



Estrategias conmutadas de control. Aplicación en sistemas de conversión de energías renovables y su integración a redes eléctricas.

Tesis de Doctorado

FERNANDO ARIEL INTHAMOUSSOU

*Presentada ante la Facultad de Ingeniería de la
Universidad Nacional de La Plata como requisito para la
obtención del grado académico de*

DOCTOR EN INGENIERÍA

Dirección de Tesis:

Director: Prof. Hernán De Battista
Co Director: Prof. Ricardo J. Mantz

Jurado de Tesis:

Dr. Ricardo S. Sánchez Peña
Dr. Cristian H. De Angelo

14 de Noviembre de 2014

A mis queridos padres y hermanos...

Agradecimientos

A mis padres (viejo te extraño) que me dieron la enorme oportunidad de estudiar en primer lugar, por la cuál estoy eternamente agradecido. También quiero agradecer a mi familia por todo el apoyo recibido durante todos estos años.

A mis directores por ser tan buenos guías y principalmente, y más importante para mi, por ser las excelentes personas que son. Siempre dispuestos a brindar su tiempo, conocimientos y experiencias sin mezquinar nada en absoluto.

A los compañeros del LEICI en general, lugar donde uno se siente realmente muy cómodo, y en especial a los compañeros de “boliche” por soportarme todos los días.

A Fernando D. Bianchi por brindarme la posibilidad de realizar una estancia de investigación en el IREC, y por brindarme su tiempo, conocimientos y experiencia.

A mis amigos, “los petas” que siempre están y me soportan. A Alejandro que a la distancia y cada vez que vuelve sigue siendo el mismo amigo de siempre. A Marcelo que fue uno de los responsables en convencerme que tome este camino.

Muchas gracias!

Resumen

En esta tesis se analizan y proponen estrategias de control flexibles y robustas para el control de sistemas de conversión de energía renovables en el contexto de la generación distribuida. Se trabaja principalmente con la conversión de energía eólica y solar fotovoltaica, como así también con un sistema de almacenamiento y recuperación de energía. Se hace hincapié en el control de la potencia de la micro fuente, de forma tal de poder brindar las características requeridas para su conexión a redes de generación distribuida o micro redes. El análisis de estos sistemas de potencia está fuera de los alcances de este trabajo.

En el caso de la energía fotovoltaica se realizan propuestas para la maximización de la extracción del recurso y el control activo de la potencia entregada por la micro fuente. Se realiza el análisis de estabilidad para los convertidores dc/dc más utilizados en este tipo de aplicaciones. También se extienden estos conceptos al control del convertidor electrónico de micro fuentes basadas en pilas de combustible.

En el caso del control del sistema de almacenamiento y recuperación de energía, se propone una estrategia capaz de iniciar el sistema, funcionar intercambiando potencia con la red, realizar la protección del dispositivo de almacenamiento y apagado del sistema de forma automática. Se realiza el análisis de estabilidad de todos los modos de funcionamiento y la combinación de estos modos para lograr una operación global estable.

En el caso de la energía eólica se investiga la operación de la turbina en todo el rango de velocidades de viento, como así también la extensión de la región de operación para realizar un control activo de la potencia de salida. El control activo de la potencia de salida de la turbina permite la incorporación de nuevos modos de funcionamiento como la generación de potencia con reserva para la contribución a la estabilidad de frecuencia.

El control de las interfaces electrónicas se aborda en el marco del control por modo deslizante, mientras que para el control de turbinas eólicas se realizan propuestas en el marco de control robusto (H_∞) y el control de parámetros lineales variantes (LPV). Para los sistemas fotovoltaico, con pila de combustible y de almacenamiento de energía se presentan resultados de simulación y experimentales. Para el caso de las turbinas eólicas, se presentan resultados de simulación con un modelo de alto orden (FAST) desarrollado por el Laboratorio de Energías Renovables de Estados Unidos (NREL). Los resultados obtenidos permitieron verificar la viabilidad y desempeño de las estrategias propuestas predichas por el análisis teórico.

Abstract

This thesis analyzes and proposes robust and flexible control strategies for renewable energy conversion systems in the distributed generation framework. It mainly deals with wind and photovoltaic energy conversion, and also with a storage and recovery energy system. Particular attention is given to the control of the micro source power supply in order to accomplish requirements for the connection to a distributed grid or a microgrid. The analysis of these power systems is out of the scope of this work.

For photovoltaic energy systems, strategies for maximization of the resource extraction and control of the active power delivered by the micro source are proposed. A stability analysis for classical dc-dc converters is realized. Furthermore, these concepts are extended to the control of the electronic converter of fuel cell based micro sources.

As for the storage and recovery energy system, a strategy capable of starting the system, exchanging energy with the grid, protecting the energy storage device and shutting down the system in a automatic way is proposed. The stability analysis of all operating modes and the combination among them for a global stable operation is performed.

As for wind energy conversion systems, the operation of the wind turbine over the entire operating wind speed range is investigated. The operating region is extended to deal with active output power control which enables new operating modes like power generation with reserve for the contribution to frequency stability.

The control of the electric interfaces is addressed in the sliding mode framework, whereas the H_∞ optimal control and the linear parameter varying (LPV) approach are used for the control of the mechanical actuators of wind turbines. Additionally, for PV, fuel cell and storage systems, simulation and experimental results are presented. As for wind turbine systems, simulation results with a high order model (FAST) developed by the National Renewable Energy Laboratory (NREL) are presented. The obtained results confirms the performance and feasibility of the proposed strategies predicted by the theoretical analysis.

Índice general

Nomenclatura	XXIII
I Preliminares	1
1. Introducción	1
1.1. Motivaciones	1
1.2. Objetivos de la tesis	4
1.3. Organización de la tesis	4
1.4. Principales aportes	6
2. Nuevos paradigmas de generación	9
2.1. Sistemas de potencia convencionales	9
2.2. Generación Distribuida	13
2.3. Plantas virtuales	16
2.4. Micro redes	17
2.4.1. Configuraciones posibles de una micro red	19
2.4.2. Control de la micro red	20
2.5. Redes inteligentes	24
2.6. Conclusiones	25
3. Breve resumen de los marcos teóricos de control involucrados	27
3.1. Control por modo deslizante	27
3.2. Control sub óptimo H_∞	34
3.3. Control lineal de parámetros variantes (LPV)	40
II Control de interfaces electrónicas	43
4. Control de sistemas de conversión de energía fotovoltaica	45
4.1. Introducción	45
4.2. Sistema de conversión de la energía	47
4.2.1. Módulos fotovoltaicos	47
4.2.2. Convertidor electrónico dc/dc	51

4.2.3.	Dinámica de los convertidores	52
4.3.	Control por MD de la corriente por el inductor en las tres topologías .	56
4.3.1.	Control de corriente en convertidor elevador	56
4.3.2.	Control de corriente en convertidor reductor	57
4.3.3.	Control de corriente en convertidor reductor-elevador	60
4.4.	Técnica MPPT basada en conceptos de balance de energía	63
4.4.1.	Seguimiento del MPP para la topología de convertidor elevador	63
4.4.2.	Seguimiento del MPP para la topología de convertidor reductor	64
4.4.3.	Seguimiento del MPP para la topología de convertidor reductor-elevador	65
4.5.	Técnica basada en conceptos de perturbación y observación	66
4.5.1.	Seguimiento del MPP	69
4.6.	Resultados experimentales	71
4.6.1.	Configuración experimental	71
4.6.2.	Técnica basada en conceptos de energía	72
4.6.3.	Regulación de la corriente en el caso reductor	72
4.6.4.	Regulación de tensión en bornes del panel	73
4.6.5.	Seguimiento PyO	74
4.7.	Aplicación a la producción de hidrógeno	77
4.8.	Conclusiones	81
5.	Control eléctrico de una pila de combustible	83
5.1.	Introducción	83
5.2.	Sistema de conversión de energía	85
5.2.1.	Pila de combustible	85
5.2.2.	Dinámica del sistema	87
5.2.3.	Regulación de la corriente de entrada (corriente de la pila) . .	90
5.2.4.	Regulación de la corriente de salida	92
5.2.5.	Regulación de corriente combinada	96
5.3.	Resultados	97
5.3.1.	Implementación experimental	97
5.3.2.	Resultados experimentales	98
5.3.3.	Otros resultados	100
5.3.4.	Discusión	104
5.4.	Conclusiones	105
6.	Control de un sistema de almacenamiento y recuperación de energía	107
6.1.	Introducción	107
6.2.	Sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores . .	109
6.3.	Control por modo deslizante del sistema de conversión de energía . .	111
6.3.1.	Esquema de modo deslizante propuesto	111
6.4.	Implementación experimental	118
6.4.1.	Algoritmo de control	119
6.5.	Resultados experimentales a plena carga	121

6.6.	Aplicación a la red	126
6.6.1.	Roles de los ESS en la integración de la energía renovable	127
6.7.	Conclusiones	128

III Control mecánico de turbinas eólicas 129

7.	Control de turbinas eólicas con rango de operación extendido	131
7.1.	Introducción	131
7.2.	Modelado de la turbina eólica	134
7.3.	Objetivos de control	138
7.4.	Control “gain scheduling” H_∞ de turbinas eólicas	140
7.4.1.	Diseño del control de la turbina eólica con técnicas H_∞	141
7.4.2.	Aplicación a la turbina de 5 MW del NREL	147
7.4.3.	Resultados de simulación	149
7.5.	Control LPV de turbinas eólicas	155
7.5.1.	Diseño del controlador LPV con anti-windup LPV	156
7.5.2.	Resultados de simulación	162
7.5.3.	Comparación entre los controladores H_∞ y LPV	167
7.6.	Control LPV de turbinas eólicas con rango de operación extendido	171
7.6.1.	Objetivo de control	171
7.6.2.	Modos posibles de funcionamiento	173
7.6.3.	Diseño del controlador	175
7.6.4.	Resultados de simulación	175
7.7.	Conclusiones	181

IV Conclusiones generales y líneas de trabajo abiertas 183

8.	Conclusiones generales y líneas de trabajo abiertas	185
8.1.	Conclusiones generales	185
8.2.	Líneas de trabajo abiertas	186

Bibliografía 189

Índice de figuras

2.1.	Sistema de potencia convencional [1].	10
2.2.	Topología de MR “EU MicroGrid” propuesta en la UE [6].	20
2.3.	Topología de MR “CERTS” propuesta en EEUU [2].	21
2.4.	Topología de MR “Sendai” propuesta en Japón [2].	22
2.5.	Topología de MR con buses tanto de dc como de ac [7].	22
3.1.	Interpretación geométrica del operador F	32
3.2.	Planta aumentada.	36
3.3.	Representación de la familia de modelos como una interconexión LFT entre la planta nominal G_0 y el operador de incertidumbre Δ	37
3.4.	Lazo cerrado con la planta incierta.	38
4.1.	Diagrama en bloques de un sistema de conversión de energía solar fotovoltaica.	47
4.2.	Característica tensión-corriente típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T	48
4.3.	Característica tensión-potencia típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T	49
4.4.	Característica tensión-corriente típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T . Aproximación del lugar geométrico de los MPP por una recta.	50
4.5.	Característica tensión-potencia típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T . Aproximación del lugar geométrico de los MPP por una recta.	50
4.6.	Sistema fotovoltaico con diferentes topologías de convertidores dc/dc: (a) elevador, (b) reductor y (c) reductor-elevador.	52
4.7.	Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor elevador. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.	53
4.8.	Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor reductor. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.	54
4.9.	Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor reductor-elevador. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.	55

4.10. Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor elevador. .	57
4.11. Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor elevador.	58
4.12. Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L frente a un escalón de radiación para el convertidor elevador.	58
4.13. Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor reductor. .	59
4.14. Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L , frente a un escalón de radiación y dos condiciones iniciales distintas. Convertidor reductor.	60
4.15. Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor reductor.	60
4.16. Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor reductor-elevador.	61
4.17. Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor reductor-elevador.	62
4.18. Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L frente a un escalón de radiación para el convertidor reductor-elevador.	62
4.19. Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $\dot{v}_{mf} - v_{mf}$ para la estrategia de control propuesta (convertidor elevador).	64
4.20. Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $\dot{y}_b - y_b$ para la estrategia de control propuesta (convertidor reductor)	65
4.21. Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $\dot{y}_{bb} - y_{bb}$ para la estrategia de control propuesta (convertidor reductor-elevador). . .	66
4.22. Dinámica de MD para regulación de tensión y regulación de corriente. .	68
4.23. Respuesta temporal del sistema ante un escalón de radiación partiendo de condiciones iniciales nulas para una superficie de tensión.	68
4.24. Trayectoria en el plano de estados para la superficie de tensión. Simulación.	69
4.25. Algoritmo utilizado para el seguimiento del máximo.	70
4.26. Circuito utilizado para realizar la simulación del sistema.	71
4.27. Resultados experimentales para el convertidor elevador. (a) Respuesta temporal de las variables de estado, (b) trayectorias en el plano de estados.	73
4.28. Resultados experimentales para el convertidor reductor. (a) Respuesta temporal de las variables de estado, (b) trayectorias en el plano de estados.	74
4.29. Resultado experimental. Respuesta temporal de la corriente en el inductor y la tensión en los módulos ante un escalón de radiación para unas dadas condiciones iniciales y 500 mA de referencia. Convertidor reductor.	75
4.30. Resultado experimental. Trayectorias en el plano de estados. Convertidor reductor.	75
4.31. Respuesta del sistema para una superficie de tensión. Resultado experimental. Convertidor reductor.	76

4.32. Respuesta del sistema en el plano de estados para una superficie de tensión. Resultado experimental. Convertidor reductor.	76
4.33. Respuesta del sistema para el seguimiento del máximo. Resultado experimental. Convertidor reductor.	77
4.34. Diagrama en bloques de un sistema autónomo solar/H ₂	78
4.35. Característica tensión-corriente típica de una celda electrolítica.	79
4.36. Resultados de simulación para el convertidor reductor-elevador. (a) Radiación, (b) temperatura, (c) potencia fotovoltaica máxima disponible y real, (d) tensión de entrada.	81
5.1. Sistema de conversión de energía.	86
5.2. Características <i>i-v</i> e <i>i-p</i> típicas de una celda de combustible.	87
5.3. Trayectorias en el espacio de estados para las dos posiciones de la llave.	89
5.4. Dinámica cero de la regulación de: a) corriente de la pila, b) corriente por el inductor.	92
5.5. Evolución de las variables en el plano de estados.	93
5.6. Respuesta temporal, regulación de corriente de la pila. Resultado de simulación.	93
5.7. Trayectoria de los estados para una regulación por MD de la corriente de salida.	95
5.8. Respuesta temporal para una condición inicial dentro del dominio de estabilidad.	96
5.9. Respuesta temporal desde una condición inicial fuera del dominio de estabilidad.	97
5.10. Trayectoria de los estados para una regulación combinada entre la corriente de la pila y la corriente de la pila.	97
5.11. Emulador de la pila de combustible.	98
5.12. Circuitos de control y convertidor dc/dc.	99
5.13. Resultado experimental de la regulación de la corriente de la pila por MD: (a) respuesta temporal, (b) trayectoria de los estados. Discrepancia entre valores teóricos y experimentales debidos a las pérdidas.	100
5.14. Resultado experimental de la regulación de la corriente de salida por MD: (a) respuesta temporal, (b) trayectoria de los estados. Discrepancia entre valores teóricos y experimentales debidos a las pérdidas.	101
5.15. Algoritmo de seguimiento MPP.	102
5.16. Respuesta temporal del control del seguimiento del MPP.	103
5.17. Respuesta en el tiempo del seguimiento de una carga variable (y control de presión de aire).	104
5.18. Trayectoria del punto de operación de la pila durante el seguimiento de una carga variable	105
6.1. Topología de la interfaz adoptada para el ESS.	110
6.2. Topología del convertidor dc/dc bidireccional utilizado. $S_{w2} = \overline{S_{w1}}$	111

