  es la referencia



$P_{tot,r}$	Potencia total demandada al bus de CC
$P_L$	Potencia demandada por la carga externa
$P_{Eref}$	Referencia de potencia para el ME
$P_{SC,r}$	Potencia requerida para recargar los SC
$P_{V,max}$	Máxima potencia extraíble del viento
$P_{Vref}$	Referencia de potencia del SCEE
$P_{PCref}$	Referencia de potencia del MGPC
$P_{SCref}$	Referencia de potencia del MABSC
$P_V$	Potencia entregada al bus por el SCEE
$P_E$	Potencia consumida por el ME
$P_{PC}$	Potencia entregada al bus por el MGPC

**Tabla 5.1:** Nombres de las potencias utilizadas en el diagrama de flujo de la Figura 5.2

de potencia del ME y  $P_{SC,r}$  es la potencia requerida para recargar (o descargar) el MABSC, dependiendo del valor de tensión deseado. Nótese que, de acuerdo a la Figura 5.1, todas las potencias están referidas al lado del bus de continua.

Si la potencia disponible en el módulo de energía eólica es mayor que  $P_{tot,r}$ , entonces el SCEE debe satisfacer la totalidad de la demanda  $P_{tot,r}$ . Por otro lado, cuando la potencia de viento disponible es inferior a  $P_{tot,r}$ , el SCEE debe entregar su máxima potencia disponible. Por lo tanto:

$$P_{Vref} = \begin{cases} P_{V,max} & P_{V,max} < P_{tot,r} \\ P_{tot,r} & P_{V,max} \geq P_{tot,r} \end{cases}, \quad (5.2)$$

donde  $P_{Vref}$  es la potencia de referencia del SCEE y  $P_{V,max}$  es la máxima potencia extraíble del viento, función de la velocidad del mismo.

En cuanto al ME, su referencia de potencia es determinada considerando la cantidad de hidrógeno en el tanque y la disponibilidad de potencia de viento sobrante. En otras palabras, si el tanque está lleno, el electrolizador no debe producir hidrógeno. Por otro lado, cuando el tanque no está lleno, la referencia de potencia del ME debe ser igual al exceso de potencia de viento, limitada al máximo admisible por el equipo. Entonces, considerando el balance de potencia de viento:

$$P_{V,bal} = P_V - P_L - P_{SC,r}, \quad (5.3)$$

donde  $P_V$  es la potencia que está siendo entregada por el SCEE al bus de continua y definiendo a  $Vol_{H_2}$  y  $Vol_{H_2,max}$  como el volumen actual y el volumen máximo de hidrógeno en el tanque, respectivamente, se puede definir la referencia de potencia

del ME de la siguiente manera:

$$P_{E_{ref}} = \begin{cases} 0 & Vol_{H_2} \geq Vol_{H_2,max} \vee P_{V,bal} < 0 \\ P_{V,bal} & 0 \leq P_{V,bal} \leq P_{E,max} \\ P_{E,max} & else \end{cases} \quad (5.4)$$

donde  $P_{E,max}$  es la potencia máxima que puede ser procesada por el ME.

Como paso siguiente, la referencia de potencia del MGPC se calcula tomando en cuenta la potencia demandada por la carga que no puede ser satisfecha por el SCEE. Es importante destacar que mientras el MGPC se encuentra entregando potencia al bus, el ME no debe estar operativo, de manera de maximizar la eficiencia de todo el sistema (en otras palabras, no se puede utilizar energía del MGPC para generar hidrógeno). Por lo tanto, la referencia de potencia para el MGPC resulta:

$$P_{PC_{ref}} = \begin{cases} -P_{V,bal} & P_{V,bal} < 0 \\ 0 & else \end{cases} . \quad (5.5)$$

El calculo de la potencia de carga/descarga del MABSC  $P_{SC,r}$  se basa en la tensión del banco de supercapacitores:

$$P_{SC,r} = K_{ch,p} \cdot (V_{SC_{ref}} - v_{SC}) + z_e, \quad (5.6)$$

donde:

$$\dot{z}_e = K_{ch,i} \cdot (V_{SC_{ref}} - v_{SC}), \quad (5.7)$$

$V_{SC_{ref}}$  y  $v_{SC}$  son la referencia y la tensión del banco de supercapacitores, respectivamente, y  $K_{ch,p}$  y  $K_{ch,i}$  son ganancias que deben ser diseñadas para obtener la dinámica de carga/descarga deseada, evitando sobrecargar las fuentes de energía. Un análisis cualitativo indica que grandes valores de  $K_{ch,p}$  harían que el banco de supercapacitores se cargue rápidamente, pero pequeños errores de tensión producirían grandes demandas de potencia sobre las fuentes. El diseño formal de estas ganancias puede resultar un proceso relativamente complejo, debido a la no linealidad introducida por la referencia de potencia y la corriente del SC. En este sentido, puede utilizarse un método más simple de selección. Teniendo en cuenta la gran capacidad de los SC, puede considerarse que la variación de tensión de los mismos es despreciable, lo que permite obtener una relación proporcional entre la potencia (5.6) y la referencia de corriente para el SC ( $I_{SC,r} = P_{SC,r}/V_{SC_{ref}}$ ). De esta forma, pueden diseñarse las ganancias  $K_{ch,p}$  y  $K_{ch,i}$  con metodologías clásicas del control lineal.

Finalmente, la referencia de potencia para el MABSC se obtiene a partir del balance de potencia en el Bus de CC:

$$P_{SC_{ref}} = P_L + P_E - P_V - P_{PC}, \quad (5.8)$$

donde  $P_E$ ,  $P_V$  y  $P_{PC}$  son las potencias del ME, SCEE y MGPC, respectivamente. Notar que en estado estacionario (es decir, cuando todos los módulos han alcanzado sus valores de referencia), la referencia de potencia (5.8) coincide con la potencia de recarga/descarga (5.6):

$$P_{SC_{ref}} = P_{SC,r}. \quad (5.9)$$

### 5.3.2. Nivel Inferior: Control por Modo Deslizante del Núcleo MGPC/MABSC

En la subsección previa se presentó una estrategia de supervisión general del SHG completo, que computa las referencias para los diversos módulos que lo componen. En la presente subsección se desarrolla el diseño de un conjunto de controladores por modo deslizante de primer orden para los convertidores de potencia del MGPC y MABSC, que se aborda en dos etapas. La primera consiste en un diseño estrictamente teórico, sin contemplar limitaciones prácticas orientadas a la implementación práctica de los controladores. En una segunda etapa, se toman en cuenta ciertas limitaciones prácticas, adaptando y rediseñando los controladores con el objetivo de realizar su posterior implementación.

#### A. Caso ideal: sin limitaciones prácticas

##### Modelo del Sistema

Teniendo en cuenta la topología del sistema descrita previamente, en la Sección 5.2, se hace necesario obtener un modelo orientado al control, que contemple las dinámicas asociadas a los convertidores de potencia del MGPC y MABSC y sus perturbaciones.

En este sentido, se presenta en la Figura 5.3 un esquema circuital del sistema dinámico considerado.

En función de este esquema, pueden plantearse las ecuaciones dinámicas del modelo instantáneo, asumiendo que no existen pérdidas en los elementos conductores (inductores, transistores, diodos, capacitor del bus, etc.):



$i_0$  la corriente equivalente de carga, específicamente:

$$i_0 = i_L + i_{ES} - i_V; \quad (5.15)$$

$u_i = 1 - d_i$  la acción de control discontinua de los transistores del convertidor  $i$ .

Notar que  $d_i$  sólo puede valer 1 (llave cerrada) o 0 (llave abierta);

$N_{PC}$  la cantidad de celdas que componen la PC;

$E_{oc}$  la tensión de circuito abierto de una celda de la PC;

$R_{PC}$  la resistencia lineal de una celda de la PC;

$A$  la pendiente de la ecuación de Tafel;

$m, n$  constantes correspondientes a la caída de tensión debida a las pérdidas por concentración.

#### **Estrategia General de Control**

Como se mencionara previamente, las estrategias de control de los convertidores de potencia del MGPC y MABSC están basadas en modos deslizantes de primer orden. La *performance* en régimen deslizante está determinada por la selección de la superficie de conmutación. Por lo tanto, el formular un conjunto de superficies de control adecuadas para el SHG considerado, es el primer paso de diseño. Con este fin, se requiere tomar en cuenta ciertas especificaciones:

- La corriente de la PC no debe cambiar abruptamente. Esta limitación surge del hecho que variaciones del tipo escalón o extremadamente rápidas en la corriente pueden deteriorar o dañar irreversiblemente las membranas y catalizadores de la PC.
- El MABSC debe ser responsable de cubrir las variaciones abruptas de la demanda de carga, de forma tal que la limitación en la respuesta de la PC o el SCEE sea compensada
- La corriente en la PC no debe superar su valor nominal máximo.

Para cumplir con estas especificaciones, al tiempo que se siguen las referencias entregadas por el supervisor, se propone un controlador por MD con dos superficies de conmutación independientes. Las mismas se detallan en las secciones subsiguientes.

### Controlador para el Subsistema MGPC

Cuando la potencia entregada por el SCEE no es suficiente para cubrir la demanda de carga, la pila de combustible debe comenzar a entregar potencia para satisfacer este faltante. Sin embargo, como se hiciera mención anteriormente, su corriente no debe variar abruptamente para evitar daños irreparables a las membranas y catalizadores. Esta limitación debe ser específicamente contemplada en la superficie de control asociada al convertidor de potencia del MGPC. Por lo tanto, se propone una superficie de conmutación de la siguiente forma:

$$s_1 = i_{PC} - \tilde{I}_{PC_{ref}} \quad (5.16)$$

Donde la referencia de corriente  $\tilde{I}_{PC_{ref}}$  se obtiene a partir de limitar la derivada de la referencia de corriente de la PC  $I_{PC_{ref}}$ , obtenida en función de la referencia de potencia entregada por el supervisor según la ecuación (5.5):

$$I_{PC_{ref}} = \frac{P_{PC_{ref}}}{v_{PC}} \quad (5.17)$$

Finalmente, el régimen de control por MD del subsistema MGPC puede establecerse haciendo:

$$u_1 = \begin{cases} 1 & s_1 > 0 \\ 0 & s_1 < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

y entonces  $s_1$  converge a  $s_1 = 0$  siempre que  $0 \leq u_{1,eq} \leq 1$ , siendo  $u_{1,eq}$  la acción de control equivalente definida en 4.3.3.

### Controlador para el Subsistema MABSC

El controlador del convertidor de potencia asociado a los SC debe encargarse de regular la tensión del bus de continua, entregando o absorbiendo la diferencia de potencia entre la demanda de la carga y la potencia entregada por las fuentes del SHG. Para este módulo, se propone la siguiente función de conmutación (Spiazzi et al., 1997):

$$s_2 = v_{bus} - V_{bus_{ref}} + k_{bus} \cdot (i_{SC} - I_{SC_{ref}}); \quad (5.19)$$

Donde  $V_{bus_{ref}}$  y  $I_{SC_{ref}}$  son las referencias de tensión de bus y corriente de los SC respectivamente. Por su parte,  $k_{bus}$  es una ganancia que debe diseñarse para asegurar la existencia del régimen de modo deslizante y obtener la dinámica asociada deseada. La referencia de corriente de los SC,  $I_{SC_{ref}}$ , se obtiene a partir de la referencia de

potencia calculada en (5.8) como:

$$I_{SC_{ref}} = \frac{P_{SC_{ref}}}{v_{SC}}; \quad (5.20)$$

Con la mencionada superficie de control, haciendo:

$$u_2 = \begin{cases} 1 & s_2 > 0 \\ 0 & s_2 < 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

se puede asegurar la existencia de MD sobre la misma, siempre que se cumpla  $0 \leq u_{2,eq} \leq 1$ .

Es importante destacar además que con esta estrategia de control es posible alimentar, en forma transitoria, una carga que exceda la potencia nominal de la SCEE y del MGPC. El tiempo máximo ( $t_{max}$ ) que puede mantenerse esta situación estará dado por el exceso de potencia ( $\Delta P_L$ ) y el nivel de carga mínimo permitido al banco de supercapacitores ( $\underline{V}_{SC}$ ), de la siguiente forma:

$$t_{max} = \frac{1}{2} \frac{C_{SC}}{\Delta P_L} (V_{SC,N}^2 - \underline{V}_{SC}^2) \quad (5.22)$$

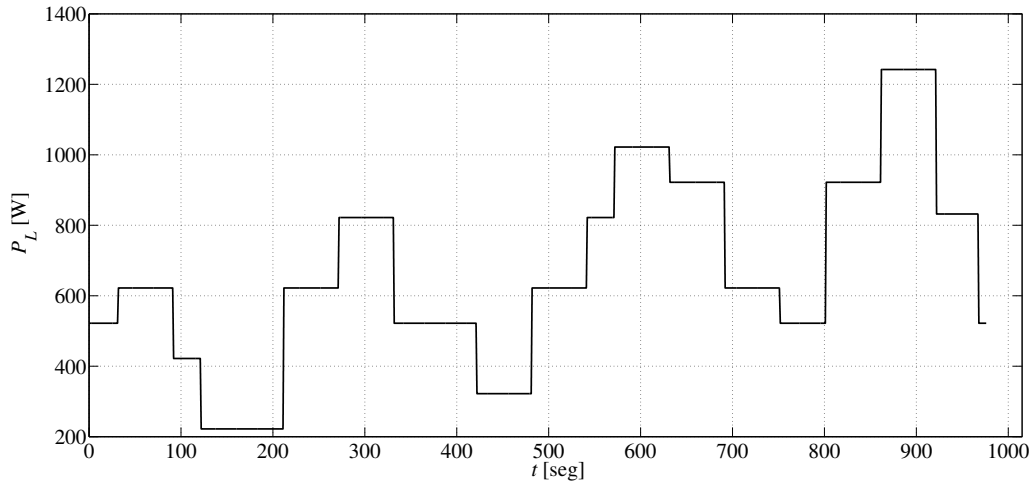
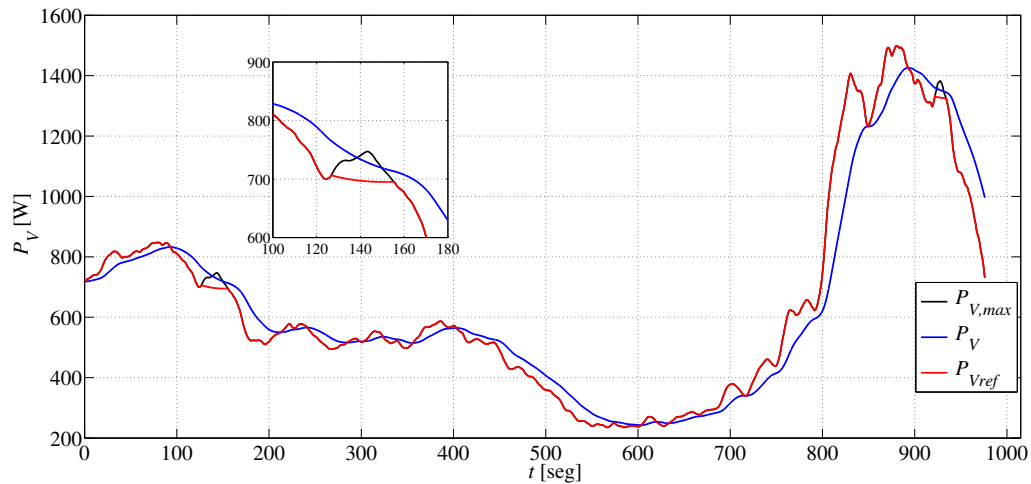
donde  $C_{SC}$  es la capacidad de los SC y  $V_{SC,N}$  es la tensión nominal de operación de los mismos.

## B. Resultados de Simulación: Caso Ideal

Esta sección presenta resultados de simulación que permiten evaluar el comportamiento del sistema a lazo cerrado con variaciones en la demanda de potencia de carga y de disponibilidad de viento. Adicionalmente, se han considerado perturbaciones e incertidumbres paramétricas. Entre ellas, se tuvo en cuenta hasta un 10 % de variación sobre la curva nominal de tensión de la PC y hasta un 15 % en los valores nominales de capacitores e inductancias a partir de la cual se realizó el diseño.

En la Figura 5.4 se muestra una gráfica de la potencia de carga utilizada en la simulación. Debe notarse que se tratan de variaciones del tipo escalón, lo cual tiene por objetivo poner al sistema en una condición límite, siendo que aplicaciones reales tendrán variaciones de carga, en general, más lentas. Este tipo de variación de carga permite, entonces, desarrollar una buena evaluación de la *performance* del SHG colocándolo en situaciones extremas de funcionamiento.

Respecto al perfil de viento variable, se seleccionó una curva que, manteniendo características reales de variación de viento, permita al sistema operar en diversas condiciones. El perfil de viento utilizado puede verse en la Figura 5.5, donde además se muestra la referencia de potencia generada por el control supervisor ( $P_{Vref}$ ) y la


 Figura 5.4: Perfil de carga  $P_L$ 

 Figura 5.5: Potencia máxima extraíble del viento ( $P_{V,max}$ ), Referencia de potencia ( $P_{Vref}$ ) y potencia entregada ( $P_V$ ) por el SCEE

potencia entregada por el SCEE al Bus de CC ( $P_V$ ). De esta figura puede destacarse como el supervisor construye una referencia considerando el consumo máximo en el bus de continua, saturando la entrega de potencia en un par de oportunidades debido a que se alcanza la máxima potencia admisible por el ME (ver la zona ampliada en la misma figura). Por otro lado, la potencia efectivamente entregada al bus, debido a la inercia asociada al SCEE, es una versión filtrada y retardada de esta referencia.

En la Figura 5.6 se muestra la potencia que se deriva al electrolizador, resultante de la referencia sintetizada por el control supervisor en (5.4). En esta figura, puede verse cómo la potencia del electrolizador satura efectivamente en un máximo de 500 W, como fuera configurado en control supervisor según (5.4).

Por otra parte, cuando el SCEE no es capaz de entregar toda la potencia demandada por la carga, es el MGPC quien debe entregar la diferencia de potencia, según (5.5). Este comportamiento puede verse en la Figura 5.7, donde además



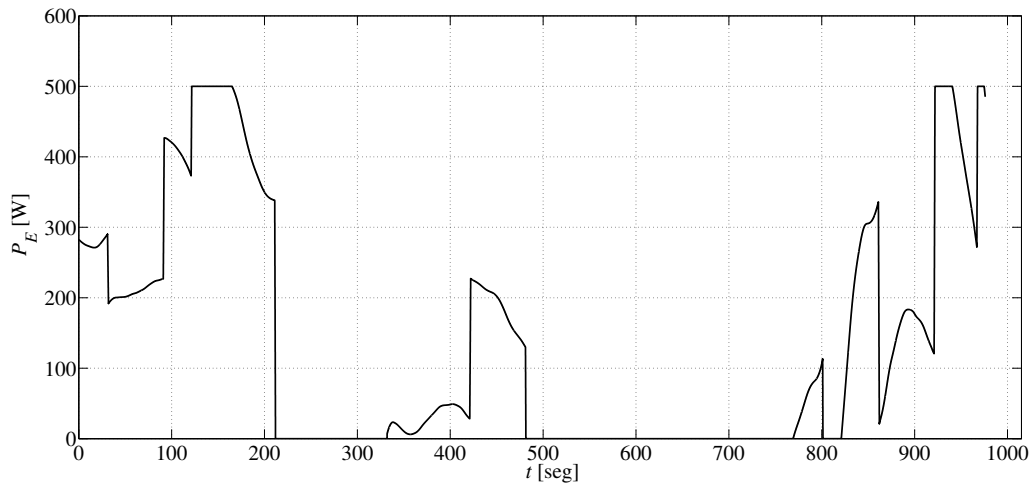


Figura 5.6: Potencia entregada al electrolizador  $P_E$

se aprecia claramente que, comparando con la Figura 5.6, mientras el MGPC está operativo, el electrolizador se apaga.

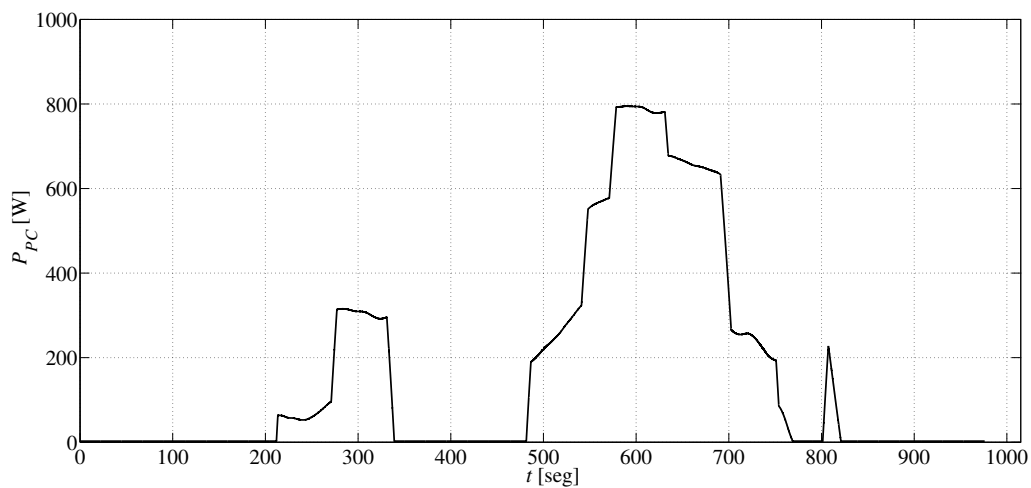


Figura 5.7: Potencia entregada por el MGPC  $P_{PC}$

Por un lado la velocidad de variación de corriente del MGPC está limitada por el controlador del convertidor correspondiente y, por el otro, la inercia mecánica del SCEE impide que éste responda rápidamente a variaciones abruptas de carga. Es así que el MABSC es el encargado de satisfacer estas variaciones, como puede apreciarse de la Figura 5.8. Puede verse cómo el MABSC entrega potencia al Bus de CC rápidamente ante las variaciones de demanda, manteniendo el balance de potencia en el bus de continua. Luego de una perturbación, la potencia entregada/absorbida retorna lentamente al valor de potencia de carga/descarga calculada por el control supervisor según (5.6), a medida que el SCEE o el MGPC ajustan el valor de potencia entregado. Este valor de potencia, en exceso o defecto, que entregan el SCEE o el MGPC, puede verse en la Figura 5.9.

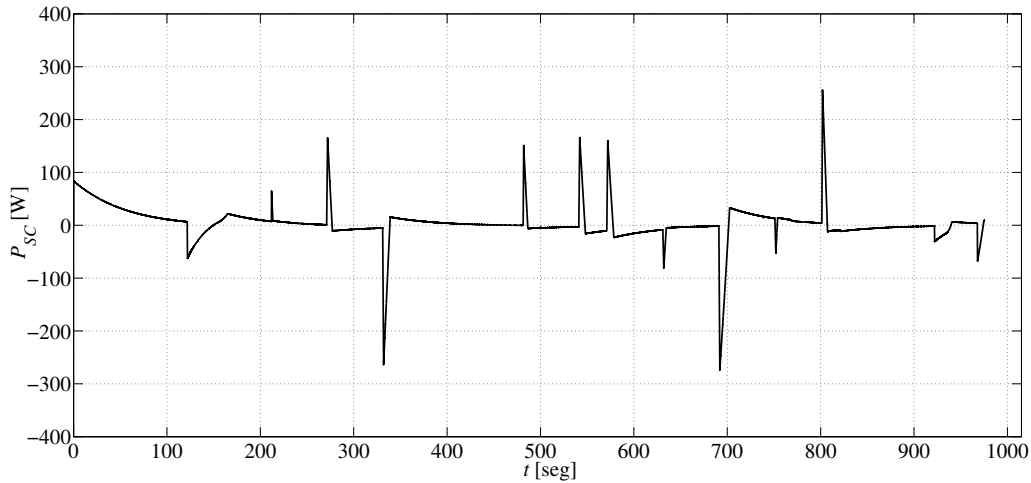


Figura 5.8: Potencia entregada por el MABSC  $P_{SC}$

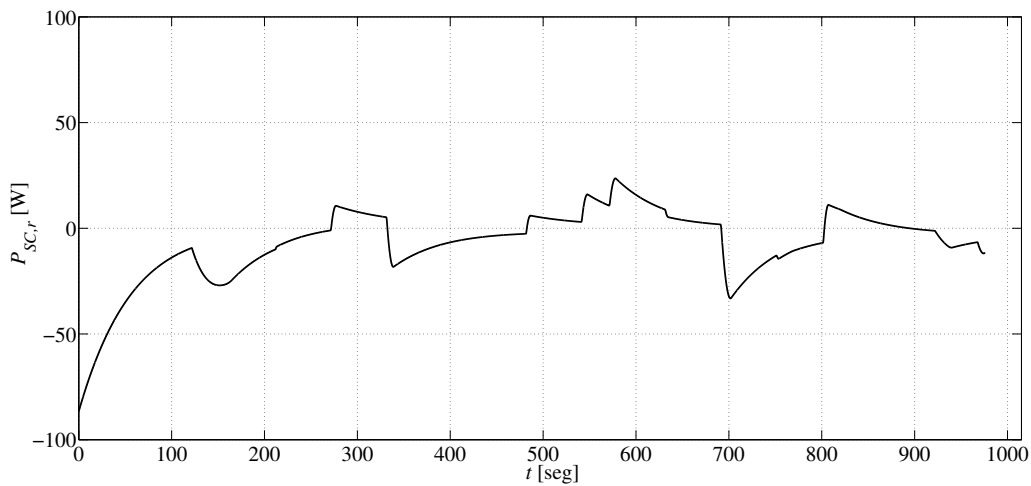


Figura 5.9: Potencia de carga de los SC  $P_{SC,r}$

La tensión del bus de continua se muestra en la Figura 5.10. Puede observarse que la estrategia de control logra rechazar rápidamente la perturbación de potencia de carga, incluso ante grandes escalones de potencia. Esto permite concluir entonces que el comportamiento del sistema ideal es altamente promisorio, ya que se cumple con la demanda de carga aún en las condiciones extremas de funcionamiento impuestas por la carga.

En la Figura 5.11 y Figura 5.12 se muestra la evolución temporal de la tensión y la corriente de la PC. En esta última figura, puede verse la limitación en la derivada de la corriente impuesta por el controlador, para esta simulación, en un valor de  $1 A/seg$ . Si bien una PC convencional es capaz de responder considerablemente más rápido, este valor fue considerado para mostrar claramente la limitación impuesta, pensando además en la fase experimental que será presentada más adelante, en la Sección 5.4.

En las Figuras 5.13 y 5.14 se presentan gráficas de la tensión y la corriente

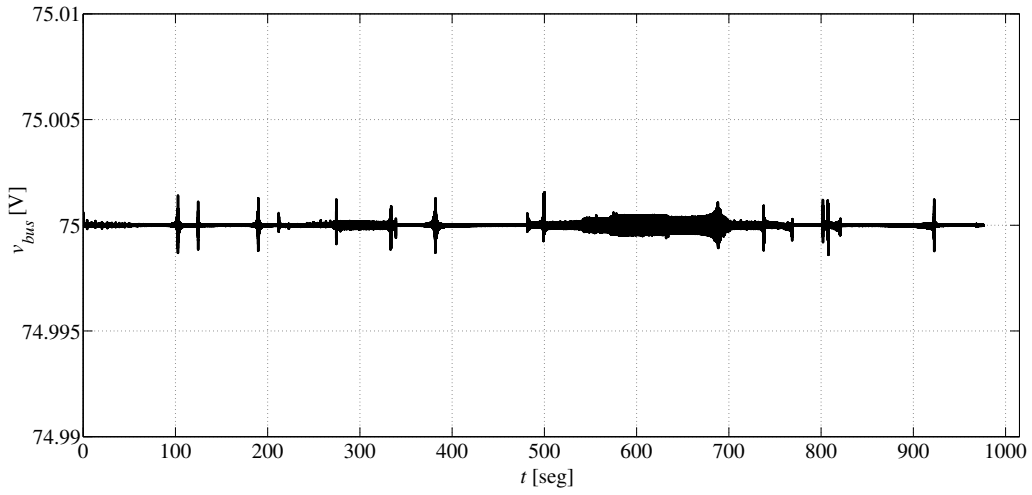


Figura 5.10: Tensión del bus de continua  $v_{bus}$

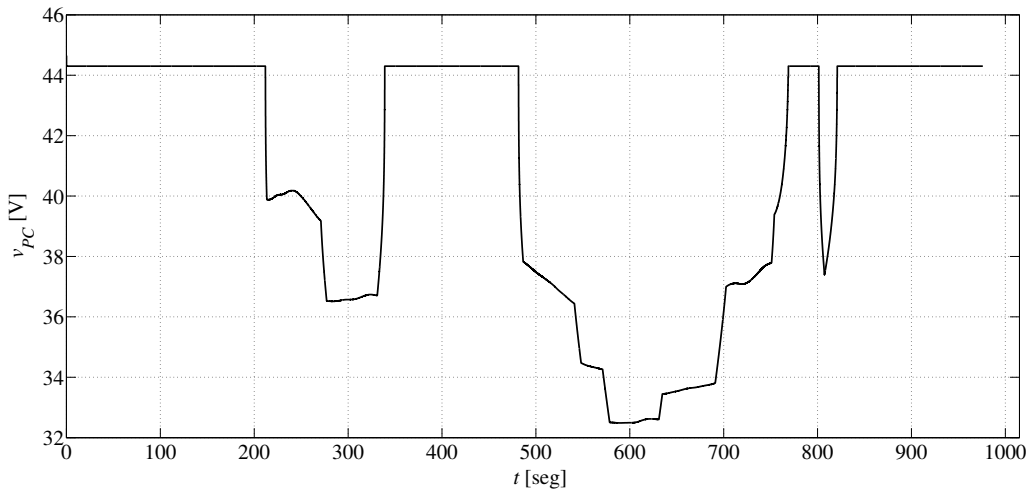


Figura 5.11: Tensión de la PC  $v_{PC}$

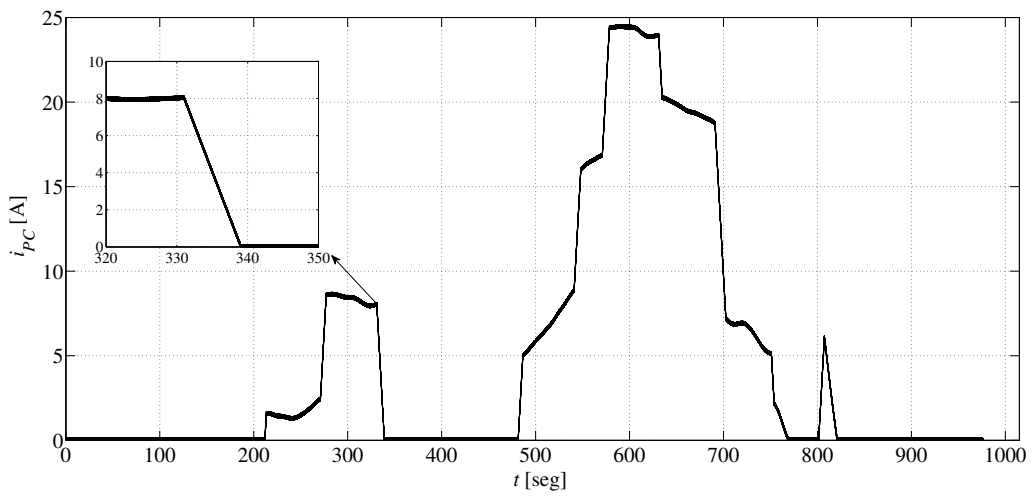


Figura 5.12: Corriente de la PC  $i_{PC}$

del MABSC. En las mismas puede apreciarse claramente la rápida respuesta de la corriente frente a los cambios en la demanda de potencia de carga. A medida que el MGPC o el SCEE responden acercándose a la potencia de carga demandada, la corriente de los SC se aproxima a cero. En esta situación, la potencia de referencia de los SC,  $P_{SCref}$ , calculada en (5.20) resulta equivalente al exceso de potencia entregado por las fuentes al bus de continua, según se indica en (5.9). Se puede apreciar cómo, la recarga de los SC es notablemente más lenta que la dinámica de control de la tensión del bus de continua.