6.3.	Verificación de estabilidad de la dinámica de MD para el control activo de potencia (a) y limitación de tensión (b).	114
6.4.	Representación de las superficies de modo deslizante bajo distintos modos y objetivos de operación.	118
6.5.	Montaje experimental para la implementación de la estrategia de control por MD propuesta. (1) Banco de supercapacitores, (2) convertidor dc/dc bidireccional, (3) convertidor del lado de red (inversor), (4) protecciones, (5) punta de corriente, (6) bus de continua.	120
6.6.	Corriente i_L durante la etapa de pre carga. La tensión del banco de supercapacitores es llevada de 0 V a 200 V.	122
6.7.	Detalle del modo de alcance durante el inicio del sistema.	123
6.8.	Variables más relevantes del convertidor durante el modo normal de operación. Potencia media en el supercapacitor, corriente i_L , corriente ac correspondiente a la fase a del sistema trifásico y tensión en el banco de supercapacitores.	124
6.9.	Detalle de la corriente ac en la fase a y de la corriente i_L durante el cambio de signo en el flujo de potencia.	125
6.10.	Detalle de la corriente i_L y la tensión v_{ESD} durante la limitación de tensión.	126
6.11.	Comparación entre potencia nominal, almacenamiento de energía y tiempo de descarga entre diferentes tecnologías de almacenamiento de energía [85].	127
7.1.	Curva potencia-velocidad de viento típica.	132
7.2.	Curva potencia-velocidad de viento con apagado suave.	133
7.3.	Evolución de las turbinas eólicas. Fuente: Schlumberger, SBC Energy Institute.	134
7.4.	Coefficiente de potencia C_P para una turbina eólica de 5 MW de velocidad variable y pitch variable [102].	135
7.5.	Modelo de dos masas que describe el primer modo de oscilación del tren de transmisión.	136
7.6.	Modelo del actuador del ángulo de paso de las palas.	137
7.7.	Curva típica par-velocidad de rotación para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable. Izquierda: representación en 3D (espacio pitch-velocidad de rotación-par). Derecha: Proyección de la curva en 3D de la izquierda en el plano velocidad de rotación-par.	139
7.8.	Valores del ángulo de pitch para todas las velocidades de viento.	139
7.9.	Esquema de control propuesto para cubrir toda la región de operación.	141
7.10.	Valores de los coeficientes de linealización B_r , k_V y k_β en todo el rango de velocidades de viento.	142
7.11.	Valores de $k_\beta/k_{\beta 0}$ para varios valores de velocidad de viento y la aproximación del polinomio de segundo orden.	143

7.12. Izquierda: respuesta en frecuencia de $G(s)$ correspondiente a varios puntos de operación en la región 3. Derecha: función de peso W_{Δ} de la representación de la incertidumbre aditiva (3.31).	144
7.13. Configuración para el diseño del controlador aumentado con las funciones de pesos.	145
7.14. Esquema de compensación anti-windup.	146
7.15. Representación equivalente del esquema de compensación anti-windup en la Fig. 7.14.	147
7.16. Funciones de peso utilizadas en el diseño de control de pitch.	150
7.17. Configuración del control PI para comparación.	150
7.18. Respuesta del sistema ante un perfil de ráfaga de viento. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_{∞}	152
7.19. Respuesta del sistema para un perfil de viento creciente. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_{∞}	153
7.20. Respuesta del sistema a un perfil de viento realista. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_{∞}	154
7.21. Esquema de control propuesto.	157
7.22. Configuración para el diseño del controlador LPV de pitch.	159
7.23. Esquema de compensación anti-windup LPV.	160
7.24. Representación equivalente de la compensación anti-windup LPV en Fig. 7.23.	160
7.25. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento de ráfaga. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.	163
7.26. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.	165
7.27. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.	166
7.28. Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento de ráfaga. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_{∞}	168
7.29. Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_{∞}	169
7.30. Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_{∞}	170
7.31. Valores de los coeficientes de linealización B_r , k_V y k_{β} para el rango de operación extendido.	172
7.32. Valores del ángulo de pitch para todas las velocidades de viento.	173
7.33. Familia de curvas par-velocidad de rotación para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable con regulación de potencia. Izquierda: representación en 3D (espacio pitch-velocidad de rotación-par). Derecha: Proyección de la curva en 3D de la izquierda en el plano velocidad de rotación-par.	174
7.34. Posibles modos de funcionamiento con regulación de potencia.	174

7.35. Respuesta del sistema a lazo cerrado a una ráfaga de viento. Líneas negras: 100 % de la potencia disponible, 50 % de la potencia disponible, línea de puntos: potencia instantánea disponible para esta turbina.	176
7.36. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: 100 % de la potencia nominal, líneas grises: limitación al 50 % de la potencia nominal, línea de puntos: potencia instantánea disponible para esta turbina.	178
7.37. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: 100 % de la potencia disponible, líneas grises: 50 % de la potencia disponible, línea de puntos: potencia promediada disponible para esta turbina.	179
7.38. Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente con limitación de velocidad de cambio en la potencia. Líneas grises: 100 % de la potencia nominal, líneas negras: 100 % de la potencia nominal con limitación de crecimiento, línea de puntos: potencia instantánea y filtrada disponible para esta turbina.	180

Índice de cuadros

6.1. Valores de los parámetros del banco de supercapacitores	119
7.1. Parámetros de la turbina eólica	148
7.2. Valores de la curva de operación	149

Nomenclatura

Abreviaturas

ac	Corriente alterna
BT	Baja tensión
CC	Controlador de carga
CCR	Controlador central de la red
CHP	Unidades combinadas de generación de energía eléctrica y calefacción
CMF	Controlador de micro fuentes
dc	Corriente continua
ESD	Dispositivo de almacenamiento de energía
ESS	Sistemas de almacenamiento de energía
ESSC	Convertidor del lado del sistema de almacenamiento
FAST	Fatigue, Aerodynamics, Structures and Turbulence
FDLTI	Sistema lineal invariante en el tiempo de dimensión finita
FPB	Filtro pasa bajos
GD	Generación distribuida
GSC	Convertidor del lado de red
IEP	Interfaces de electrónica de potencia
LMI	Desigualdad Lineal Matricial
LUT	Tabla de look-up
MCP	Módulo de coordinación de protecciones
MD	Modo deslizante

MF Micro fuentes
MME Módulo de manejo de energía
MPP Punto de máxima potencia
MPPT Seguimiento del punto de máxima potencia
MR Micro red
MT Media tensión
NREL National Renewable Energy Laboratory
PWM Modulación por ancho de pulsos
RGD Recursos de generación distribuida
RI Redes inteligentes
SEV Sistemas de estructura variable
sign Función signo
SMES Sistemas de almacenamiento magnéticos superconductores
TyD Transmisión y distribución

Unidades

A Ampere
F Faradios
kV Kilo Volt
MW Mega Watt
V Volt

Variables

α Coeficiente de idealidad de la juntura pn
 β Ángulo de paso de las palas de la turbina
 β_o β óptimo
 β_r Referencia de ángulo del paso de las palas
 β_{max} Ángulo máximo del paso de las palas

β_{min}	Ángulo mínimo del paso de las palas
\tilde{u}	Entrada del controlador anti-windup
δ	Ciclo de trabajo del convertidor
Δ_p	Parámetro LPV
Λ	Radiación electromagnética
λ	Relación de velocidad de punta de pala
λ_o	λ óptimo
Λ_r	Radiación electromagnética de referencia
\mathcal{S}_I	Superficie de corriente
Ω_g	Velocidad de rotación del generador
Ω_r	Velocidad de rotación de la turbina
Ω_N	Velocidad nominal de rotación de la turbina
$\overline{\Omega}_{lim}$	Velocidad de rotación límite superior de la turbina en la región de transición
\overline{V}_{ESD}	Tensión máxima del supercapacitor
Φ	Ángulo de torsión del eje de transmisión de la turbina
ρ	Densidad del aire
τ	Constante de tiempo del actuador del ángulo del paso de las palas
Θ	Espacio del parámetro LPV
θ	Parámetro LPV
$\underline{\Omega}_{lim}$	Velocidad de rotación límite inferior de la turbina en la región de transición
\underline{V}_{ESD}	Tensión mínima del supercapacitor
A	Área del electrolizador
B_r	Sensibilidad de T_R respecto a Ω_r
B_s	Coefficiente de fricción del eje de transmisión de la turbina
C	Capacidad a la entrada del convertidor
C_P	Coefficiente de potencia de la turbina

C_{ESD}	Capacidad del supercapacitor
$C_{P_{max}}$	Valor máximo del C_P
e	Error en forma general
E_{G0}	Energía de la banda prohibida
G	Modelo lineal de la turbina eólica
$G(\theta)$	Modelo LPV de la turbina eólica
I_f	Corriente fotogenerada
I_S	Corriente de saturación inversa de la juntura pn
I_{CCr}	Corriente de corto circuito a T_r y a Λ_r
$I_{ESD}^{máx}$	Corriente máxima por el supercapacitor
i_e	Corriente del electrolizador
i_L	Corriente por el inductor
i_{man}	Corriente de mantenimiento del electrolizador
i_{mf}	Corriente del módulo fotovoltaico
i_{mf}^{max}	Corriente del módulo fotovoltaico donde se presenta el MPP
i_{min}	Corriente mínima del electrolizador
i_{pc}	Corriente de la pila de combustible
I_{Sr}	I_S a T_r
J_g	Inercia combinada del generador
J_t	Inercia combinada de la nariz y las palas de la turbina
K	Controlador óptimo H_∞
k	Constante de Boltzmann
$K(\theta)$	Controlador LPV
k_β	Sensibilidad de T_R respecto a β
K_I	Coefficiente de temperatura de la corriente de corto circuito
K_s	Coefficiente de rigidez del eje de transmisión de la turbina

k_t	Agrupación de constantes en la ecuación de T_g óptimo
k_V	Sensibilidad de T_R respecto a V
L	Inductancia del inductor
N_g	Relación de la caja de engranajes
N_p	Número de palas de la turbina eólica
N_e	Número de celdas del electrolizador
N_m	Número de módulos en paralelo
N_s	Número de celdas en serie
P_N	Potencia nominal de la turbina
P_R	Potencia en el rotor de la turbina
p_{mf}^{max}	Potencia del módulo fotovoltaico en el MPP
P_r	Potencia de referencia
q	Carga del electrón
R	Radio del rotor de la turbina
S_w	Representa el estado de una llave
T	Temperatura
T_g	Par del generador
T_N	Par nominal de la turbina
T_R	Par en el rotor de la turbina
T_r	Temperatura de referencia
T_{aw}	Controlador anti-windup
T_{sh}	Par en el eje de transmisión de la turbina
u	Entrada de control en forma general
u_d	Salida del controlador anti-windup
V	Velocidad del viento
V_{Δ}	Ancho de las regiones de transición de las tensiones límites del supercapacitor

v_{ca}	Tensión de circuito abierto del módulo
v_{cel}	Tensión de la celda del electrolizador
v_{dc}	Tensión del bus de continua
v_{ESD}	Tensión en el supercapacitor
v_e	Tensión del electrolizador
V_{max}	Velocidad de viento máxima de operación
v_{mf}	Tensión del módulo fotovoltaico
v_{mf}^{max}	Tensión del módulo fotovoltaico donde se presenta el MPP
V_{min}	Velocidad de viento mínima de operación
v_{pc}	Tensión de la pila de combustible
v_{rev}	Tensión reversible del electrolizador
V_r	Tensión de referencia
V_T	$\frac{kT}{q}$
w	Vector entrada de perturbación
W_{Δ}	Función de peso de la descripción de incertidumbre aditiva
W_e	Función de peso de performance para el error de velocidad de rotación de la turbina
W_u	Función de peso de performance para la acción de control
W'_u	Función más restrictiva entre W_u y W_{Δ}
x	Vector de estados del sistema en forma general
y	Salida a controlar en forma general
y_d	Salida del controlador anti-windup
z	Vector salida de performance

Parte I

Preliminares

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presentan las motivaciones y objetivos que dieron lugar a esta tesis. Se presenta también la organización y los aportes realizados.

1.1. Motivaciones

No siempre los lugares con buena disponibilidad de energía se encuentran cerca de los lugares de mayor consumo. Esto, en muchos casos, ha resultado en una topología de los sistemas de potencia de punto a punto. Es decir, por un lado se encuentran los grandes sistemas de generación de energía eléctrica, y por el otro los grandes puntos de consumo. Así la energía se transmite punto a punto de forma unidireccional. Además, sólo se cuenta con sistemas de comunicación para las redes de alta tensión (por donde se transportan grandes cantidades de energía), dejando a las redes de distribución como redes sin ningún tipo de comunicación, diseñadas para abastecer una carga de diseño (usuarios). Esta evolución ha dado lugar a una red pasiva de transmisión y distribución de energía que ha permitido el desarrollo de las ciudades a nivel global hasta los días de hoy.

Desde hace unos 20 años, estos sistemas de potencia vienen presentando limitaciones cada vez más serias, ya que no permiten un sentido bidireccional de la energía y no están preparados para la generación en forma distribuida. Estas características se han vuelto muy importantes por diferentes motivos. Por un lado, la comunidad científica encargada de estudiar el cambio climático está de acuerdo y ha advertido de la necesidad de disminuir drásticamente la emisión de gases de efecto invernadero al medio ambiente. Para mitigar esta emisión es necesaria la inclusión de energía renovable en el sistema. Esto se ve reforzado aún más por las predicciones del recurso no renovable y los costos para su extracción en los casos no convencionales, haciendo que el precio de la energía renovable se torne cada vez más competitivo, y en algunos casos hasta más conveniente hoy en día. Por otro lado, dada la inclusión de generación de energía distribuida mediante recursos a nivel de micro fuentes, en edificios y hogares, el desarrollo de los autos eléctricos y otros factores, el paradigma de los sistemas de potencia clásicos se ha ido modificando. Así, los sistemas se han mallado, se están incorpo-

rando comunicaciones en todos los niveles de la red e incluso en algunos países ya se está permitiendo el flujo bidireccional de energía. Estas nuevas propiedades se enmarcan dentro del concepto de sistemas de potencia con generación distribuida, dando lugar a otros conceptos más novedosos como las micro redes y las redes inteligentes.

Si bien existen varias definiciones para las micro redes, todos concuerdan en que están formadas por conjuntos de generación/carga, donde a su vez una misma entidad puede comportarse de ambas formas. Es decir, un hogar con generación de energía solar, por ejemplo, puede en horas del mediodía estar entregando energía a la red (dada su alta generación y generalmente poca utilización del hogar), mientras que en horas de la noche puede estar consumiendo energía de la red. Además, existen entidades sólo de generación y consumo, como así también entidades de almacenamiento y recuperación de energía. Todas las entidades de generación se ven como micro fuentes de energía comparadas con las plantas de generación de energía convencionales. Para la correcta operación de la micro red, es necesario que estas micro fuentes de energía posean controladores flexibles que les permitan controlar la conversión de la energía del recurso (independientemente del estado de la red), como así también poder cumplir con las referencias externas que envía el controlador central de la micro red.

Además de generación distribuida y micro redes, existen otros enfoques como administración activa de la red y plantas virtuales de generación. En todos estos enfoques, las micro fuentes se conectan a la red a través de interfaces de electrónica de potencia permitiendo un desacople con la red y ampliando su funcionalidad. En general, estas interfaces suelen incluir un convertidor del lado de red (a menudo un inversor) y un convertidor del lado de la micro fuente (generalmente un convertidor dc/dc), que se vinculan a través de un bus de continua.

En esta tesis se han utilizado dos marcos teóricos con el objetivo de realizar propuestas concretas para el control de las micro fuentes, centrándose en aquellas que realizan la conversión de energía desde recursos renovables. Esta elección está basada en la necesidad de contar con generación de energía de bajo nivel de emisión de gases de efecto invernadero. Se puso especial énfasis en los recursos eólico y solar fotovoltaico, debido a que estas dos tecnologías son las más desarrolladas al día de hoy y sobre las que posiblemente se soporten estos nuevos enfoques de generación de energía, al menos en sus inicios. También, teniendo en cuenta los conceptos aplicados en energía solar fotovoltaica, se propuso el control eléctrico de una pila de combustible. Las pilas de combustible están recibiendo gran atención, dado que el hidrógeno se muestra como el combustible del futuro. Asimismo, se propuso una estrategia para el control de un sistema de almacenamiento y recuperación de energía. Este último, juega un rol preponderante en la implementación de estas nuevas formas de generación basadas en recursos renovables.

De lo descripto anteriormente se desprende que el control de las micro fuente consta de varias partes o etapas. A continuación se describen las etapas o funciones sobre las que se ha trabajado en esta tesis.

Por un lado, se utilizaron técnicas de modo deslizante para el control de convertidores dc/dc con la finalidad de optimizar la conversión de energía y brindar flexibilidad en los modos de operación de sistemas fotovoltaicos y sistemas de almacenamiento y

recuperación de energía. En el caso fotovoltaico se realizaron propuestas que permiten el seguimiento del máximo de potencia de los módulos fotovoltaicos y la regulación de la potencia de salida entregada por el conjunto. Por ejemplo, se podría entregar una potencia de salida constante demandada por el controlador central de la red o seguir el óptimo de conversión en caso de que la radiación disponible no sea suficiente. Así, la estrategia de control contempla la conmutación automática entre estos modos de funcionamiento, obteniendo siempre una operación estable. Las técnicas aplicadas al control de sistemas fotovoltaicos pueden ser utilizadas tanto en sistemas autónomos como en sistemas con conexión a red, incluyendo sistemas de generación de hidrógeno. En este último caso (conexión a red), puede ser a un bus de continua o a un bus de alterna. En caso que sea a un bus de alterna, será necesaria la incorporación de otras etapas que realicen la conexión con la red.

Por otro lado, se utilizaron técnicas de control robusto y de parámetros lineales variantes (LPV) para el control mecánico (control de pitch) de turbinas eólicas. Estas estrategias permiten operar a la turbina en todo el rango de vientos, permitiendo una transición óptima entre las regiones de baja y alta velocidad. La correcta operación de la turbina en la región de transición ha cobrado mucha importancia en este último tiempo. Por un lado, es importante para extender la vida útil de la turbinas que cada día se construyen de dimensiones más grandes. Por otro lado, en la aplicación de turbinas a la generación distribuida, los lugares de emplazamiento serán generalmente de mayor turbulencia y variación de la velocidad de viento que en sitios elegidos para parques eólicos, haciendo que la turbina opere por mucho más tiempo en la región de transición. En cualquiera de los dos casos, la correcta operación de la turbina en la región de transición es indispensable para reducir las cargas mecánicas que se producen en esta zona y así extender la vida útil, contribuyendo a una reducción del costo de la energía generada. Asimismo, se extendió la región de operación para lograr la regulación activa de la potencia de salida de la turbina. Esto es fundamental para la aplicación en generación distribuida en cualquiera de los enfoques previamente mencionados. La extensión de la región de operación tanto para las velocidades de viento como para la regulación de potencia habilita diversos modos de operación como: generación a un valor de referencia externo de potencia, generación con reserva y limitación en la velocidad de cambio de la generación. Además, por utilizarse técnicas de control que garantizan la estabilidad, se consigue una operación segura y versátil de la turbina.

Las propuestas tanto para la generación de energía a través de módulos fotovoltaicos, como a través de una pila de combustible, y también, en el caso de almacenamiento y recuperación de energía se enfocan en el control del convertidor dc/dc. El objetivo es conseguir estrategias robustas y ágiles que permitan cumplir con los requerimientos necesarios para la generación distribuida. La etapa del inversor (convertidor del lado de red) no será tratada aquí pudiendo utilizarse un control estándar en esta etapa. Así, en el desarrollo de los capítulos de esta tesis, no se prestará atención al control del inversor, asumiendo solamente que el mismo deberá mantener la tensión del bus en un rango determinado. Para un correcto diseño del inversor, esta suposición no contribuye a una pérdida de generalidad. Sí se hará, en caso de que se considere necesario, alguna aclaración o profundización sobre algún aspecto de esta etapa. En el caso de la ge-

neración de energía eólica, el control está orientado a la parte mecánica. Si bien se realiza acción de control sobre el torque del generador, en este caso se considera que la dinámica del convertidor es despreciable respecto a la dinámica de interés (mecánica).

Luego, las motivaciones de esta tesis se enmarcan dentro de la idea de proponer algoritmos de control de alta performance, flexibles y robustos para las micro fuentes de energía que se encuentran en una micro red o red de generación distribuida. Particularmente, se proponen algoritmos para el control de turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, sistemas de almacenamiento y recuperación de energía y pilas de combustible.

1.2. Objetivos de la tesis

La presente tesis se orienta al área del control automático y sus principales objetivos son:

- Profundizar los estudios en sistemas conmutados que permitan establecer un marco teórico para el análisis de comportamientos complejos en controladores de altas prestaciones.
- Vincular disciplinas que estudien los sistemas conmutados y el aprovechamiento de energía renovable.
- Evaluar estrategias robustas de control que permitan optimizar los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de la conversión de energía solar, eólica y celdas de combustibles. También, evaluar estas estrategias para sistemas de almacenamiento y recuperación de energía.
- Realizar aportes concretos en una de las líneas de investigación del área control que despiertan mayor interés en el presente, como es el control de sistemas de conversión de energía renovable, flexibilizando y ampliando sus modos de operación.

1.3. Organización de la tesis

Como fue presentado a lo largo de esta introducción, la tesis se encuentra estructurada en cuatro partes. Motiva esta distribución los enfoques utilizados para abordar el control de las distintas micro fuentes de energía y del sistema de almacenamiento. Por un lado, tanto para el sistema fotovoltaico, como para el caso de la pila de combustible y el sistema de almacenamiento y recuperación de energía, el control es abordado a través de la interface electrónica dc/dc a la que generalmente son conectados para regular su operación. Por el otro lado, en el caso de la turbina eólica, el control fue aplicado principalmente desde el punto de vista mecánico. Así, en la Parte I se realiza la introducción de la tesis, se describen los aspectos preliminares en cuanto a las características de control necesarias por los nuevos enfoques de los sistemas de potencia

y se realiza un breve resumen de los marcos teóricos utilizados para el diseño de los controladores propuestos en cada caso. En la Parte II, se presenta el control por modo deslizante de interfaces dc/dc para sistemas fotovoltaicos, para una pila de combustible y para un sistema de almacenamiento. En la parte III, se presenta el control de turbinas eólicas en todo el rango de operación de vientos. Además, se extiende su región de operación para conseguir el control activo de la potencia de salida. El control es abordado en el marco del control robusto H_∞ y de los sistemas lineales de parámetros variantes (LPV). La tesis finaliza con la Parte IV donde se describen las conclusiones generales y las líneas de trabajo abiertas.

A continuación se hace una descripción más detallada de la organización:

Parte I: Preliminares

- **Capítulo 1.** Corresponde a esta introducción.
- **Capítulo 2.** Se describen brevemente los nuevos paradigmas de generación de energía eléctrica en los sistemas de potencia. En particular se hace hincapié en la generación distribuida, las micro redes y las redes inteligentes. Básicamente se hace mención a sus características y requerimientos desde el punto de vista del control de sus micro fuentes. El objetivo de este capítulo es poder introducir al lector en los nuevos paradigmas de los sistemas de potencia y enmarcar los aportes de esta tesis.
- **Capítulo 3.** Se hace una breve revisión sobre las estrategias de control utilizadas en el diseño de los controladores. Este capítulo tiene el objetivo de servir de ayuda al lector que no esté familiarizado con estas técnicas y además como soporte para el resto de los capítulos.

Parte II: Control de interfaces electrónicas

- **Capítulo 4.** En este capítulo se presentan las propuestas realizadas para el control de módulos fotovoltaicos. Se trabaja en la interfaz dc/dc de la micro fuente mediante control por modo deslizante. En particular, se analizan estas propuestas en tres topologías de convertidores ampliamente utilizadas en este campo. Las propuestas realizadas permiten un control activo de la potencia de la micro fuente, como así también el seguimiento del punto de máxima potencia del arreglo fotovoltaico. Se prueba la estabilidad de las estrategias propuestas y se presentan resultados de simulación y experimentales.
- **Capítulo 5.** En este capítulo se extienden los conceptos del capítulo anterior al diseño, análisis e implementación del control de las variables eléctricas de una pila de combustible. Se propone un control activo de la potencia y del punto de operación de la celda de combustible. También se realiza la combinación de diferentes estrategias para lograr una operación global

estable. Se presentan resultados de simulación y experimentales mediante la emulación de una celda de combustible.

- **Capítulo 6.** Se propone el control de sistemas de almacenamiento y recuperación de energía. Si bien se trabaja sobre un sistema basado en supercapacitores, los mismos conceptos pueden ser extendidos fácilmente a uno con baterías. Se propone un controlador para operar al sistema en varios modos de funcionamiento de forma automática. Estos modos permiten el inicio y el apagado, el control activo de la potencia y protección sobre el dispositivo de almacenamiento de energía. Se presentan resultados experimentales en una aplicación conectada a la red.

Parte III: Control mecánico de turbinas eólicas

- **Capítulo 7.** Se presentan las propuestas realizadas para el control de turbinas eólicas. Se trabaja en el control mecánico de la turbina (control de pitch) y el control del par del generador. En este último caso, debido a la diferencia entre las constantes de tiempo involucradas, no se tiene en cuenta la dinámica del convertidor ni del generador. Se realiza un diseño de forma gradual, proponiendo primero un control por H_∞ y luego por LPV. En ambos casos se realiza una comparación con un controlador de test ampliamente utilizado en el campo de la energía eólica para evaluar otras estrategias. Los controles propuestos funcionan en toda la región de operación en el rango de velocidades de viento, y en el caso LPV se extiende la región de operación permitiendo incorporar otros modos de funcionamiento como la regulación activa de la potencia generada.

Parte IV: Conclusiones generales y líneas de trabajo abiertas

- **Capítulo 8.** En este capítulo se presentan las conclusiones generales y las líneas de trabajo abiertas.

1.4. Principales aportes

Los principales aportes de esta tesis se basan en la propuesta de controladores de alta performance, flexibles y robustos para el control de micro fuentes basadas en recursos renovables para la producción de energía eléctrica en el contexto de generación distribuida. Los trabajos realizados durante el desarrollo de esta tesis dieron lugar a 4 publicaciones en revistas internacionales con referato, 1 capítulo de libro publicado por una editorial reconocida, 1 congreso internacional y 7 publicaciones en congresos nacionales e iberoamericanos. A continuación se detallan las publicaciones más importantes.

- F.A. Inthamoussou, F. D. Bianchi, H. De Battista, R. J. Mantz, LPV wind turbine control with anti-windup features covering the complete wind speed range, *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Volume 29, year 2014, pages 259-266. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/TEC.2013.2294212.
- F.A. Inthamoussou, J. Pegueroles-Queralt, F.D. Bianchi, Control of a Supercapacitor Energy Storage System for Microgrid Applications, *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Volume 28, year 2013, pages 690-697. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/TEC.2013.2260752.
- F.A. Inthamoussou, R.J. Mantz, H. De Battista, Flexible power control of fuel cells using sliding mode techniques. *International Journal of Power Sources*. Volume 205, 1 May 2012, Pages 281-289. ISSN 0378-7753, 10.1016/j.jpowsour.2012.01.012.
- F.A. Inthamoussou, H. De Battista, R. J. Mantz, New Concept in Maximum Power Tracking for the Control of a Photovoltaic/Hydrogen System. *International Journal of Hydrogen Energy*. Volume 37, Issue 19, October 2012, Pages 14951-14958. ISSN 0360-3199, 10.1016/j.ijhydene.2012.01.176.
- F. A. Inthamoussou, F. D. Bianchi, H. De Battista, R. J. Mantz, Gain scheduled H_∞ control of wind turbines for the entire operating range. *Capítulo de libro, Wind Turbine Control and Monitoring, Advances in Industrial Control*, 2014, pp. 71-95. Springer. ISBN 978-3-319-08412-1. [http : //link.springer.com/chapter/10,1007/978 - 3 - 319 - 08413 - 8_4](http://link.springer.com/chapter/10,1007/978-3-319-08413-8_4)
- F.A. Inthamoussou, H. De Battista, M. Cendoya, Low-cost sliding-mode power controller of stand-alone photovoltaic module. IEEE-ICIT10, *International Conference on Industrial Technology*. ISBN 978-1-4244-5697-0. 14-17 March 2010. Viña del Mar, Valparaíso, Chile.

Capítulo 2

Nuevos paradigmas de generación

En este capítulo se realiza una breve descripción de los conceptos de generación distribuida, micro redes (MR) y redes inteligentes (RI). El objetivo es presentar los nuevos requerimientos y tendencias de los sistemas de potencia, a partir de las nuevas políticas de generación de energía eléctrica que se están tratando a lo largo de todo el mundo. Principalmente se intenta poner de manifiesto los requisitos desde el punto de vista del control de las micro fuentes de energía (generalmente renovables), objetivo de esta tesis, utilizadas en estas nuevas topologías de red. Este capítulo sirve de introducción a los temas tratados a lo largo de este documento.

2.1. Sistemas de potencia convencionales

En sus comienzos, la generación de energía eléctrica se realizaba localmente, en cada ciudad o pueblo, mediante pequeños generadores que abastecían a las cargas locales. Sin embargo, a lo largo del tiempo, los sistemas de potencia modernos se han desarrollado de una forma diferente a la de sus inicios. Estos han adoptado una topología donde la energía es provista por grandes generadores sincrónicos que actúan como fuentes de tensión y frecuencia constante. La potencia de estos generadores puede llegar hasta los 1000 MW y la generación de energía se realiza en niveles de tensión que van de 11 a 35 kV. Posteriormente, estos niveles de tensión son elevados mediante transformadores para su conexión a los sistemas de transmisión en alta tensión [1]. Los niveles de tensión de estas líneas llegan hasta 400 kV en Europa y hasta 750 kV en Estados Unidos y China [2] (en la Argentina se cuenta con líneas de hasta 500 kV, www.cammesa.com.ar). Así, la filosofía de operación de los sistemas de potencia se ha desarrollado de forma tal de controlar la tensión y frecuencia, y en el caso de corto circuito, proveer la corriente de falla para operar los relés de protección. La Fig. 2.1 muestra la topología típica de un sistema de potencia convencional [1].

Un sistema de potencia convencional se puede dividir en cuatro partes [1]: generación, transmisión, sub transmisión y distribución. Las líneas de transmisión interconectan todas las grandes plantas de generación y los principales centros de consumo en el sistema. Estas líneas forman la columna vertebral del sistema y operan a elevados

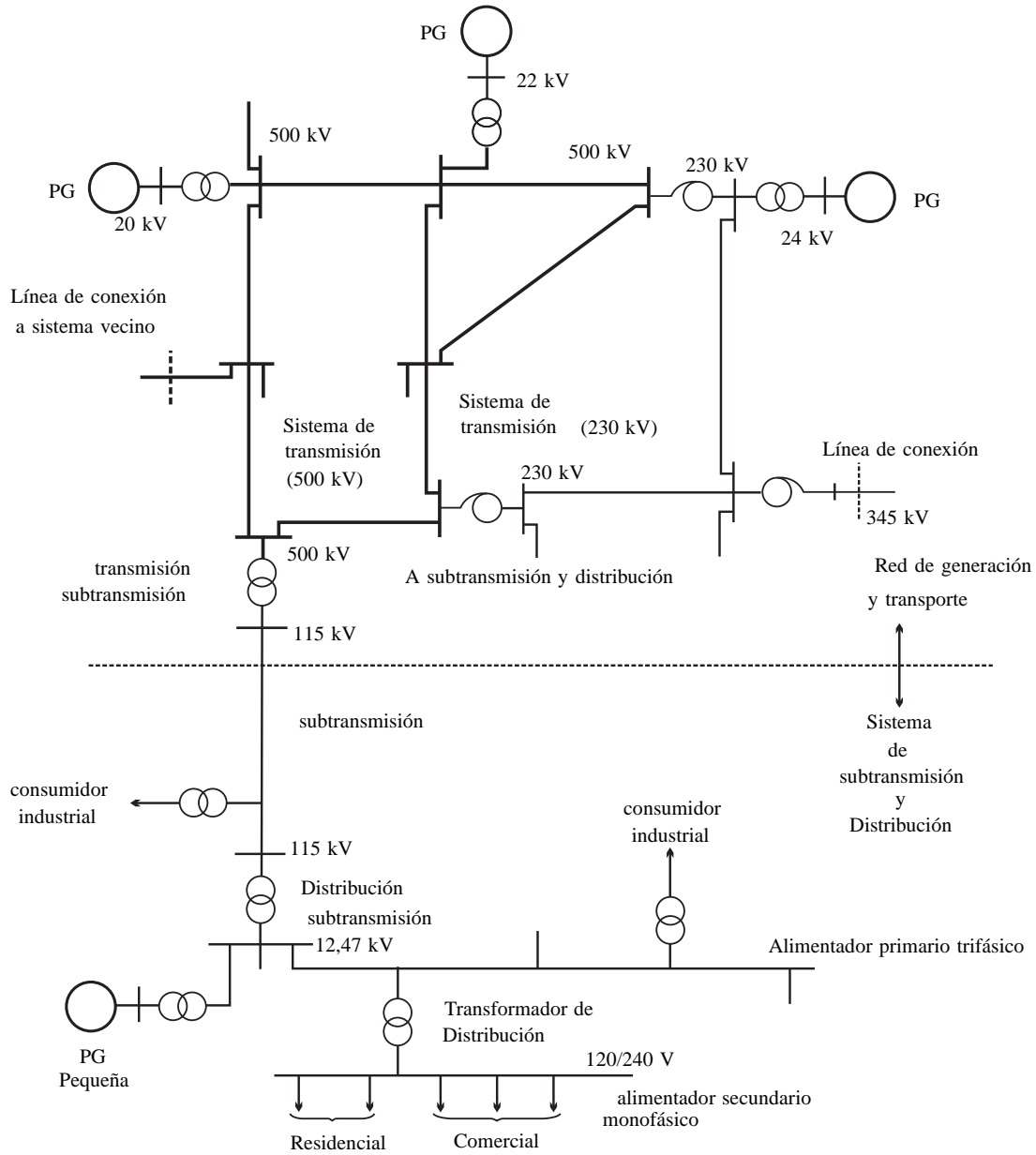


Figura 2.1: Sistema de potencia convencional [1].

niveles de tensión. La energía producida por los generadores del sistema es transportada por estas líneas, muchas veces recorriendo grandes distancias, desde los centros de generación hasta las subestaciones de transformación donde se reducen los niveles de tensión para las siguientes etapas del sistema. El sistema de sub transmisión transporta energía en menores cantidades desde las subestaciones de transmisión hasta las subestaciones de distribución. También se abastecen directamente desde estas líneas a los grandes consumidores industriales. El sistema de distribución representa la etapa final del traslado de la energía a los consumidores individuales. Éste posee un conjunto de líneas primarias y otro de líneas secundarias. Los niveles de tensión de las líneas primarias en el sistema de distribución van de 4 a 66 kV [1]. Desde estas líneas se abastecen pequeños consumidores industriales. Las líneas de distribución secundarias alimentan a consumidores residenciales y a comercios en tensiones de 220/380 V.