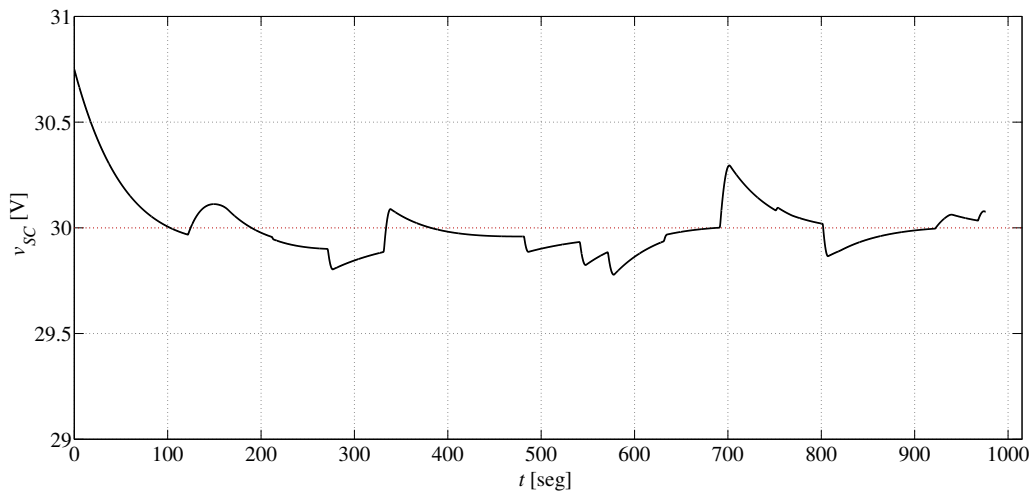


Figura 5.13: Tensión de los SC  $v_{SC}$

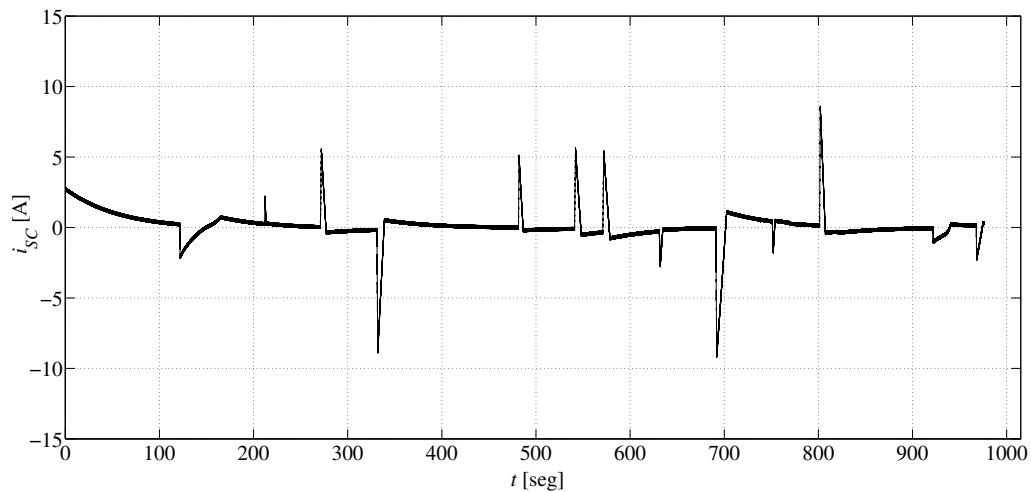


Figura 5.14: Corriente de los SC  $i_{SC}$

A modo ilustrativo, en la Figura 5.15 se muestra una demanda de carga mayormente constante, por un intervalo prolongado de tiempo, a los efectos de poner de manifiesto la forma en que la estrategia de control propuesta recarga los SC. Esta simulación considera una entrada de viento nula y consecuentemente el

MGPC está a cargo de entregar la potencia demandada por la carga externa y recargar los SC.

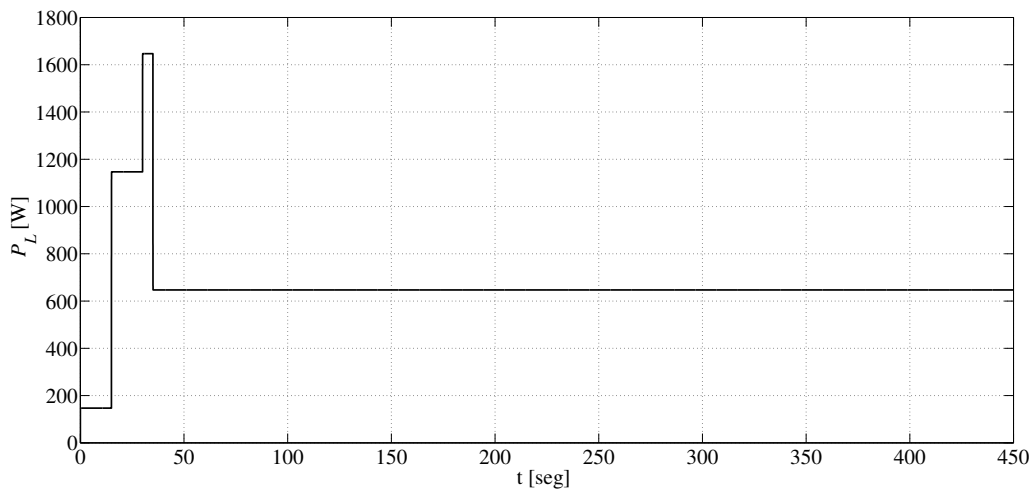


Figura 5.15: Perfil de demanda de carga no repetitivo

Por su parte, la Figura 5.16 presenta la evolución de la tensión de los SC con esta demanda de carga. En este caso, la referencia de tensión de los SC se configuró en 48 V, lo que se corresponde con el valor nominal de tensión de los SC que se utilizó para los resultados experimentales presentados en la Sección 5.4. Se puede apreciar entonces, específicamente, como los SC lentamente se recargan al valor de referencia, luego de un breve período de variaciones de demanda de carga.

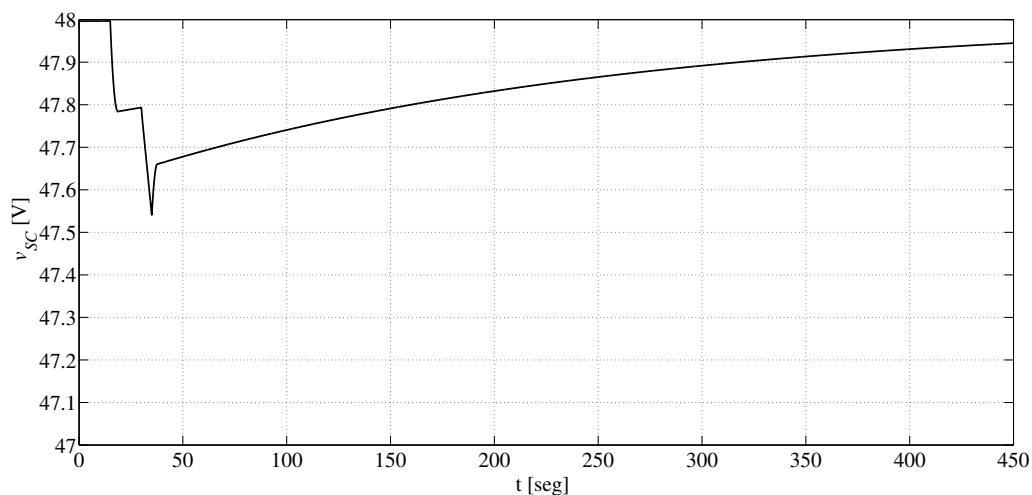


Figura 5.16: Evolución de la tensión de los SC ante demanda de carga no repetitiva

### C. Caso real: con limitaciones prácticas

En la sección previa, se presentó el diseño de dos controladores por MD para los convertidores del MGPC y MABSC, respectivamente. Para este diseño, como

se mencionara oportunamente, no se consideraron pérdidas en los convertidores de potencia (tales como resistencia en los inductores y semiconductores) ni limitaciones prácticas propias de la implementación en el *hardware* y *software* disponible (por ejemplo, frecuencia de conmutación finita, tiempos de muestreo y capacidad de cómputo reducida).

Al considerar este tipo de limitaciones, se hace necesario realizar una adaptación de los controladores propuestos, que permitan obtener una *performance* equivalente del sistema. Para abordar este tipo de problemáticas, se propone modificar el diseño previo a partir de utilizar el ciclo de trabajo de las señales de control. De esta forma se consigue un período de cálculo mayor que en el caso anterior, igual a un ciclo de conmutación, y permite lidiar con la problemática del *chattering*, como se verá más adelante. Sin embargo, este planteo requiere el uso de un modelo promediado del sistema y fuerza un análisis diferenciado para los distintos modos de conducción de los convertidores: modo de conducción continua y discontinua.

### Modelo promediado del sistema (MCC)

Como se mencionara anteriormente, para abordar este nuevo diseño de los controladores se requiere contar con el modelo promediado de los convertidores de potencia. Considerando el esquema circuital de la Figura 5.3, se puede plantear un modelo promediado del sistema que, en conducción continua, tiene la misma estructura que el modelo instantáneo presentado anteriormente, pero en este caso los estados y acciones de control son siempre valores medios en un ciclo de conmutación. Las ecuaciones (5.23) a (5.26) representan este modelo, considerando además pérdidas del tipo resistivas en la inductancias de los convertidores:

$$\dot{i}_{PC} = \frac{v_{PC}}{L_{PC}} - \frac{R_{Lfc} \cdot \bar{i}_{PC}}{L_{PC}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{PC}} \cdot \bar{u}_1 \quad (5.23)$$

$$\dot{i}_{SC} = \frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} - \frac{R_{Lsc} \cdot \bar{i}_{SC}}{L_{SC}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{SC}} \cdot \bar{u}_2 \quad (5.24)$$

$$\dot{\bar{v}}_{bus} = -\frac{i_0}{C_{bus}} + \frac{\bar{i}_{PC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_1 + \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_2 \quad (5.25)$$

$$\dot{\bar{v}}_{SC} = -\frac{\bar{i}_{SC}}{C_{SC}} \quad (5.26)$$

con  $v_{PC}$  la tensión de la PC en función de  $i_{PC}$  según la ecuación (5.14);

$\bar{i}_{PC}$ ,  $\bar{i}_{SC}$  las corrientes promediadas de la PC y los SC;

$\bar{v}_{bus}$ ,  $\bar{v}_{SC}$  las tensiones del bus de continua y los SC;

$C_{bus}$ ,  $C_{SC}$  las capacidades del bus y de los SC;

$L_{PC}$ ,  $L_{SC}$  las inductancias de los convertidores de la PC y los SC;

$i_0$  la corriente equivalente de carga, obtenida en (5.15);

$\bar{u}_i = 1 - \bar{d}_i$  la señal de control  $i$ , correspondiente al ciclo de trabajo de la llave correspondiente. Notar que ahora  $\bar{d}_i \in [0, 1]$ ;

$R_{Lfc}$ ,  $R_{Lsc}$  las resistencias de los inductores de los convertidores de la PC y los SC.

Definido el modelo de esta forma y considerando la estrategia general de control presentada en la sección previa, se plantea la siguiente estrategia de control para el ciclo de trabajo de las acciones de control  $\bar{u}_i$ .

### Superficie de Conmutación para el MGPC

Al igual que para el caso ideal, la superficie de conmutación se propone en base al error de corriente del convertidor de la PC:

$$s_1 = \bar{i}_{PC} - \tilde{I}_{PCref}, \quad (5.27)$$

donde  $\tilde{I}_{PCref}$  es la referencia de corriente de la PC  $I_{PCref}$  con la limitación en su derivada, como se explicara anteriormente.

### Superficie de Conmutación para el MABSC

De la misma forma que para el caso ideal analizado previamente, el convertidor de los SC se encargará de regular la tensión del bus de continua, pudiendo responder rápidamente a los cambios en la potencia de carga. Para este caso, la superficie de conmutación queda expresada como:

$$s_2 = \bar{v}_{bus} - V_{busref} + k_{bus} \cdot (\bar{i}_{SC} - \tilde{I}_{SCref}), \quad (5.28)$$

donde:

$V_{busref}$  es la referencia de tensión de bus.

$k_{bus}$  ganancia positiva diseñada para obtener la dinámica de  $\bar{v}_{bus}$  deseada.

$\tilde{I}_{SCref}$  es la referencia de corriente de los SC, calculada según:

$$\tilde{I}_{SCref} = \frac{P_{SCref}^*}{\bar{v}_{SC}}, \quad (5.29)$$

donde  $P_{SCref}^*$  es la referencia de potencia del MABSC obtenida en (5.8), referida al lado de los SC del convertidor de potencia.

### Diseño de las Acciones de Control

El primer paso en el diseño de las acciones de control es el cálculo del control equivalente. En otras palabras, como se introdujera en la subsección 4.3.3, la acción de control requerida para mantener el sistema confinado en la superficie de conmutación  $s_i = 0$ ;  $i = 1, 2$  (Utkin et al., 1999).

Asumiendo entonces la siguiente estrategia general de conmutación:

$$\bar{u}_i = \begin{cases} U_i^+ & s_i > 0 \\ U_i^- & s_i < 0 \end{cases}; i = 1, 2 \quad (5.30)$$

donde  $U_i^+$  y  $U_i^-$  son funciones continuas de los estados, las acciones de control equivalentes pueden entonces encontrarse resolviendo  $\dot{s}_i = 0$  para  $\bar{u}_i$ , con  $s_i = 0$ , según (Utkin et al., 1999).

Para el caso del convertidor del MGPC, despreciando las pérdidas en el inductor, resulta:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{\bar{i}}_{PC} - \dot{I}_{PC,ref} \\ &= \frac{v_{PC}}{L_{PC}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{PC}} \cdot \bar{u}_1 - \dot{I}_{PC,ref} = 0, \end{aligned} \quad (5.31)$$

y consecuentemente:

$$\bar{u}_{1,eq} = \frac{v_{PC} - L_{PC} \cdot \dot{I}_{PC,ref}}{\bar{v}_{bus}} \quad (5.32)$$

En el caso del convertidor del MABSC, tomando:

$$\dot{s}_2 = \dot{\bar{v}}_{bus} + k_{bus} \cdot (\dot{\bar{i}}_{SC} - \dot{\tilde{I}}_{SC,ref}) = 0 \quad (5.33)$$

y resolviendo para  $\bar{u}_2$ , con  $s_2 = 0$ , resulta:

$$\bar{u}_{2,eq} = \frac{\frac{\bar{i}_{PC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_{1,eq} - k_{bus} \cdot \dot{\tilde{I}}_{SC,ref}}{\left(\frac{k_{bus} \cdot \bar{v}_{bus}}{L_{SC}} - \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}}\right)} + \frac{\frac{k_{bus} \cdot \bar{v}_{SC}}{L_{SC}} - \frac{i_0}{C_{bus}}}{\left(\frac{k_{bus} \cdot \bar{v}_{bus}}{L_{SC}} - \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}}\right)}, \quad (5.34)$$

donde:

$$\bar{i}_{SC} = \frac{V_{bus,ref}}{k_{bus}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{k_{bus}} + \tilde{I}_{SC,ref}. \quad (5.35)$$

Por lo tanto, las acciones de control por MD para los convertidores no ideales se proponen con la siguiente estructura:

$$\bar{u}_i = \bar{u}_{i,eq} + M_i \cdot \text{sign}(s_i), \quad (5.36)$$

para  $i = 1, 2$ , con  $M_i$  una constante para el término discontinuo de las acciones de



control. Estas acciones de control acercan al sistema a la vecindad de  $s_i = 0$  con el término continuo  $\bar{u}_{i,eq}$  y por lo tanto, requiriendo una acción de control discontinua de considerable menor amplitud, aún asegurando la existencia de un régimen de modo deslizante robusto. De esta forma se logra reducir el efecto de *chattering* debido a las condiciones no ideales de funcionamiento planteadas.

Las constantes  $M_i$  pueden obtenerse a partir de un análisis de propagación de errores en las acciones de control equivalente, de manera de acotar el máximo apartamiento respecto a su valor nominal. Sin embargo, este proceso es complejo (más aún contemplando el acoplamiento entre ambas acciones de control) y se obtienen valores excesivamente grandes para las mismas. Es así que partiendo de valores aproximados, las constantes  $M_i$  son luego ajustadas bajo simulación considerando variaciones paramétricas y perturbaciones.

### Reducción del costo computacional

Las acciones de control diseñadas previamente permiten abordar la problemática asociada al *chattering* debido a la frecuencia de conmutación finita y se consigue un período de cálculo de un ciclo de conmutación completo. Sin embargo, en muchas plantas reales y en particular para la estación experimental híbrida que será descrita en forma detallada en la subsección 5.4.1, el computo de los términos continuos del controlador  $\bar{u}_{i,eq}$  representa un esfuerzo computacional elevado. En otras palabras, la capacidad de calculo instalada, junto con el tiempo de muestreo y conmutación requeridos, hacen que este cálculo no pueda ser realizado en forma exacta. Por lo tanto, se plantean una serie de aproximaciones sencillas, que permitan la implementación y ejecución en tiempo real del algoritmo de control.

Evaluando (5.32) y (5.34) para los valores de referencia y asumiendo, para la segunda ecuación, derivadas temporales despreciables, se obtienen términos continuos mucho más simples de computar. De esta manera, la implementación de estos términos continuos en la ley de control por MD (5.36), resulta:

$$\bar{u}_{1,cont} = \frac{v_{PC}}{v_{bus}}, \quad (5.37)$$

$$\bar{u}_{2,cont} = \frac{\bar{v}_{SC}}{v_{bus}}, \quad (5.38)$$

volviendo la ley teórica (5.36) en la implementable:

$$\bar{u}_i = \bar{u}_{i,cont} + M_i \cdot \text{sign}(s_i), \quad (5.39)$$

para  $i = 1, 2$ .

De la misma forma, el referir la potencia de referencia  $P_{SC_{ref}}$  del bus de continua

a los bornes de los SC considerando las pérdidas del convertidor ( $P_{SC_{ref}}^*$  en (5.29)) puede ser también un computo que demanda considerable tiempo de procesamiento y, adicionalmente, una fuente de error en la referencia debido a incertidumbres en el modelo. Por lo tanto, para resolver esta situación, la referencia de corriente  $I_{SC_{ref}}$  puede ser implementada de la siguiente manera:

$$I_{SC_{ref}} = \frac{P_{SC_{ref}}}{v_{SC}} + z_{I_{SC}}, \quad (5.40)$$

donde  $P_{SC_{ref}}$  es la referencia de potencia del MABSC calculada por el control supervisor en (5.8) y  $z_{I_{SC}}$  es un término integral, encargado de compensar el error introducido al omitir la incorporación de las pérdidas al cálculo:

$$\dot{z}_{I_{SC}} = k_i \cdot (v_{bus} - V_{bus,ref}), \quad (5.41)$$

donde  $k_i$  es la ganancia del término integral.

Es importante además destacar que, por simplicidad a la hora de la implementación práctica,  $M_i$  son contantes, pero podrían ser funciones de  $i_{PC}$  e  $i_{SC}$ , respectivamente, de forma de tener en cuenta las pérdidas resistivas despreciadas y mejorar el desempeño en un rango más amplio de funcionamiento.

### Implementación del Control Bajo Modo de Conducción Discontinua

El convertidor bidireccional del MABSC siempre opera bajo modo de conducción continua. Sin embargo, bajo condiciones de poca corriente de carga, el convertidor del MGPC puede tener períodos de conducción discontinua. Dado ese caso, la corriente del MGPC se vuelve algebraicamente dependiente de los estados del sistema y del ciclo de trabajo  $u_1$ , según (Mohan, 1989):

$$\bar{i}_{PC} = \frac{T_s}{2L_{PC}} \cdot \frac{v_{PC} \cdot \bar{v}_{bus}}{(\bar{v}_{bus} - v_{PC})} \cdot (1 - \bar{u}_1)^2, \quad (5.42)$$

donde  $T_s$  es el período de la señal de control PWM.

Esta relación algebraica significa que durante esos períodos, ocurre una reducción del orden del sistema (5.23)-(5.26) y por lo tanto, teóricamente, la superficie de conmutación para el convertidor del MGPC debería ser redefinida. Sin embargo, en la práctica, para evitar estructuras de control más complejas que realicen una conmutación entre superficies y mantener una baja carga computacional del controlador, la estructura (5.39) puede ser mantenida pero con un término continuo diferente. En lugar de utilizar (5.37), bajo conducción discontinua, se propone utilizar el siguiente término continuo:

$$\bar{u}_{1,cont} = 1 - \sqrt{\frac{2L_{PC}}{T_s} \cdot \frac{(\bar{v}_{bus} - v_{PC})}{v_{PC} \cdot \bar{v}_{bus}} \cdot I_{PC,ref}}. \quad (5.43)$$

obtenido de (5.42) evaluada para el caso  $\bar{i}_{PC} = I_{PC,ref}$ .

Esta ecuación tiene validez para  $\bar{i}_{PC}$  operando por debajo de la corriente crítica del convertidor  $I_{PC,crit}$ :

$$I_{PC,crit} = \frac{T_s}{2L_{PC}} \cdot v_{PC} \cdot (1 - \bar{u}_1). \quad (5.44)$$

que es la corriente media límite entre los modos de conducción continua y discontinua del MGPC.

El cálculo de  $\bar{u}_{1,cont}$  con la ecuación (5.43) aún demanda un alto costo de computo, por la necesidad de resolver la raíz cuadrada. Por este motivo, teniendo en cuenta la implementación del controlador, se hace necesario reducir aún más este esfuerzo de cálculo. Con esta finalidad, se plantea una aproximación mediante una función definida a trozos, compuesta por dos segmentos lineales en función de la corriente de la PC. En la Figura 5.17 se muestra un ejemplo de ambas curvas para una condición particular de tensiones de operación y distintos valores de corriente de pila.

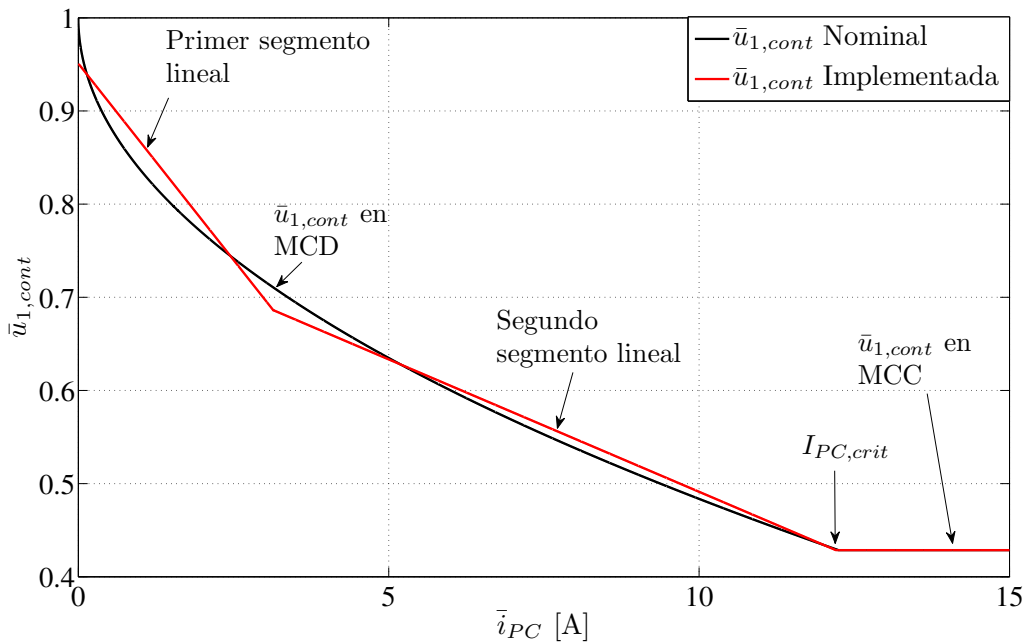


Figura 5.17: Acción de control nominal  $\bar{u}_{1,cont}$

#### D. Análisis de Estabilidad

Para llevar adelante un análisis de estabilidad completo del sistema, debe tenerse en cuenta tanto los controladores por modo deslizante como la realimentación

incorporada por el control supervisor, de manera de contemplar toda la dinámica incorporada. De esta forma, se plantea el análisis para el sistema expandido con dos estados integrales: el primero incorporado por el supervisor en (5.6), el segundo por el controlador por MD correspondiente al MABSC en (5.40). Por otro lado, es conveniente para el análisis, estudiar el sistema en términos de los estados error, considerados como:

$$\check{i}_{PC} = \bar{i}_{PC} - I_{PC_{ref}}; \quad (5.45)$$

$$\check{i}_{SC} = \bar{i}_{SC} - I_{SC_{ref}}; \quad (5.46)$$

$$\check{v}_{bus} = \bar{v}_{bus} - V_{bus_{ref}}; \quad (5.47)$$

$$\check{v}_{SC} = \bar{v}_{SC} - V_{SC_{ref}}. \quad (5.48)$$

Realizando esta transformación de las ecuaciones (5.23) a (5.26) e incorporando los términos integrales planteados en las ecuaciones (5.7) y (5.41), resulta el siguiente sistema:

$$\dot{\check{i}}_{PC} = \frac{v_{PC}}{L_{PC}} - \frac{(V_{bus_{ref}} + \check{v}_{bus})}{L_{PC}} \cdot \bar{u}_1 \quad (5.49)$$

$$\dot{\check{i}}_{SC} = \frac{(V_{SC_{ref}} + \check{v}_{SC})}{L_{SC}} - \frac{(V_{bus_{ref}} + \check{v}_{bus})}{L_{SC}} \cdot \bar{u}_2 \quad (5.50)$$

$$\dot{\check{v}}_{bus} = -\frac{i_0}{C_{bus}} + \frac{\check{i}_{PC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_1 + \frac{\check{i}_{SC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_2 \quad (5.51)$$

$$\dot{\check{v}}_{SC} = -\frac{\check{i}_{SC}}{C_{SC}} \quad (5.52)$$

$$\dot{\check{z}}_e = -K_{ch,i} \cdot \check{v}_{SC} \quad (5.53)$$

$$\dot{\check{z}}_{I_{SC}} = k_i \cdot \check{v}_{bus} \quad (5.54)$$

donde es importante destacar que, para simplicidad en el análisis posterior, la tensión de la PC,  $v_{PC}$ , se asumirá como un parámetro del sistema sin contemplar su dependencia con la corriente  $\check{i}_{PC}$ . Esto, para el análisis de estabilidad propuesto, reduce significativamente la complejidad del problema y requiere sólo acotar adecuadamente su valor máximo y mínimo. Esto último será contemplado oportunamente, asumiendo su variación en el rango de operación. Por otro lado, el presente análisis considera que en todo momento la derivada de la corriente de referencia de la PC,  $I_{PC_{ref}}$ , se encuentra acotada por imposición del controlador respectivo.

Las superficies de conmutación presentadas previamente, pueden reescribirse de

la siguiente forma:

$$s_1 = \check{i}_{PC} - I_{PC,r} - \frac{K_{ch,p} \cdot \check{v}_{SC}}{v_{PC}} - \frac{z_e}{v_{PC}}; \quad (5.55)$$

$$s_2 = \check{v}_{bus} + k_{bus} \cdot \check{i}_{SC} + k_{bus} \cdot z_{ISC}, \quad (5.56)$$

donde en  $s_1$  se ha reemplazado  $\check{I}_{PC,ref}$  por los términos individuales que la componen de acuerdo a la ecuación (5.6).