Los circuitos de transmisión y distribución (TyD) son esencialmente pasivos, dejando sólo como medida de control el tap de los transformadores como método de ajuste estático. El control del sistema se realiza fundamentalmente a nivel de generación y transmisión en alta tensión. Para esto, un conjunto limitado de grandes generadores centrales están provistos con controles que mantienen la frecuencia y el flujo de potencia reactiva (para el control del reactivo se incorporan también otro tipo de dispositivos tanto activos como pasivos). De esta forma aseguran la estabilidad y proveen el amortiguamiento del sistema de potencia [2].

La configuración de un sistema de potencia convencional moderno (Fig. 2.1) posee varias ventajas [2]:

- En generación: las grandes unidades de generación pueden ser construidas con muy buenos rendimientos y además ser operadas con un personal reducido.
- En transmisión: la interconexión de las líneas de transmisión de alta tensión permite despachar generación de las plantas más eficientes en cualquier momento. Además, la energía puede ser transportada al por mayor a lo largo de grandes distancias con pérdidas eléctricas limitadas, permitiendo la minimización de la reserva de generación.
- En distribución: las redes de distribución son diseñadas para flujos unidireccionales de energía, lo que da lugar a un diseño relativamente simple. Estos diseños están enfocados sólo a abastecer las cargas de los consumidores.

Si bien los sistemas de potencia convencionales tienen varias ventajas, ciertos aspectos técnicos, económicos y medio ambientales han renovado el interés por la generación de energía al nivel del sistema de distribución [3]:

- Con el crecimiento industrial y el incremento del estándar de vida, se ha dado lugar a un rápido aumento del consumo eléctrico. La necesidad de aumentar el tamaño o la cantidad de las plantas de generación convencionales ha dado lugar a una continua disminución de las reservas de combustibles fósiles. Por este motivo, muchos países están interesados en fuentes no convencionales y/o renovables de energía como una alternativa.

- La energía proveniente de fuentes renovables está siendo considerada como una alternativa a los combustibles fósiles. Los factores clave para esta preferencia son la reducción de la contaminación ambiental y el calentamiento global.
- La generación de energía al nivel del sistema de distribución da lugar a un mejor escenario para la instalación de plantas de co generación o CHP (por sus siglas en inglés), de forma tal de utilizar el calor desperdiciado para aplicaciones industriales, domésticas o comerciales. La utilización de este tipo de generación aumenta el rendimiento global de la planta de generación y reduce la contaminación térmica del ambiente.
- Debido a la baja densidad de energía y la dependencia con las condiciones geográficas, las fuentes de generación de energía no convencional/renovables son generalmente unidades modulares de baja capacidad. Éstas se encuentran geográficamente dispersas y usualmente ubicadas cerca de las cargas. Esto último es necesario para la viabilidad técnica y económica de este tipo de plantas. La ubicación cercana de estas fuentes a las cargas también reduce las pérdidas por TyD de energía.

A la generación de energía eléctrica a nivel de distribución se la conoce como generación distribuida (GD). Otro término que se suele utilizar es el uso de recursos de generación distribuida (RGD). El término RGD incluye tanto la generación distribuida como la carga controlable [2]. El interés por esta forma de generación está creciendo a lo largo de todo el planeta, principalmente en los países desarrollados donde las políticas de generación están evolucionando rápidamente con el objetivo de proveer energía eléctrica con las siguientes características [2]:

- Baja o nula utilización de carbón para reducir la producción de gases de efecto invernadero y así mitigar el cambio climático.
- La no dependencia con combustibles fósiles importados.
- Económica y accesible para la industria, el comercio y todos los sectores de la sociedad.

Los objetivos fijados por estas nuevas políticas de generación convergen al uso de GD, energía renovable y co generación. Definir un sistema de potencia manteniendo una potencia de salida que iguale en todo momento a la potencia demandada sin la utilización de carbón, alimentado mayormente por fuentes de energía renovable y sin la participación del lado de la demanda (cargas controlables) presenta un desafío muy importante [2].

En respuesta al cambio climático y a las advertencias realizadas por el sector científico que se encarga de estudiar este tema, muchos gobiernos han puesto nuevos y ambiciosos objetivos para incrementar el uso de energía renovable, con la finalidad de reducir la emisión de gases de efecto invernadero en la producción de energía eléctrica.

Ejemplos de estas políticas incluyen el “2007 European Union requirement” que propone abastecer el 20 % de toda la energía utilizada en Europa desde fuentes renovables para el año 2020. Por otro lado, el “California Renewable Portfolio Standard” busca que un 33 % de la generación de energía eléctrica provenga de fuentes renovables para el mismo año. Incluso, muchos científicos y políticos consideran que es necesaria una reducción del 80 % de la emisión de gases invernaderos para el año 2050, si se quiere evitar una elevación de más de 2 °C en la temperatura media del planeta [2]. Desde el año 2005 se está hablando de un nuevo fenómeno conocido como oscurecimiento global. Bajo diferentes trabajos independientes se ha podido determinar que la radiación solar que arriba a la superficie terrestre está disminuyendo (hasta aproximadamente un 20 % dependiendo de la región). Esto ha estado “enfriando el planeta” contrarrestando el problema del calentamiento global. Existe cierto consenso en que este fenómeno está haciendo que las predicciones realizadas acerca del calentamiento global puedan estar equivocadas y que en realidad los horizontes que se tenían en mente estén mucho más próximos. El oscurecimiento global es generado entre otros factores por las partículas de contaminación visible, que además de bloquear la radiación proveniente del sol transforman a las nubes en espejos gigantes. Se le atribuye a este fenómeno la capacidad de modificar los ciclos de las lluvias produciendo enormes sequías y pérdidas de cultivos. Por este y otros motivos es necesario eliminarlo. Pero hay que eliminarlo junto con el problema del calentamiento global, de lo contrario las consecuencias pueden ser muy graves. Por otro lado no se puede dejar de mencionar el protocolo de Kioto, que aún sigue vigente hasta el año 2020, si bien con bajas importantes como lo son Estados Unidos, Rusia, Japón y Canadá.

2.2. Generación Distribuida

Las redes eléctricas están enfrentando el cambio más radical de toda su era, transformándose de redes pasivas estables de distribución con flujo unidireccional de energía a redes activas de distribución con flujo bidireccional de energía [3]. Las redes de distribución sin ningún tipo de GD son consideradas pasivas debido a que la energía eléctrica fluye en una única dirección, desde los niveles de tensión más altos en las líneas de transmisión hasta los niveles más bajos correspondientes a las líneas de distribución. Se vuelven activas cuando se supera cierto nivel de inyección de GD, dando lugar a un flujo bidireccional de la energía en la red. Las redes activas de distribución necesitan incorporar controladores de rango amplio que permitan realizar una administración flexible del sistema. Uno de los objetivos de estos controladores es el óptimo aprovechamiento de la energía limpia proveniente de los RGD renovables, además de proveer una operación robusta de las fuentes de energía. Por esto último se entiende la posibilidad de generar a diferentes niveles de potencia, poder rechazar las perturbaciones tanto del recurso renovable como de la red eléctrica, aumentar la vida útil del dispositivo que realiza la transformación de la energía (en caso que corresponda) y proveer operación automática dentro de todos los modos de operación posibles, incluyendo el arranque y parada de los RGD.

Existen varios nombres referidos a esta forma de generación de energía: generación embebida, generación dispersa, generación en pequeña escala, fuentes de energía renovables y generación distribuida. Estos términos generalmente refieren a diferentes aspectos o propiedades de estas nuevas fuentes de generación [4]. Según cada país o institución, se han generado varias definiciones de lo que es la GD. Estas definiciones están basadas ya sea en el tamaño de las plantas de generación o en el nivel de tensión a la que son conectadas. Normalmente estas definiciones surgen a partir de documentos técnicos destinados a especificar aspectos de la conexión u operación de la GD, y no a partir de ninguna consideración de su impacto en el sistema de potencia. De todas formas, el impacto de este tipo de generación en un sistema de potencia es normalmente el mismo independientemente de estas definiciones [3]. La GD puede ser conectada en diferentes niveles de tensión, desde 120/230 V hasta 150 kV. En los niveles más bajos de tensión sólo es posible la conexión de generadores pequeños, sin embargo en las líneas de alta tensión de distribución se pueden conectar generadores de hasta cientos de MW [2]. Algunas de las características comúnmente aceptadas de la GD son [3]:

1. No es despachada de forma centralizada.
2. La potencia instalada normalmente es menor a 50 MW.
3. Los RGD son conectados usualmente al sistema de distribución, con tensiones típicas de 230/415 V hasta 145 kV.

Hoy en día, la GD es considerada mayormente como un medio para producir energía eléctrica haciendo una contribución muy limitada a los servicios auxiliares requeridos en cualquier sistema de potencia. Si bien esto se debe a las características técnicas de este tipo de plantas, este rol restrictivo es causado principalmente por las disposiciones administrativas y comerciales actuales bajo las cuales opera y es remunerada. Estas características se están modificando con los requerimientos de conexión (conocidos como Códigos de Red). En éstos, se especifica que la performance requerida por la generación de energía eléctrica proveniente de fuentes de energía renovable conectadas a las redes de transmisión sean aplicadas cada vez más a mayores esquemas de generación distribuida [2].

Actualmente, la conexión de GD a la red está basada principalmente en el enfoque de “montar y olvidar”. Esto ha resultado del diseño y operación histórico de las redes de distribución pasivas. Sin embargo, este concepto de utilización de la GD da lugar a inversiones costosas e ineficientes en la infraestructura de distribución. Tradicionalmente, las redes de distribución han sido diseñadas para permitir cualquier combinación de carga que ocurra simultáneamente y aún así proveer electricidad a los consumidores con niveles de calidad de potencia aceptables. Mediante la operación pasiva de las redes de distribución y con controles simples de los generadores locales, la GD sólo puede desplazar la energía producida por la generación central, pero no puede desplazar su capacidad de brindar servicios auxiliares. Esto se debe a que el control y la seguridad del sistema deben seguir siendo provistos por la generación central. Para el cumplimiento de los objetivos de las nuevas políticas de generación

de energía eléctrica, es necesaria la incorporación de cada vez más GD. Luego, este enfoque está empezando a restringir su desarrollo. Estas restricciones se reflejan en mayores costos de inversión y operación, como así también en el debilitamiento de la seguridad e integridad del sistema de potencia. En algunos países (por ejemplo España, Alemania y Dinamarca) los niveles de penetración de GD y de generación renovable son tales que están empezando a causar problemas de operación en el sistema de potencia. Esto se debe a que inicialmente se puso énfasis en conectar GD a la red con el objetivo de incentivar y acelerar el desarrollo en todas sus formas, en lugar de integrarla a la operación global del sistema de potencia [2]. Por lo tanto, el concepto de “montar y olvidar” necesita ser modificado en una estrategia activa de administración de la red. Esta estrategia debería incorporar la administración de la integración de GD tanto en las redes de distribución como del lado de la demanda [3].

Para la integración de los niveles de GD requeridos por los nuevos objetivos de generación, es necesario que la GD tome algunas de las funciones (responsabilidades) de las grandes plantas convencionales. Además, deben proveer la flexibilidad y controlabilidad necesarias para soportar la operación segura del sistema. Históricamente, el responsable de la operación y seguridad del sistema de potencia ha sido el operador del sistema de transmisión. La integración de GD requerirá también que el operador del sistema de distribución desarrolle gestión activa de la red, con la finalidad de participar en la provisión de seguridad del sistema. Estos nuevos requisitos representan un cambio en la filosofía del control central tradicional, que actualmente se utiliza para controlar cientos de generadores. El nuevo paradigma implica un control distribuido aplicable a la operación de cientos de miles de generadores y cargas controlables [2].

La mayoría de la generación distribuida, ya sea estática o rotante, se conecta a la red a través de convertidores electrónicos de potencia vía un bus de continua. En la forma más simple, el convertidor electrónico simplemente inyecta potencia activa con factor de potencia unitario en la red para maximizar la salida del generador. La conexión de generadores a través de convertidores electrónicos de potencia permite una flexibilidad y controlabilidad mucho mayor que si se realiza una conexión directa a la red. Estas nuevas formas de GD, con sus diferentes características de operación, ofrecen la posibilidad de nuevas filosofías de control como así también nuevas prácticas de operación del sistema [2].

Las tecnologías más maduras corresponden a: energía eólica, micro aprovechamientos hidráulicos, solar fotovoltaica, solar térmica, biomasa y aprovechamiento de residuos. Se están impulsando considerablemente y llegando a niveles de producción: marítima, geotérmica y de las olas [2].

En un sistema de potencia grande, la demanda de los consumidores puede ser predicha exactamente por la entidad que realiza el despacho de los generadores. La GD introducirá incertidumbre adicional en estas estimaciones y por lo tanto puede requerir plantas de reserva adicionales. Hoy en día, es cada vez más común la predicción de la energía no convencional disponible. Por ejemplo, se predice la salida de las granjas eólicas mediante la predicción del viento. La predicción de la salida de las granjas eólicas ha mostrado beneficios significativos durante un largo período. Por lo tanto es útil para el comercio de energía. Sin embargo, estas predicciones son menos útiles para

el despacho convencional de energía donde se requiere un nivel de confiabilidad muy alto de las predicciones.

Un paso más adelante respecto del concepto “montar y olvidar” es la administración activa de la red. Ésta se basa en el concepto de GD pero incorporando “inteligencia” o controlabilidad a las MF. De esta forma, se consigue incrementar el nivel de penetración de GD en la red. El precio a pagar es el incremento en la complejidad en el control de la red de distribución. El problema se vuelve mas grave cuando se incrementa considerablemente el número de MF conectadas a la red. El cuello de botella está en que el control ad-hoc de cada MF no tiene ningún tipo de coordinación con los demás, haciendo cada vez más difícil el control de las MF en su conjunto. Así, cuando el número de las MF se incrementa demasiado es necesario pasar a otro tipo de estrategia que contemple una solución global. Este concepto permite realizar un mejor dimensionamiento de las MF permitiendo un máximo aprovechamiento de las mismas.

Si bien existe un amplio acuerdo en que la generación distribuida debe ser integrada más eficientemente en el sistema de potencia y que se deberían adoptar los conceptos de RI, todavía hay cierta ambigüedad sobre lo que significa realmente en la práctica. Actualmente existen tres líneas de desarrollo:

- Plantas virtuales: provee una forma de agregar un gran número de pequeños generadores emulando el comportamiento de grandes sistemas facilitando el acceso al mercado.
- Micro redes: permite la formación de pequeñas celdas de micro generación y cargas controlables.
- Redes Inteligentes: este es el concepto más reciente, donde se propone una administración aún más inteligente de las MR.