Asumiendo la existencia de un régimen de modo deslizante, es posible obtener las acciones de control equivalentes del sistema a partir de resolver el sistema  $s_i = 0$  y  $\dot{s}_i = 0$  para  $i = 1, 2$ . Concretamente, de  $s_i = 0$ :

$$\check{i}_{PC} = \frac{z_e + I_{PC,ref} \cdot v_{PC} - K_{ch,p} \cdot \check{v}_{SC}}{v_{PC}}; \quad (5.57)$$

$$\check{i}_{SC} = -\frac{\check{v}_{bus} + k_{bus} \cdot z_{ISC}}{k_{bus}}. \quad (5.58)$$

Y luego, reemplazando en  $\dot{s}_i$ :

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 = & \frac{v_{PC}}{L_{PC}} - \dot{I}_{PC,ref} - \frac{\bar{u}_{1,eq} (V_{bus,ref} + \check{v}_{bus})}{L_{PC}} + \frac{K_{ch,i} \cdot \check{v}_{SC}}{v_{PC}} + \\ & + \frac{K_{ch,p} (\check{v}_{bus} + k_{bus} \cdot z_{ISC})}{C_{SC} \cdot k_{bus} \cdot v_{PC}} = 0; \end{aligned} \quad (5.59)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_2 = & k_{bus} \left( \frac{(V_{SC,ref} + \check{v}_{SC})}{L_{SC}} - \frac{\bar{u}_{2,eq} (V_{bus,ref} + \check{v}_{bus})}{L_{SC}} \right) - \frac{i_0}{C_{bus}} + k_{bus} \cdot k_i \cdot \check{v}_{bus} - \\ & - \frac{\bar{u}_{2,eq} (\check{v}_{bus} + k_{bus} \cdot z_{ISC})}{C_{bus} \cdot k_{bus}} + \frac{\bar{u}_{1,eq} (z_e + I_{PC,ref} \cdot v_{PC} - K_{ch,p} \cdot \check{v}_{SC})}{C_{bus} \cdot v_F} = 0; \end{aligned} \quad (5.60)$$

Finalmente, las acciones de control equivalente resultan:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{1,eq} = & \frac{C_{SC} v_{PC}^2 - C_{SC} \dot{I}_{PC,ref} L_{PC} v_{PC} + K_{ch,p} L_{PC} z_{ISC} + C_{SC} K_{ch,i} L_{PC} \check{v}_{SC}}{C_{SC} V_{bus,ref} v_{PC} + C_{SC} \check{v}_{bus} v_{PC}} \\ & + \frac{K_{ch,p} L_{PC} \check{v}_{bus}}{C_{SC} k_{bus} V_{bus,ref} v_{PC} + C_{SC} k_{bus} \check{v}_{bus} v_{PC}}; \end{aligned} \quad (5.61)$$

$$\begin{aligned} \bar{u}_{2,eq} = & \frac{k_{bus} (L_{SC} z_e + I_{PC,ref} L_{SC} v_{PC} - K_{ch,p} L_{SC} \check{v}_{SC})}{v_{PC} (L_{SC} \check{v}_{bus} + k_{bus} L_{SC} z_{ISC} + C_{bus} k_{bus}^2 V_{bus,ref} + C_{bus} k_{bus}^2 \check{v}_{bus})} \cdot \bar{u}_{1,eq} + \\ & + \frac{k_{bus} (C_{bus} k_{bus} V_{SC,ref} - L_{SC} i_0 + C_{bus} k_{bus} \check{v}_{SC} + C_{bus} k_{bus} k_i L_{SC} \check{v}_{bus})}{L_{SC} \check{v}_{bus} + k_{bus} L_{SC} z_{ISC} + C_{bus} k_{bus}^2 V_{bus,ref} + C_{bus} k_{bus}^2 \check{v}_{bus}} \end{aligned} \quad (5.62)$$

Reemplazando las acciones de control equivalentes en las ecuaciones (5.51) a (5.54), recordando que las ecuaciones (5.49) y (5.50) son ahora algebraicamente dependien-

tes de los restantes estados, resulta la dinámica cero o escondida del sistema:

$$\begin{aligned}
 \dot{\check{v}}_{bus} = & -k_{bus} (K_{ch,p}^2 L_{PC} \check{v}_{bus} \check{v}_{SC} - C_{SC} k_{bus} v_{PC}^2 z_e - K_{ch,p} L_{PC} i_0 \check{v}_{bus}^2 + \\
 & + C_{SC} V_{SC_{ref}} \check{v}_{bus} v_{PC}^2 + C_{SC} \check{v}_{bus} v_{PC}^2 \check{v}_{SC} - K_{ch,p} L_{PC} \check{v}_{bus} z_e - \\
 & - K_{ch,p} L_{PC} V_{bus_{ref}} i_0 \check{v}_{bus} - k_{bus} K_{ch,p} L_{PC} z_e z_{ISC} + C_{SC} k_{bus} K_{ch,p} v_{PC}^2 \check{v}_{SC} + \\
 & + k_{bus} K_{ch,p}^2 L_{PC} \check{v}_{SC} z_{ISC} + C_{SC} k_{bus} V_{SC_{ref}} v_{PC}^2 z_{ISC} + C_{SC} k_{bus} v_{PC}^2 \check{v}_{SC} z_{ISC} + \\
 & + C_{SC} k_i L_{SC} \check{v}_{bus}^2 v_{PC}^2 + C_{SC} \dot{I}_{PC_{ref}} k_{bus} L_{PC} v_{PC} z_e - C_{SC} k_{bus} K_{ch,i} L_{PC} \check{v}_{SC} z_e - \\
 & - k_{bus} K_{ch,p} L_{PC} V_{bus_{ref}} i_0 z_{ISC} - k_{bus} K_{ch,p} L_{PC} i_0 \check{v}_{bus} z_{ISC} + \\
 & + C_{SC} k_{bus} K_{ch,p} K_{ch,i} L_{PC} \check{v}_{SC}^2 + C_{SC} k_{bus} k_i L_{SC} \check{v}_{bus} v_{PC}^2 z_{ISC} + \\
 & + C_{SC} \dot{I}_{PC_{ref}} k_{bus} L_{PC} V_{bus_{ref}} i_0 v_{PC} - C_{SC} \dot{I}_{PC_{ref}} k_{bus} K_{ch,p} L_{PC} v_{PC} \check{v}_{SC} - \\
 & - C_{SC} k_{bus} K_{ch,i} L_{PC} V_{bus_{ref}} i_0 \check{v}_{SC} + C_{SC} \dot{I}_{PC_{ref}} k_{bus} L_{PC} i_0 \check{v}_{bus} v_{PC} - \\
 & - C_{SC} k_{bus} K_{ch,i} L_{PC} i_0 \check{v}_{bus} \check{v}_{SC}) / (C_{SC} v_{PC}^2 (L_{SC} \check{v}_{bus} + \\
 & + k_{bus} L_{SC} z_{ISC} + C_{bus} k_{bus}^2 V_{bus_{ref}} + C_{bus} k_{bus}^2 \check{v}_{bus}))
 \end{aligned} \tag{5.63}$$

$$\dot{\check{v}}_{SC} = \frac{\check{v}_{bus} + k_{bus} \cdot z_{ISC}}{C_{SC} \cdot k_{bus}} \tag{5.64}$$

$$\dot{z}_e = -K_{ch,i} \cdot \check{v}_{SC} \tag{5.65}$$

$$\dot{z}_{ISC} = k_i \cdot \check{v}_{bus} \tag{5.66}$$

Como puede apreciarse, la dinámica cero del sistema resulta de cuarto orden y tres de las cuatro ecuaciones diferenciales resultan lineales. Sólo la primera ecuación es no lineal y dependiente de todos los estados y parámetros del sistema. Es sencillo a partir de este sistema encontrar el punto de equilibrio para condiciones ideales como las planteadas:

$$\check{v}_{bus,0} = 0, \tag{5.67}$$

$$\check{v}_{SC,0} = 0, \tag{5.68}$$

$$z_{e,0} = \frac{\dot{I}_{PC_{ref}} L_{PC} V_{bus_{ref}} i_0}{v_{PC} - \dot{I}_{PC_{ref}} L_{PC}}, \tag{5.69}$$

$$z_{ISC,0} = 0, \tag{5.70}$$

Notar que  $z_{e,0}$ , al estar acotada  $\dot{I}_{PC_{ref}}$ , resulta en un valor cercano a cero. Por otra parte, si  $\dot{I}_{PC_{ref}} = 0$ , el punto de equilibrio resulta entonces el origen de coordenadas.

Para determinar la estabilidad en el punto de equilibrio del sistema, se realiza una linealización del mismo. Asumiendo la estructura  $\dot{x} = A_l \cdot x$ , resulta:

$$x = \begin{pmatrix} \check{v}_{bus} \\ \check{v}_{SC} \\ z_e \\ z_{ISC} \end{pmatrix}, \tag{5.71}$$

resultando  $A_l$

$$A_l = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ \frac{1}{C_{SC} k_{bus}} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{SC}} \\ 0 & -K_{ch,i} & 0 & 0 \\ k_i & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.72)$$

donde:

$$a_{11} = \frac{1}{k_{bus}} \cdot a_{14} - \frac{\dot{I}_{PC,ref} L_{PC} i_0}{C_{bus} V_{bus,ref} v_{PC}} \quad (5.73)$$

$$a_{12} = -K_{ch,p} \cdot a_{13} + \frac{K_{ch,i} L_{PC} i_0}{C_{bus} v_{PC} (v_{PC} - \dot{I}_{PC,ref} L_{PC})} \quad (5.74)$$

$$a_{13} = \frac{v_{PC} - \dot{I}_{PC,ref} L_{PC}}{C_{bus} V_{bus,ref} v_{PC}} \quad (5.75)$$

$$a_{14} = -\frac{V_{SC,ref}}{C_{bus} V_{bus,ref}} + \frac{K_{ch,p} L_{PC} i_0}{C_{bus} C_{SC} v_{PC} (v_{PC} - \dot{I}_{PC,ref} L_{PC})} \quad (5.76)$$

Para analizar la estabilidad de este sistema de cuatro estados, es necesario contemplar la variación de todos los parámetros del sistema, desde la corriente de carga  $i_0$  y la tensión de la PC  $v_{PC}$ , hasta los valores de capacidades e inductancias de los convertidores. Por este motivo, se realiza un análisis basado en el método de Montecarlo sobre la matriz  $A_l$ . Esto es, para los distintos parámetros del sistema se consideran sus valores nominales (o medios) y su variación (o varianza) respecto a estos. En este caso, para cada uno de ellos fue considerada una probabilidad uniforme de distribución en el rango de variación contemplado.

Como resultado de numerosos análisis, se encontró que la variación más significativa en los autovalores de la matriz  $A_l$  se da para los siguientes parámetros del sistema:  $C_{SC}$ ,  $C_{bus}$ ,  $v_{PC}$  y  $\dot{I}_{PC,ref}$ . Apartamientos de los restantes parámetros no producen cambios apreciables sobre los autovalores. Se tuvo en cuenta entonces una variación de  $\pm 10\%$  sobre un valor medio de  $2720 \mu F$  para la capacidad del Bus de CC,  $C_{bus}$ , y de  $-5\%$  y  $+20\%$  con valor nominal de  $165 F$  en la capacidad de los SC (acorde a hojas de datos). Por parte de la tensión de la PC,  $v_{PC}$ , se tomó una variación uniforme en el rango típico de operación de 24 a 40 V. Por último, la derivada de la corriente de referencia de la pila  $\dot{I}_{PC,ref}$  se asumió acotada y uniformemente distribuida entre  $-10$  y  $+10 A/seg$ .

En cuanto a los restantes parámetros, se utilizaron sus valores nominales: para las inductancias de los convertidores de  $35 \mu H$ , corriente de carga  $i_0 = 8 A$ , referencia de tensión de bus  $V_{bus,ref} = 75 V$  y referencia de tensión de los SC  $V_{SC,ref} = 30 V$ . Por último, para las ganancias del controlador por MD y supervisor se usaron:  $k_{bus} = 1/20$ ,  $k_i = 200$ ,  $K_{ch,p} = 115,5$  y  $K_{ch,i} = 0,5$ .

En la Figura 5.18 se muestran los cuatro autovalores para 5000 realizaciones al azar. En rojo se indica el valor nominal de los autovalores. De estas gráficas puede apreciarse claramente que los cuatro autovalores resultan estables, con una variación alrededor del valor nominal, pero no se dan casos de autovalores positivos para ninguna combinación posible de los parámetros.

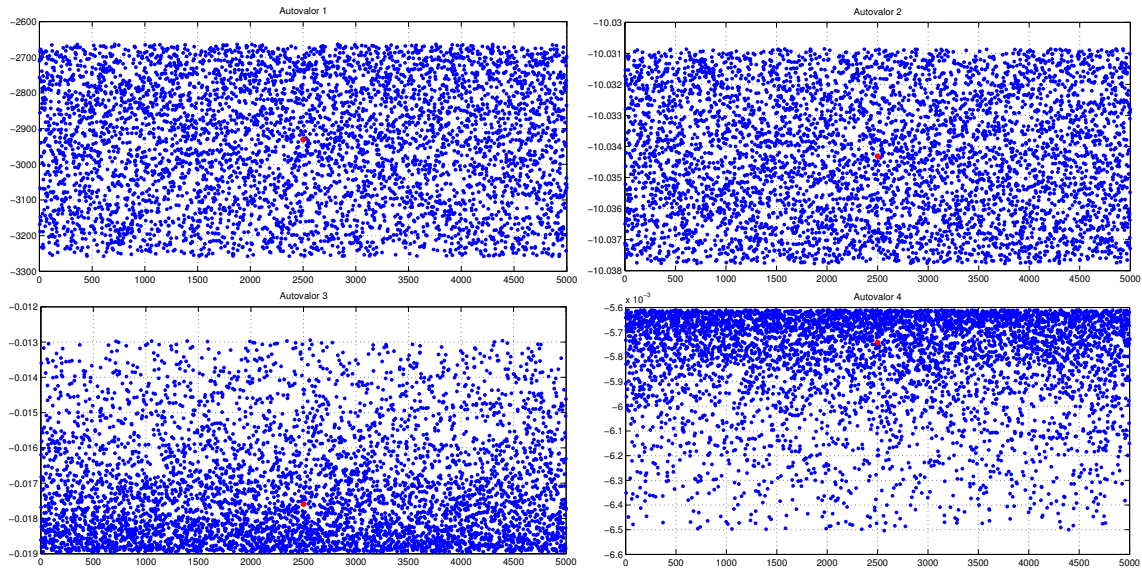


Figura 5.18: Ubicación de los autovalores

En la Figura 5.19 se muestran gráficas de la relación que existe entre los autovalores, tomados de a 3. Esto permite ver la interrelación entre los mismos, siendo algunos independientes de los otros. Concretamente, se puede ver que tanto el autovalor 1 (de valor nominal  $-2931, 1$ ) y el autovalor 2 (de valor nominal  $-10, 03$ ) son fuertemente dependientes entre sí, pero independientes de los autovalores 3 y 4 (de valores nominales  $-0, 0176$  y  $-0, 0057$  respectivamente). Por su parte, estos

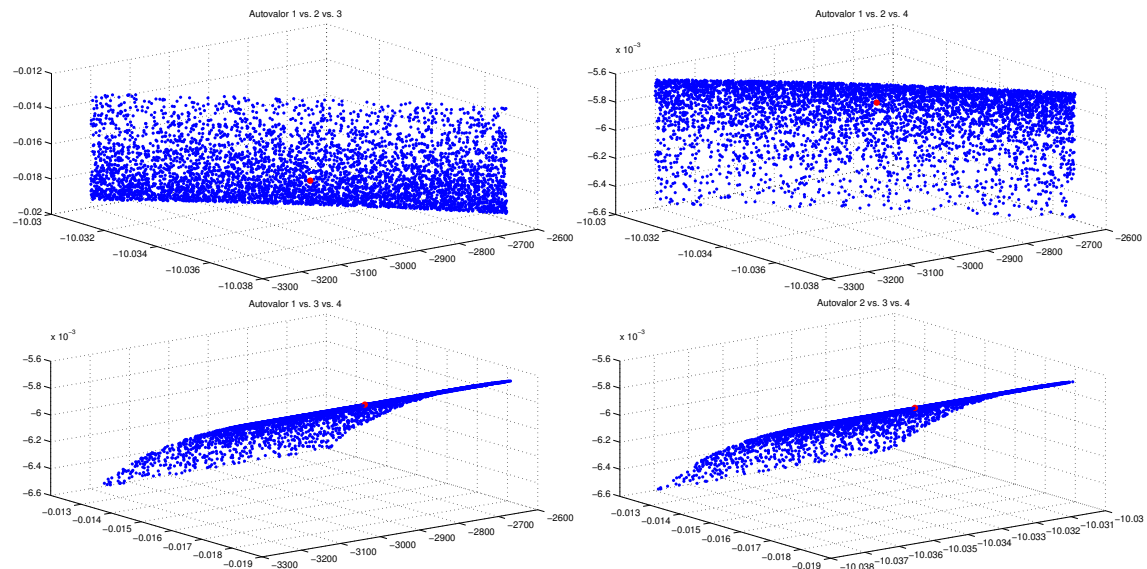


Figura 5.19: Interrelación entre los autovalores



últimos son también dependientes entre sí. En principio, puede decirse que los dos primeros autovalores se encuentran asociados a la dinámica de lazo cerrado de la tensión de bus y la integral del error correspondiente. Cabe destacar además que los autovalores 3 y 4 están asociados a la carga de los SC, resultando varios órdenes de magnitud menores que los de regulación de tensión de bus, como es de esperar del diseño de los controladores.

### E. Resultados de Simulación: Caso Real

En esta sección se presentan resultados de simulación considerando las limitaciones prácticas mencionadas en las secciones previas. Las simulaciones llevadas a cabo contemplaron todas las aproximaciones mencionadas, emulando la situación real de la implementación práctica y obtención de resultados experimentales respectivos. En este sentido, se utilizaron los mismos perfiles de carga y potencia máxima extraíble del viento, de manera de poder tener características comparables respecto al caso anterior. Sin embargo, se muestran nuevamente, por comodidad en la lectura, las potencias de carga, máxima, de referencia y entregada al bus del SCEE en las Figuras 5.20 y 5.21 respectivamente.

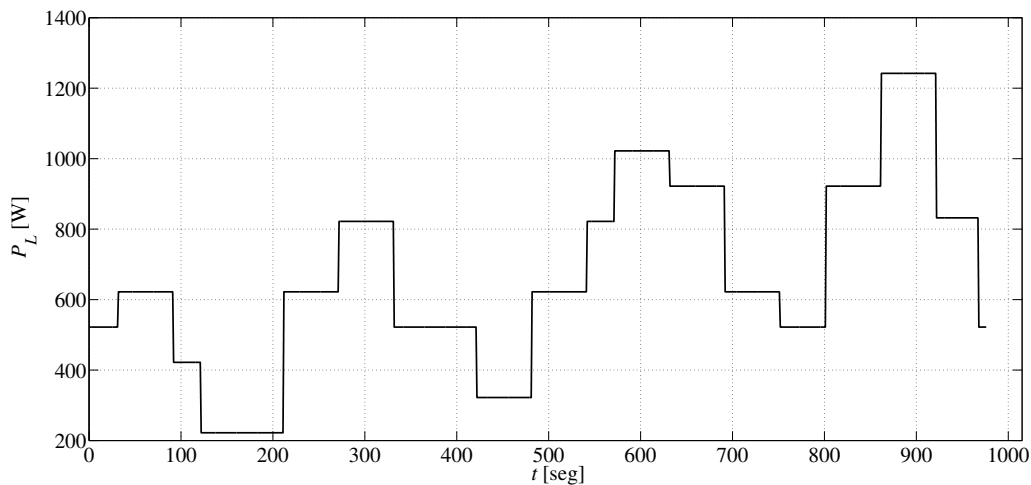
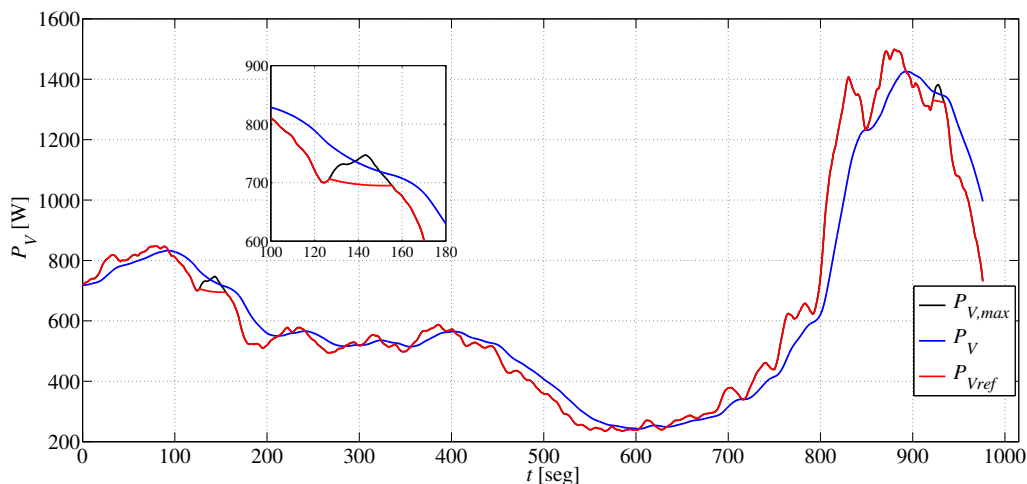


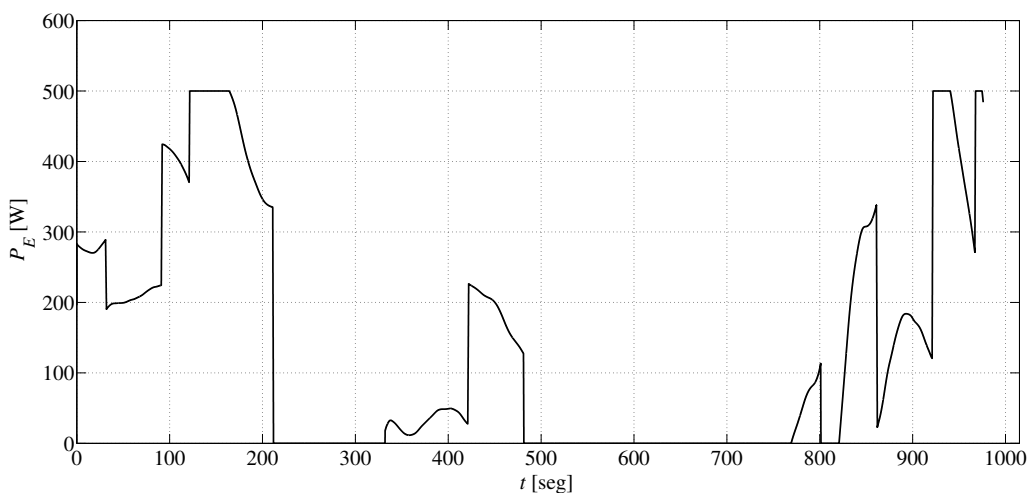
Figura 5.20: Perfil de carga  $P_L$

Respecto a la potencia entregada al electrolizador, dado que depende principalmente de la potencia de viento entregada al bus y la potencia de carga, no se aprecian grandes diferencias respecto al caso ideal (ver Figura 5.22). Pueden encontrarse algunas diferencias mínimas, siendo que en uno de los términos de los que depende  $P_{Eref}$  es la potencia de carga de los SC,  $P_{SCr}$ , que no coincide completamente en condiciones ideales y reales de funcionamiento.

La potencia entregada por el MGPC,  $P_{PC}$ , ilustrada en la Figura 5.23, se aprecia en líneas generales igual al caso ideal. La única diferencia apreciable puede verse a niveles de potencia elevados, donde la señal se vuelve algo más



**Figura 5.21:** Potencia máxima extraíble del viento ( $P_{V,max}$ ), Referencia de potencia ( $P_{Vref}$ ) y potencia entregada ( $P_V$ ) por el SCEE



**Figura 5.22:** Potencia entregada al electrolizador  $P_E$

ruidosa. Concretamente, ese fenómeno es debido a la limitación de frecuencia en el controlador real. En otras palabras, está relacionado al *chattering* en la corriente del convertidor del MGPC, que gracias a la estructura de control propuesta, se ha visto reducido a valores razonables.

En la Figura 5.24 se presenta la potencia entregada por el MABSC al bus de continua. En este caso, aún respondiendo rápidamente a las variaciones de carga, no se aprecian grandes variantes respecto al caso ideal.

La potencia de carga de los supercapacitores, en la Figura 5.25, es la que muestra mayor diferencia respecto al caso ideal, alrededor de los 600–700 *seg*. Esta situación puede explicarse debido a las aproximaciones realizadas a la hora de calcular las potencias y corrientes de referencia, las cuales generan una diferencia en la descarga de los supercapacitores. Esto hace que el supervisor compute un error de tensión de SC distinto respecto al caso ideal y, por consiguiente, difiere el cálculo de esta

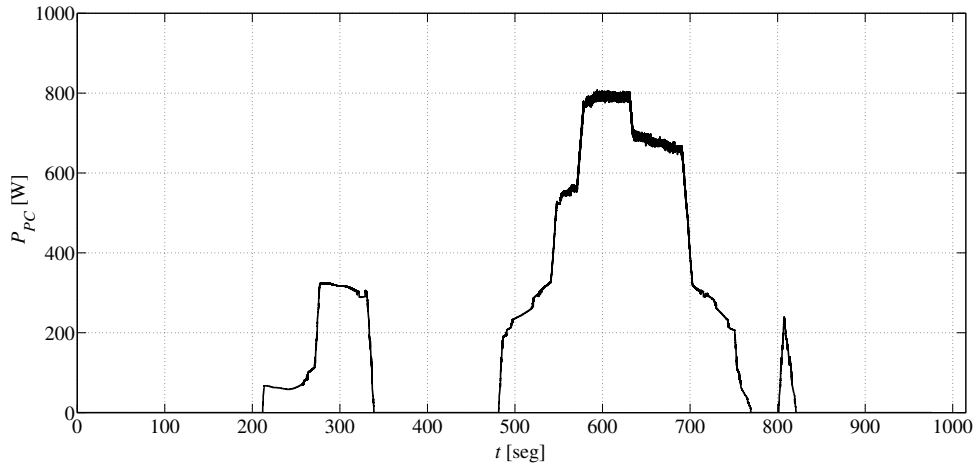


Figura 5.23: Potencia entregada por el MGPC  $P_{PC}$

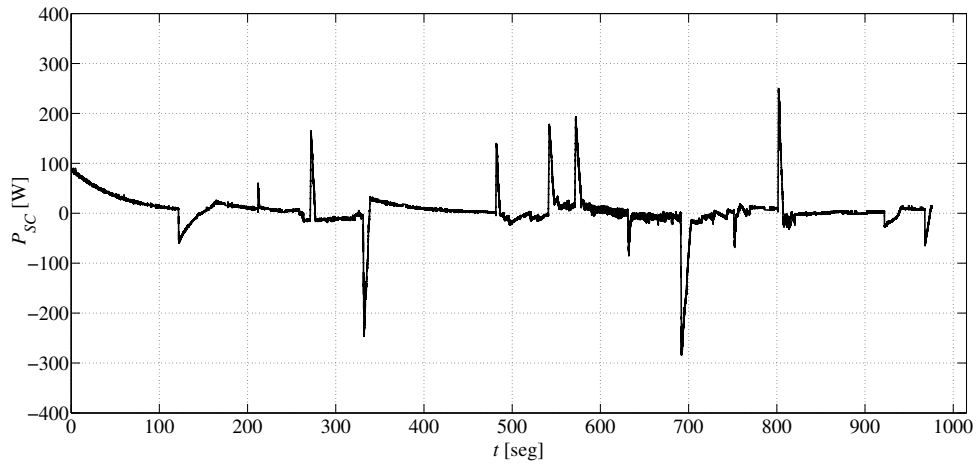


Figura 5.24: Potencia entregada por el MABSC  $P_{SC}$

referencia de carga. Sin embargo, el sistema responde adecuadamente, consiguiendo siempre llevar al sistema a su punto de equilibrio.

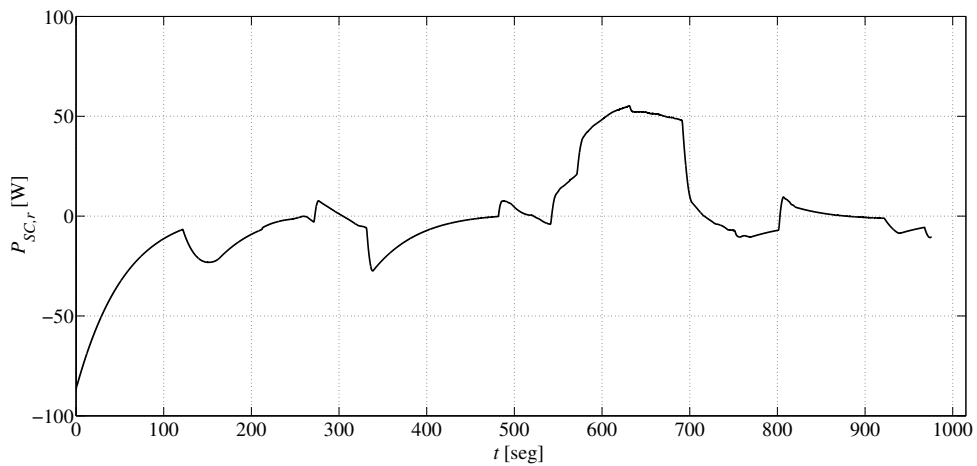


Figura 5.25: Potencia de carga de los SC  $P_{SC,r}$

Respecto a la tensión del bus de continua  $v_{bus}$ , que se muestra en la Figura 5.26, se observa claramente la buena respuesta del controlador del convertidor del MABSC. En este sentido y en comparación con el caso ideal, la señal presenta un *chattering* mayor, razonable debido a la limitación en frecuencia. Puede concluirse de todo lo anterior que la técnica utilizada y el diseño propuesto rechaza las perturbaciones en la carga y mantiene este *chattering* en un valor aceptable, validando su aplicación.

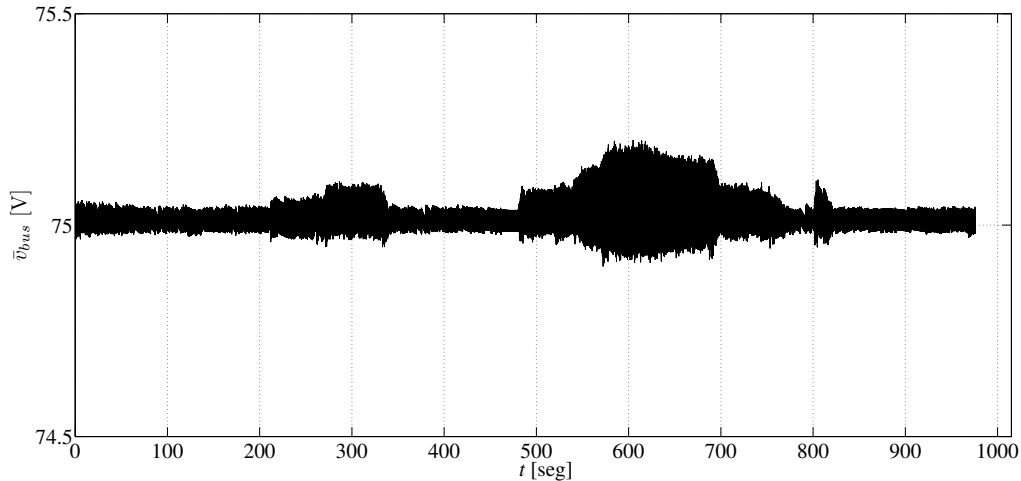


Figura 5.26: Tensión del bus de continua  $v_{bus}$

En las Figuras 5.27 y 5.28 se muestran la tensión y corriente de la PC, donde se aprecia que la corriente media (obtenida por el mismo filtrado que en el caso ideal) exhibe algo de *chattering*, pero de valor reducido gracias a la estrategia de control implementada. Además, se ve que el sistema opera desde corrientes bajas, donde la conducción discontinua del convertidor es inevitable. La limitación en la variación de corriente de la PC también se hace evidente, como se muestra en el recuadro ampliado de la Figura 5.28.

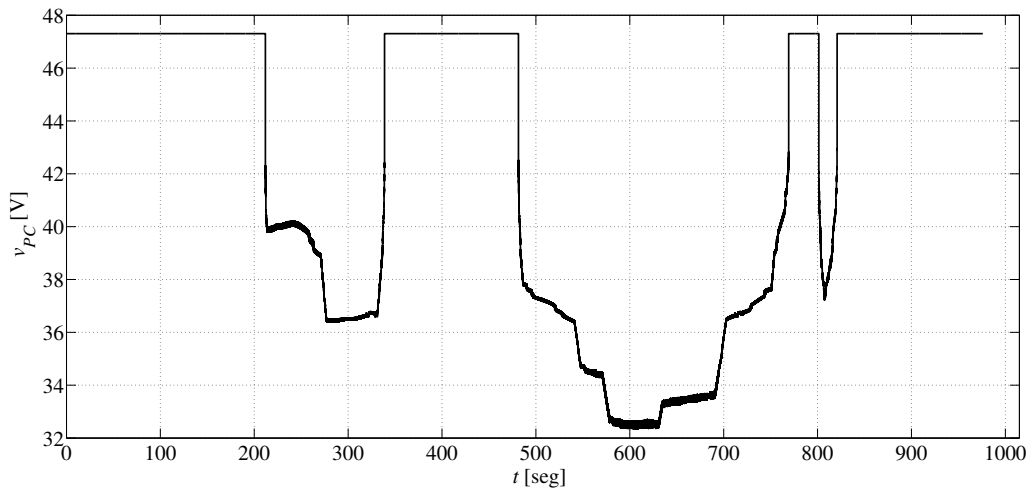


Figura 5.27: Tensión de la PC  $v_{PC}$

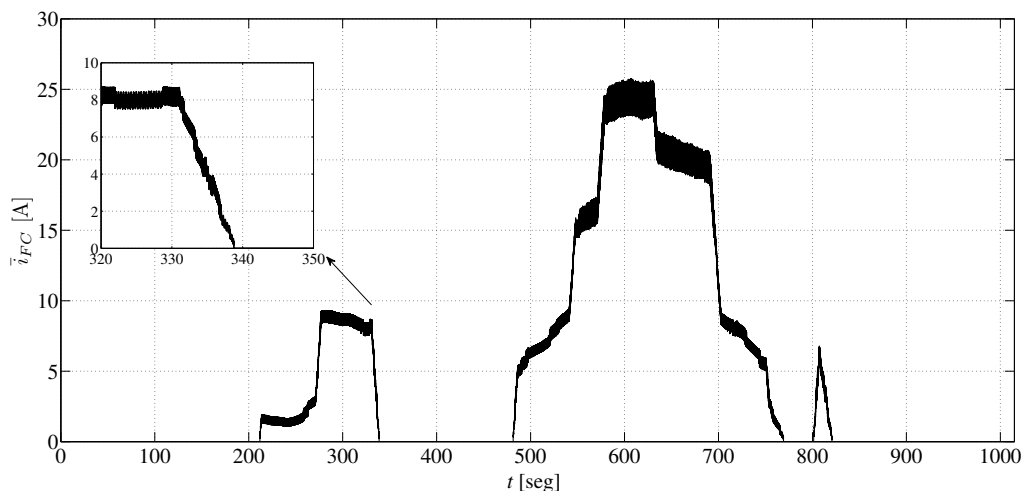


Figura 5.28: Corriente de la PC  $i_{PC}$

Respecto a la tensión y corriente de los SC, ilustrados en las Figuras 5.29 y 5.30, puede destacarse nuevamente la aparición de *chattering* y, en el caso particular de la tensión de los SC, la diferencia respecto al caso ideal, como se comentara previamente. Aún con estas diferencias, se obtuvo un excelente resultado, permitiendo ésto validar el diseño para ser implementado en forma experimental.

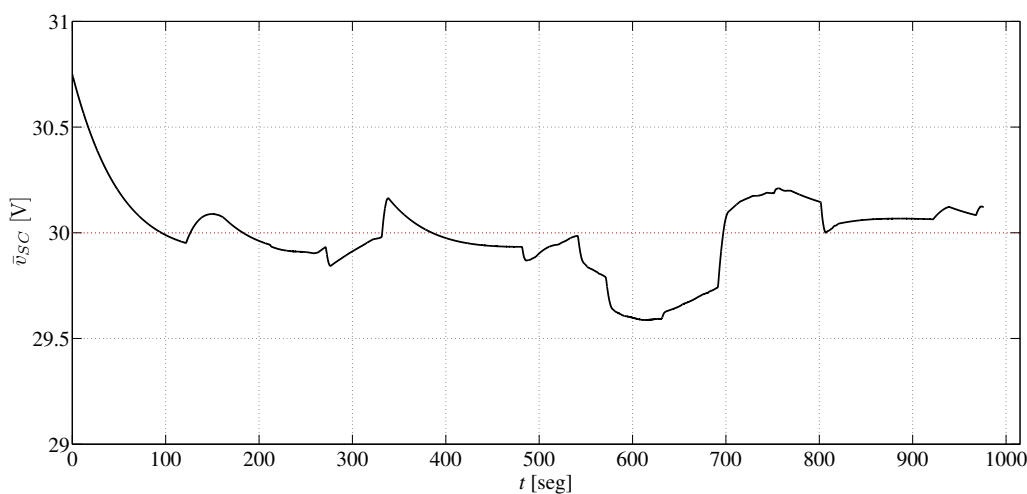


Figura 5.29: Tensión de los SC  $v_{SC}$

## 5.4. Implementación Práctica

En esta sección se presenta la implementación práctica de la estructura de control desarrollada y adaptada para el SHG, operando bajo un régimen variable de viento y de demanda de potencia de carga. Tanto el control supervisor como los controladores por MD fueron implementados en una estación de ensayo híbrida que se detalla en la siguiente sección. Posteriormente se brindan los resultados del exhaustivo ensayo

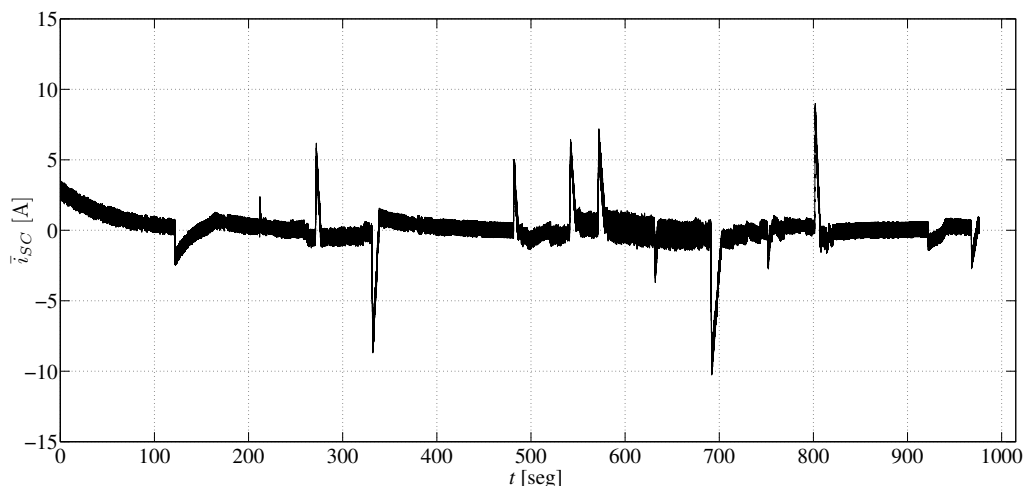


Figura 5.30: Corriente de los SC  $i_{SC}$

de los controladores en la estación.

#### 5.4.1. Estación de Ensayo Híbrida

La estación de ensayo híbrida que se presenta en esta sección fue construida con la finalidad de desarrollar y evaluar experimentalmente distintos tipos de controladores, en el *Laboratorio de Pilas de Combustible* del *Institut de Robòtica i Informàtica industrial (CSIC-UPC)* en Barcelona, España.

El MGPC está basado en el módulo de potencia de pila de combustible *Nexa*<sup>®</sup> de la empresa *Ballard*<sup>®</sup>. Este *stack* es capaz de entregar hasta 1,2 kW de potencia a una carga de corriente continua, con una tensión de salida no regulada. La potencia máxima se consigue cuando la corriente de salida alcanza los 46 A a una tensión nominal de 26 V. Por su parte, la tensión de circuito abierto en condiciones normales de funcionamiento es, aproximadamente, de 48 V. Para prevenir que el *ripple* de la corriente del convertidor de potencia afecte el funcionamiento de la PC, se ha incorporado un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de 500 Hz entre la *Nexa*<sup>®</sup> y el mencionado convertidor.

El MABSC se encuentra construido a partir del banco de supercapacitores *Maxwell*<sup>®</sup> de 165 F, con un voltaje nominal de 48 V y una corriente constante máxima de 98 A.

Los convertidores que conectan la PC y el banco de supercapacitores al bus de continua son de tipo elevador y están implementados mediante dos columnas de IGBT's *Semikron*<sup>®</sup>, cuya frecuencia máxima de conmutación es de 20 kHz. La tensión máxima y la corriente media que puede soportar cada llave es de 400 V y 75 A, respectivamente. Los inductores de ambos convertidores DC/DC tienen una inductancia de 35  $\mu H$  y la capacidad del bus es de 2720  $\mu F$ .

La estación de ensayo tiene instalada una fuente programable (FP) como fuente alternativa de potencia. Ésta es el modelo *NL Source-Sink* de *Höcherl & Hackl GmbH*<sup>®</sup> y consiste en una fuente unidireccional en tensión, pero bidireccional en corriente. La tensión máxima en bornes es de 80 V y puede entregar (o absorber) hasta 3,2 kW. Mediante este dispositivo es posible entonces emular el comportamiento del SCEE. En particular, se lo utilizó para emular la inyección de potencia al bus del generador eólico sometido a un perfil de viento establecido por el usuario.

Por último, la estación cuenta con una carga programable (CP), que consiste en una *ZL Electronic DC load*, también de *Höcherl & Hackl GmbH*<sup>®</sup>, pudiendo trabajar con una tensión máxima en bornes de 80 V y con una potencia máxima de 3,4 kW. La misma es altamente versátil, permitiendo para este caso en particular, representar además de la carga en el bus de continua, la demanda de carga del electrolizador.

En la Figura 5.31 se muestra una imagen de la estación completa, mientras que en la Figura 5.32 se presenta un detalle del filtro  $L - C$  y los inductores de los convertidores, respectivamente.

En relación a la medición y control de la estación híbrida, la misma posee un módulo de control basado en un *eZDSP*<sup>®</sup> TMS320F28335. El mismo es un DSC (del inglés *Digital Signal Controller*) con numerosas entradas analógicas y entradas/salidas digitales de propósito general. Estas últimas incluyen salidas tipo PWM. El núcleo del este DSC es un procesador de 150 MHz de *Texas Instruments*<sup>®</sup>. El kit puede conectarse a una PC mediante USB y ser programado utilizando *MATLAB*<sup>®</sup> y *Simulink*<sup>®</sup>, lo que reduce considerablemente los tiempos de programación y ensayo de algoritmos de control. El DSC se encuentra vinculado a la estación mediante circuitos de acondicionamiento de señal, tanto para la medición de corrientes y tensiones de la estación como para actuar sobre las llaves de los convertidores. En la Figura 5.33 se muestra una imagen del módulo de control completo. En el centro de la foto puede verse el DSC, a su izquierda el circuito de medición y adaptación de señal para las corrientes y tensiones de la estación y a la derecha el circuito de adaptación de niveles de salida para el comando de las llaves de los convertidores. Alrededor de estos circuitos están montadas diversas fuentes de alimentación, para cada dispositivo y para los instrumentos de medición colocados al frente del mismo.

### 5.4.2. Resultados Experimentales

En la presente subsección se muestran los resultados experimentales de la estructura de control propuesta para el SHG, operando bajo condiciones variables de viento y de demanda de potencia de carga. Luego de que la estrategia de control



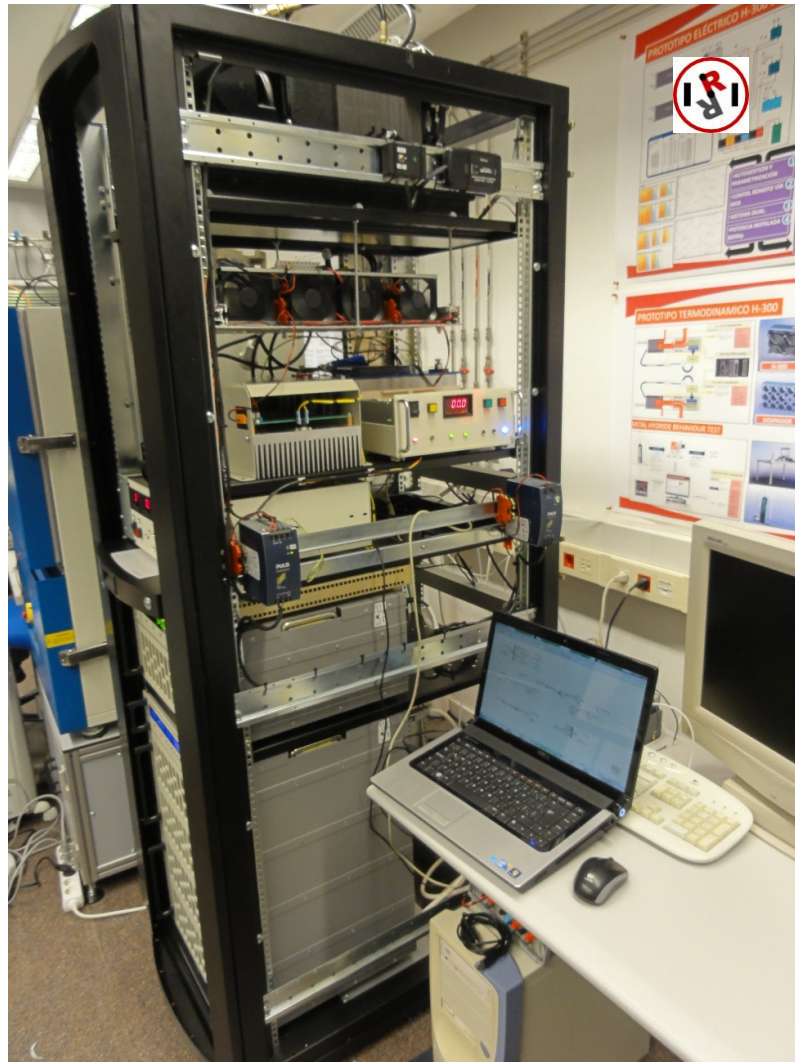
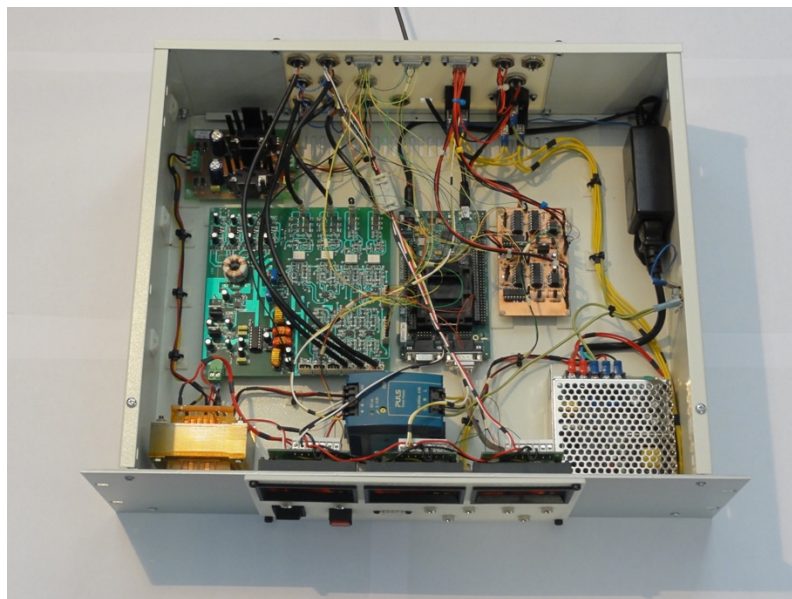


Figura 5.31: Estación de Ensayo Híbrida



Figura 5.32: Filtro de la PC  $L - C$  e inductores de los convertidores





**Figura 5.33:** Módulo de Medición y Control para los convertidores de la estación

fuera probada exhaustivamente mediante simulaciones, contemplando variaciones paramétricas en el modelo, se procedió a la implementación de los algoritmos en el módulo de control, para su posterior ensayo en la estación híbrida. Los mismos fueron cuidadosamente adaptados a los entornos de cálculo correspondientes. Por su parte, el control supervisor fue programado en un entorno *LabView*<sup>®</sup>, que se ejecuta en una PC de tiempo real, permitiendo la visualización y registro de todos los parámetros del sistema.

Los algoritmos de control y superficies de conmutación fueron implementadas en el DSC, junto con dos filtros digitales de primer orden para filtrar las corrientes de los inductores. En cuanto a las referencias de tensión para el bus de continua y para los supercapacitores, definidas en el entorno *LabView*<sup>®</sup>, fueron configuradas en 75 V y 30 V respectivamente.

La demanda de potencia externa  $P_L$ , implementada por medio de la carga programable, se presenta en la Figura 5.34. Esta serie de escalones de potencia, al igual que para las simulaciones realizadas, fue seleccionada para imponer en el sistema una condición límite de funcionamiento y llevarlo a diferentes puntos de operación representativos. De esta manera, es posible analizar y evaluar el desempeño de los controladores, tanto del punto de vista de la robustez de los algoritmos como de las características dinámicas obtenidas en lazo cerrado.

Para los ensayos, fue establecido el perfil de viento utilizado para las simulaciones previas. Vale la pena recordar que este perfil variable, en conjunto con el perfil de demanda de carga, hacen que el SHG opere en los diversos modos, permitiendo así la completa evaluación del control supervisor y los controladores dedicados. La potencia máxima extraíble del viento (a partir de este perfil),  $P_{V,max}$ , que puede

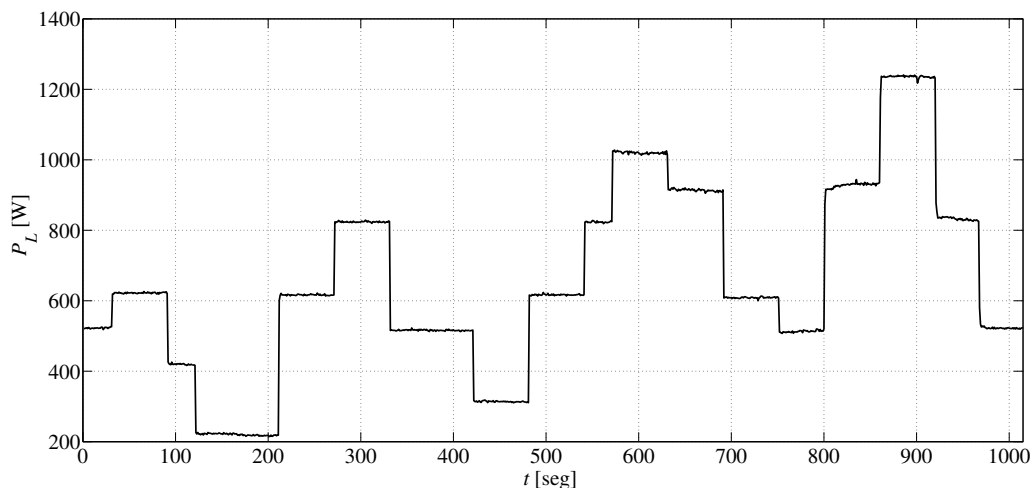


Figura 5.34: Demanda de potencia externa  $P_L$

obtenerse del módulo SCEE (emulado por medio de la fuente programable) puede verse en la Figura 5.35.

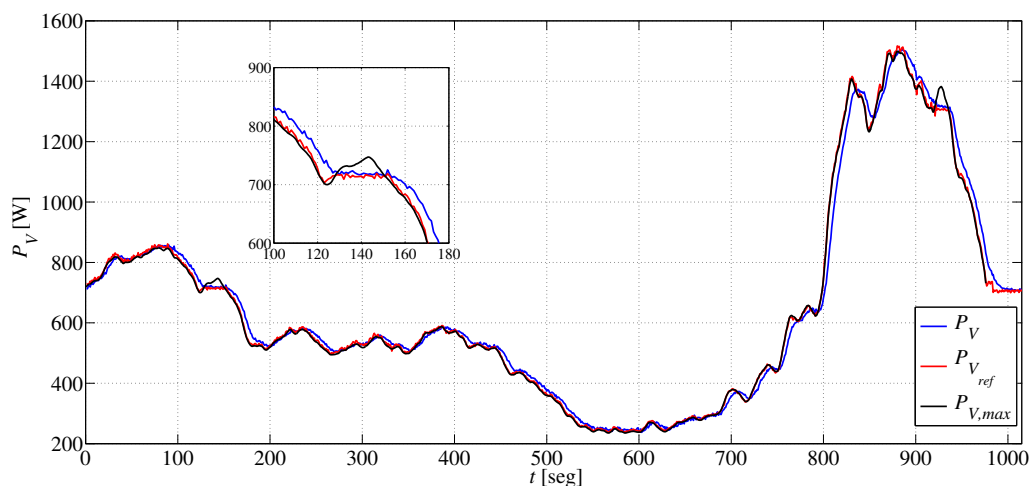


Figura 5.35: Potencia máxima extraíble del viento ( $P_{V,max}$ ), Referencia de potencia ( $P_{V,ref}$ ) y potencia entregada ( $P_V$ ) por el SCEE

En la misma figura, se muestran superpuestas la referencia de potencia del SCEE obtenida por el control supervisor,  $P_{V,ref}$ , y la potencia real generada y entregada por el SCEE al bus de continua,  $P_V$ .

Se debe destacar que entre los 130 y 150 segundos del experimento (aproximadamente), la potencia máxima extraíble del viento es mayor que la demanda total de potencia  $P_{tot,r}$  (ver (5.1)), de manera que la referencia de potencia a entregar por el SCEE debe ser limitada. Una situación similar ocurre alrededor de los 920 segundos. Durante el resto del tiempo, el módulo SCEE es forzado a entregar el máximo de potencia disponible, como se ve en la Figura 5.35.

La evolución del consumo de potencia del electrolizador  $P_E$  (emulado por la carga programable para estos ensayos) se muestra en la Figura 5.36. Se puede

observar que, de acuerdo al control supervisor, en los instantes de tiempo donde hay suficiente potencia extraíble del viento el electrolizador está activo. Esto significa que la demanda externa de potencia, el electrolizador y el requerimiento de potencia del MABSC puede ser satisfecho exclusivamente por el módulo SCEE. Puede notarse además que a pesar del exceso de potencia de viento  $P_{V, bal}$ , el electrolizador satura su consumo de potencia a  $P_{E, max}$  (ver (5.4)).

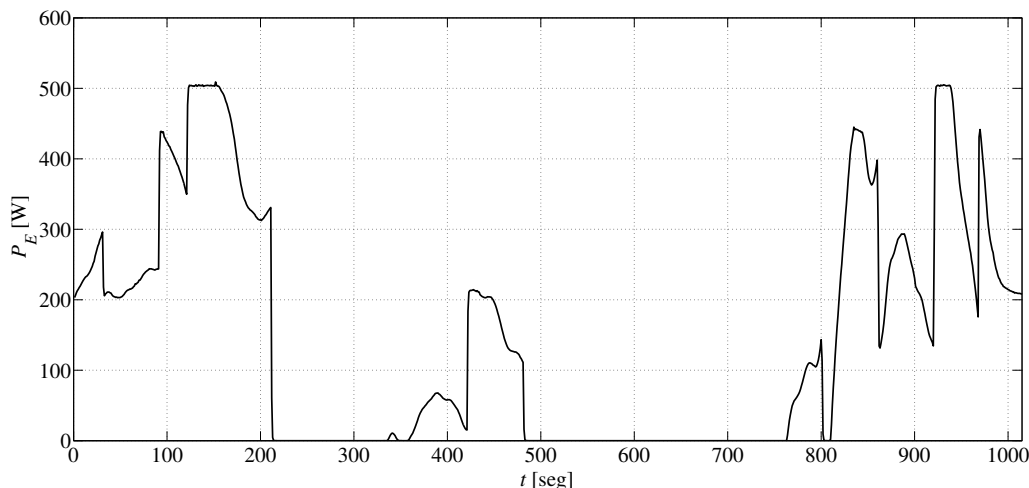


Figura 5.36: Potencia consumida por el electrolizador  $P_E$

Por otra parte, cuando la potencia entregada por el módulo SCEE no es suficiente para satisfacer la demanda total de potencia  $P_{tot, r}$ , el MGPC debe entregar potencia (ver Figura 5.37). Simultáneamente, el electrolizador se apaga considerando que, en pos de la eficiencia energética, la operación del MGPC y el electrolizador son mutuamente excluyentes (esta condición puede ser apreciada repetidas veces a lo largo de todo el experimento realizado).

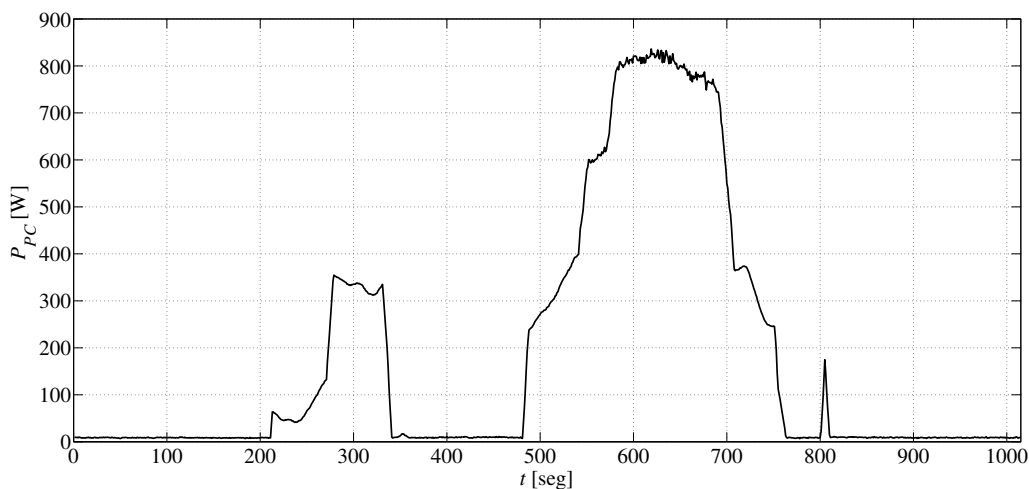


Figura 5.37: Potencia entregada por el MGPC  $P_{PC}$

Dado que la variación temporal de corriente entregada por el MGPC se encuentra

limitada a un valor seguro por el controlador por MD dedicado al convertidor del MGPC, como fuera mencionado en la subsección 5.3.2. Consecuentemente, es el MABSC el responsable de regular la tensión del bus de continua ante la aparición de cambios abruptos en la demanda de potencia externa de carga. El mismo es capaz de abastecer rápidamente la carga externa o absorber el exceso de potencia en el bus de continua, complementando la respuesta más lenta del MGPC y el módulo SCEE. (ver la  $P_{SC}$  en la Figura 5.38). Como resultado, la estructura de control planteada mantiene adecuadamente la tensión del bus de continua  $v_{bus}$  dentro del 2 % del valor deseado (Figura 5.39).

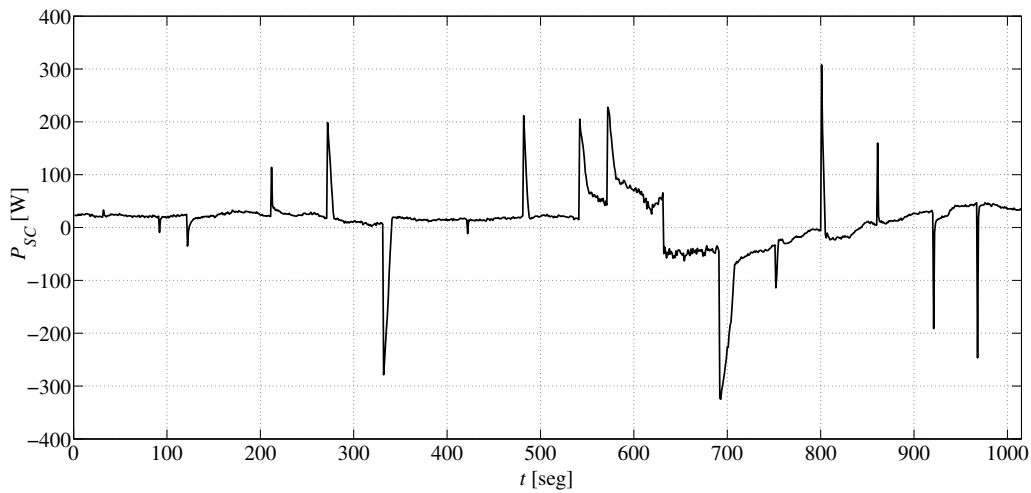


Figura 5.38: Potencia del MABSC  $P_{SC}$

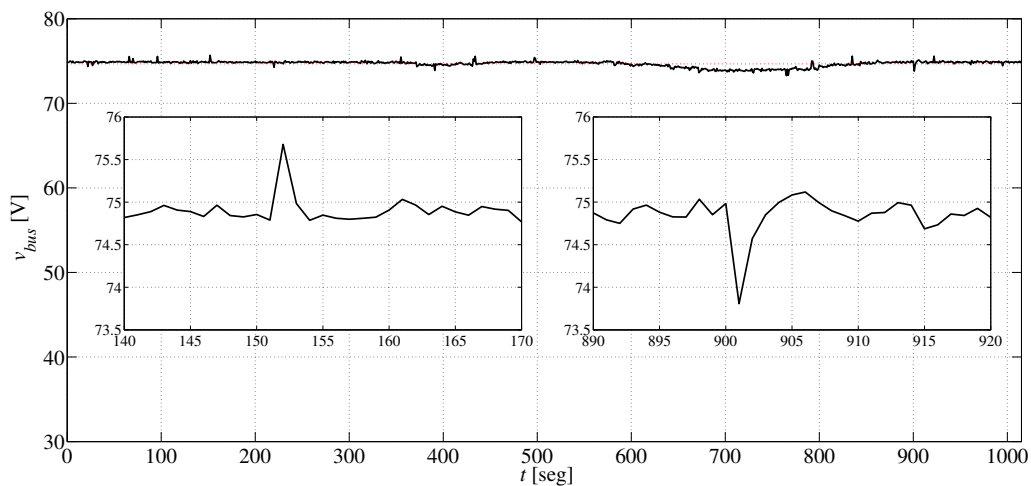


Figura 5.39: Tensión del bus de continua  $v_{bus}$

En la Figura 5.39 también se muestran dos áreas ampliadas de la curva. Las mismas presentan en detalle la respuesta del controlador a cambios abruptos de demanda de carga externa, obteniendo una evolución satisfactoria de la tensión.

## 5.4. IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA

La relación entre la corriente y la tensión del MGPC, de acuerdo a la ecuación (5.14), puede apreciarse en las figuras 5.40 y 5.41. Por otro lado, esta última exhibe claramente el límite en la velocidad de cambio de la corriente de la PC implementado mediante el control por MD del MGPC, como se indicó previamente.

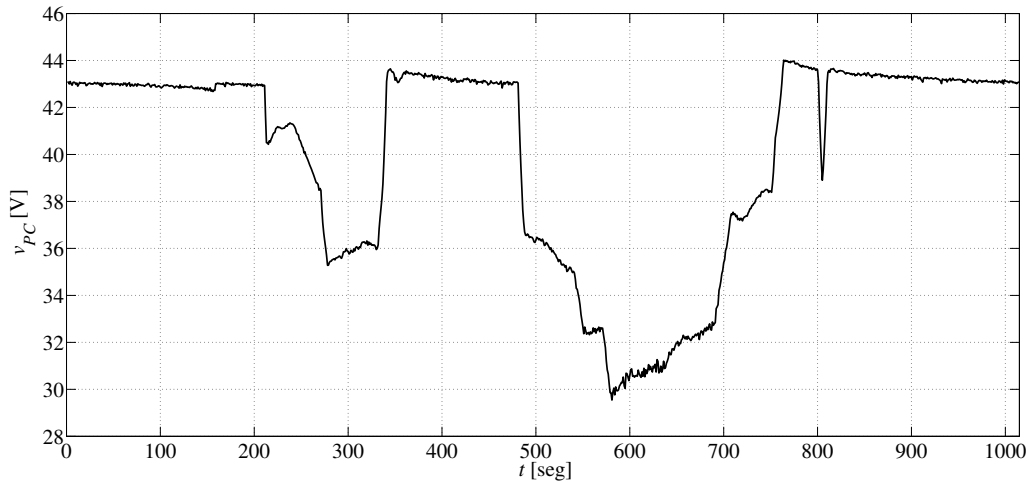


Figura 5.40: Tensión de la PC  $v_{PC}$

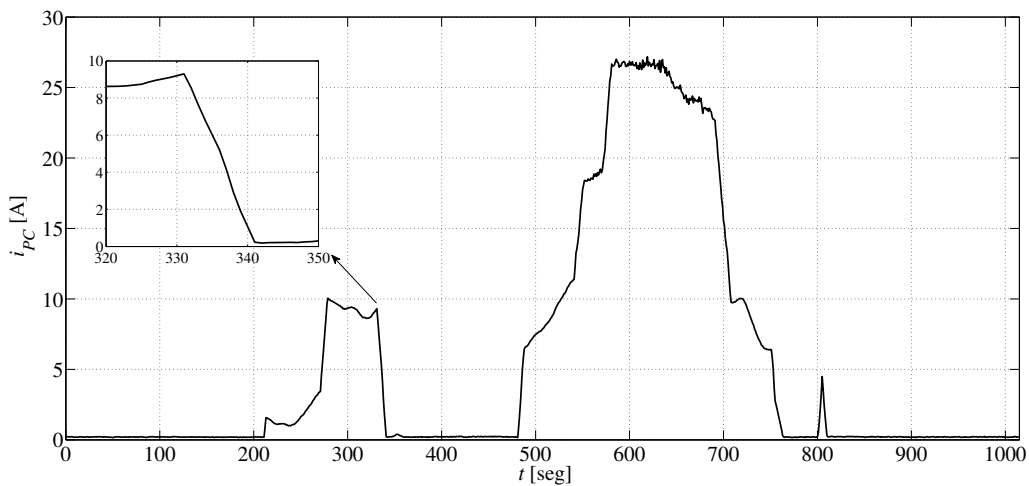


Figura 5.41: Corriente de la PC  $i_{PC}$

Finalmente, en la Figura 5.42 y en la Figura 5.43, se muestran la evolución de la tensión y la corriente del MABSC, respectivamente. En la Figura 5.42, se observa que la tensión de los SC se encuentra cerca del valor de referencia, a pesar de las condiciones fuertemente variables de operación. Ello se debe al efecto del control supervisor en el valor de la tensión.