2.3. Plantas virtuales

Hasta hoy, la GD ha sido usada generalmente para desplazar energía desde las plantas de generación convencionales, pero no para desplazar su capacidad para brindar los servicios auxiliares. Los pequeños generadores distribuidos no son visibles por el operador del sistema y son controlados para maximizar la energía desde las fuentes renovables sin proveer servicios auxiliares para el sistema de potencia. La operación del sistema de esta forma da lugar a márgenes de reserva muy grandes, sub utilización de los recursos y baja eficiencia de operación. El concepto de plantas virtuales ha sido desarrollado para incrementar la visibilidad y el control de la GD, y para permitir un mayor número de estas pequeñas unidades de generación agregadas. De esta forma, las mismas pueden tomar parte en el mercado brindando servicios auxiliares.

En una planta virtual, la GD junto a las cargas controlables son agregadas en unidades controlables. Este grupo agregado de generadores son visibles por el operador del sistema y pueden ser controlados para dar soporte a la operación del sistema. Hoy en día ya existen proyectos de este tipo, un ejemplo es el proyecto “HORNS REV

OFFSHORE WIND FARM”. Formando plantas virtuales se logra que los generadores individuales de GD se vuelvan visibles, acceso al mercado de energía y maximización de las oportunidades de ganancias. La operación del sistema se beneficia del uso efectivo de la capacidad de los generadores distribuidos y el incremento de la eficiencia de operación.

Cuando son operados en forma aislada, muchos generadores distribuidos no tienen la suficiente capacidad, flexibilidad o controlabilidad que les permita tomar parte efectivamente en la administración del sistema y en las actividades de energía del mercado. Una planta virtual es una representación de un conjunto de generadores distribuidos y un vehículo a través del cuál, pequeños generadores pueden tomar parte en la operación del sistema de potencia. Una planta virtual no sólo agrega la capacidad de muchos generadores diversos distribuidos, sino que también crea un perfil de operación único de la composición de los parámetros que caracterizan a cada pequeño generador. La planta virtual está caracterizada por un conjunto de parámetros usualmente asociados con un generador tradicional conectado a la red de transmisión: salida planificada, tasa de rampas, capacidad de regulación de tensión, reserva, etc. Además, como la planta virtual incluye cargas controlables, parámetros tales como elasticidad precio-demanda y patrones de recuperación de carga son utilizados también para caracterizar la planta virtual. Una planta virtual se comporta de manera similar a una gran unidad generadora central conectada a la línea de transmisión.

Debido a que una planta virtual está compuesta de varios generadores distribuidos, de varias tecnologías y de patrones de operación y disponibilidad diferentes, las características de la planta virtual pueden variar significativamente a lo largo del tiempo. Además, como la generación de una planta virtual está conectada a varios puntos de la red de distribución, las características de la red (topología de la red, impedancias y restricciones) también tendrán impacto en la caracterización global de la planta virtual.

Las plantas virtuales pueden ser utilizadas para facilitar el intercambio de energía a gran escala, pero pueden también proveer servicios para ayudar a la administración del sistema de transmisión a través de por ejemplo, varios tipos de reserva, regulación de tensión y de frecuencia.

2.4. Micro redes

Las micro redes vienen siendo estudiadas a través de numerosas investigaciones en todo el mundo. Los resultados de estas investigaciones han dado lugar a conocimiento muy importante de cómo podría realizarse una MR. De todas formas, hasta ahora no existe un acuerdo general sobre cuál es la mejor arquitectura y qué técnicas de control deberían utilizarse. Una MR puede definirse como una red eléctrica de pequeños generadores modulares distribuidos (MF). Sus fuentes de energía son típicamente sistemas fotovoltaicos, celdas de combustibles, micro turbinas hidráulicas y generadores eólicos. Las MR también incluyen dispositivos de almacenamiento y recuperación de energía y cargas controlables. La mayoría de estas MF son conectadas a la MR a través de convertidores electrónicos de potencia [2]. Básicamente, una MR posee dos modos

de operación: modo conectado a la red y modo isla. Esto le permite incrementar la confiabilidad del abastecimiento de energía desconectándose de la red principal en caso de fallas o de reducción de la calidad de potencia. También puede reducir las pérdidas por TyD alimentando las cargas mediante generadores locales.

La operación de una MR en modo isla tiene varios desafíos técnicos considerables. Esto se debe a que normalmente la red principal provee a las MF de las siguientes características [2]:

- Referencias de tensión y frecuencia bien definidas.
- Fuente confiable y predecible de corriente de corto circuito.
- Fuente o sumidero de potencia activa y reactiva, si la carga local no iguala instantáneamente a la micro generación.

Las MR carecen de muchos de los atributos alrededor de los cuales se han desarrollado las grandes centrales de los sistemas de potencia. En los sistemas de transmisión de alta tensión, la reactancia de los circuitos es mucho más grande que la resistencia de los mismos. Esto permite un desacople efectivo del control del flujo de potencia activa y reactiva. Si se ignora la resistencia de los circuitos (una suposición razonable para las líneas de alta tensión), se puede asumir que el flujo de potencia reactiva puede ser controlado por la magnitud de la tensión en cada extremo y que el flujo de potencia activa puede ser controlado mediante el ángulo relativo entre las tensiones. Luego, los flujos de potencia activa y reactiva pueden ser considerados independientes. Esta simplificación no puede realizarse en una MR donde el valor de la resistencia de los circuitos puede exceder al valor de la reactancia [1, 2].

En un sistema de potencia de alta tensión, la frecuencia está determinada por el balance de carga y generación. La velocidad con la que cambia la frecuencia cuando se conecta una gran carga o sale de servicio un generador está determinada por la inercia total de todas las masas rotantes que existen en el sistema [1]. En una MR, las masas rotantes de las MF están generalmente desacopladas de la red debido a que las MF se conectan a través de convertidores electrónicos. Algo similar suele ocurrir con las cargas. Por lo tanto, la frecuencia en el modo de operación isla debe ser sintetizada a través del control de los convertidores del sistema. La experiencia ha demostrado que es necesaria la utilización de almacenamiento eléctrico de energía para asegurar una operación estable cuando la MR es desconectada de la red de distribución y para acomodar los cambios de carga cuando la MR opera en modo isla. Para esto, se han utilizado volantes de inercia, baterías y supercapacitores [2].

Las MR son redes de distribución de energía de pequeña escala. Muchas veces son diseñadas en el marco de la cogeneración para proveer de electricidad y calor a pequeñas comunidades, tales como complejos residenciales o una localidad suburbana, una universidad o escuela, un área comercial, un complejo industrial, etc. Una MR es esencialmente una red activa de distribución debido a que es un conjunto de sistemas de GD y diferentes cargas a nivel de tensión de distribución. Los generadores o fuentes utilizados en una MR son usualmente RGD renovables y/o no convencionales

integrados entre sí para generar energía al nivel de tensión de distribución. Desde el punto de vista de la operación, las MF de energía deben estar equipadas con interfaces de electrónica de potencia (IEP) y algoritmos de control. Esto a fin de proveer la flexibilidad necesaria que asegure la operación como un único sistema completo, como así también que mantenga la calidad y nivel de energía de salida especificados. Esta flexibilidad en el control permite a las MR presentarse a la red principal como unidades únicas controladas que satisfacen las necesidades locales de energía. Las principales diferencias entre una MF y una planta de energía convencional son las siguientes [3]:

- Las MF de energía son de mucho menor capacidad con respecto a los grandes generadores en las plantas convencionales.
- La energía generada a nivel de tensión de distribución puede ser directamente inyectada a la red de distribución.
- Las MF de energía son normalmente instaladas cerca de las instalaciones de los consumidores de forma tal que las cargas eléctricas y/o térmicas puedan ser alimentadas eficientemente con un correcto perfil de tensión y frecuencia, y pérdidas despreciables en las líneas.

Desde el punto de vista de la red principal, la mayor ventaja de una MR es que ésta es tratada como una entidad controlable dentro del sistema de potencia. La misma puede ser operada como un único conjunto de cargas. Esto asegura su fácil controlabilidad y cumplimiento con las reglas y regulaciones de la red sin interferir con la confiabilidad y seguridad del sistema de potencia. Desde el punto de vista de los consumidores, las MR son beneficiosas para satisfacer sus requerimientos de energía localmente, tanto eléctricos como térmicos. Las MR pueden suministrar energía ininterrumpida, mejorar la confiabilidad local, reducir las pérdidas por transmisión y proveer soporte local de tensión. Desde el punto de vista del medio ambiente, las MR reducen la contaminación ambiental y el calentamiento global a través de la utilización de tecnología de baja emisión de carbono.

Sin embargo, para conseguir una operación segura y estable, se deben resolver primero problemas de tipo técnicos, de regulación y económicos. Algunas áreas problemáticas que requieren la debida atención son la naturaleza intermitente y la dependencia con las condiciones climáticas de la generación de energía de los RGD, la baja densidad de energía de los combustibles renovables y la falta de estándares y regulaciones para la operación de las MR en sincronismo con la red principal.

2.4.1. Configuraciones posibles de una micro red

Se han desarrollado tres líneas principales en la investigación de las MR: en la Unión Europea, en los Estados Unidos y en Japón [2, 5]. La Fig. 2.2 muestra la estructura propuesta por “EU MicroGrid” [6], correspondiente a la Unión Europea. En esta topología, la generación solar, las celdas de combustibles, las micro turbinas y los

generadores eólicos son conectados a través de inversores. Como se puede ver de la figura, la misma consta de un conjunto de MF y cargas controlables conectadas a la red de distribución mediante IEP. A su vez, este conjunto se conecta a la red en un único punto (el punto de conexión común), a través de una llave estática de transferencia que es controlada por el controlador central de la MR.

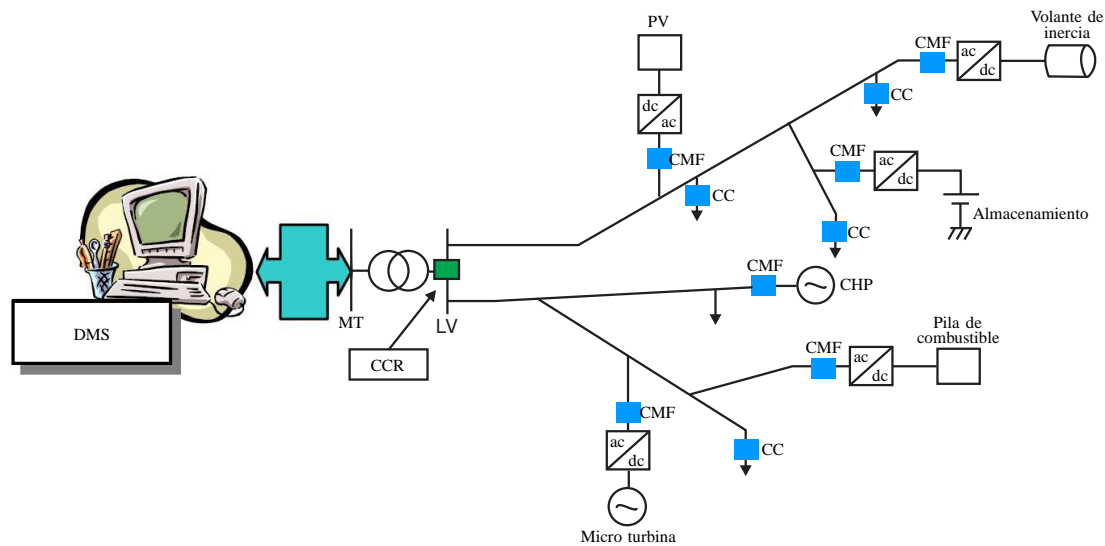


Figura 2.2: Topología de MR “EU MicroGrid” propuesta en la UE [6].

Un enfoque alternativo fue tomado por el proyecto CERTS en los Estados Unidos (Fig. 2.3). En cada bus de continua de cada MF hay conectado almacenamiento de energía con baterías. Todas las MF tienen capacidad “plug and play” y las líneas que abastecen cargas sensibles pueden ser aisladas de la red de distribución abriendo la llave estática.

Varias MR de demostración se han llevado a cabo en Japón. El principal objetivo ha sido balancear las fluctuaciones en la carga y la generación intermitente, de forma tal que la MR se vincule de forma benigna con la red. En el proyecto Sendai Fig. 2.4 se abastecen tanto las cargas de dc como las cargas de ac y se utiliza un restaurador dinámico de tensión para mejorar la calidad de potencia en valores de carga elevados.

En la Fig. 2.5, se puede ver una topología de red que contempla tanto un bus de continua como de alterna para las distintas fuentes de generación y carga.

2.4.2. Control de la micro red

Las MR requieren controles de rango amplio para garantizar la estabilidad del sistema, la operación óptima, la reducción de emisiones y una transferencia suave de un punto de operación a otro, sin violar las restricciones del sistema y los requisitos reglamentarios. Para el control se requieren al menos dos niveles jerárquicos de controladores, el controlador central de la red (CCR) y los controladores dedicados de las MF (CMF) y de los dispositivos de almacenamiento.

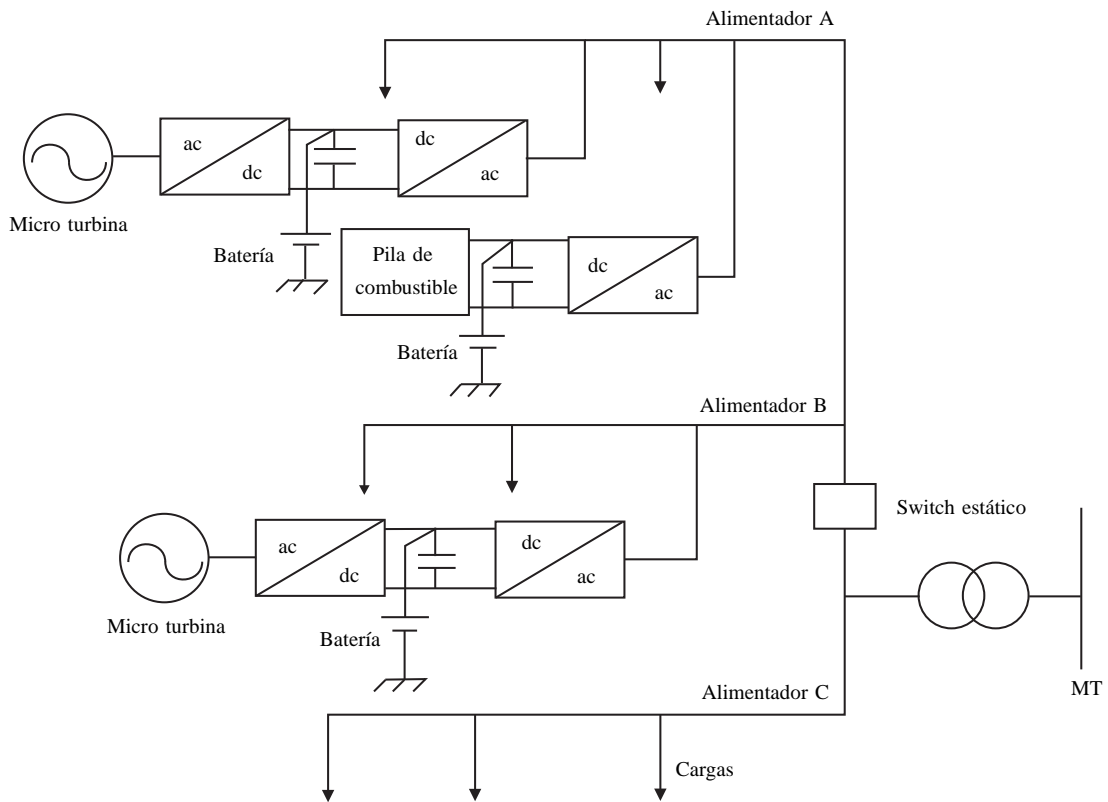


Figura 2.3: Topología de MR “CERTS” propuesta en EE.UU [2].

A continuación se describen las principales funciones del CMF y el CCR.

Controlador de micro fuente

La principal función del CMF es controlar independientemente el flujo de potencia y el perfil de tensión en la carga de la MF en respuesta a las perturbaciones y cambios de carga. El CMF también participa en la generación de la planificación económica, seguimiento/administración de la carga y administración de la demanda controlando los dispositivos de almacenamiento. También debe asegurar que cada MF consiga rápidamente su estado de generación para alimentar su parte de la carga en el modo isla y volver al modo conectado automáticamente con la ayuda del CCR. El aspecto más significativo del CMF es su rapidez para responder a las tensiones y corrientes locales monitorizadas independientemente de los datos enviados por los CMF cercanos. Esta característica del control habilita a la MF a funcionar como dispositivos “plug and play” facilitando el agregado de nuevas MF en cualquier punto de la MR sin afectar el control y las protecciones de las unidades existentes. Otras dos características importantes son que el CMF no interactúa independientemente con otros CMF en la MR y que el mismo anula o invalida las directivas enviadas desde el CCR siempre que estas sean peligrosas para la MF que está controlando.