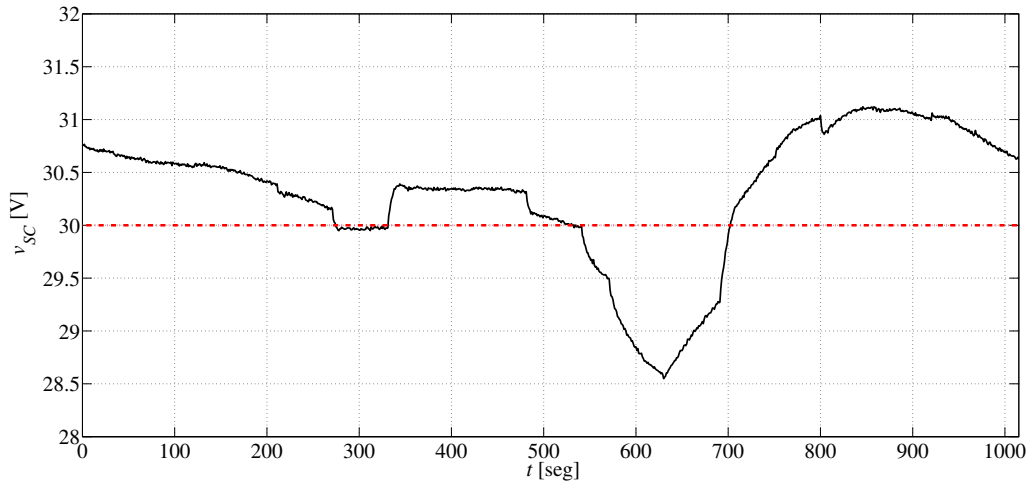


Figura 5.42: Tensión de los SC  $v_{SC}$  y valor de referencia  $V_{SCref}$

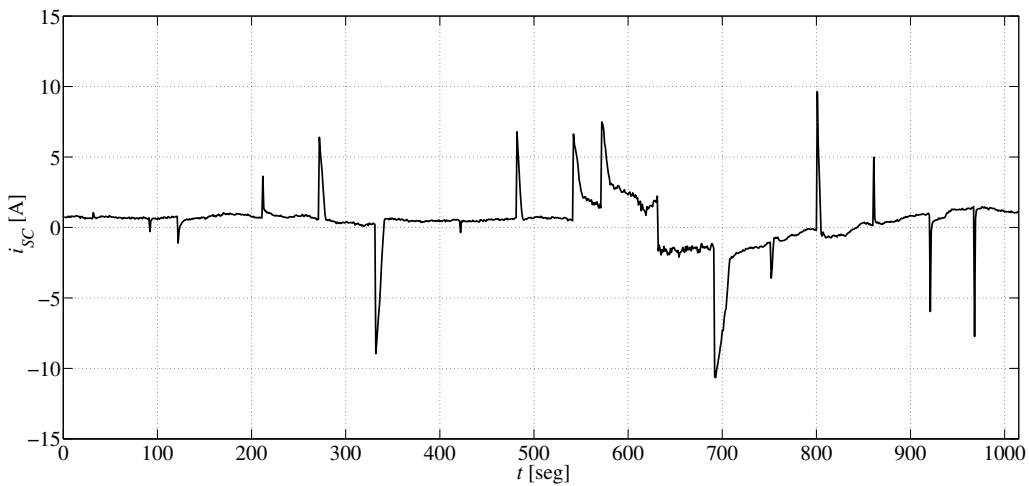


Figura 5.43: Corriente de los SC  $i_{SC}$

## 5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño e implementación de un esquema de control completo para un sistema autónomo de generación de energía eléctrica basado en pilas de combustible. El diseño incluyó la propuesta de dos niveles jerárquicos, que fueron analizados en detalle.

El nivel superior, o control supervisor, probó ser una herramienta apta para la generación de referencias, coordinando de forma eficiente los flujos de energía y las interacciones de potencia del sistema híbrido: MGPC/MABSC (núcleo del SHG), el módulo alternativo de generación de energía (en este caso, emulando un SCEE), el electrolizador y la carga externa. Por su parte, el nivel inferior constituido por dos controladores por MD para los convertidores de potencia CC/CC, también demostró su capacidad de controlar los flujos de potencia y regular la tensión del bus de continua, aún ante la presencia de incertidumbres en el modelo y perturbaciones

externas.

El desarrollo de los controladores dedicados contempló tres etapas principales. La primera de ellas, el análisis y diseño basado en condiciones ideales del sistema, obteniendo resultados valiosos respecto a la selección de las superficies y comportamiento general del esquema de control.

Como segunda etapa, se introdujeron en el diseño limitaciones típicas de los sistemas reales, principalmente la frecuencia de conmutación finita y capacidades de medición y cómputo del hardware de control reducidas. Esto permitió un desarrollo adaptado y orientado a la implementación de los controladores propuestos en SHG reales, obteniendo nuevamente excelentes resultados. El proceso de diseño y simulación fue acompañado con un estudio de la estabilidad de la dinámica cero del sistema, alrededor del punto de equilibrio, por medio de un análisis estadístico, considerando la variación paramétrica de los componentes en juego. Este análisis de estabilidad en lazo cerrado permitió también mostrar la robustez a la variación de ciertos parámetros (tales como las inductancias de los convertidores) y cuáles parámetros son los que más afectan la dinámica de lazo cerrado (en este caso, las capacidades del bus y los supercapacitores).

Ambas etapas de desarrollo fueron rigurosamente estudiadas mediante simulaciones, considerando variaciones paramétricas y perturbaciones, teniendo en consideración su posterior implementación y ensayo en la estación híbrida. Los resultados obtenidos demuestran que el sistema de control propuesto es apto para trabajar en forma robusta con un SHG puesto a operar en diversas condiciones de carga y disponibilidad de recursos.

Como etapa final, se trabajó en la implementación práctica de los controladores, en una estación de ensayo híbrida, donde se obtuvieron excelentes resultados experimentales, comparables a los obtenidos por simulación en la etapa de diseño. Los ensayos entonces, además de demostrar el buen comportamiento del sistema en los distintos modos y ante variaciones abruptas en la demanda de carga, permiten validar el proceso de diseño llevado adelante.

Es importante remarcar que, si bien la estrategia de control propuesta estuvo específicamente adaptada para su implementación en la estación de ensayo disponible en el *Institut de Robòtica i Informàtica industrial (CSIC-UPC)*, tiene características amplias y puede ser implementada, con modificaciones menores, en diferentes SHG con topologías modulares similares. Incluso, además del diseño teórico propuesto, la incorporación de lineamientos y comentarios respecto a su implementación buscan facilitar su realización práctica cuando se trabaja con recursos de hardware de cómputo limitados.





# Capítulo 6

## Control del SHG: Diseño MIMO

### 6.1. Introducción

En el capítulo previo, se realizó el diseño de una estructura de control combinada para los convertidores de potencia correspondientes a los módulos de pila de combustible y supercapacitores, desde un punto de vista SISO. Es decir, se desarrollaron dos controladores por MD independientes que cumplen completamente con especificaciones dadas. Estos buenos resultados, motivaron a profundizar el trabajo de Tesis en otras técnicas de diseño de este tipo de controladores. En particular, tratándose de dos convertidores CC/CC conectados a un mismo Bus de CC, existe un acoplamiento entre ambos. Por este motivo, en el presente capítulo, se desarrolla una nueva estructura de control combinada para los mismos convertidores, que contempla formalmente la existencia de dicho acoplamiento desde una perspectiva MIMO (Múltiples Entradas, Múltiples Salidas).

En primer lugar, se presenta el diseño del controlador MIMO para el núcleo MGPC/MABSC del sistema híbrido. Para ello, se plantea el caso en que este núcleo es el único encargado de alimentar la carga, sin contar con ninguna otra fuente o almacenamiento. El desarrollo del controlador entonces involucra el uso de una técnica de desacoplamiento de entrada a superficies de control, que permite luego un diseño sencillo de las acciones de control a ser aplicadas. Se estudia la estabilidad del sistema, a partir del cálculo de la dinámica cero resultante. Dada la característica del sistema y del controlador obtenido, el proceso es abordado mediante el análisis de los campos vectoriales y el punto de equilibrio de esta dinámica de lazo cerrado. A partir de este estudio, se determina la existencia de una región invariante del espacio que permita asegurar la estabilidad de las trayectorias del sistema.

Posteriormente, se plantea la extensión de este esquema de control al SHG completo, contemplando nuevamente el sistema supervisor diseñado en el capítulo previo. Finalmente se presentan resultados de simulación tanto del núcleo

MGPC/MABSC como del SHG completo, que muestran el excelente funcionamiento de la estructura de control MIMO bajo condiciones de operación extremas.

## 6.2. Modelo del Sistema

El sistema sobre el cual se desarrolla el controlador en este capítulo tiene características muy similares al presentado en el capítulo previo. Sin embargo, el enfoque con que se aborda el problema es sustancialmente diferente. Como se mencionara previamente, la presente sección se abordará el control del núcleo del SHG, es decir, el bloque conformado por el MGPC y el MABSC (ver Figura 6.1). Esto permite tener una mejor perspectiva del problema y la solución propuesta. Cabe destacar que, desde el punto de vista del control, este planteo no conlleva una limitación al diseño, ya que este bloque en conjunto con el controlador propuesto puede ser incorporado al SHG completo con mínimas modificaciones.

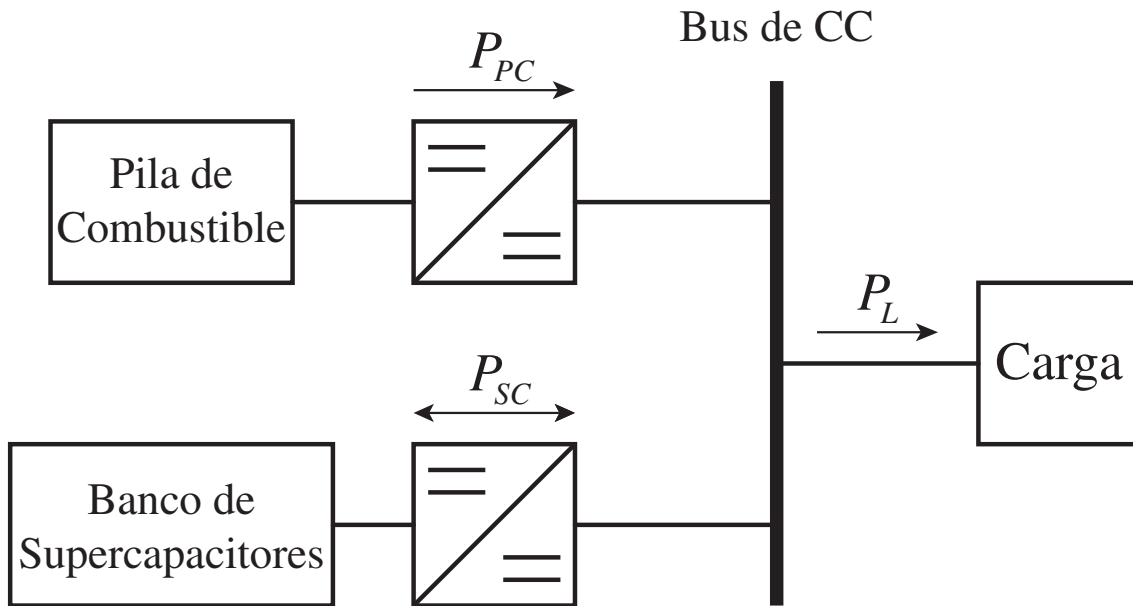


Figura 6.1: Diagrama en bloques del núcleo del SHG

Asumiendo entonces que el núcleo MGPC/MABSC es el único encargado de proveer potencia a la carga, el modelo dinámico del sistema está asociado al esquema circuital que se muestra en la Figura 6.2.

Las ecuaciones (6.1) a (6.4) representan el modelo promediado de la dinámica de éste núcleo. Para obtener las mismas se asume conducción continua y las pérdidas resistivas asociadas a las corrientes de los convertidores mediante  $R_{Lpc}$  y  $R_{Lsc}$ . Si bien las variables y parámetros del sistema aquí utilizados en general coinciden con la nomenclatura descrita en el capítulo anterior, se presentan nuevamente:

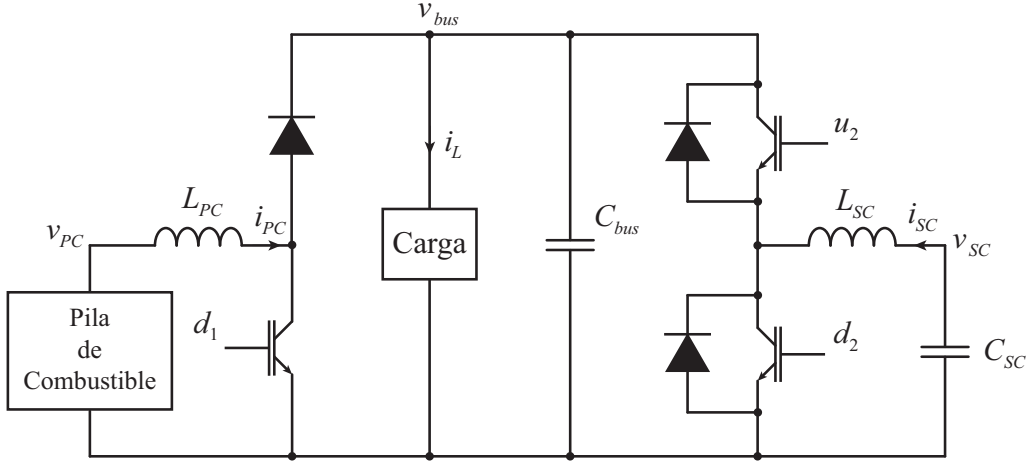


Figura 6.2: Diagrama circuital del núcleo del SHG

$$\dot{\bar{i}}_{PC} = \frac{v_{PC}}{L_{PC}} - \frac{R_{L_{PC}} \cdot \bar{i}_{PC}}{L_{PC}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{PC}} \cdot \bar{u}_1 \quad (6.1)$$

$$\dot{\bar{i}}_{SC} = \frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} - \frac{R_{L_{SC}} \cdot \bar{i}_{SC}}{L_{SC}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{SC}} \cdot \bar{u}_2 \quad (6.2)$$

$$\dot{\bar{v}}_{bus} = -\frac{i_L}{C_{bus}} + \frac{\bar{i}_{PC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_1 + \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}} \cdot \bar{u}_2 \quad (6.3)$$

$$\dot{\bar{v}}_{SC} = -\frac{\bar{i}_{SC}}{C_{SC}} \quad (6.4)$$

donde, nuevamente:

$$v_{PC} = N_{PC} \cdot (E_{oc} - R_{PC} \cdot \bar{i}_{PC} - A \cdot \log(\bar{i}_{PC}) - m \cdot \exp(n \cdot \bar{i}_{PC})) \quad (6.5)$$

representa la tensión de salida de la PC como función de la corriente y:

$\bar{i}_{PC}$ ,  $\bar{i}_{SC}$  la corriente del MGPC y MABSC;

$\bar{v}_{bus}$ ,  $\bar{v}_{SC}$  la tensión del bus de continua y de los SC;

$C_{bus}$ ,  $C_{SC}$  la capacidad del bus de continua y de los SC;

$L_{PC}$ ,  $L_{SC}$  la inductancia del convertidor del MGPC y del MABSC;

$i_L$  la corriente de carga;

$\bar{u}_i = 1 - \bar{d}_i$  el ciclo de trabajo del dispositivo semiconductor asociado en el convertidor  $i$ ;

$R_{L_{PC}}$ ,  $R_{L_{SC}}$  la resistencia equivalente de los inductores y semiconductores de los convertidores del MGPC y del MABSC;

$N_{PC}$  la cantidad de celdas de la PC;

$E_{oc}$  la tensión de circuito abierto de la PC;

$R_{PC}$  la resistencia lineal de la PC;

$A$  la pendiente de la ecuación de Tafel;

$m, n$  constantes de la caída de tensión por transferencia de masa.

Notar que el sistema resulta afín en el control, pudiendo ser representado de la siguiente forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot \bar{u} \quad (6.6)$$

donde el vector de estados resulta  $x = [\bar{i}_{PC} \ \bar{i}_{SC} \ \bar{v}_{bus} \ \bar{v}_{SC}]^T$  y el vector de entradas está dado por  $\bar{u} = [\bar{u}_1 \ \bar{u}_2]^T$ . Por otro lado,  $f(x)$  y  $g(x)$  son:

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{v_{PC}}{L_{PC}} \\ \frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} \\ -\frac{\bar{i}_L}{C_{bus}} \\ -\frac{\bar{i}_{SC}}{C_{SC}} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{v}_{bus}}{L_{PC}} & 0 \\ 0 & -\frac{\bar{v}_{bus}}{L_{SC}} \\ \frac{\bar{i}_{PC}}{C_{bus}} & \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Esta estructura será de utilidad a la hora de aplicar la técnica MIMO por desacoplamiento para el diseño de los controladores que es detallada en la siguiente sección.

### 6.3. Diseño del Control

Los objetivos generales de control para el núcleo del SHG conformado por el MGPC y MABSC coinciden con los que se describieron en la sección 5.3.2. Es decir, en este caso, el núcleo debe entregar la potencia necesaria para cubrir la demanda de carga y regular la tensión del bus de continua. Asimismo, se debe limitar la velocidad de cambio de la corriente de la PC, para asegurar su correcto y seguro funcionamiento, prolongando su vida útil. Por último, deberá mantenerse la tensión de los supercapacitores en su valor de referencia, siempre que exista suficiente potencia disponible.

Con este fin, se plantean dos nuevas superficies de conmutación que permitan cumplir con estos objetivos. Cabe destacar que si bien hasta este punto el desarrollo parece muy similar al caso SISO presentado previamente, el diseño de la acción de control resulta sustancialmente diferente, al utilizar una técnica MIMO de desacoplamiento entre las entradas y las superficies. Esto particularmente tiene la ventaja de asegurar un diseño más simple, por medio del uso de un difeomorfismo que asigne una única entrada a cada superficie. La obtención de las acciones de control a aplicar a los convertidores se obtiene utilizando la transformación inversa.

### 6.3.1. Superficie de Control del Convertidor del MGPC

Para este caso, se plantea una superficie que permita regular la potencia que es entregada por el MGPC al bus de continua. Este objetivo puede conseguirse por medio de regular la corriente del convertidor, que permite como segundo objetivo controlar la velocidad de cambio de la misma. Asimismo, debido a que en este caso el núcleo MGPC/MABSC debe funcionar en forma autónoma, el MGPC debe también entregar la potencia requerida para recargar los SC al valor de referencia configurado. Por lo tanto, la superficie resulta:

$$s_1 = \bar{i}_{PC} - I_{TotalPCref} \quad (6.9)$$

$$= \bar{i}_{PC} - I_{PCref} + a_1 \cdot (\bar{v}_{SC} - V_{SCref}) \quad (6.10)$$

donde:

$I_{TotalPCref}$  es la referencia total de corriente. Esta referencia tiene la limitación en su derivada, para asegurar un correcto y seguro funcionamiento de la PC. Además cuenta con una limitación a un valor de 45 A, la máxima corriente que puede entregar la PC en forma segura;

$V_{SCref}$  es la referencia de tensión de los SC;

$a_1 > 0$  es un parámetro de diseño de la superficie y debe ser seleccionado considerando la dinámica deseada para la recarga de los SC. En este sentido, puede destacarse que grandes valores de  $a_1$  recargarán rápidamente los SC, pero generando cierta sobrecarga en la PC, mientras que valores pequeños resultarán en una recarga muy lenta;

$I_{PCref}$  es la corriente que debe ser entregada por el MGPC para cubrir la demanda de carga en el bus de continua. La misma se calcula de la siguiente forma:

$$I_{PCref} = \frac{P_L}{v_{PC}} \quad (6.11)$$

donde  $P_L$  es la potencia demandada por la carga ( $P_L = \bar{v}_{bus} \cdot i_L$ ).

### 6.3.2. Superficie de Control del MABSC

El MABSC estará entonces a cargo de regular la tensión del bus de continua, respondiendo a las variaciones rápidas en la demanda de carga. Con este fin, la superficie que se plantea permite el control de tensión de salida del convertidor elevador asociado al módulo. La superficie tiene en cuenta tanto la corriente de entrada como la tensión de salida del convertidor:

$$s_2 = \bar{i}_{SC} - I_{SCref} + a_2 \cdot (\bar{v}_{bus} - V_{busref}) \quad (6.12)$$

donde:

$V_{busref}$  es la referencia de tensión del bus de continua;

$a_2$  una ganancia positiva que debe diseñarse para obtener la dinámica de lazo cerrado de  $\bar{v}_{bus}$  deseada.

$I_{SCref}$  se obtiene a partir de la diferencia de potencia entregada por el MGPC y la demanda de potencia de carga, es decir:

$$I_{SCref} = \frac{P_L - P_{PC}}{\bar{v}_{SC}} \quad (6.13)$$

con  $P_{PC} = v_{PC} \cdot \bar{i}_{PC}$  la potencia que el MGPC entrega al bus de continua.

### 6.3.3. Diseño de la Acción de Control Desacoplada

Para realizar el diseño de las acciones de control y asegurar las condiciones de existencia del MD, se propone una metodología de desacoplamiento entradas a superficies. Esto se logra mediante el uso de un difeomorfismo que se define a continuación. Siendo el vector de superficies  $S = [s_1 \ s_2]^T$ , puede calcularse su derivada temporal de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \dot{x} + \frac{\partial S}{\partial t} \\ &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \cdot u + \frac{\partial S}{\partial t} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Consideremos ahora un difeomorfismo  $T(x)$  que define una nueva entrada de control  $w$ , tal que:

$$w = T(x) \cdot \bar{u} \quad (6.15)$$

Seleccionando la transformación como  $T(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x)$  (Sira-Ramirez, 1988), la ecuación (6.14) resulta:

$$\begin{aligned}\dot{S} &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \cdot T(x)^{-1} \cdot w + \frac{\partial S}{\partial t} \\ &= \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) + I \cdot w + \frac{\partial S}{\partial t}\end{aligned}\quad (6.16)$$

donde  $I$  es la matriz identidad. De esta forma, la entrada de control  $w_i$  actúa únicamente sobre la superficie  $s_i$ , y ambas acciones de control pueden ser diseñadas independientemente

Calculando  $T(x)$  para las superficies  $s_1$  y  $s_2$  planteadas, resulta:

$$T(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{v}_{bus}}{L_{PC}} & 0 \\ \frac{a_2 \cdot \bar{i}_{PC}}{C_{bus}} & \frac{a_2 \cdot \bar{i}_{SC}}{C_{bus}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{SC}} \end{bmatrix}\quad (6.17)$$

Notar que la inversa de la matriz  $T(x)$  existirá siempre que  $\bar{v}_{bus} \neq 0$  y  $\frac{a_2 \cdot \bar{i}_{SC}}{C_{bus}} - \frac{\bar{v}_{bus}}{L_{SC}} \neq 0$ . La primera condición se verifica dado que la PC siempre fija una tensión positiva en el bus de continua. La segunda condición puede asegurarse tomando en cuenta el rango de operación del sistema y diseñando el parámetro  $a_2$  de la superficie a este efecto.

Asegurando la existencia de esta inversa, puede calcularse la acción de control equivalente nominal, como se viera en el la Sección 4.3.3, tomando  $\dot{S} = 0$  y  $S = 0$ :

$$\begin{aligned}w_{eqN} &= -\frac{\partial S}{\partial t} - \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) \Big|_{S=0} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{v_{PC}}{L_{PC}} + \frac{R_{L_{PC}} \cdot \bar{i}_{PC}}{L_{PC}} + \frac{a_1 \cdot \bar{i}_{SC}}{C_{bus}} + \dot{I}_{PCref} \\ -\frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} + \frac{R_{L_{SC}} \cdot \bar{i}_{SC}}{L_{SC}} + \frac{a_2 \cdot \bar{i}_L}{C_{bus}} + \dot{I}_{SCref} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (6.18)$$

verificándose en  $S = 0$ :

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{PC} \\ \bar{i}_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{PCref} - a_1 \cdot (\bar{v}_{SC} - V_{SCref}) \\ I_{SCref} - a_2 \cdot (\bar{v}_{bus} - V_{busref}) \end{bmatrix}\quad (6.19)$$

Es importante notar que las derivadas de las corrientes de referencia  $\dot{I}_{PCref}$  y  $\dot{I}_{SCref}$  en la ecuación (6.18) pueden calcularse a partir de señales filtradas de  $I_{PCref}$  y  $I_{SCref}$  respectivamente. Esto es significativo a la hora de evitar amplificación de ruido y grandes picos debido a cambios abruptos en la referencia de corriente del MABSC.

Se propone entonces una acción de control adaptiva para asegurar la existencia del MD en las respectivas superficies  $s_i$ , de la forma:

$$w_i = w_{eqNi} + (W_{c,i} + W_{a,i} \cdot |i_i|) \cdot \text{sign}(s_i)\quad (6.20)$$

donde

$W_{c,i}$ ,  $W_{a,i}$  son ganancias del término constante y lineal de la función conmutada, respectivamente;

$i_i$  la corriente del convertidor de potencia respectivo, es decir  $\bar{i}_{PC}$  o  $\bar{i}_{SC}$ .

El primer término de (6.20) mantiene al sistema nominal sobre la superficie. El segundo término permite, en forma robusta, rechazar variación de parámetros, errores de cálculo, incertidumbres en el modelo y perturbaciones. Es importante destacar que uno de los principales efectos relacionados a las pérdidas no modeladas en los convertidores está directamente asociado a la corriente en los mismos. De esta forma, el término lineal que se incorpora en el término discontinuo de la función (6.20) tiene por objetivo mitigar este impacto.

Por lo tanto, este término adaptivo en (6.20) puede ser reducido si se minimiza el error en las pérdidas no modeladas de los convertidores. Esto tendrá un efecto significativo en la mitigación del *chattering* en la aplicación práctica del controlador. De ser necesario, también considerando implementaciones, es posible incorporar un término integral a las referencias para rechazar ciertos errores de cálculo.

El diseño de las ganancias  $W_{c,i}$  y  $W_{a,i}$  se realiza por medio de un estudio de propagación de errores en (6.18). En este caso, la independencia entre ambas acciones de control equivalentes permiten llevar adelante este proceso sin mayores complicaciones. Se deben plantear separadamente los casos  $i_i = 0$  e  $i_i \neq 0$  para contemplar correctamente el término adaptivo. Cabe destacar que los valores de ganancias obtenidas por este método son generalmente muy elevadas. Por este motivo, partiendo de los valores obtenidos, debe realizarse un ajuste que se logra por medio de simulación, asegurando en todo momento la existencia del régimen deslizante y reduciendo al máximo el *chattering*.

Por otra parte, puede diseñarse una acción de control para el modo de alcance,  $w_{alc}$ , en la ecuación (6.20) para asegurar una dinámica rápida en este período. Por ejemplo, de la forma:

$$w_{alc} = \begin{cases} |s_i| \cdot \text{sign}(s_i) & |s_i| > \epsilon \\ 0 & |s_i| < \epsilon \end{cases} \quad (6.21)$$

con  $\epsilon$  una constante positiva dada.

Es importante mencionar que este desarrollo considera únicamente el modo de conducción continua. La extensión a modo de conducción discontinua no es directamente realizable. El funcionamiento del sistema en todo el rango de operación puede conseguirse, por ejemplo, utilizando en MCD una técnica similar a la descrita en 5.3.2.



## 6.4. Análisis de Estabilidad: Dinámica Cero

Una vez asegurada la existencia del MD mediante el diseño de las acciones de control  $w_i$  dadas en (6.20), resta mostrar la estabilidad de la dinámica cero del sistema a lazo cerrado. La misma puede obtenerse reemplazando  $u$  por las acciones de control equivalente  $u_{eqN}$  (calculada a partir de  $w_{eqN}$ ), lo que impone dos restricciones algebraicas sobre las variables de estado, reduciendo el orden cuatro de la dinámica total del sistema a una de dos estados para la dinámica cero. Para este caso, la restricción algebraica puede plantearse para las corrientes de los convertidores (ver (6.19)) y por consiguiente expresar la dinámica cero en términos de las tensiones del Bus de CC y de los SC,  $\bar{v}_{bus}$  y  $\bar{v}_{SC}$ , respectivamente.

Partiendo de la ecuación (6.18) y el difeomorfismo  $T(x)$  dado en (6.17), se pueden calcular las acciones de control equivalente  $u_{eqN}$  como:

$$u_{eqN} = T(x)^{-1} \cdot w_{eqN} \quad (6.22)$$

Donde la matriz  $T(x)^{-1}$  resulta:

$$T(x)^{-1} = \begin{pmatrix} -\frac{L_{PC}}{\bar{v}_{bus}} & 0 \\ -\frac{L_{PC} L_{SC} a_2 \bar{i}_{PC}}{\bar{v}_{bus} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2 \bar{i}_{SC})} & -\frac{C_{bus} L_{SC}}{C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2 \bar{i}_{SC}} \end{pmatrix} \quad (6.23)$$

donde por simplicidad de notación en este punto, resta reemplazar las corrientes  $\bar{i}_{PC}$  e  $\bar{i}_{SC}$  por las expresiones algebraicas en (6.19).

De esta manera, y haciendo la misma salvedad mencionada en el párrafo anterior respecto a las corrientes, las acciones de control equivalente nominales quedan expresadas como:

$$\bar{u}_{1,eqN} = -\frac{L_{PC} \left( \dot{I}_{PCref} - \frac{v_{PC}}{L_{PC}} + \frac{\bar{i}_{PC} R_{Lpc}}{L_{PC}} + \frac{a_1 \bar{i}_{SC}}{C_{SC}} \right)}{\bar{v}_{bus}} \quad (6.24)$$

$$\begin{aligned} \bar{u}_{2,eqN} &= -\frac{C_{bus} L_{SC} \left( \dot{I}_{SCref} - \frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} + \frac{\bar{i}_{SC} R_{Lsc}}{L_{SC}} + \frac{a_2 \bar{i}_L}{C_{bus}} \right)}{(C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2 \bar{i}_{SC})} \\ &+ \frac{L_{SC} a_2 \bar{i}_{PC}}{(C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2 \bar{i}_{SC})} \cdot \bar{u}_{1,eqN} \end{aligned} \quad (6.25)$$

Considerando ahora del sistema (6.1)-(6.4) solamente las ecuaciones correspon-

dientes a las tensiones del Bus de CC y los SC:

$$\dot{\bar{v}}_{bus} = -\frac{i_L}{C_{bus}} + \frac{\bar{i}_{PC}}{C_{bus}} \cdot u_{1,eqN} + \frac{\bar{i}_{SC}}{C_{bus}} \cdot u_{2,eqN} \quad (6.26)$$

$$\dot{\bar{v}}_{SC} = -\frac{\bar{i}_{SC}}{C_{SC}} \quad (6.27)$$

Se puede obtener finalmente la dinámica cero del sistema en lazo cerrado que puede escribirse como:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_{bus} = & -\frac{C_{SC} i_L \bar{v}_{bus} + C_{SC} I_{PCref}^2 R_{Lpc} + C_{SC} I_{SCref}^2 R_{Lsc} - C_{SC} v_{PC} I_{PCref} - C_{SC} \bar{v}_{SC} I_{SCref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{L_{PC} a_1^2 I_{Sref} V_{SCref} + L_{PC} a_1 I_{PCref} I_{SCref} + C_{SC} a_1^2 \bar{v}_{SC}^2 R_{Lpc} + C_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus}^2 R_{Lsc}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{C_{SC} L_{PC} I_{PCref} \dot{I}_{PCref} + C_{SC} L_{SC} I_{SCref} \dot{I}_{SCref} - L_{PC} a_1^2 \bar{v}_{SC} I_{SCref} - C_{SC} a_1 v_{PC} V_{SCref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{-C_{SC} a_2 \bar{v}_{SC} V_{busref} + C_{SC} a_1^2 V_{SCref}^2 R_{Lpc} + C_{SC} a_2^2 V_{busref}^2 R_{Lsc} + C_{SC} a_2 \bar{v}_{bus} \bar{v}_{SC}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{C_{SC} a_1 v_{PC} \bar{v}_{SC} - 2 C_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus} V_{busref} R_{Lsc} - 2 C_{SC} a_2 \bar{v}_{bus} I_{SCref} R_{Lsc}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{L_{PC} a_1 a_2 I_{PCref} V_{busref} + C_{SC} L_{PC} a_1 \dot{I}_{PCref} V_{SCref} + C_{SC} L_{SC} a_2 \dot{I}_{SCref} V_{busref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{-L_{PC} a_1^2 a_2 \bar{v}_{bus} V_{SCref} - L_{PC} a_1 a_2 \bar{v}_{bus} I_{PCref} - L_{PC} a_1^2 a_2 \bar{v}_{SC} V_{busref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{2 C_{SC} a_1 I_{PCref} V_{SCref} R_{Lpc} - C_{SC} L_{PC} a_1 \bar{v}_{SC} \dot{I}_{PCref} - C_{SC} L_{SC} a_2 \bar{v}_{bus} \dot{I}_{SCref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{2 C_{SC} a_2 I_{SCref} V_{busref} R_{Lsc} + L_{PC} a_1^2 a_2 \bar{v}_{bus} \bar{v}_{SC} - 2 C_{SC} a_1^2 \bar{v}_{SC} V_{SCref} R_{Lpc}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} - \\ & -\frac{-2 C_{SC} a_1 \bar{v}_{SC} I_{PCref} R_{Lpc} + L_{PC} a_1^2 a_2 V_{SCref} V_{busref}}{C_{SC} (C_{bus} \bar{v}_{bus} - L_{SC} a_2^2 V_{busref} - L_{SC} a_2 I_{SCref} + L_{SC} a_2^2 \bar{v}_{bus})} \end{aligned} \quad (6.28)$$

$$\dot{\bar{v}}_{SC} = -\frac{I_{SCref} - a_2 \bar{v}_{bus} + a_2 V_{busref}}{C_{SC}} \quad (6.29)$$

Donde además deben reemplazarse, como paso final, las referencias de corriente  $I_{PCref}$  e  $I_{SCref}$ , que se construyen a partir del requerimiento de potencia en el bus de continua.