Los dispositivos de almacenamiento y las MF son acoplados mediante CMF a la

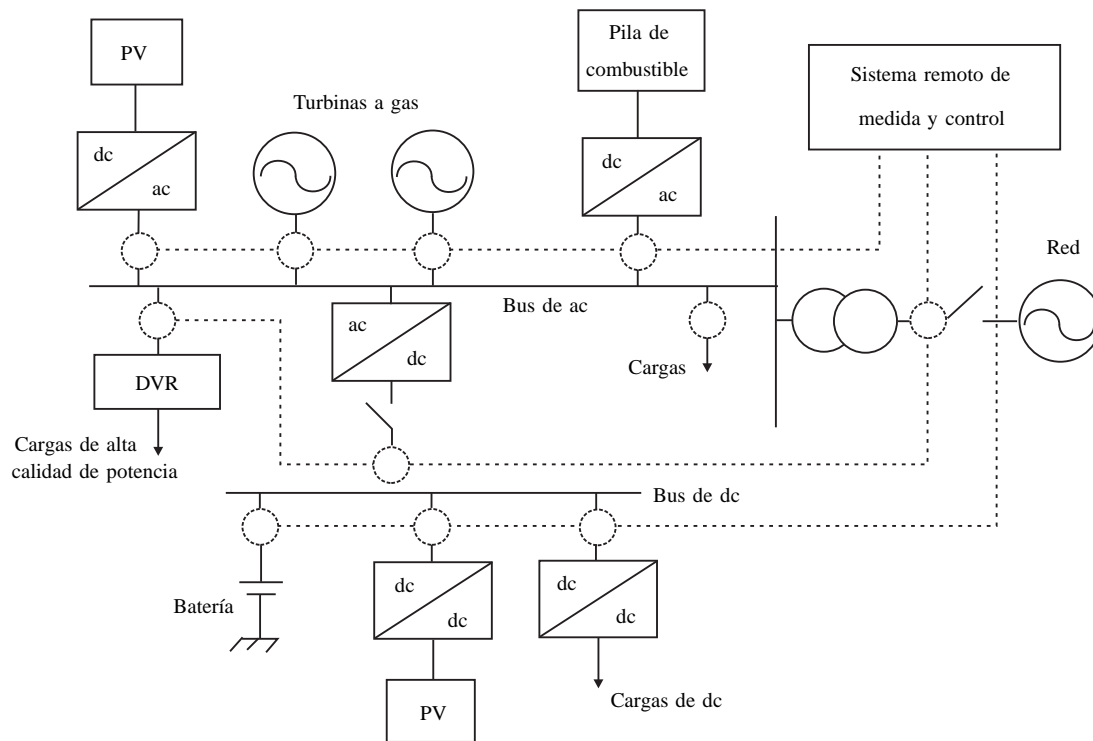


Figura 2.4: Topología de MR "Sendai" propuesta en Japón [2].

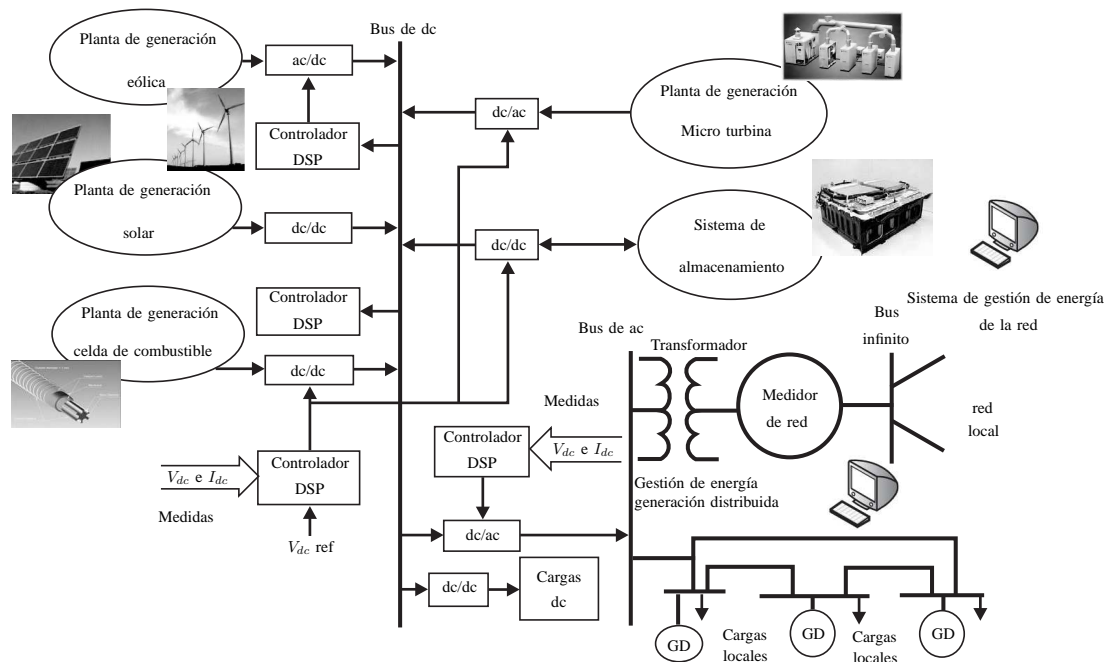


Figura 2.5: Topología de MR con buses tanto de dc como de ac [7].

MR. Éstos ejecutan una operación suave y flexible de los dispositivos para cumplir

con los requerimientos de los usuarios y de la red. Los CMF pueden operar con o sin intervención por parte del CCR. El funcionamiento del CMF depende fuertemente en las interfaces de electrónica de potencia provistas en las MF y en los dispositivos de almacenamiento.

Controlador central de la red

El CCR ejecuta el control global de la operación y protección de la MR a través de los CMF. Sus objetivos son:

1. Mantener un nivel especificado de tensión y frecuencia en la carga a través de los controles potencia-frecuencia y tensión.
2. Asegurar la optimización de la energía de la MR.

El CCR también realiza la coordinación de protecciones y provee el despacho de referencias de potencia y tensión para cada CMF. EL CCR es diseñado para operar en forma automática con posibilidad de intervención manual cuando sea necesario. Dos módulos funcionales principales del CCR son el Módulo de Manejo de Energía (MME) y el módulo de coordinación de protecciones (MCP). Las funciones del CCR en el modo conectado son las siguientes:

1. Diagnóstico del sistema recogiendo información de las MF y las cargas.
2. Estimación del estado y evaluación de la seguridad. Generación de un cronograma económico y el control de la potencia activa y reactiva de las MF utilizando la información recogida.
3. Asegurar la operación sincronizada con la red principal manteniendo el intercambio de potencia en puntos previamente acordados.

Las funciones del CCR en el modo isla son las siguientes:

1. Realizar el control de la potencia activa y reactiva en las MF para mantener la tensión y la corriente constante en la carga.
2. Adoptar las estrategias de interrupción de carga, administrando la demanda con el soporte de dispositivos de almacenamiento para mantener el balance de potencia y el bus de tensión.
3. Arranque en negro local (la generación es capaz de arrancar sin energía en la red), para asegurar la mejora en la confiabilidad y continuidad del servicio.
4. Conmutar la MR al modo conectado luego de la restauración de la red principal sin amenazar la estabilidad de ninguna otra red.

2.5. Redes inteligentes

El nombre red inteligente se ha vuelto algo común por estos días para describir la red de potencia del futuro. Este concepto hará extensivo el uso de tecnología moderna de información y comunicación para dar soporte a un sistema de potencia eléctrico flexible, seguro, libre de carbón y rentable. Las RI son redes activas controladas inteligentemente que facilitan la integración de GD en el sistema de potencia. Luego, un concepto importante dentro de las RI es el concepto de participación del lado de la demanda [2].

El European Technology Platform para redes inteligentes ha publicado la definición de RI [8]:

“Una RI es una red eléctrica que puede inteligentemente integrar las acciones de todos los usuarios conectados a ella - generadores, consumidores y aquellos que hacen ambas- con el objetivo de entregar energía de forma eficiente, económica y segura. Una RI emplea productos y servicios innovadores junto con el monitoreo inteligente, control, comunicación y tecnologías de auto reparación para:

- *Facilitar la conexión y operación de generadores de todos los tamaños y tecnologías.*
- *Permitir a los usuarios del sistema participar en la optimización de la operación del sistema.*
- *Proveer a los consumidores de mayor información y opciones de alimentación.*
- *Reducir significativamente el impacto ambiental de todo el sistema de alimentación eléctrica.*
- *Proporcionar mejoras en el nivel de confiabilidad y seguridad del abastecimiento.”*

Los medidores inteligentes son elementos importantes de una RI debido a que estos tienen el potencial de proveer una mayor visibilidad de los flujos de energía y tensiones en la red. Esto es particularmente útil en las redes de baja tensión donde el número de mediciones es muy limitado actualmente. Los detalles de cómo se debe implementar una RI tienen que ser trabajados aún y muy probablemente varíen de país en país [2].

La participación de la demanda es un factor potencial muy importante en el incremento de la flexibilidad y controlabilidad del sistema de potencia. Las cargas controlables como vehículos eléctricos y bombas de calor con almacenamiento térmico permitirán el incremento en la utilización de energía renovable. Más radicalmente, se está anticipando que la energía almacenada en las baterías de los vehículos eléctricos podrían ser utilizadas para inyectar energía a la red en tiempos de altos costos de generación o para facilitar la operación en modo isla de las redes de distribución. El rol de la medición inteligente y cómo los consumidores desean controlar su participación en la operación del sistema de potencia es un tema importante de investigación con algunas pruebas que se están llevando a cabo en algunos países [2].

El futuro basado en conceptos de RI requerirá de estructuras comerciales mas sofisticadas para habilitar la participación individual, generadores distribuidos y demandas de clientes o sus agentes para negociar no solo energía sino también varios servicios auxiliares. El desarrollo del mercado con cientos de miles de participantes activos será un gran desafío [2].

2.6. Conclusiones

Los nuevos requisitos de generación establecen nuevas condiciones para la producción de energía, tanto desde el punto de vista del tipo de plantas a utilizar como del control asociado. En particular, se requiere una mayor inclusión de energía renovable con el objetivo de disminuir el nivel de emisiones a la atmósfera. Debido a la variabilidad y no controlabilidad del recurso primario, es necesario incorporar estrategias de control flexibles y robustas que permitan maximizar la extracción del recurso, maximizar la vida útil del dispositivo que realiza la conversión y realizar un control activo de la potencia suministrada, entre otras cosas. Estos controladores están encargados del control de la fuente de energía y responden a referencias enviadas externamente por otros controladores de la red. Luego, surge la necesidad de disponer de propuestas que sean capaces de cumplir con estos requerimientos y que además permitan la continua mejora de los objetivos perseguidos, acercando cada vez más el comportamiento de este tipo de plantas (o conjunto de plantas) a las plantas de generación convencionales.

Capítulo 3

Breve resumen de los marcos teóricos de control involucrados

En este capítulo se presenta un resumen de los marcos teóricos utilizados para el diseño de los controladores propuestos a lo largo de esta tesis. El objetivo es brindar una reseña para el lector que no esté familiarizado con estas técnicas, y al mismo tiempo, utilizarlo como referencia a la hora de realizar el diseño de los controladores en los capítulos siguientes.

3.1. Control por modo deslizante

En esta sección se hace una breve descripción de los sistemas de estructura variable y sus modos deslizantes (MD) asociados. Para más profundidad ver por ejemplo [9, 10].

Un sistema de estructura variable (SEV) se compone de dos o más subsistemas continuos y una lógica que realiza la conmutación entre ellos en función del estado del sistema. La ley de conmutación así definida determina una superficie o conjunto de superficies sobre las cuales se producen las conmutaciones.

Un modo particular de operación de un SEV es el modo deslizante. El mismo está caracterizado por una alta frecuencia de conmutación entre las diferentes estructuras del sistema. Este modo de operación presenta varias características atractivas como dinámica de orden reducido y robustez ante la variación paramétrica y perturbaciones externas. Así, el control por modo deslizante provee herramientas muy poderosas para el diseño y análisis de sistemas de control.

Considérese un sistema no lineal afín en el control

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

$$y = h(x), \quad (3.2)$$

donde $x \in \mathbf{X} \subset \mathbb{R}^n$ es el vector de estados, $u : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ es la acción de control (posiblemente discontinua) y $f, g : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ dos campos vectoriales locales suaves en

\mathbb{C}^n (infinitamente derivables) definidos en \mathbf{X} , con $g(x) \neq 0, \forall x \in \mathbf{X}$ y $h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ campo escalar también en \mathbb{C}^n . Si se define h como una función suave $h : \mathbf{X} \rightarrow \mathbb{R}$, cuyo gradiente ∇h es no nulo en \mathbf{X} , entonces el conjunto

$$\mathcal{S} = \{x \in \mathbf{X} : h(x) = 0\}, \quad (3.3)$$

define una subvariedad regular en \mathbf{X} de dimensión $n - 1$, llamado variedad o superficie de deslizamiento. Los resultados obtenidos aquí son válidos localmente en el entorno de la superficie \mathcal{S} .

Se puede plantear una ley de control de estructura variable imponiendo que la acción de control u tome un valor de entre dos niveles posibles, según sea el signo de $h(x)$

$$u = \text{sign}(h) := \begin{cases} u^+ & \text{si } h(x) > 0 \\ u^- & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad u^+(x) \neq u^-(x). \quad (3.4)$$

Para los sistemas de una sola entrada el espacio queda dividido en dos zonas: $h(x) > 0$ y $h(x) < 0$. Para un sistema genérico, aplicando la ley de conmutación $h(x)$, se puede desplegar el sistema en dos subsistemas, según se cumpla que $h(x) > 0$ ó $h(x) < 0$,

$$\dot{x} = f(x, u) = \begin{cases} f(x) + g(x)u^+ & \text{si } h(x) > 0, \\ f(x) + g(x)u^- & \text{si } h(x) < 0. \end{cases} \quad (3.5)$$

Los niveles superior e inferior de u ($u^+(x)$ y $u^-(x)$ respectivamente) son funciones suaves de x y, sin pérdida de generalidad, se puede aceptar que satisfacen $u^+(x) > u^-(x)$ localmente en \mathbf{X} . Si $u^+ > u^-$ para algún x , lo será siempre porque son funciones suaves y nunca se igualan.

Supongamos que como resultado de la ley de control (3.4), la función de conmutación cumple con las siguientes desigualdades localmente en el entorno de \mathcal{S}

$$\begin{cases} \dot{h}(x) < 0 & \text{si } h(x) > 0, \\ \dot{h}(x) > 0 & \text{si } h(x) < 0. \end{cases} \quad (3.6)$$

Luego el sistema alcanza la superficie de deslizamiento \mathcal{S} y de ahí en adelante queda confinado en el entorno de \mathcal{S} . Se dice entonces que existe un régimen deslizante sobre \mathcal{S} .

Definición 3.1.1 (Derivada de Lie). *La derivada direccional (también conocida como derivada de Lie) se expresa como*

$$\mathcal{L}_f h(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$$

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

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f = \langle \nabla h, f \rangle,$$

con ∇h gradiente de $h(x)$, la expresión (3.6) se puede escribir como

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} \mathcal{L}_{f+gu^+} h < 0, \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} \mathcal{L}_{f+gu^-} h > 0. \end{cases} \quad (3.7)$$

La (3.7) implica que la variación de la función escalar $h(x)$ en la dirección del campo controlado siempre se opone al signo de $h(x)$, garantizando el cruce de \mathcal{S} desde ambos lados de la superficie. Gracias a las propiedades de linealidad de la derivada de Lie, la (3.7) se puede expresar alternativamente como

$$\dot{h}(x) = \begin{cases} \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u^+ < 0 \text{ si } h > 0, \\ \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u^- > 0 \text{ si } h < 0. \end{cases} \quad (3.8)$$

Método del control equivalente

Cuando el sistema opera en modo deslizante es discontinuo en todo instante de tiempo, así es imposible obtener una solución analítica de las ecuaciones de estado con los conceptos tradicionales de solución. Una de las formas de resolver la dinámica en modo deslizante de sistemas afines en el control es a través del método del control equivalente. Este método se basa en encontrar una acción de control equivalente continua que tenga el mismo efecto que la acción de control discontinua. Es decir, la acción de control discontinua se puede entender como la suma de una componente de baja frecuencia (control equivalente) y una componente de alta frecuencia y media nula filtrada por el sistema. El control equivalente se puede despejar de la condición de invarianza de la superficie \mathcal{S}

$$\begin{cases} h(x) = 0, \\ \dot{h}(x) = \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u_{eq} = 0, \end{cases} \quad (3.9)$$

donde $u_{eq}(x)$ es una ley de control suave para la cual \mathcal{S} es una subvariedad invariante local del sistema (3.1). La función de control equivalente $u_{eq}(x)$ puede ser despejada a partir de la ecuación (3.9) resultando

$$u_{eq}(x) = - \left. \frac{\mathcal{L}_f h}{\mathcal{L}_g h} \right|_{\mathcal{S}}. \quad (3.10)$$

Existencia del control equivalente

Se dice que el control equivalente está bien definido si u_{eq} existe y queda unívocamente determinado a partir de las condiciones de invarianza (3.9).