Para mayor simplicidad en los desarrollos subsiguientes, se considerará sólo el caso ideal, por lo que se despreciarán los valores de  $R_{Lpc}$  y  $R_{Lsc}$ . De esta manera, las referencias de corriente resultan:

$$I_{PCref} = \frac{i_L \cdot \bar{v}_{bus}}{v_{PC}}, \quad (6.30)$$

$$I_{SCref} = \frac{i_L \cdot \bar{v}_{bus} - \bar{i}_{PC} \cdot v_{PC}}{\bar{v}_{SC}}. \quad (6.31)$$

Por otro lado, también debe contemplarse la dependencia de la tensión de la

PC  $v_{PC}$  con la corriente de la misma. En este sentido, en lugar de utilizar la ecuación (6.5), se utiliza una aproximación lineal de la misma. Esta aproximación es válida considerando que el sistema se asume en modo de conducción continua y por lo tanto, con un valor de corriente que pondrá a operar a la PC en su zona lineal. De esta forma, la tensión de la PC puede representarse aproximadamente como:

$$v_{PC} \approx E_{ocL} - R_{PC_L} \cdot \bar{i}_{PC} \quad (6.32)$$

Reemplazando estas expresiones y los valores nominales de los distintos parámetros (ver Tabla 6.1), asumiendo condiciones de operación donde  $\dot{I}_{PCref}$  y  $\dot{I}_{SCref}$  son despreciables, se obtiene la siguiente expresión para la dinámica cero del sistema:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_{bus} = & (1,377 \times 10^{-5} v_S - 3,582 \times 10^{-4} v_0^2 v_S^2 + 18,937 v_0^2 v_S^3 + \\ & + 5,598 \times 10^{-4} v_S^2 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + 2,939 \times 10^{-6} v_S^3 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - \\ & - 2,907 \times 10^{-10} v_S^2 (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{3}{2}} + 4,362 \times 10^{-10} v_S^4 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 3,973 \times 10^{-14} i_L v_0 - 4,74 \times 10^{-3} v_0 v_S + 2,705 \times 10^{-2} v_0 v_S^2 - \\ & - 1420,287 v_0 v_S^3 - 3,008 \times 10^{-8} v_0 v_S^4 + \\ & + 2,729 \times 10^{-2} v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 2,804 \times 10^{-6} v_S (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{3}{2}} - \\ & - 9,439 \times 10^{-5} v_S^2 + 1,254 \times 10^{-6} v_S^3 + 2,071 \times 10^{-8} v_S^4 + \\ & + 6,433 \times 10^{-14} v_S^5 - 4,596 \times 10^{-3} \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 1,881 \times 10^{-6} (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{3}{2}} - 1,454 \times 10^{-10} (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{5}{2}} - \\ & - 3,636 \times 10^{-26} i_L^2 v_0^2 + 1,802 \times 10^{-8} i_L v_0 v_S^2 - \\ & - 8,034 \times 10^{-6} i_L v_0^2 v_S + 1,345 \times 10^{-12} i_L v_0 v_S^3 + \\ & + 2,508 \times 10^{-5} i_L v_0 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 3,877 \times 10^{-9} i_L v_0 (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{3}{2}} - \\ & - 3,502 \times 10^{-4} v_0 v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + 3,123 \times 10^{-8} v_0 v_S (\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L))^{\frac{3}{2}} + \\ & + 2,005 \times 10^{-7} i_L v_0^2 v_S^2 + 2,957 \times 10^{-21} i_L^2 v_0^2 v_S - \\ & - 1,544 \times 10^{-4} v_0 v_S^2 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 6,131 \times 10^{-8} v_0 v_S^3 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - \\ & - 1,322 \times 10^{-8} i_L v_0 v_S - 2,584 \times 10^{-8} i_L^2 v_0^2 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 2,008 \times 10^{-6} v_0^2 v_S^2 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 3,875 \times 10^{-9} i_L v_0 v_S^2 \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 4,165 \times 10^{-7} i_L v_0^2 v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 3,738 \times 10^{-5} i_L v_0 v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 1,377 \times 10^{-10}) / (v_S + 1,657 \times 10^{-13} i_L v_0 - 1,583 \times 10^{-2} v_0 v_S + \\ & + 9,942 \times 10^{-5} v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + 9,942 \times 10^{-5} v_S^2 - \\ & - 3,977 \times 10^{-3} \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 0,391) \end{aligned} \quad (6.33)$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_{SC} = & - (9,144 v_S + 1,515 \times 10^{-12} i_L v_0 - 0,121 v_0 v_S + 9,09 \times 10^{-4} v_S \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} + \\ & + 9,09 \times 10^{-4} v_S^2 - 3,637 \times 10^{-2} \sqrt{\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L)} - 3,576) / v_S \end{aligned} \quad (6.34)$$

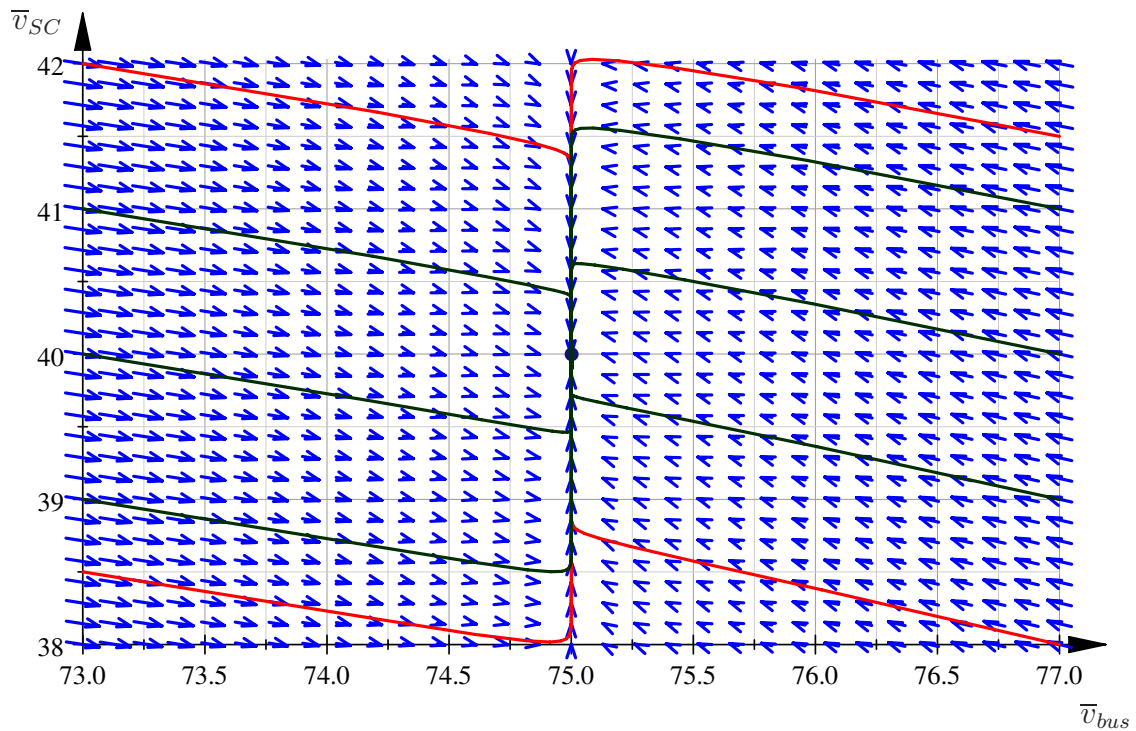
donde:

$$\Psi(\bar{v}_{SC}, \bar{v}_{bus}, i_L) = \bar{v}_{SC}^2 + 196,67 \bar{v}_{SC} - 13,33 i_L \bar{v}_{bus} + 9669,44 \quad (6.35)$$

$L_{PC}$	$35 \mu H y$
$L_{SC}$	$35 \mu H y$
$C_{bus}$	$2720 \mu F$
$C_{SC}$	$165 F$
$V_{busref}$	$75 V$
$V_{SCref}$	$40 V$
$E_{ocL}$	$41,5 V$
$R_{PC_L}$	$0,3 \Omega$
$a_1$	$1$
$a_2$	$20$

**Tabla 6.1:** Valores numéricos de los parámetros del sistema

El análisis numérico de este campo vectorial, permite establecer que  $(\bar{v}_{bus} = V_{busref}; \bar{v}_{SC} = V_{SCref})$  es un punto de equilibrio del sistema, como era de esperarse. Un diagrama del campo vectorial alrededor del punto de equilibrio y algunas soluciones numéricas de la dinámica cero pueden verse en la Figura 6.3. Cabe mencionar que para mayor claridad, la componente correspondiente a  $\bar{v}_{SC}$  ha sido multiplicada por 10000 para volverla comparable con la correspondiente a  $\bar{v}_{bus}$  y así apreciar mejor la forma del campo vectorial.


**Figura 6.3:** Campo vectorial y soluciones del sistema en torno al punto  $(\bar{v}_{bus}, \bar{v}_{SC}) = (75, 40)$ 

Un primer criterio de estabilidad que puede ser aplicado para este punto de equilibrio es conocido como primer método de Lyapunov, y está definido por el siguiente teorema:

**Teorema 4 (Primer método de Lyapunov: sistemas autónomos de tiempo continuo).** Sea  $J = [\partial f/\partial x]_{x=x^*}$  el jacobiano del sistema  $\dot{x} = f(x)$  evaluado en el punto de equilibrio  $x^*$ . Si todos los autovalores de  $J$  tiene parte real negativa, entonces el sistema es asintóticamente estable alrededor de  $x^*$

Aplicando este teorema a la dinámica cero representada por las ecuaciones (6.33)-(6.34), el jacobiano se obtiene calculando:

$$J_{DC} = \left( \begin{array}{cc} \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{bus}}{\partial \bar{v}_{bus}} & \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{bus}}{\partial \bar{v}_{SC}} \\ \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{SC}}{\partial \bar{v}_{bus}} & \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{SC}}{\partial \bar{v}_{SC}} \end{array} \right) \Bigg|_{(\bar{v}_{bus}, \bar{v}_{SC})=(75,40)} \quad (6.36)$$

Evaluando este jacobiano para distintos valores de corriente de carga, resultan siempre un par de autovalores reales y negativos, con un valor medio de  $\lambda_1 = -11764705$  y  $\lambda_2 = -5,44 \times 10^{-3}$ . Esto muestra la estabilidad local del punto de equilibrio, aunque no asegura nada respecto a la zona alrededor del mismo. Para probar la estabilidad en forma más general, además de cumplir esta condición, debe buscarse una región invariante dentro del rango de operación y que encierre al punto de equilibrio. En otras palabras, una zona donde todas las trayectorias del sistema que entran en la misma, nunca vuelvan a salir. Analizando la Figura 6.3, puede verse que una zona con estas características puede definirse a partir de las trayectorias que han sido destacadas en rojo. Específicamente, puede considerarse la región invariante con la forma indicada en la Figura 6.4.

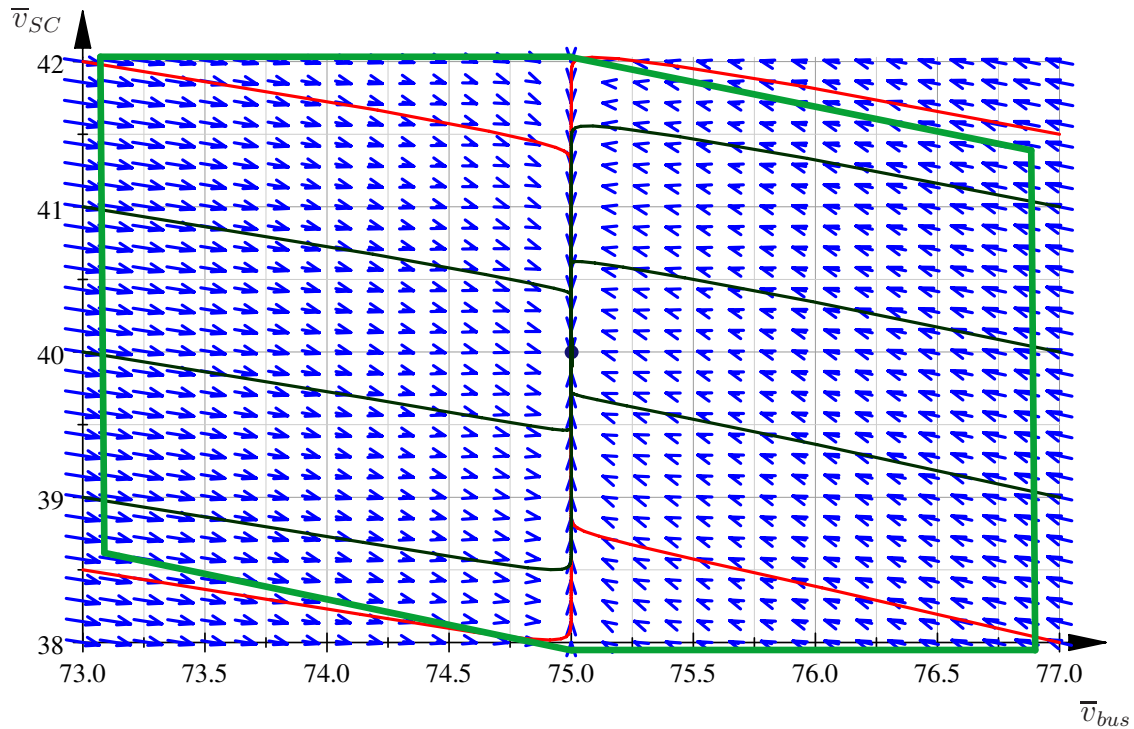


Figura 6.4: Región invariante en torno al punto de equilibrio  $(\bar{v}_{bus}, \bar{v}_{SC}) = (75, 40)$

Existiendo la región invariante, aún no asegura la convergencia de todas las trayectorias al punto de equilibrio dentro de la misma. Queda demostrar que no existe ninguna trayectoria cerrada (o ciclo límite) del sistema dentro de la región invariante. Para ello, puede utilizarse el siguiente teorema:

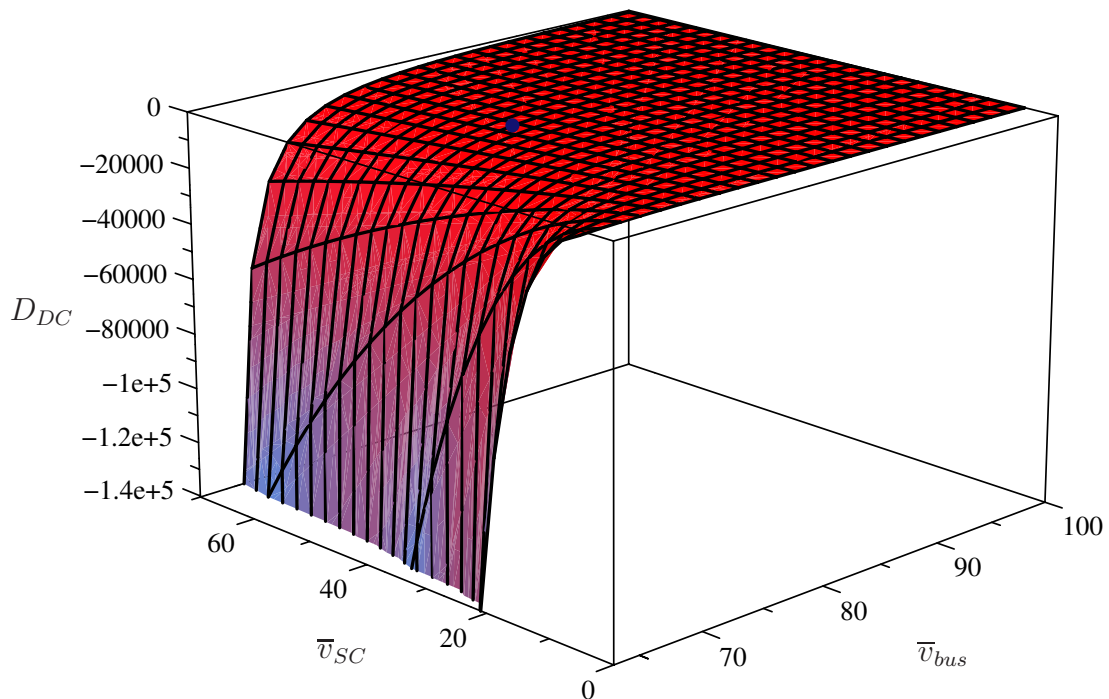
**Teorema 5 (Criterio de Bendixson).** *Sea  $f \in \mathbb{C}^1(E)$  donde  $E$  es una región de  $\mathbb{R}^2$  simplemente conectada. Si la divergencia del campo vectorial  $f$ ,  $\nabla \cdot f$ , no es idénticamente cero y no cambia de signo en  $E$ , entonces el sistema planar  $\dot{x} = f(x)$  no tiene orbitas cerradas contenidas en  $E$ .*

Por lo tanto, siendo la región invariante simplemente conectada (en otras palabras, que no tiene “huecos”), se debe calcular la divergencia del campo vectorial para corroborar que no tenga cambios de signo. La divergencia del campo vectorial puede calcularse como:

$$D_{DC}(\bar{v}_{bus}, \bar{v}_{SC}) = \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{bus}}{\partial \bar{v}_{bus}} + \frac{\partial \dot{\bar{v}}_{SC}}{\partial \bar{v}_{SC}} \quad (6.37)$$

Esta expresión puede graficarse la misma alrededor del punto de equilibrio, como se muestra en la Figura 6.5. Cabe destacar que si bien la divergencia depende de la corriente de carga, su variación no es considerable y nunca cambia de signo dentro del rango de operación del sistema.

Se puede concluir entonces que, dada la estabilidad local del punto de equilibrio



**Figura 6.5:** Divergencia del campo vectorial en torno al punto de equilibrio  $(\bar{v}_{bus}, \bar{v}_{SC}) = (75, 40)$

y la existencia de una región invariante donde la divergencia del campo vectorial no cambia de signo, la dinámica cero es estable y converge a las referencias dentro de esta región.

## 6.5. Resultados de simulación: MGPC/MABSC

En esta sección se presentan resultados de simulación de la estrategia de control MIMO desarrollada. La mismas se realizaron sobre el modelo completo, incluyendo pérdidas resistivas en los inductores y considerando grandes variaciones de demanda de potencia e incertidumbres paramétricas en los convertidores. Las ganancias de las funciones discontinuas  $W_{c,i}$  y  $W_{a,i}$  fueron diseñadas en una primera aproximación teniendo en cuenta un 10% de variación en los parámetros del sistema y luego reajustadas a partir de las simulaciones, en función de reducir el *chattering* al máximo. En cuanto a las resistencias de los inductores  $R_{Lpc}$  y  $R_{Lsc}$ , se consideraron valores nominales de  $30\text{ m}\Omega$  (seleccionado a partir de mediciones en el sistema experimental real utilizado en el Capítulo 5). Por otro lado, los parámetros de la ecuación de polarización de la PC (6.5) fueron seleccionados realizando un ajuste respecto a la curva nominal de la Nexa<sup>®</sup>, la PC instalada en la estación de ensayo híbrida:

$$\begin{aligned} N_{PC} &= 47; & E_{oc} &= 1,031; & R_{PC} &= 2,45 \times 10^{-4}; \\ A &= 0,03; & m &= 2,11 \times 10^{-5}; & n &= 0,008; \end{aligned}$$

Sumado a la incertidumbre paramétrica introducida en el modelo, la principal perturbación considerada en el sistema fue la gran variación en la demanda de carga. En particular, se realizaron transiciones tipo escalón entre distintos niveles de potencia, forzando a que la limitación en la derivada de corriente de la PC actúe.

La referencia de tensión del bus de continua fue fijada en  $75\text{ V}$  y la referencia de tensión de los supercapacitores en  $40\text{ V}$ , como se utilizara en la sección previa para el análisis de estabilidad. La frecuencia de conmutación se fijó en  $20\text{ kHz}$ , considerando la máxima frecuencia de conmutación permitida por los convertidores de potencia. La demanda de potencia de carga para este caso se ilustra en la Figura 6.6. Se debe notar que, desde los 35 a los 40 *seg* la demanda de potencia de carga supera la potencia nominal de la PC, forzando a que la limitación de corriente máxima del control de la PC se vuelva operativo.

La ganancia  $a_1$  correspondiente a la superficie asociada al convertidor de la PC se configuró en 1, obteniendo una dinámica de recarga de los SC adecuada, relativamente lenta comparada con la dinámica de regulación de tensión del bus de continua. Por su parte, la ganancia  $a_2$  de la superficie asociada al convertidor de los SC se configuró en 20, de manera de rechazar rápidamente las variaciones de potencia de carga. Cabe destacar que la selección de estas ganancias puede realizarse, en torno

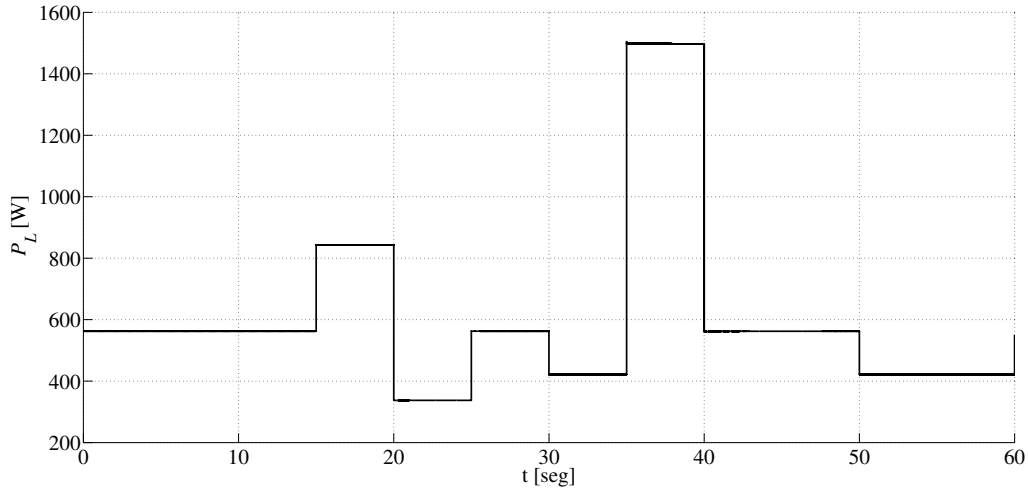


Figura 6.6: Potencia de carga demandada  $P_L$

al punto de equilibrio, mediante la linealización del sistema autónomo conformado por las ecuaciones (6.28)-(6.29) y seleccionar los autovalores correspondientes. No obstante, esta selección debe ser reajustada en función de las simulaciones para asegurar el correcto funcionamiento del controlador en todo el rango de operación.

En la Figura 6.7 y Figura 6.8 se muestran la tensión del bus de continua  $\bar{v}_{bus}$  y la corriente de carga  $i_L$ . Se debe destacar que, a pesar de los cambios abruptos de la demanda de carga, la estrategia de control regula la tensión del bus de continua en su valor de referencia con apartamientos despreciables. Esto incluso se logra ante un escalón del 100 % de la potencia instalada a los 35 *seg*.

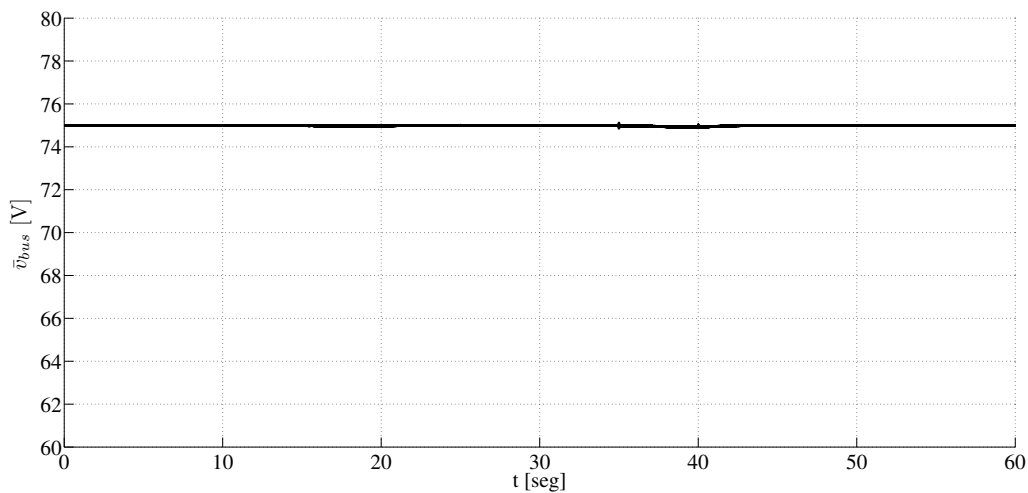
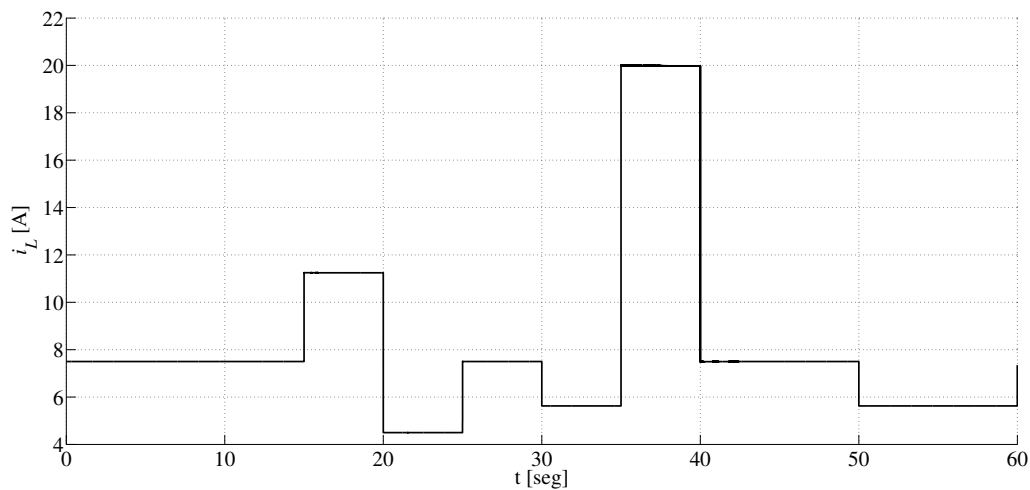
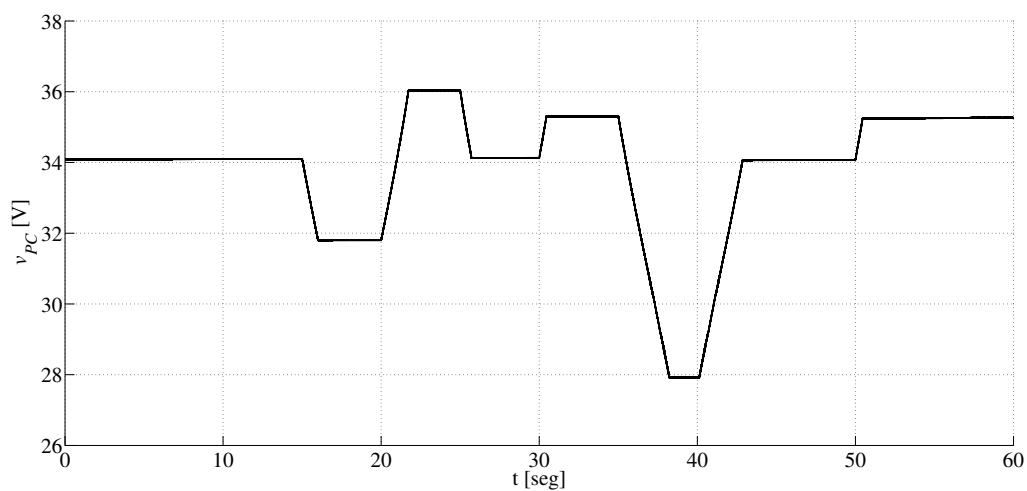
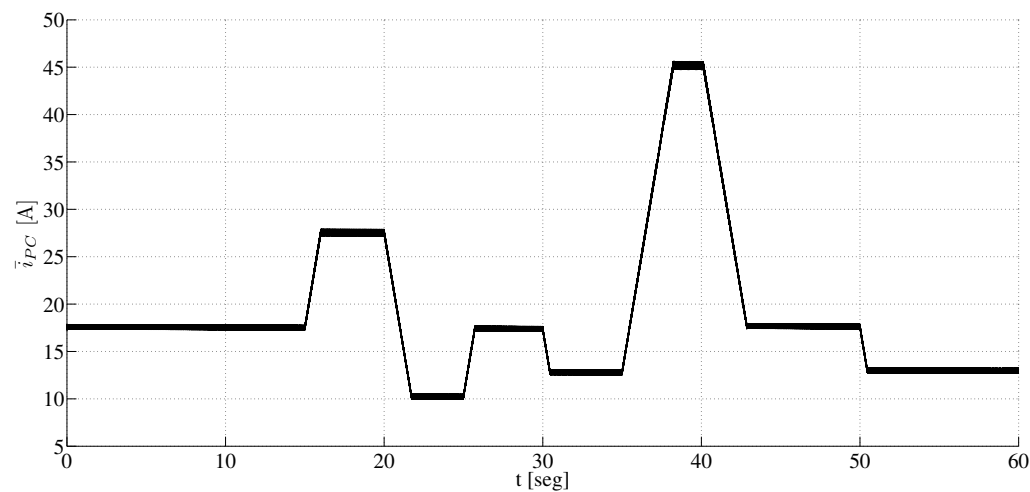


Figura 6.7: Tensión del bus de continua  $\bar{v}_{bus}$

En las Figuras 6.9 y 6.10 se muestran la tensión y la corriente de la PC, respectivamente. En esta última, la limitación en su derivada puede observarse claramente. El límite de corriente máxima para la PC actúa aproximadamente a los 37 *seg*, fijando efectivamente el valor de referencia  $I_{TotalPCref}$ .



Figura 6.8: Corriente de carga  $i_L$ Figura 6.9: Tensión de la PC  $v_{PC}$ Figura 6.10: Corriente de la PC  $i_{PC}$

En la Figura 6.11 se muestra la tensión de los SC. En este caso, cuando la demanda de carga se mantiene constante, los SC lentamente recuperan su valor de referencia. Por otra parte, en condiciones transitorias, los SC se cargan o descargan a la velocidad requerida, para rechazar la perturbación (Figura 6.12). A partir de observar la corriente de los SC, puede verse la rápida respuesta frente a cambios abruptos en demanda de carga. A los 35 *seg*, cuando la demanda de carga supera la potencia nominal de la PC, el convertidor de los SC regula igualmente la tensión del bus de continua, manteniéndose en condición de descarga, tal como puede observarse de la Figura 6.12. En este caso, esta condición puede ser sostenida sólo por un período reducido de tiempo, dado que los SC se descargarán a cero o a su mínima tensión de funcionamiento (ver (5.22)).

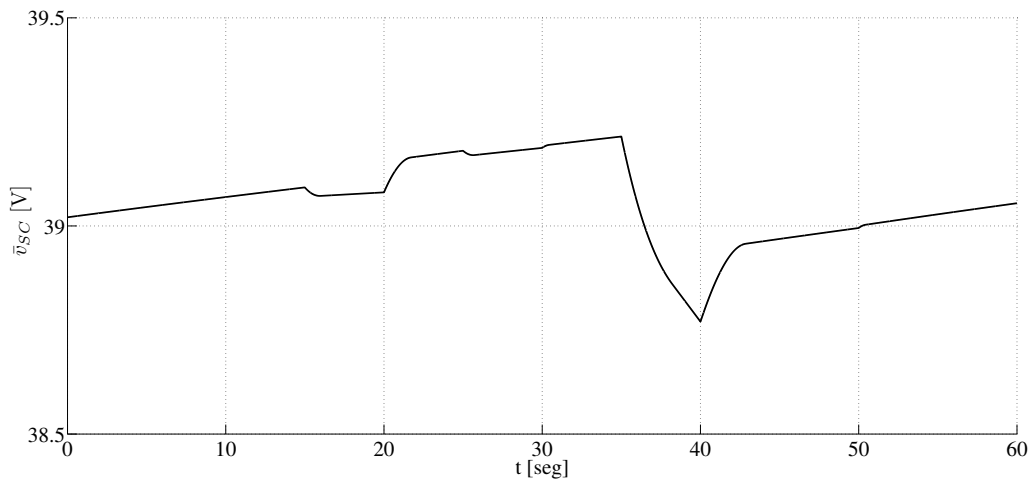


Figura 6.11: Tensión de los Supercapacitores  $\bar{v}_{SC}$

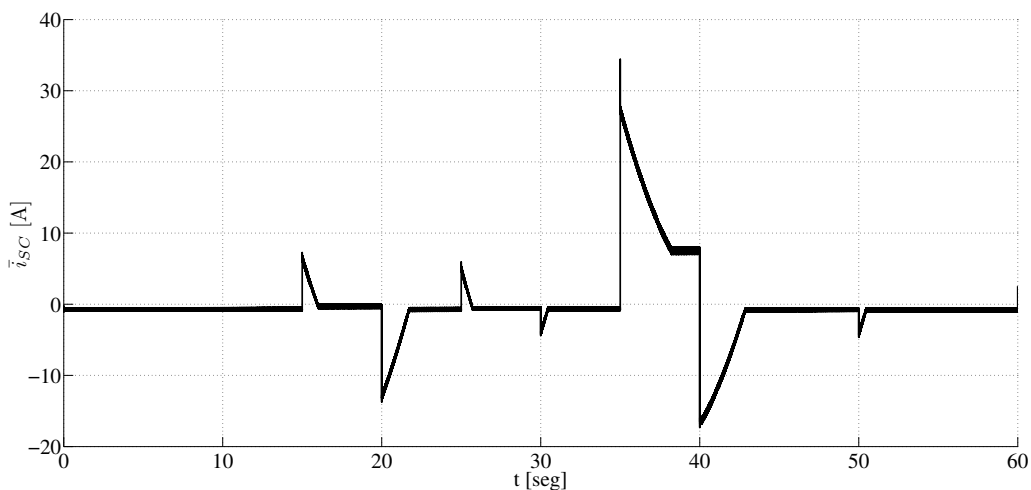


Figura 6.12: Corriente de los Supercapacitores  $\bar{i}_{SC}$

A continuación, las Figuras 6.13 y 6.14 muestran los ciclos de trabajo aplicados a los convertidores, que se obtienen a partir de la transformación  $\bar{u}_i = T(x)^{-1} \cdot w_i$ .

Finalmente, las Figuras 6.15 y 6.16 presentan las superficies de conmutación. En particular, de la Figura 6.15, asociada al convertidor de la PC, se puede concluir que el sistema siempre se mantiene sobre la superficie  $s_1 = 0$ . Por otra parte, el efecto de la acción de control adaptativa diseñada puede también apreciarse en esta figura, siendo que el *chattering*, si bien es despreciable, es mayor cuando aumenta la corriente del convertidor.

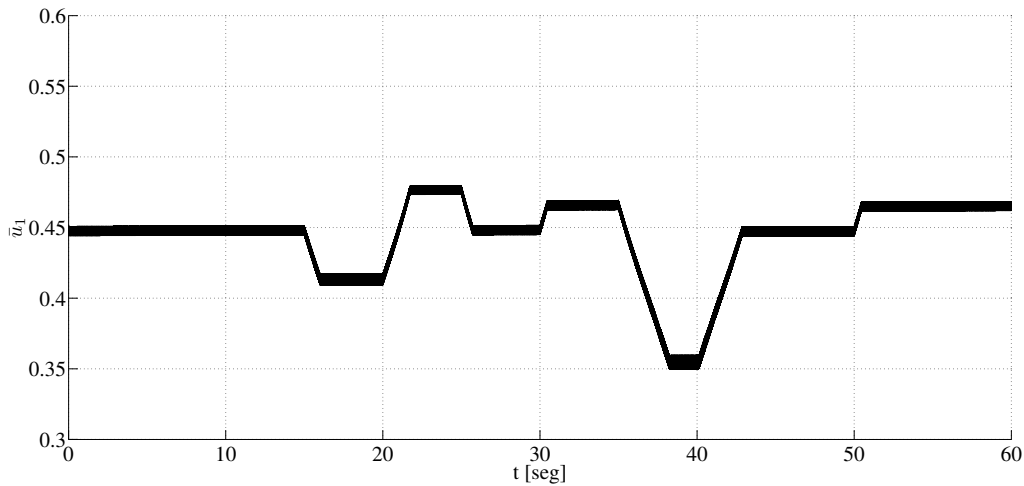


Figura 6.13: Ciclo de trabajo del convertidor de la PC  $\bar{u}_1$

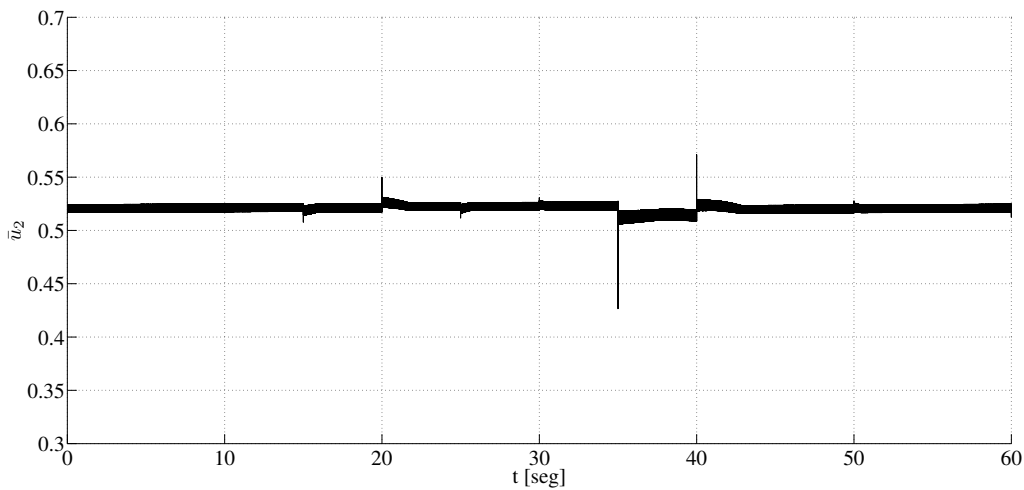


Figura 6.14: Ciclo de trabajo del convertidor de los SC  $\bar{u}_2$

De la Figura 6.16 puede destacarse que el sistema se mantiene sobre la superficie  $s_2 = 0$  en casi todo momento, a excepción de los instantes en que la potencia de carga cambia abruptamente. Esta situación se da principalmente debido al filtrado en el cálculo de la derivada de  $I_{SCref}$ , como se mencionara en la subsección 6.3.3. Aún así, la estrategia de control rápidamente alcanza la superficie, logrando un excelente rechazo a la perturbación.

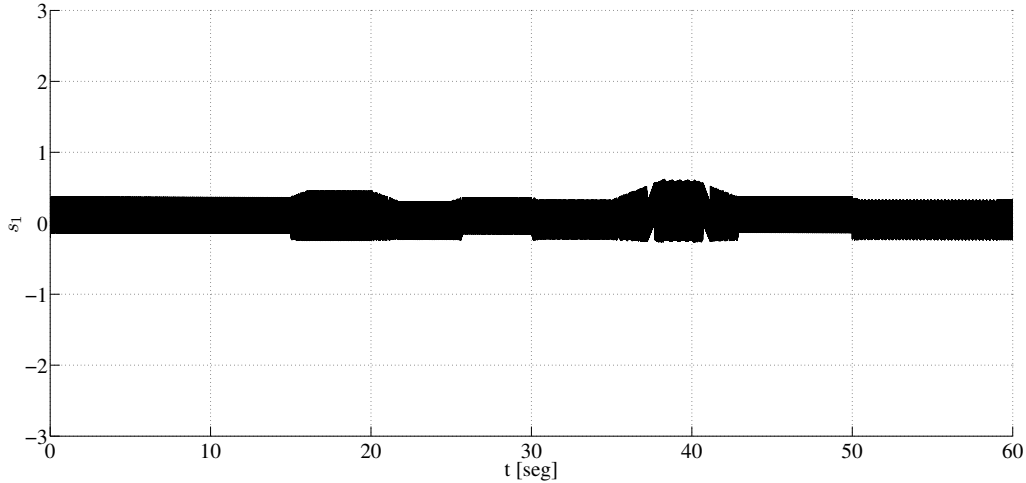


Figura 6.15: Superficie de conmutación del convertidor de la PC  $s_1$

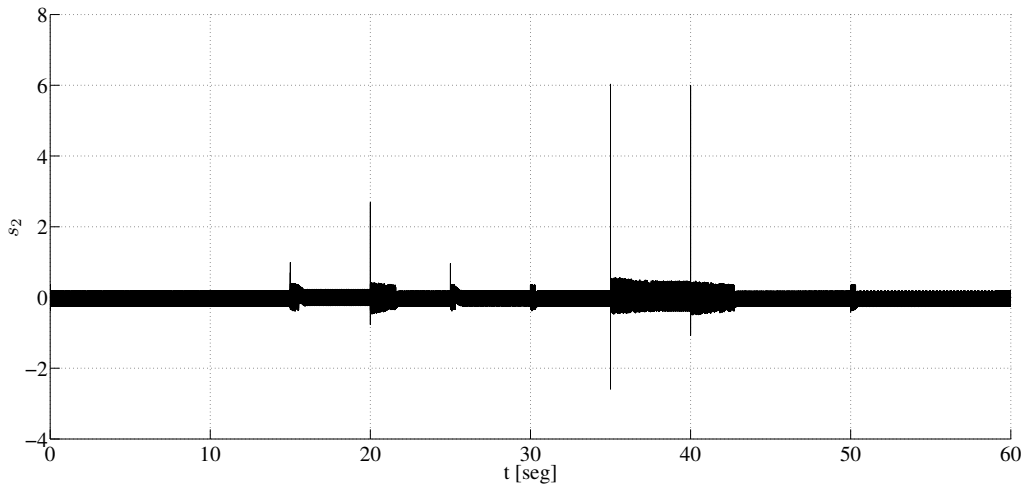


Figura 6.16: Superficie de conmutación del convertidor de los SC  $s_2$

## 6.6. Extensión al SHG

El esquema de control hasta aquí presentado considera al núcleo PC/SC como sistema, siendo el único encargado de alimentar la carga. Esto puede ser útil en casos donde no existan otras fuentes de energía adicionales. Sin embargo, en el caso en que la PC y los SC sean parte de un sistema híbrido como el presentado en el capítulo previo, deben realizarse ciertos ajustes a la estrategia propuesta para que continúe siendo aplicable.

En pos de incorporar el núcleo PC/SC en el sistema híbrido completo, usando una topología similar a la presentada en el Capítulo 5, lo primero que debe considerarse es que el control supervisor es el encargado de generar las referencias de potencia para cada módulo del SHG. Por lo tanto, debe utilizarse la superficie  $s_1$  como se la

muestra en la ecuación (6.9) en lugar de (6.10), es decir:

$$s_1 = \bar{i}_{PC} - I_{TotalPCref} \quad (6.38)$$

donde ahora:

$$I_{TotalPCref} = \frac{P_{PCref}}{v_{PC}} \quad (6.39)$$

siendo  $P_{PCref}$  la referencia de potencia para el MGPC obtenida por el supervisor según la ecuación (5.5).

La superficie para los SC no requiere ninguna consideración especial, por lo que puede utilizarse sin modificaciones. Por su parte, el difeomorfismo  $T(x)$  bajo estas condiciones no requiere cambios. Respecto a la corriente demandada por la carga,  $i_L$ , debe reemplazarse por la sumatoria de corrientes entrantes y salientes del bus,  $i_0 = i_L + i_E - i_V$ . Teniendo esto en cuenta y siguiendo el desarrollo para encontrar las acciones de control equivalentes desacopladas entre superficies  $w_i$ , las ecuaciones (6.18) y (6.19) ahora se ven modificadas, resultando:

$$\begin{aligned} w_{eqN} &= -\frac{\partial S}{\partial t} - \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x) \Big|_{S=0} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{v_{PC}}{L_{PC}} + \frac{R_{Lpc} \cdot \bar{i}_{PC}}{L_{PC}} + \dot{I}_{TotalFCref} \\ -\frac{\bar{v}_{SC}}{L_{SC}} + \frac{R_{Lsc} \cdot \bar{i}_{SC}}{L_{SC}} + \frac{a_2 \cdot i_0}{C_{bus}} + \dot{I}_{SCref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.40)$$

y verificándose en  $S = 0$ :

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{PC} \\ \bar{i}_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{TotalPCref} \\ I_{SCref} - a_2 \cdot (\bar{v}_{bus} - V_{busref}) \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

Luego, las acciones de control transformadas se construyen de la misma forma que el caso previo, según la ecuación (6.20). De esta manera, con estos cambios menores, la estrategia de control puede ser incorporada al SHG completo. A continuación se brindan resultados de simulación para este caso, bajo condiciones de funcionamiento análogas a las presentadas en el Capítulo 5.

## 6.7. Resultados de simulación: SHG completo

En esta sección final, se presentan los resultados de simulación del SHG completo, con el núcleo MGPC/MABSC funcionando con la estrategia de control MIMO desarrollada. La simulación se llevó adelante utilizando el modelo completo del sistema e incorporando una variación paramétrica del orden del 10 % en los distintos parámetros del sistema y bajo las mismas condiciones de carga y potencia disponible de viento que las simulaciones del capítulo previo. Esto último puede apreciarse en

las Figuras 6.17 y 6.18 donde se muestran la potencia demandada por la carga y las potencias de viento disponible, de referencia y entregada al Bus de CC por el SCEE, respectivamente.

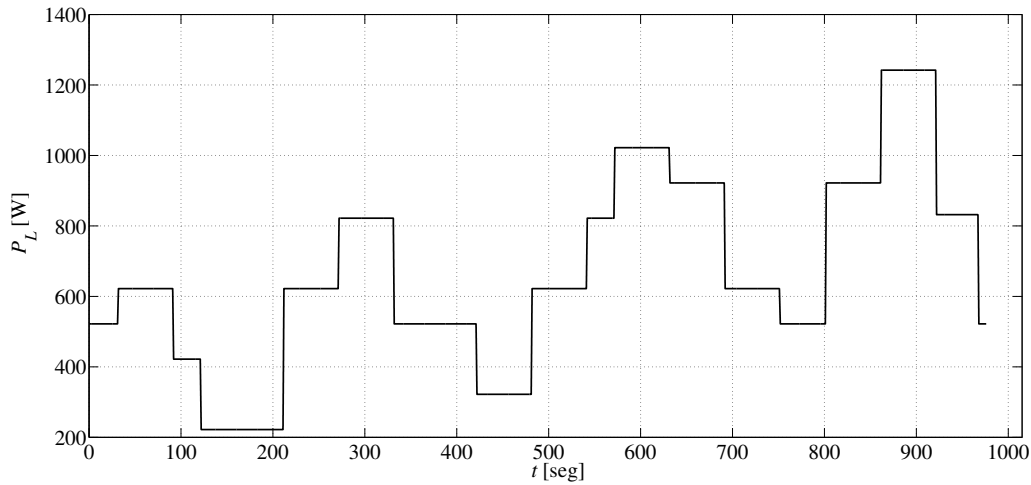


Figura 6.17: Perfil de carga  $P_L$

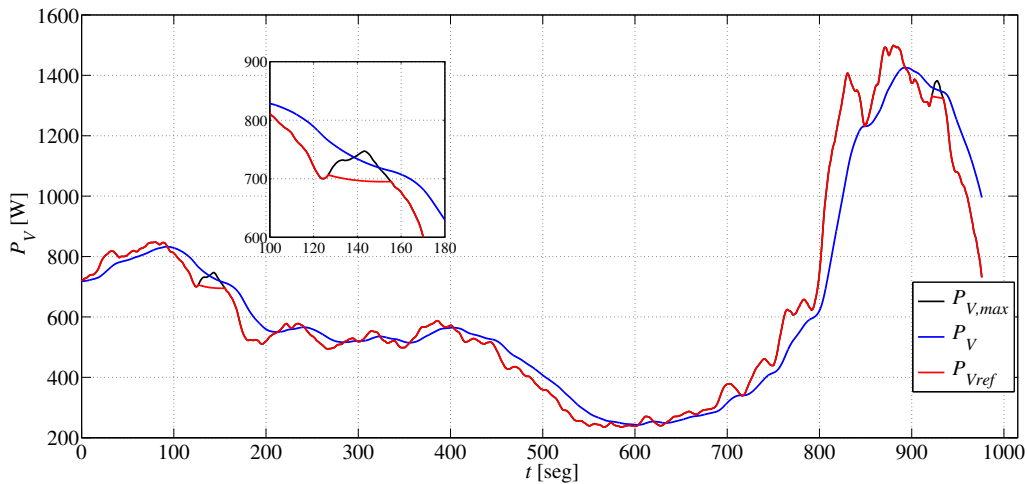


Figura 6.18: Potencia máxima extraíble del viento ( $P_{V,max}$ ), Referencia de potencia ( $P_{Vref}$ ) y potencia entregada ( $P_V$ ) por el SCEE

En estas condiciones de potencia demandada por la carga y de potencia de viento disponible, la potencia entregada al electrolizador resulta de la forma indicada en la Figura 6.19. Por otro lado, el control supervisor se encarga de que el MGPC entregue potencia en los intervalos en que existe un déficit en la potencia de viento disponible, respecto a la demanda de la carga. Esto puede apreciarse en la Figura 6.20. Sumado a esto, también puede destacarse nuevamente que el electrolizador y el MGPC no operan al mismo tiempo. Es decir, cuando el electrolizador está activo, la PC no entrega potencia al Bus de CC y viceversa.

En la Figura 6.21 se muestra la potencia entregada o absorbida del bus por el MABSC. En este caso, el MABSC entrega o absorbe potencia durante los transitorios

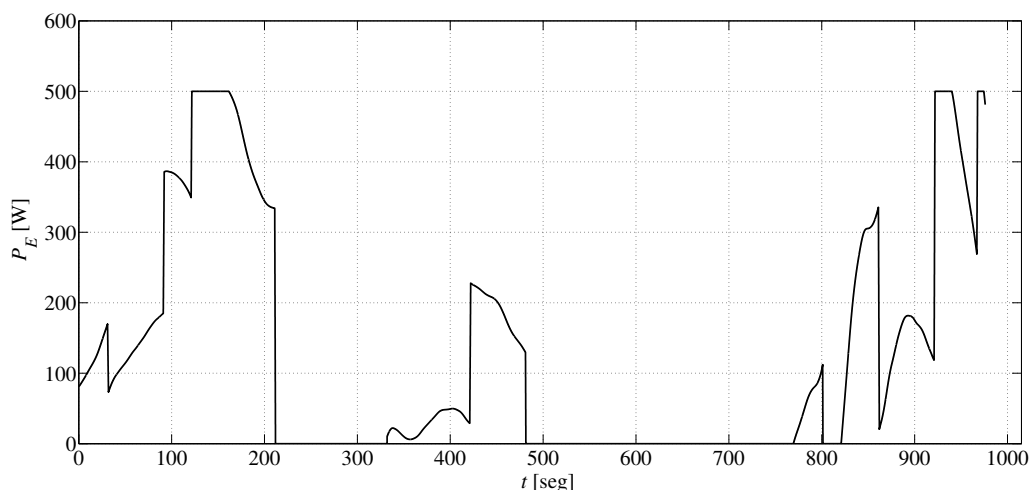


Figura 6.19: Potencia entregada al electrolizador  $P_E$

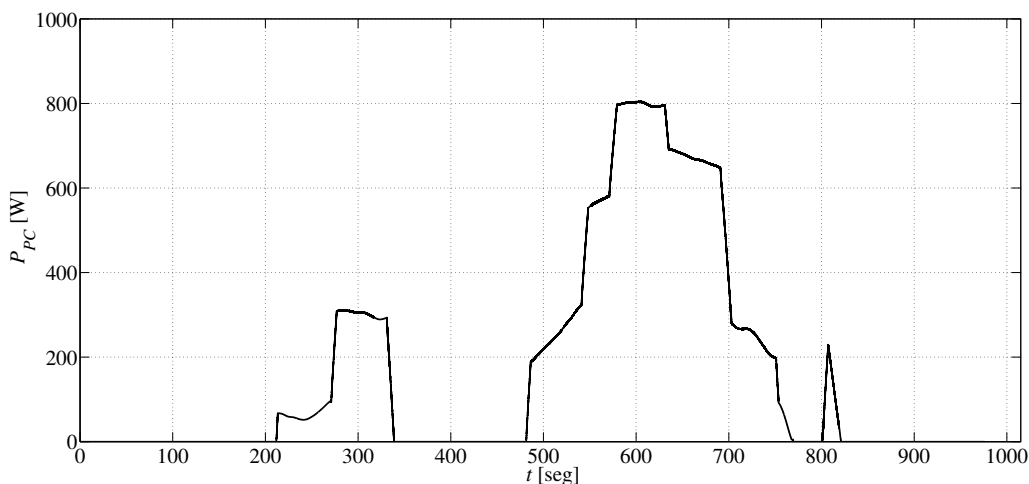


Figura 6.20: Potencia entregada por el MGPC  $P_{PC}$

producidos por los cambios abruptos en la demanda de carga. Ante estos escalones, el MABSC complementa la potencia del SCEE y el MGPC, respondiendo rápidamente. De esta forma, logra mantener el balance de potencia y la tensión del Bus de CC en su valor de referencia (ver Figura 6.23)

Por otra parte, la potencia de carga del SC se ve en la Figura 6.22. En este caso se puede ver cómo esta potencia tiende a cero lentamente, valor que logra sólo cuando la tensión de los SC alcanza la referencia configurada. Se debe recordar que, en términos generales, este valor de potencia se suma a la potencia entregada por el SCEE o el MGPC, para forzar al MABSC a absorber o entregar ese desbalance de potencia y lograr así llevarlo a la tensión deseada.

La Figura 6.23 muestra la tensión del bus de CC, regulada por el MABSC. De dicha figura puede apreciarse como el esquema de control permite regular esta tensión eficientemente, aún frente a los grandes cambios de potencia de carga demandada. Se presenta además una zona ampliada indicando la puesta en marcha

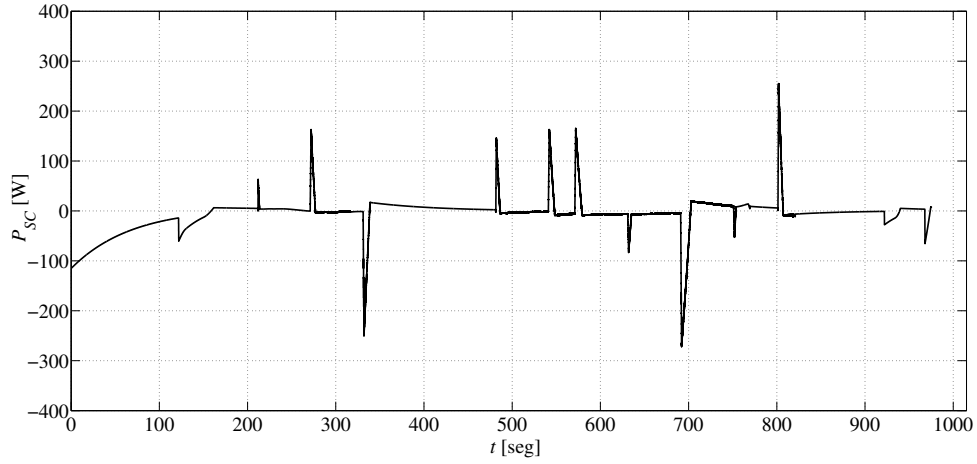


Figura 6.21: Potencia entregada por el MABSC  $P_{SC}$

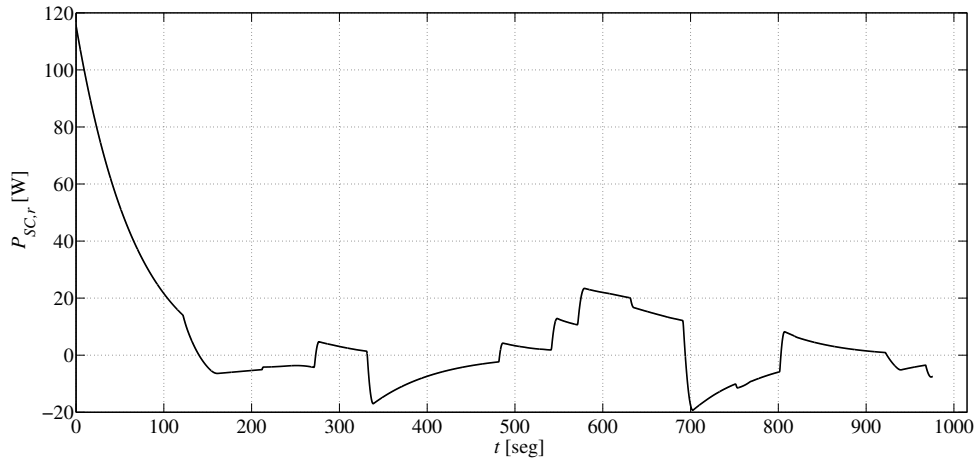


Figura 6.22: Potencia de carga de los SC  $P_{SC,r}$

del sistema, donde se aprecia una dinámica rápida para alcanzar los 75 V de referencia desde los 50 V iniciales.

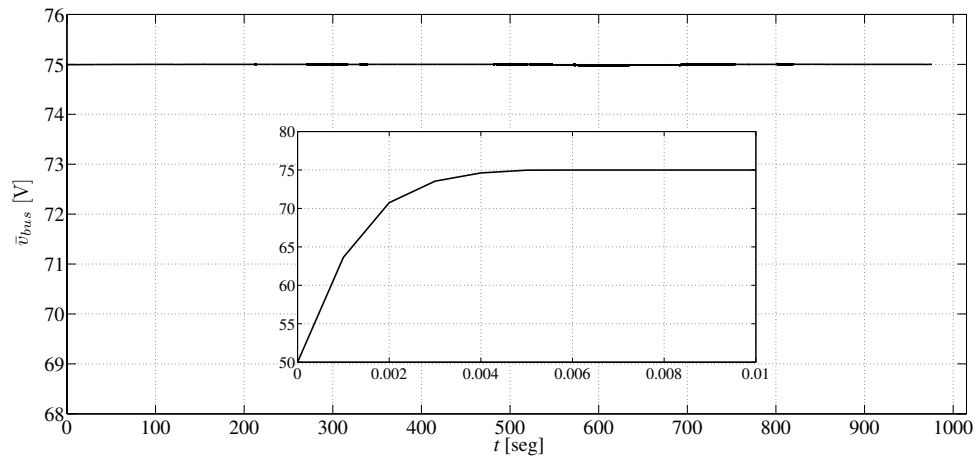


Figura 6.23: Tensión del bus de continua  $\bar{v}_{bus}$



La tensión y corriente de la PC puede apreciarse en las Figuras 6.24 y 6.25. En estas figuras puede verse claramente la limitación en la derivada de la corriente de la PC, llevando lentamente a la misma a los distintos puntos de operación, en función de la variación de potencia de carga.

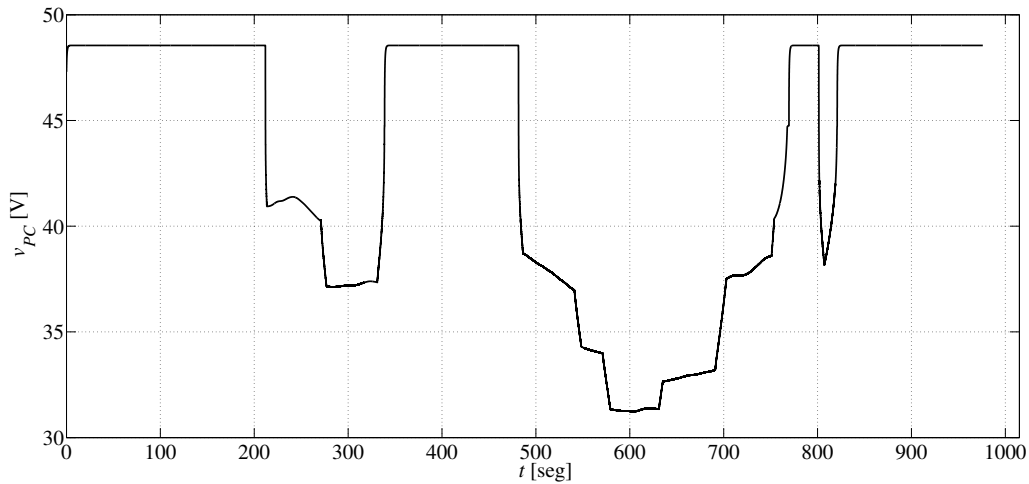


Figura 6.24: Tensión de la PC  $v_{PC}$

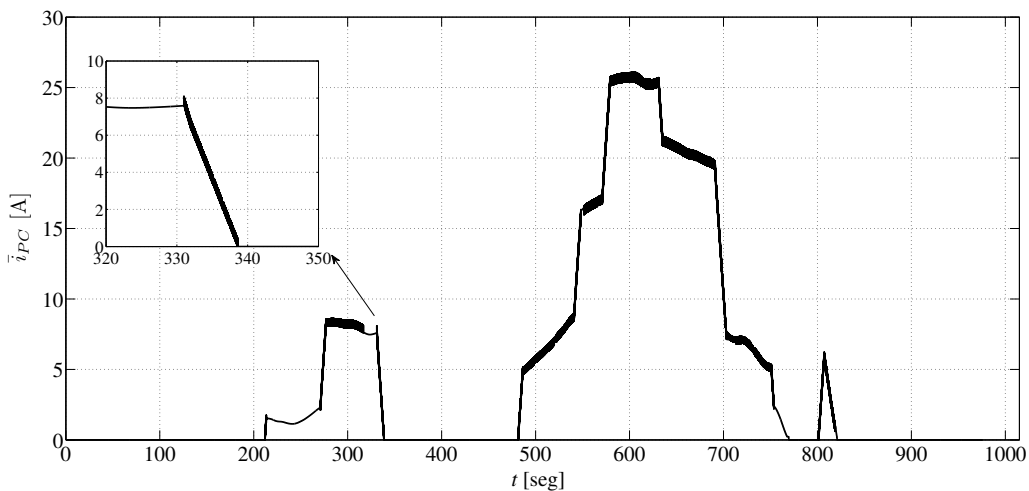


Figura 6.25: Corriente de la PC  $\bar{i}_{PC}$

Por último, la tensión y corriente de los SC se presentan en las Figuras 6.26 y 6.27. Se puede ver cómo los SC se recargan lentamente a su tensión de referencia, mientras que la corriente responde rápidamente ante las variaciones de demanda de carga, manifestando el excelente comportamiento del controlador desarrollado. Se debe destacar que en este caso de simulación, se utilizó una referencia de tensión de los SC de 40 V, mostrando un comportamiento adecuado para esta condición, siendo éste un valor cercano al nominal de operación en la estación de ensayo híbrida sobre la que se realizaron las experiencias del capítulo previo.