Lema 3.1.1. *Es condición necesaria y suficiente para que el control equivalente esté bien definido, que la condición de transversalidad:*

$$\mathcal{L}_g h = \frac{\partial h}{\partial x} g \neq 0, \quad (3.11)$$

se satisfaga localmente en \mathcal{S} .

Geoméricamente, este lema establece que el vector campo g no puede ser tangencial a la superficie de deslizamiento ($\mathcal{S} : g \notin \ker(\nabla \mathcal{S})$).

Condición necesaria para la existencia de modo deslizante

En base a la condición de transversalidad se puede establecer una condición necesaria para la existencia de un régimen deslizante.

Lema 3.1.2. *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.*

En efecto, si $u_{eq}(x)$ no está bien definida, es decir si $\mathcal{L}_g h = 0$, las condiciones de existencia del modo deslizante (3.8) no pueden satisfacerse simultáneamente.

Lema 3.1.3. *Suponiendo sin pérdida de generalidad que $u^+(x) > u^-(x)$, es condición necesaria para la existencia de un régimen deslizante sobre \mathcal{S} que*

$$\mathcal{L}_g h = \frac{\partial h}{\partial x} g < 0 \quad (3.12)$$

en \mathcal{S} .

Su demostración es inmediata a partir de (3.8) y (3.9). Nótese que el signo de la condición de transversalidad es dependiente de la orientación de \mathcal{S} .

Condición necesaria y suficiente para la existencia de modo deslizante

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

$$u^-(x) < u_{eq}(x) < u^+(x). \quad (3.13)$$

También se demuestra a partir de (3.8) y (3.9). Luego, el control equivalente $u_{eq}(x)$ se puede interpretar como una acción de control promedio entre las acciones de control máxima y mínima del sistema.

Dinámica de modo deslizante

Reemplazando u por u_{eq} en la ecuación (3.1), se obtiene el sistema

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} = f(x) - \frac{\mathcal{L}_f h}{\mathcal{L}_g h} g(x). \quad (3.14)$$

Sustituyendo la derivada de Lie y operando en la ecuación anterior se obtiene

$$\dot{x} = \left[I - g \left(\frac{\partial h}{\partial x} g \right)^{-1} \frac{\partial h}{\partial x} \right] f(x) = F(x)f(x). \quad (3.15)$$

que describe la dinámica deslizante.

Por definición, u_{eq} es la acción de control que hace que los estados del sistema evolucionen sobre la superficie de deslizamiento \mathcal{S} . Según esto, $Ff = f + gu_{eq}$ será tangente a \mathcal{S} , es decir normal al gradiente de \mathcal{S} ($\nabla \mathcal{S}$). Matemáticamente esto se expresa como

$$F(x)f(x) \in \ker(\nabla \mathcal{S}). \quad (3.16)$$

En consecuencia, se puede considerar a $F(x)$ como un operador de proyección que se aplica al vector $f(x)$ y lo proyecta sobre el plano tangente a la superficie \mathcal{S} .

Por otro lado, consideremos un vector V colineal con g ($V \in \text{span}(g)$) de amplitud arbitraria posiblemente función de x :

$$V = g\mu(x) \text{ con } \mu(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}. \quad (3.17)$$

La aplicación a este vector del operador F proyecta a V sobre el origen. En efecto,

$$F(x)V(x) = \left[I - g \left(\frac{\partial h}{\partial x} g \right)^{-1} \frac{\partial h}{\partial x} \right] g(x)\mu(x) = 0. \quad (3.18)$$

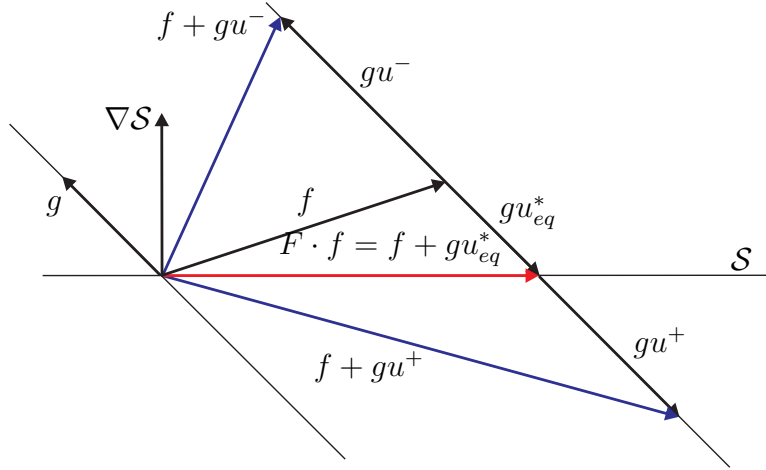
El hecho que la expresión anterior se anule, se puede interpretar como que el operador $F(x)$ proyecta cualquier vector en la dirección de $g(x)$. En conclusión, $F(x)$ proyecta cualquier vector sobre el subespacio tangente de \mathcal{S} en el punto x a lo largo de $\text{span}(g)$. En la Fig. 3.1 se aprecia este hecho. Se observa que $F \cdot f$ es la proyección de f sobre \mathcal{S} en la dirección de g , y que, por lo tanto, el valor de u_{eq} es tal que $F \cdot f$ es tangente a \mathcal{S} .

Perturbaciones en el sistema en modo deslizante

Supóngase que al sistema (3.1) se le incluyen perturbaciones tales que

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + d \quad (3.19)$$

donde $d \in \mathbb{R}^n$ es un vector de perturbaciones que pueden ser paramétricas o perturbaciones no estructuradas externas. En el caso más general, el vector de perturbaciones puede ser descompuesto unívocamente en dos vectores

Figura 3.1: Interpretación geométrica del operador F .

$$d = g(x)\mu(x) + \eta(x) \quad (3.20)$$

donde $\mu(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ es una función escalar suave y por tanto la componente $g(x)\mu(x)$ es colineal con $g(x)$; la componente $\eta(x)$ es un vector perteneciente al subespacio tangente a la superficie \mathcal{S} . Esta descomposición se puede llevar a cabo en el caso más general, ya que $g(x)$ no pertenece al subespacio tangente a la superficie de acuerdo con la condición de transversalidad del modo deslizante (3.11).

Planteando el control equivalente a partir de las condiciones de invariancia de $\mathcal{S}(h(x) = 0, \dot{h}(x) = 0)$ resulta

$$\dot{h}(x) = \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u_{eq} + \mathcal{L}_d h = \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u_{eq} + \mathcal{L}_{g\mu+\eta} h = 0 \quad (3.21)$$

Aplicando las propiedades de la derivada direccional a la expresión (3.21)

$$\dot{h}(x) = \mathcal{L}_f h + \mathcal{L}_g h u_{eq} + \mathcal{L}_\eta h + \mathcal{L}_g h \mu = 0. \quad (3.22)$$

Como η por definición es tangente a la superficie \mathcal{S} , $\mathcal{L}_\eta h = 0$, es decir, la componente η de la perturbación no va a afectar a la existencia del modo deslizante, y por tanto, la acción de control equivalente quedará como

$$u_{eq}(x) = -\frac{\mathcal{L}_{f+g\mu} h}{\mathcal{L}_g h} = -\frac{\mathcal{L}_f h}{\mathcal{L}_g h} - \mu. \quad (3.23)$$

Llamando u_{eq}^* a la acción de control equivalente del sistema sin perturbación, se puede escribir la ecuación anterior en función de u_{eq}^* como

$$u_{eq}(x) = u_{eq}^* - \mu. \quad (3.24)$$

A partir de esta acción de control equivalente, y según la ecuación (3.13), la condición necesaria y suficiente para la existencia del modo deslizante queda

$$\begin{aligned} u^- &< u_{eq}^* - \mu < u^+ \\ u^- + \mu &< u_{eq}^* < u^+ + \mu \end{aligned} \quad (3.25)$$

Como conclusión, se puede afirmar que la componente de la perturbación μg afecta directamente a la existencia de modo deslizante.

3.2. Control sub óptimo H_∞

En esta sección se hace una breve descripción del diseño de controladores sub óptimos por H_∞ . Para más profundidad en el tratamiento, lea por ejemplo [11, 12, 13, 14].

Un sistema lineal invariante en el tiempo de dimensión finita (FDLTI, por sus siglas en inglés) puede ser descrito con las siguientes ecuaciones en el espacio de estados

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_w w + B_u u \\ z &= C_z x + D_{zw} w + D_{zu} u \\ y &= C_y x + D_{yw} w + D_{yu} u \end{aligned} \quad (3.26)$$

donde $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $D_{zw} \in \mathbb{R}^{n_z \times n_w}$ y $D_{yu} \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u}$. La señal u es la entrada de control y w es la perturbación. La señal y es la variable controlada y z es una señal ficticia de salida que es utilizada para establecer los objetivos de control. La señal z se denomina comúnmente salida de performance.

Se asume que el sistema (3.26) es estabilizable y detectable. Esto es, particionando la función de transferencia ($G(s)$) del sistema (3.26) de la siguiente manera

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{zw}(s) & G_{zu}(s) \\ G_{yw}(s) & G_{yu}(s) \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_w & B_u \\ \hline C_z & D_{zw} & D_{zu} \\ C_y & D_{yw} & D_{yu} \end{array} \right].$$

existe una ley de control $u = K(s)y$ que estabiliza el sistema a lazo cerrado

$$T_{zw}(s) = G_{zw}(s) + G_{zu}(s)K(s)(I + G_{yu}(s)K(s))^{-1}G_{yw}(s)$$

con I la matriz identidad.

El problema de síntesis H_∞ con γ -sub óptimo consiste en encontrar una ley de control $u = K(s)y$ que estabilice internamente el sistema y que garantice que la norma infinito de la función de transferencia de lazo cerrado desde la perturbación w hasta la salida de performance z sea menor que γ . Siendo $T_{zw}(s)$ la función de transferencia de lazo cerrado desde w a z , los objetivos de control pueden ser formalizados de la siguiente manera

$$\|T_{zw}\|_\infty < \gamma. \quad (3.27)$$

Para un sistema estable con función de transferencia $T(s)$, la norma infinito se define como

Definición 3.2.1 (Norma H_∞). *La norma H_∞ de una función de transferencia estable se define como la ganancia más grande a lo largo de todas las frecuencias [11]*

$$\|T(s)\|_\infty = \max_{\omega} \sigma_{\max}(T(j\omega)),$$

donde σ_{\max} es el máximo valor singular y ω es la frecuencia [12].

En otras palabras, la norma infinito es básicamente la máxima ganancia de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia $T(s)$.

El siguiente resultado es muy importante en el planteo del problema de control.

Lema 3.2.1 (Lema de la pequeña ganancia [15]). *Dada una función de transferencia continua $T(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$, las siguientes condiciones son equivalentes:*

1. $\|C(sI - A)^{-1}B + D\|_\infty < \gamma$ y A es Hurwitz
2. existe una función $X = X^T > 0$ (simétrica definida positiva) que es solución de la desigualdad lineal matricial (LMI, por sus siglas en inglés):

$$\begin{pmatrix} A^T X + X A & X B & C^T \\ B^T X & -\gamma I & D^T \\ C & D & -\gamma I \end{pmatrix} < 0, \quad (3.28)$$

donde “ $>$ ” y “ $<$ ” denota matrices definidas positivas y negativas, respectivamente.

Existen varias soluciones al problema de síntesis H_∞ con γ -sub óptimo. La más popular hoy en día es la formulación como un problema de optimización con restricciones en forma de LMI basada en el lema anterior [15]. Considerando el controlador con una realización en el espacio de estados dada por

$$K(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_k & B_k \\ \hline C_k & D_k \end{array} \right],$$

las matrices del controlador pueden ser encontradas resolviendo el siguiente problema de optimización

$$\text{minimizar } \gamma(R, S, \hat{B}_k, \hat{C}_k, D_k),$$

sujeto a

$$\begin{bmatrix} AR + B_u \hat{C}_k + (\star) & \star & \star \\ (B_w + B_y D_k D_{yw})^T & -\gamma I_{n_w} & \star \\ C_z R + D_{zu} \hat{C}_k & D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw} & -\gamma I_{n_z} \end{bmatrix} < 0,$$

$$\begin{bmatrix} (SA + \hat{B}_k C_y) + (\star) & \star & \star \\ (X B_w + \hat{B}_k D_{yw})^T & -\gamma I_{n_w} & \star \\ C_z + D_{zu} D_k C_y & D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw} & -\gamma I_{n_z} \end{bmatrix} < 0,$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} > 0.$$

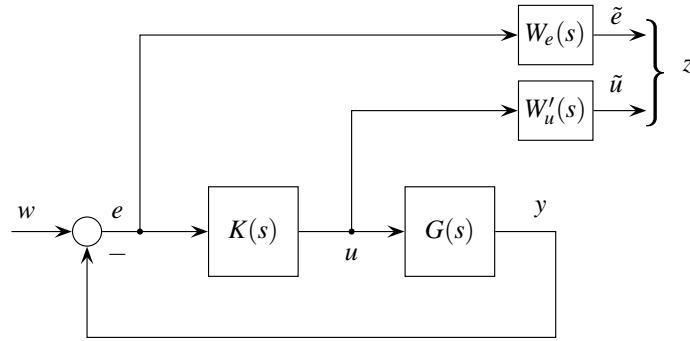


Figura 3.2: Planta aumentada.

Luego de encontrar las matrices definidas positivas R y S y las matrices \hat{B}_k , \hat{C}_k y D_k , las matrices del controlador pueden ser calculadas de la siguiente forma

$$A_k = -(A + B_u D_k C_y)^T + \begin{bmatrix} R B_w + \hat{B}_k D_{yw} & C_z + D_{zu} D_k C_y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\gamma I & (D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw})^T \\ D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw} & -\gamma I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (B_w + B_y D_k D_{yw})^T \\ C_z R + D_{zu} \hat{C}_k \end{bmatrix}$$

$$B_k = N^{-1}(\hat{B}_c - R B_u D_c),$$

$$C_k = (\hat{C}_k - D_k C_y S) M^{-T},$$

con $MN^T = I - RS$.

El problema de optimización involucrado en la síntesis H_∞ puede ser eficientemente resuelto mediante software disponible, tal como Sedumi [16] y YALMIP [17]. Otra opción es utilizar un comando disponible en el toolbox de control robusto para Matlab®. Por lo tanto, el proceso de diseño de un control óptimo por H_∞ requiere poner las especificaciones de control en términos de la minimización de la norma (3.27), es decir, la construcción de la planta aumentada (3.26) seleccionando la salida de performance z y la entrada de perturbación w , como se muestra en la Fig. 3.2.

Controladores robustos

Uno de los usos más comunes de la síntesis por H_∞ , es el diseño de controladores robustos. La dinámica de un sistema puede ser descrita por un modelo, pero esta descripción es siempre una aproximación. Siempre habrá diferencias entre el comportamiento del sistema y la respuesta predicha por el modelo, causada por ejemplo por cambios en los parámetros o fenómenos no modelados en el sistema. Estos errores de modelado son denominados incertidumbres del modelo. Claramente, la incertidumbre afectará no sólo la performance sino también la estabilidad. El objetivo de la teoría de control robusto es buscar condiciones que garanticen, a partir de un modelo con incertidumbre, que un dado sistema sea estable y presente ciertas condiciones de performance.

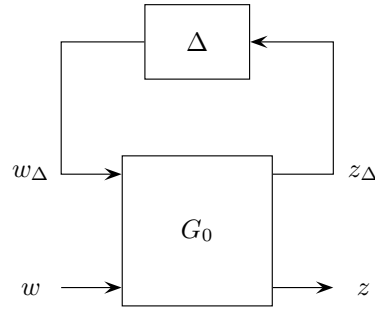


Figura 3.3: Representación de la familia de modelos como una interconexión LFT entre la planta nominal G_0 y el operador de incertidumbre Δ .