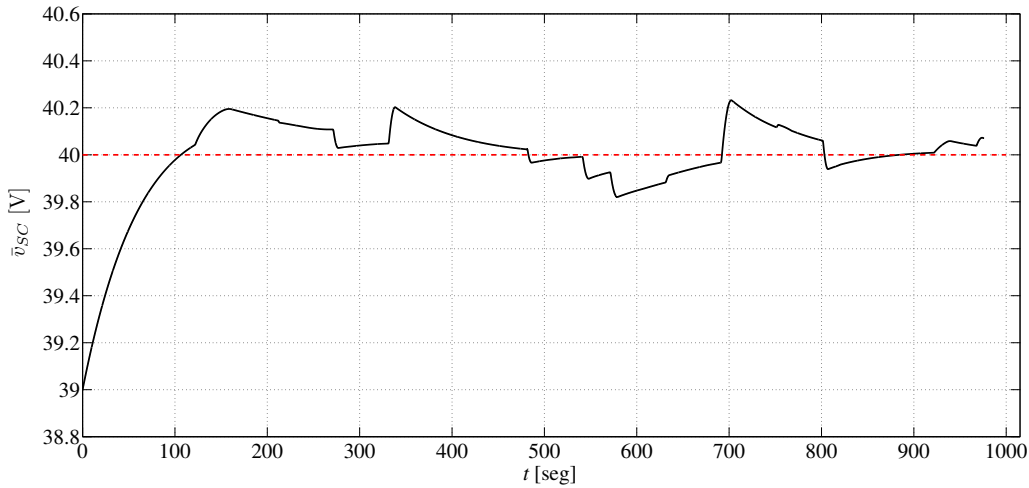


Figura 6.26: Tensión de los SC  $\bar{v}_{SC}$

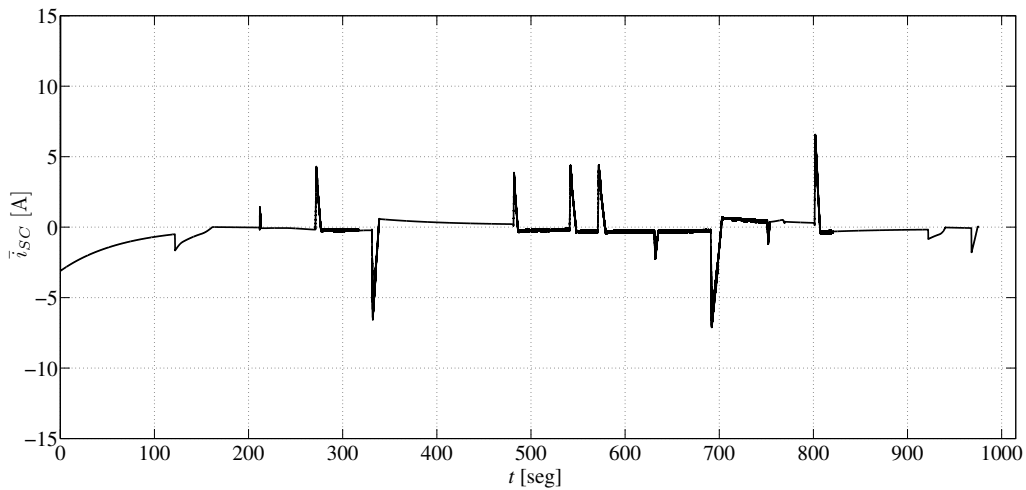


Figura 6.27: Corriente de los SC  $\bar{i}_{SC}$

## 6.8. Conclusiones

En el presente capítulo se desarrolló una estructura de control combinada por MD de primer orden, utilizando técnicas de diseño MIMO, para los convertidores del MGPC y el MABSC. El método considera el acoplamiento intrínseco de ambos módulos al encontrarse conectados al mismo Bus de CC y plantea el desacoplamiento de las acciones de control respecto a las superficies de conmutación.

Con este fin, el diseño contempló el uso de un difeomorfismo que permite este desacoplamiento mediante la transformación del sistema. Esto permitió luego un diseño simple, utilizando las acciones de control equivalente. Posteriormente, se mostró la estabilidad de la dinámica cero del sistema, mediante el análisis del punto de equilibrio y el campo vectorial resultante. Se presentaron, además, resultados simulación para este caso donde se observó el excelente comportamiento de la estrategia, rechazando grandes escalones de carga y variaciones paramétricas.

Finalmente, se planteó la extensión al SHG completo, con mínimas modificaciones en el diseño respecto de la estrategia desarrollada para el caso anterior. Nuevamente se mostraron resultados de simulación, que permitieron corroborar el excelente desempeño del SHG y validar el diseño propuesto en su conjunto.

El siguiente paso en este desarrollo, consiste en la implementación de este controlador MIMO en la estación de ensayo híbrida, lo cual será llevado a cabo como trabajo a futuro de esta tesis.



# Capítulo 7

## Conclusiones

En la presente Tesis se abordó el desarrollo, implementación, ensayo y evaluación de estructuras de gestión, supervisión y control por modos deslizantes de primer orden sobre Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica basados en Pilas de Combustible tipo PEM y Supercapacitores.

En una primera etapa, motivado por un contexto regional y global que busca incorporar fuentes de energía alternativas no contaminantes, se realizó un profundo estudio y análisis de la tecnología de Pilas de Combustible, teniendo en cuenta el potencial del hidrógeno como vector energético. En este sentido, se determinó la importancia de las PC de tipo PEM, cuya baja temperatura de operación, tamaño y robustez, permiten su empleo en diversas aplicaciones, tanto estacionarias como móviles. De esta manera, en una segunda etapa, se introdujeron y expusieron las principales ventajas y desventajas que presentan, operando en condiciones de carga variable y en combinación con otros dispositivos.

Esto último permitió reconocer la importancia que representa en estos sistemas la combinación híbrida de PC y modernos sistemas de almacenamiento. En este contexto, se concluyó que los Supercapacitores, gracias a su alta densidad de potencia, son dispositivos que permiten resolver problemas asociados a la respuesta dinámica limitada de las PC, superando a otras tecnologías de almacenamiento tradicionales.

El análisis efectuado en las dos primeras etapas permitió establecer la gran flexibilidad y estabilidad que presentan los Sistemas Híbridos de Generación basados en PC y SC, conectados a un bus de corriente continua común y empleando un convertidor electrónico de potencia para cada fuente involucrada. De igual forma, se reconoció la necesidad de contar con esquemas de gestión de energía y control, que permitan el funcionamiento eficiente del conjunto.

Es así, que en una tercera etapa se realizó el estudio de las técnicas de control por modos deslizantes, determinando su gran robustez respecto a perturbaciones externas y a variaciones de los parámetros, la simplicidad de su

diseño e implementación (aún en sistemas no lineales) y sus desventajas en ciertas aplicaciones, como es el efecto de *chattering*. De este estudio se determinó la viabilidad de la aplicación de estructuras de control basadas en modo deslizante de primer orden en SHG basados en PC, dada la naturaleza de estructura variable de los convertidores de potencia conmutados y la relativa sencillez en los métodos de diseño en sistemas no lineales.

En este contexto, la siguiente etapa de la Tesis se centró en el desarrollo de una estructura de gestión y supervisión sobre un SHG basado en PC y SC, combinado con una fuente auxiliar de energía consistente en un Sistema de Conversión de Energía Eólica y un Electrolizador. Este esquema de gestión y supervisión permitió obtener un cálculo eficiente de las referencias para los diversos módulos del SHG, las cuales deben ser luego aseguradas por controladores dedicados en cada uno de ellos. Esto último motivó entonces el diseño, implementación y evaluación de estructuras de control para el núcleo PC/SC del SHG, basadas en distintas estrategias de control por modo deslizante de primer orden.

En consecuencia, se propuso el desarrollo de una estructura de control robusto combinada, a partir del uso de técnicas de diseño SISO de controladores por MD de primer orden, contemplando las características particulares de operación de los módulos de PC y SC (MGPC y MABSC). Concretamente, teniendo en cuenta que es deseable limitar la variación de corriente en las PC para asegurar su correcto funcionamiento y prolongar su vida útil, se planteó un esquema de control que además de limitar dicha variación, asegure que el MABSC responda rápidamente a variaciones abruptas de carga, complementando la potencia entregada por el MGPC y el SCEE. Como primera etapa del diseño, se utilizó un modelo dinámico ideal del sistema, sin pérdidas y sin limitaciones de frecuencia de conmutación. Esto permitió obtener un juego de controladores por MD de primer orden que cumplieran holgadamente los requerimientos, rechazando perturbaciones y sin *chattering* en las variables de interés. Las características y desempeño de este primer diseño, en conjunto con el esquema de supervisión fueron evaluadas mediante simulaciones bajo condiciones realistas, considerando variaciones paramétricas desconocidas y grandes cambios en la potencia demandada por la carga. Los excelentes resultados permitieron validar el diseño realizado y confirmaron la aplicabilidad de este tipo de estrategias a convertidores de potencia en SHG basados en PC.

Esto último motivó, en segunda instancia, el considerar las problemáticas típicas de aplicación de este tipo de estrategias. Particularmente, se tomó en cuenta la limitación física en la frecuencia de conmutación de los convertidores, una de las fuentes más importantes del *chattering*. De esta forma, se realizó una adaptación de los controladores, utilizando para este caso un modelo promediado de los convertidores. Esto permitió el uso de una entrada de control continua y el diseño

---

de la misma basada en la acción de control equivalente. Con este método, se consiguió utilizar un término continuo sumado a una acción discontinua mucho más pequeña que el caso previo y, por lo tanto, reducir considerablemente el *chattering*, conservando las características de robustez del MD. Se analizó además la estabilidad de la dinámica cero del sistema, considerando variaciones paramétricas y el rango de operación del sistema. Este esquema de control fue nuevamente evaluado bajo simulación con un modelo completo del sistema, teniendo en cuenta condiciones realistas de operación y variaciones de potencia demandada por la carga. Los excelentes resultados obtenidos, comparables con los del caso ideal, permitieron validar la estrategia de diseño utilizada y se corroboró el bajo nivel de *chattering* resultante.

Posteriormente se realizó la implementación de estos nuevos algoritmos adaptados en una estación de ensayo híbrida. Esto involucró la adaptación de los algoritmos desarrollados, reduciendo su costo computacional y tiempos de procesamiento. La implementación llevó a la realización de numerosos ensayos bajo condiciones reales de funcionamiento, variaciones escalonadas de carga y potencia generada por el SCEE. Se obtuvieron resultados muy satisfactorios, de idénticas características a los obtenidos por simulación durante todo el proceso de diseño. De esta forma, se validó sobre el sistema real el esquema completo de supervisión y control por MD diseñado, como también la adaptación de los algoritmos obtenidos.

Los buenos resultados obtenidos hasta ese punto llevaron a profundizar la línea de investigación en ese sentido. De esta forma, en la última etapa de la Tesis, se propuso el desarrollo de una estructura de control robusto combinada, a partir de técnicas de diseño MIMO de controladores por MD para el núcleo PC/SC del SHG. En este sentido, se consideró el diseño a partir de una transformación del sistema que, planteadas las superficies de conmutación que cumplen los requerimientos del sistema, desacoplan las acciones de control respecto a las funciones de conmutación. Esta técnica permitió principalmente simplificar el diseño de las acciones de control requeridas para asegurar la existencia del régimen deslizante, independizando una de la otra. En este caso, se propuso la utilización de una estructura de acción de control adaptiva, basada en la acción de control equivalente y un término de control compuesto por dos términos. El primero de esos términos constante y el segundo de ellos, proporcional a la corriente de los convertidores. El objeto de esto principalmente es poder reducir el *chattering*, asegurando la existencia del régimen deslizante aún para distintos valores de corriente. Teniendo en cuenta el controlador MIMO diseñado, se analizó la estabilidad del sistema. Esto permitió encontrar ciertos límites en los parámetros de diseño del controlador y asegurar el correcto funcionamiento del mismo.

El modelo dinámico y el esquema de control completos fueron evaluados

intensamente bajo distintas condiciones de simulación, variaciones paramétricas y perturbaciones. Los buenos resultados obtenidos permitieron extender este controlador, originalmente diseñado únicamente para el conjunto PC/SC, al SHG completo. Este caso fue nuevamente analizado bajo exhaustivas simulaciones con condiciones realistas de operación, encontrando resultados altamente satisfactorios, incluso considerando potencia entregada por el SCEE variables y cambios abruptos de potencia de carga. Esto permitió validar el diseño MIMO llevado adelante y la viabilidad de los controladores por MD de primer orden en SHG basados en PC, mostrando un excelente desempeño general de todos los módulos del sistema.

Lo expuesto a lo largo de la Tesis y los resultados experimentales y de simulación obtenidos, permitieron resaltar las excelentes propiedades de los Sistemas Híbridos de Generación de energía eléctrica basados en PC/SC y de las estrategias de control por MD aplicadas a los mismos. En particular, el esquema de gestión, supervisión y control por MD propuesto ha demostrado operar eficientemente en condiciones reales y variables de funcionamiento, con respuestas dinámicas altamente satisfactorias. Por este motivo, la estrategia general presentada constituye un aporte en el campo de los sistemas de generación de energía en forma sustentable.

## 7.1. Líneas futuras de investigación

A partir de los trabajos de esta Tesis han surgido diversas líneas de investigación para realizar a corto y mediano plazo. Entre ellas pueden mencionarse:

- ▷ **Extensión del esquema MIMO al MCD de los convertidores.** El desarrollo del controlador MIMO contempla el MCC del convertidor de potencia asociado a la PC. En MCD el sistema pierde grado relativo, resultando un estado combinación lineal de los restantes. Este fenómeno impide la directa aplicación del método de diseño utilizado. Por lo tanto, es necesario un nuevo enfoque para el desarrollo de un controlador MIMO bajo estas condiciones y estudiar y resolver la transición entre ambos modos.
- ▷ **Implementación práctica del esquema MIMO.** La implementación práctica del esquema de control combinado MIMO requiere, por un lado, la adaptación de los algoritmos a la capacidad de computo disponible en la estación de ensayo. Además de ello, debe incorporarse el esquema de control para el MCD indicado previamente, dado que el sistema debe operar, en ese modo.
- ▷ **Análisis de estabilidad de lazo cerrado en un rango más amplio.** El análisis de estabilidad de rango amplio fue realizado a partir de la inspección de su campo vectorial y analíticamente en torno al punto de equilibrio del sistema,



mostrando la característica estable del mismo. Es de interés plantear un estudio de estabilidad analítico para todo el rango de operación, aplicando otras técnicas de análisis, como por ejemplo el método de las Funciones de Energía de Lyapunov.

- ▷ **Exploración de algoritmos de Alto Orden.** Los excelentes resultados de la utilización de algoritmos de control basados en MD de primer orden, generan una buena base para proseguir en esta línea de trabajo, evaluando la posibilidad de diseño e implementación de algoritmos de MDAO, haciendo especial hincapié en esquemas de segundo orden, ya que permitirán conseguir gran robustez, mayor reducción del *chattering* y acciones de control continuas.
- ▷ **Desarrollo de nuevos esquemas de supervisión.** A pesar de los resultados satisfactorios obtenidos con el supervisor desarrollado, es de interés continuar con el estudio de nuevos esquemas de gestión y supervisión de energía en SHG. En particular, se prevé el uso de técnicas formales de diseño y optimización, como ser *Model Predictive Control* (MPC).
- ▷ **Ampliación del sistema híbrido.** Nuestros colaboradores en Barcelona, España, con quienes estamos llevando adelante este proyecto, están ampliando el SHG, incorporando sistemas de almacenamiento complementario (banco de baterías, *flow batteries*) y un electrolizador comercial. Por este motivo, una de las etapas principales a continuación de las investigaciones de esta tesis es la expansión de estas estrategias de control considerando los nuevos subsistemas del SHG expandido.



# Referencias y Bibliografía

C. Arbizzani and M. Bisio. Safe, high energy supercapacitors based on solvent-free. *Journal of Power Sources*, 2008.

D. Ardito, S. Conti, S. Raiti, and U. Vagliasindi. Uniticed regenerative fuel cells for stand-alone photovoltaic generation systems. In *5th WSEAS/IASME Int. Conf. on Electric Power Systems*, pages 520–525, 2005.

S.P.S. Badwal, S.S. Giddey, C. Munnings, A.I. Bhatt, and T. Hollenkamp. Emerging electrochemical energy conversion and storage technologies. *Frontiers in Chemistry*, 2(79), 2014. ISSN 2296-2646. doi: 10.3389/fchem.2014.00079. URL [http://www.frontiersin.org/chemical\\_engineering/10.3389/fchem.2014.00079/abstract](http://www.frontiersin.org/chemical_engineering/10.3389/fchem.2014.00079/abstract).

M. Ball and M. Wietschel. The future of hydrogen-opportunities and challenges. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34:615–627, 2009.

F. Barbir. Fuel cell powered utility vehicles. In *Proceedings of the European Fuel Cell Forum Portable Fuel Cells Conference*, pages 113–121, Lucerne, Switzerland, 1999.

F. Barbir. *PEM fuel cells: theory and practice*. Elsevier, 2005.

J.P. Barbot and W. Perruquetti. *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker, Inc., 2002.

B. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano, and L. Usai. *Modern Sliding Mode Control Theory: New Perspectives and Applications*. Springer, 2008.

G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai. Chattering avoidance by second order sliding mode control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(2):241–246, 1998.

G. Bartolini, A. Levant, A. Pisano, and E. Usai. 2-sliding mode with adaptation. In *Proceedings of the 7th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems*, Haifa, Israel, 1999.

G. Bartolini, A. Levant, A. Pisano, and E. Usai. *Variable Structure Systems: towards the 21-century*, chapter 6 “Higher-Order Sliding Modes for Output-Feedback

- Control of Nonlinear Uncertain Systems”, pages 83–108. Springer Verlag, Berlin, 2002.
- G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai. A survey of applications of second-order sliding mode control to mechanical systems. *International Journal of Control*, 76(9/10):875–892, 2003.
- I. Boiko and L. Fridman. Analysis of chattering in continuous sliding mode controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(9):1442 – 1446, 2005.
- I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, and E. Usai. Analysis of chattering in systems with second-order sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(11): 2085 – 2102, 2007.
- A. Bondarev, S. Bondare, N. Kostyleva, and V. Utkin. Sliding modes in systems with asymptotic state observers. *Automation and Remote Control*, pages 679–684, 1985.
- A. Burke. Ultracapacitors: Why, how and where is the technology. *Journal of Power Sources*, 91(1):37 – 50, 2000.
- A. Burton and A. Zinober. Continuous approximation of variable structure control. *International Journal of System Science*, 17:875 – 885, 1986.
- S.G. Chalk and J.F. Miller. Key challenges and recent progress in batteries, fuel cells, and hydrogen storage for clean energy systems. *Journal of Power Sources*, 159(1):73 – 80, 2006. ISSN 0378-7753. doi: 10.1016/j.jpowsour.2006.04.058. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775306006240>.
- J. Cortes. Discontinuous dynamical systems - a tutorial on solutions, nonsmooth analysis, and stability. *IEEE Control Systems Magazine*, 28(4):36–73, 2008.
- B. Davat and S. Astier. Fuel cell-based hybrid systems. In *IEEE - Electromotion - EPE Chapter ‘Electric Drives’ Joint Symposium*, 2009.
- F. de Bruijn and P. Veltman. Pem fuel cells for telecom applications. *IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pages 1–6, 2011.
- R.A. DeCarlo, S.H. Zak, and G.P. Matthews. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. *Proceedings of the IEEE*, 76(3):212–232, 1988.
- B. Drazenovic. The invariance conditions in variable structure systems. *Automatica*, 5:286–295, 1969.

- C. Edwards and S. Spurgeon. *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, volume 334. Systems and Control Book Series, Taylor and Francis, 1998.
- C. Edwards, E. Fossas Colet, and L. Fridman. *Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control*, volume 334. Springer, 2006.
- S. Emelyanov. *Variable Structure Control Systems*. Nauka, Moscow, 1957.
- S.V. Emelyanov and S.K. Korovin. Applying the principle of control by deviation to extend the set of possible feedback types. *Soviet Physics, Doklady*, 26(6):562–564, 1981.
- S.V. Emelyanov, S.K. Korovin, and L.V. Levantovsky. Higher order sliding regimes in the binary control systems. *Sovietics Physics, Doklady*, 31(4):291–293, 1986.
- M. K. Epping, J.P. Kopasz, and K.W. McMurphy. Status of fuel cells and the challenges facing fuel cell technology today. *Fuel Cell Chemistry and Operation*, pages 1–13, 2010. doi: 10.1021/bk-2010-1040.ch001.
- D. Feroldi. *Control and Design of PEM Fuel Cell-Based Systems*. Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009.
- A.F. Filipov. Differential equations with discontinuous right-hand side,. *Matematicheskii Sbornik*, 51(93):99–128, 1960.
- A.F. Filipov. *Differential Equations With Discontinuous Righthand Sides*, volume Mathematics and its applications. Springer, 1988.
- T. Floquet, J-P. Barbot, and W. Perruquetti. Higher-order sliding mode stabilization for a class of nonholonomic perturbed systems. *Automatica*, 39(6):1077–1083, 2003.
- P. Fontela and A. Soria. Airport electric vehicle powered by fuel cell. *International Journal of Power Sources*, 169:184–193, 2007.
- L. Fridman. An averaging approach to chattering. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 46(8):1260–1265, 2001.
- L. Fridman. Chattering analysis in sliding mode systems with inertial sensors. *International Journal of Control*, 76(9/10):906–912, 2003.
- L. Fridman and A. Levant. *Robust Control Variable Structure and Lyapunov Techniques*, chapter 1, pages 106–133. Springer Verlag, London, 1996.
- L. Fridman and A. Levant. *Sliding Mode Control in Engineering*, chapter 3 “Higher Order Sliding Modes”, pages 53–101. Marcel Dekker, Inc., 2002.

- Fuel Cell Today Industry Review. Platinum metals review. Technical Report 2, Platinum Metals Review, 2010.
- R. Gemmen. Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition. In *Power Electronics for Fuel Cells Workshop*, 2002.
- H. Guldemir. Sliding mode control of dc-dc boost converter. *Asian Network of Scientific Information*, 5(3):588–592, 2005.
- J Hamelin, K Agbossou, A Laperrière, F Laurencelle, and T.K Bose. Dynamic behavior of a pem fuel cell stack for stationary applications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 26(6):625 – 629, 2001. ISSN 0360-3199. doi: 10.1016/S0360-3199(00)00121-X.
- W. Henson. Optimal nattery/ultracapacitor storage combination. *Journal of Power Sources*, 2008.
- M. Heuer, M. Kabisch, G. Heideck, and Z.A. Styczynski. Pem fuel cell system as an autonomous power supplier. In *Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*, pages 1 –5, july 2009. doi: 10.1109/PES.2009.5275693.
- S. Hock and C. Elam. Can we get there? *Solar Today*, 2004. URL [http://www.solartoday.org/2004/may\\_june04/h2\\_get\\_there.htm](http://www.solartoday.org/2004/may_june04/h2_get_there.htm).
- J.Y. Hung, W. Gao, and J.C. Hung. Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1):2–22, 1993.
- A. Isidori. *Nolinear Control Systems*. Springer, Berlin, 1995.
- H. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice-Hall, third edition edn edition, 2002.
- V. Knyazkin, L. Söder, and C. Canizares. Control chalenges of fuel cell-driven distributed generation. *Royal Institute of Technology*, 2002.
- C. Kunusch, A. Husar, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, and J.J. Moré. Linear identification and model adjustment of a pem fuel cell stack. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(13):3581 – 3587, 2008. ISSN 0360-3199. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2008.04.052>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319908004825>.
- C. Kunusch, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, and J.J. Moré. Characterization and experimental results in pem fuel cell electrical behaviour. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(11):5876 – 5881, 2010. ISSN 0360-3199. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2009.12.123>. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319909020539>.

- C. Kunusch, P.F. Puleston, M.A. Mayosky, and J. Husar. Control-oriented modeling and experimental validation of a PEMFC generation system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3):851–861, 2011.
- C. Kunusch, P. F. Puleston, and M. A. Mayosky. *Sliding Mode Control of PEM Fuel Cells*. Springer UK, 2012.
- J. Larminie and A. Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons Inc., second edition, 2003.
- J. Larminie and J. Lowry. *Electric vehicle technology explained*. John Wiley & Sons Inc., 2003.
- A. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6):1247–1263, 1993.
- A. Levant. Arbitrary-order sliding modes with finite time convergence. In *Proceedings of the 6th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems*, Alghero, Cerdeña, Italia, 1998.
- A. Levant. Universal siso sliding-mode controllers with finite-time convergence. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(9):1447–1451, 2001.
- A. Levant. Higher order sliding modes, differentiation and output feedback control. *International Journal of Control*, 76(9):924–941, 2003.
- A. Levant. Homogeneity approach to high-order sliding mode design. *Automatica*, 41:823–830, 2005.
- A. Levant. Construction principles of 2-sliding mode design. *Automatica*, 43(4):576–586, 2007.
- A. Levant and A. Michael. Adjustment of high-order sliding-mode controllers. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 19(15):1657–1672, 2009. ISSN 1099-1239. doi: 10.1002/rnc.1397. URL <http://dx.doi.org/10.1002/rnc.1397>.
- V. Mehta and J.S. Cooper. Review and analysis of pem fuel cell design and manufacturing. *Journal of Power Sources*, 114(1):32 – 53, 2003. ISSN 0378-7753. doi: 10.1016/S0378-7753(02)00542-6. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775302005426>.
- N. Mohan. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, 1989.

- J.J. More, P.F. Puleston, C. Kunusch, and F.M. Allue. Development and implementation of a supervisor strategy and sliding mode control setup for fuel-cell-based hybrid generation systems. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, PP(99):1–8, 2014. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/TEC.2014.2354553.
- A. Payman and S. Pierfederici. Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source. *Energy Conversion Management*, 49:1637–1644, 2008.
- G. Pede and A. Iacobazzi. Fc vehicle hybridization: an affordable solution for energy-efficient fc powered drive train. *Journal of Power Sources*, 125(2):280–291, 2004.
- A. Perez and W. Gao. Fuzzy logic energy management strategy for fuel cell/ultracapacitor/battery hybrid vehicle with multiple-input cc/cc converter. In *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009.
- F. Plestan, A. Glumineau, and S. Laghrouche. A new algorithm for high order sliding mode control. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 18(4-5):441–453, 2008.
- J.T. Pukrushpan, A.G. Stefanopoulou, and H. Peng. *Control of Fuel Cell Power Systems*. Springer, London, 2004.
- A. Sabanovic, L. M. Fridman, and S. Spurgeon. *Variable Structure Systems: from Principles to Implementation*. IEE, 2004.
- Z. Salameh. *Renewable Energy System Design*. Academic Press, Elsevier, Amsterdam, 2014. ISBN 9780080961675.
- K. Sedghisigarchi, A. Davari, and P. Famouri. Dynamic modeling and control of a fuel cell for electric vehicle applications. In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, pages 1 –5, sept. 2011. doi: 10.1109/VPPC.2011.6043131.
- Y.B. Shtessel, I. Shkolnikov, and M. Brown. An asymptotic second-order smooth sliding mode control. *Asian Journal of Control*, 5:498–503, 2003.
- H. Sira-Ramirez. Differential geometric methods in variable structure control. *International Journal of Control*, 48(5):1359–1390, 1988.
- J.E. Slotine. *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall, 1991.
- G. Spiazzi, P. Mattavelli, and L. Rossetto. Sliding mode control of dc-dc converters. *Cobep 97*, 1997.



- E. Stewart and A. Lutz. Modeling, analysis and control system development for the Italian hydrogen house. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34:1638–1646, 2009.
- W.C. Su, S. Drakunov, and U. Ozguner. Implementation of variable structure control for sampled-data systems. In *Proceedings of IEEE Workshop on Robust Control via Variable Structure and Lyapunov Techniques*, pages 166–173, Benevento, Italia, 1994.
- J.I. Talpone. *Desarrollo de un Sistema Híbrido de Generación basado en Pilas de Combustible y Supercapacitores*. Tesis de Magister, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, La Plata, 2014.
- J.I. Talpone, P.F. Puleston, J. J. Moré, R. Griñó, and M. G. Cendoya. Experimental platform for development and evaluation of hybrid generation systems based on fuel cells. *International Journal of Hydrogen Energy, Elsevier*, 37(13):10346–10353, 2012. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijhydene.2012.01.161>.
- P. Thounthong and S. Raël. Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54:3225–3233, 2007.
- P. Thounthong and S. Raël. Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193:376–385, 2009.
- V. Utkin. First stage of vss: People and events. In Xinghuo Yu and Jian-Xin Xu, editors, *Variable Structure Systems: Towards the 21st Century*, volume 274 of *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, pages 1–32. Springer Berlin / Heidelberg, 2002. ISBN 978-3-540-42965-4. doi: 10.1007/3-540-45666-X-1. URL <http://dx.doi.org/10.1007/3-540-45666-X-1>.
- V.I. Utkin. *Sliding modes and their application in variable structure systems*. Mir Publishers, 1978.
- V.I. Utkin and J. Gulder, J. and Shi. *Sliding mode Control in Electro-Mechanical Systems*. CRC Press, 2th edition edition, 2009.
- V.I. Utkin, J. Gulder, and J. Shi. *Sliding mode Control in Electro-Mechanical Systems*. Taylor and Francis, London, 1999.
- M. Uzunoglu and O. Onar. Parallel operation characteristics of pem fuel cell and microturbine power plants. *Journal of Power Sources*, 168:469–476, 2007.

- F. Valenciaga. *Control de Estructura Variable en Sistemas Híbridos de Generación de Energía*. Tesis Doctoral, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, 2001.
- F. Valenciaga, P.F. Puleston, and P.E. Battaiotto. Power control of a photovoltaic array in a hybrid electric system using sliding mode techniques. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, 148(6):448–455, 2001. ISSN 1350-2379.
- C. Wang and M.H. Nehrir. Power management of stand-alone wind/photovoltaic/fuel cell energy system. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 23:957 – 967, 2008.
- C. Wang, M.H. Nehrir, and H. Gao. Control of pem fuel cell distributed generation systems. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 21(2):586 – 595, june 2006. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/TEC.2005.860404.
- K.D. Young, V.I. Utkin, and Ü. Ozgüner. A control engineer’s guide to sliding mode control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(3):328–342, 1999.
- X. Yu and J.X. Xu. *Variable Structure Systems: Towards the 21st Century*. Springer-Verlag, 2002.