En la teoría de control robusto, el comportamiento de un sistema es representado por medio de un modelo nominal G_0 y de un operador de incertidumbre Δ , del cuál sólo se sabe que pertenece a un conjunto pre-especificado y acotado Δ , que cubre los errores de modelado. El modelo nominal y el conjunto de las incertidumbres Δ definen una familia de infinitos modelos matemáticos. Esta familia de modelos incluye todos los posibles modelos que describen el comportamiento del sistema de acuerdo a la cota establecida por Δ . Independientemente de la definición de Δ , la familia de modelos siempre puede ser representada a través de las siguientes relaciones

$$\begin{bmatrix} z_\Delta \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{0,11} & G_{0,12} \\ G_{0,21} & G_{0,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_\Delta \\ w \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

$$w_\Delta = \Delta z_\Delta.$$

Estas relaciones corresponden a la interconexión LFT mostrada en la Fig. 3.3.

La incertidumbre del modelo pueden tener diversos orígenes y pueden clasificarse de varias maneras ([12, 11]). En este caso sólo se describe la incertidumbre dinámica global aditiva.

La incertidumbre dinámica está relacionada con la incerteza en la dinámica del sistema. Este tipo de representación de incertidumbre es común cuando se desprecia parte de la dinámica por cuestiones de complejidad o simplemente porque es desconocida. El conjunto de incertidumbre se define en la forma

$$\Delta \triangleq \{\Delta = \text{diag}(\Delta_1, \dots, \Delta_k), \Delta_i \in \mathcal{C}_{TI}^{r_i \times r_i}, \bar{\sigma}(\Delta_i) < 1\}, \quad (3.30)$$

donde \mathcal{C}_{TI} es el conjunto de los operadores $\mathcal{L}_2 \rightarrow \mathcal{L}_2$ causales invariantes en el tiempo con dinámica. Cuando la incertidumbre afecta en forma total al modelo se denomina incertidumbre dinámica global. En estos casos, la familia de modelos \tilde{G} puede ser descripta, por ejemplo, en forma aditiva

$$\tilde{G}(s) = G_o(s) + W_\Delta(s)\Delta, \quad \|\Delta\|_\infty < 1, \quad (3.31)$$

donde G_o es el modelo nominal y W_Δ es una función de peso que describe el error de modelado a diferentes frecuencias. Δ es un sistema LTI desconocido con norma

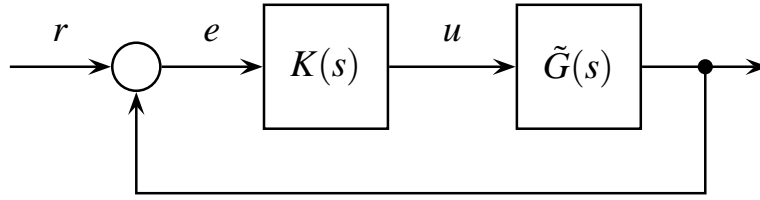


Figura 3.4: Lazo cerrado con la planta incierta.

infinita acotada por 1, $\Delta \triangleq \Delta \in \mathcal{C}_{TI}^{r \times r} : \bar{\sigma}(\Delta) < 1$. Se puede probar que el lazo cerrado comprendido por el sistema $\tilde{G}(s)$ y el controlador $K(s)$ (Fig. 3.4) es estable para todo $\|\Delta\|_\infty < 1$ si la norma infinita de la función de transferencia desde r hasta u es menor que 1, es decir

$$\|K(s)(I + \tilde{G}(s)K(s))^{-1}\|_\infty < 1. \quad (3.32)$$

Cuando un controlador $K(s)$ asegura estabilidad para todas las plantas en el conjunto (3.31), se dice que el lazo cerrado es robustamente estable y (3.32) es la condición de estabilidad robusta asociada a la representación de la incertidumbre (3.31). Vale la pena mencionar que existen otras representaciones de incertidumbre, pero que (3.31) es una de las más comúnmente utilizadas (ver por ejemplo [12]).

A continuación se formalizan las definiciones previamente analizadas.

Definición 3.2.2 (Estabilidad nominal). *La familia de modelos \tilde{G} presenta estabilidad nominal si el sistema nominal G_0 es internamente estable.*

Definición 3.2.3 (Estabilidad robusta). *La familia de modelos \tilde{G} se dice que es robustamente estable si cada elemento de la familia es internamente estable. Evidentemente, la verificación de la condición de estabilidad robusta depende del conjunto de incertidumbre. De la (3.29), la relación $w \rightarrow z$ está dada por*

$$z = \mathfrak{F}_u(G_0, \Delta)w = (G_{0,22} + G_{0,21}\Delta(I - G_{0,11}\Delta)^{-1}G_{0,12})w \quad (3.33)$$

Por lo tanto el sistema será estable para todo $\Delta \in \Delta$ si $(I - G_{0,11}\Delta)$ es no singular para todo $\Delta \in \Delta$. Basado en esta observación se puede introducir una medida de estabilidad robusta conocida como valor singular estructurado (ver [12, 11]).

Definición 3.2.4 (Performance nominal). *La familia de modelos \tilde{G} presenta performance nominal si el sistema nominal verifica cierta condición de performance.*

En general, en la teoría de control robusto la performance de un sistema se caracteriza en función de una relación entre la norma de la señal de entrada w , denominada perturbación, y de la señal de salida z , llamada en general error o salida de performance. La relación entre las normas de la entrada y de la salida es la norma inducida.

Habitualmente se adopta como medida para la señal de perturbación y de error la norma 2, por lo que la norma inducida $\mathcal{L}_2 \rightarrow \mathcal{L}_2$ es la norma- ∞ . Luego, dado el sistema de tiempo continuo

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{A} & \mathcal{B} \\ \mathcal{C} & \mathcal{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

con transferencia $G_0(s) = \mathcal{D} + \mathcal{C}(sI - \mathcal{A})^{-1}\mathcal{B}$. La performance del sistema anterior se establece como

$$\|G_0(s)\|_\infty = \sup_w \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} = \gamma. \quad (3.35)$$

A través del lema de pequeña ganancia se puede determinar la norma- ∞ de un sistema LTI.

Definición 3.2.5 (Performance robusta). *La familia de modelos \tilde{G} presenta performance robusta si cada elemento de la familia es internamente estable y verifica cierta condición de performance.*

Si la familia de modelos \tilde{G} está dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z_\Delta \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{A} & \mathcal{B}_0 & \mathcal{B}_1 \\ \mathcal{C}_0 & \mathcal{D}_{00} & \mathcal{D}_{01} \\ \mathcal{C}_1 & \mathcal{D}_{10} & \mathcal{D}_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w_\Delta \\ w \end{bmatrix}, \quad (3.36)$$

$$w_\Delta = \Delta z_\Delta, \text{ con } \Delta \in \mathbf{\Delta},$$

y si se toma como medida de performance $\|G_{0,22}(0)\|_\infty$, la familia de modelos \tilde{G} presenta performance robusta si se verifica en forma simultánea que

$$\mu_\Delta(G_{0,11}) < 1 \text{ y } \|G_{0,22}(s)\|_\infty < \gamma. \quad (3.37)$$

siendo μ_Δ el valor singular estructurado. La condición de performance nominal anterior es equivalente a garantizar estabilidad robusta para el conjunto de incertidumbre

$$\mathbf{\Delta}_p \triangleq \frac{1}{\gamma} \Delta_p \in \mathbb{C}^{n_w \times n_z}, \bar{\sigma}(\Delta_p) < 1. \quad (3.38)$$

Luego, verificar la condición de performance robusta puede tratarse como establecer si el sistema (3.36) es robustamente estable para un conjunto de incertidumbre dado por

$$\mathbf{\Delta}_p \triangleq \mathbf{\Delta} = \text{diag}(\Delta, \Delta_p) : \Delta_p \in \mathbf{\Delta}_p \text{ y } \Delta \in \mathbf{\Delta}. \quad (3.39)$$

3.3. Control lineal de parámetros variantes (LPV)

Esta sección presenta un resumen de la técnica LPV [18, 19]. Un sistema LPV puede ser descripto mediante una realización de estados de la forma

$$G : \begin{cases} \dot{x}(t) = \mathcal{A}(\theta(t))x(t) + \mathcal{B}(\theta(t))w(t), \\ z(t) = \mathcal{C}(\theta(t))x(t) + \mathcal{D}(\theta(t))w(t), \end{cases} \quad (3.40)$$

donde $\mathcal{A}(\cdot)$, $\mathcal{B}(\cdot)$, $\mathcal{C}(\cdot)$, $\mathcal{D}(\cdot)$ son funciones continuas y conocidas de algún vector de parámetros variante en el tiempo $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_{na}]^T$, del cuál lo único que se conoce es que toma valores en un conjunto acotado Θ [20].

Cuando el vector de parámetros toma un valor constante, el sistema LPV en (3.40) pasa a ser un sistema LTI. De todas formas, no se pueden analizar ni inferir las propiedades de los sistemas LPV a través de los sistemas LTI subyacentes. Otro concepto propio de los sistemas LPV es el dominio de operación Θ . Cuando se especifica un sistema LPV, se debe establecer el conjunto de posibles valores de los parámetros Θ junto con las ecuaciones (3.40). Normalmente, los sistemas LPV suelen generarse a partir de sistemas no lineales o variantes en el tiempo luego de linealizaciones o cambios de variables. Aquí, el sistema (3.40) puede ser considerado como el resultado de lo que normalmente reviste el primer paso en el diseño de una estrategia de ganancias tabuladas, es decir, es una familia de sistemas LTI parametrizados por la variable de tabulación θ , mientras que Θ corresponde a los puntos de operación escogidos. La principal diferencia con las estrategias clásicas de ganancias tabuladas es la parametrización continua. Esto permite tratar al controlador como una entidad única simplificando el diseño de la familia de controladores y su tabulación. Además, el procedimiento de síntesis se asemeja al utilizado en control óptimo H_∞ . Al igual que en estos casos, la etapa de diseño se puede formular en el marco de las LMIs.

Es posible plantear tres alternativas de control para los sistemas LPV según las posibilidades de medir cada uno de los parámetros:

- Ningún parámetro θ_i es medible, el sistema (3.40) corresponde a un sistema LTI con incertidumbre paramétrica variante en el tiempo. El controlador no dispone de información de cómo cambia la dinámica de la planta y para asegurar estabilidad y performance debe diseñarse empleando técnicas de control robusto.
- Todos los parámetros θ_i son medibles, el control puede utilizar esta información para adaptarse a los cambios de dinámica de la planta correspondiendo al caso de “gain scheduled” nominal.
- Algunos parámetros θ_m son medibles y otros θ_u son inciertos. Esto conduce a un controlador “gain scheduled” robusto basado sólo sobre los parámetros medibles θ_m y que es robusto respecto de las variaciones de los parámetros inciertos θ_u .

Un sistema LPV puede ser expresado como un sistema afín

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ z(t) \\ e(t) \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} A_0 & B_{1,0} & B_2 \\ C_{1,0} & D_{11,0} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^m f_j(\theta(t)) \begin{bmatrix} A_j & B_{1,j} & 0 \\ C_{1,j} & D_{11,j} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.41)$$

siendo $x \in \mathbb{R}^{n_s}$ los estados, $z \in \mathbb{R}^{n_z}$ la salida de performance, $y \in \mathbb{R}^{n_y}$ la variable medida, $w \in \mathbb{R}^{n_w}$ la perturbación y $u \in \mathbb{R}^{n_u}$ la acción de control. El parámetro $\theta \in \mathbb{R}^{n_p}$ pertenece a un conjunto compacto Θ y f_j ($j = 1, \dots, m$) son funciones continuas.

El problema de síntesis consiste en encontrar un controlador LPV ($K(\theta)$) de ganancias tabuladas

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \sum_{j=0}^m f_j(\theta(t)) \begin{bmatrix} A_{c,j} & B_{c,j} \\ C_{c,j} & D_{c,j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c(t) \\ e(t) \end{bmatrix}, \quad (3.42)$$

de forma tal que se satisfaga la restricción de performance [21]

$$\|T_{zw}\|_{\mathcal{L}_2} = \sup_{\substack{w \neq 0 \\ \theta \in \Theta}} \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} < \gamma \quad (3.43)$$

donde $\|z\|_2 = \sqrt{\int z^T z dt}$ y $\gamma > 0$.

El diseño de un controlador de ganancias tabuladas LPV (3.42) es similar al control óptimo H_∞ . Es decir, las especificaciones de control son expresadas como la minimización de la norma inducida \mathcal{L}_2 del operador $T_{zw} : w \rightarrow z$, del mapeo de la perturbación w a la salida z . Este controlador se calcula resolviendo el siguiente problema de optimización con restricciones LMIs.

$$\begin{bmatrix} XA(\theta) + \hat{B}_c(\theta)C_2 + (\star) & \star & \star & \star \\ \hat{A}_c(\theta)^T + A(\theta) + B_2D_c(\theta)C_2 & A_c(\theta)Y + B_2\hat{C}_c(\theta) + (\star) & \star & \star \\ (XB_1(\theta) + \hat{B}_c(\theta)D_{12})^T & (B_1(\theta) + B_2D_c(\theta)D_{21})^T & -\gamma I_{n_w} & \star \\ C_1(\theta) + D_{12}D_c(\theta)C_2 & C_1(\theta)Y + D_{12}\hat{C}_c(\theta) & D_{11}(\theta) + D_{12}D_c(\theta)D_{21} & -\gamma I_{n_z} \end{bmatrix} < 0. \quad (3.44)$$

minimizar $\gamma(X, Y, \hat{A}_c(\theta), \hat{B}_c(\theta), \hat{C}_c(\theta), D_c(\theta))$,

sujeta a (3.44) y

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} &> 0, \\ X = X^T &> 0, \\ Y = Y^T &> 0, \end{aligned}$$

para todo $\theta \in \Theta$ y con

$$\begin{aligned}\hat{A}_c(\theta) &= \sum_{j=0}^m f_j(\theta(t)) \hat{A}_{c,j}, & \hat{B}_c(\theta) &= \sum_{j=0}^m f_j(\theta(t)) \hat{B}_{c,j}, \\ \hat{C}_c(\theta) &= \sum_{j=0}^m f_j(\theta(t)) \hat{C}_{c,j}, & \hat{D}_c(\theta) &= \sum_{j=0}^m f_j(\theta(t)) \hat{D}_{c,j}.\end{aligned}$$

Las matrices del controlador están dadas por

$$\begin{aligned}A_c(\theta) &= N^{-1}(\hat{A}_c(\theta) - X(A(\theta) - B_2 D_c(\theta) C_2) Y \\ &\quad - \hat{B}_c(\theta) C_2 Y - X B_2 \hat{C}_c(\theta)) M^{-T}, \\ B_c(\theta) &= N^{-1}(\hat{B}_c(\theta) - X B_2 D_c(\theta)), \\ C_c(\theta) &= (\hat{C}_c(\theta) - D_c(\theta) C_2 Y) M^{-T},\end{aligned}$$

donde $I - XY = NM^T$ [18]. Este es un problema de optimización convexo con un número infinito de restricciones. Para reducir el problema a un número finito de LMIs, el espacio del parámetro Θ es grillado en un conjunto de puntos $\Theta_g = \{\theta_j, l = 1, \dots, n_p\}$. Luego, las restricciones (3.44) son evaluadas en cada punto de esta grilla. Si la grilla es lo suficientemente densa, esta solución es una muy buena aproximación de la solución del problema de dimensión infinita. En general, se diseña para una grilla y luego se verifica para una grilla más densa. Si no se verifica el problema para esta grilla más densa, se diseña nuevamente para la grilla más densa, y así sucesivamente.

Parte II

Control de interfaces electrónicas

Capítulo 4

Control de sistemas de conversión de energía fotovoltaica

En este capítulo se aborda el control de sistemas de conversión de energía fotovoltaica inmersos en el contexto de la generación distribuida. Se propone el control por modo deslizante de las variables del convertidor electrónico (tensión y corriente), como así también técnicas de control para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). Principalmente se trabaja con dos técnicas de seguimiento del punto de máxima potencia. Por un lado se propone una técnica basada en conceptos de balance de energía, similar a una técnica utilizada en el campo de la energía eólica para el control de turbinas pequeñas. Por otro lado, se implementa la técnica conocida como “perturbar y observar”. Estas estrategias se implementan en el marco de la teoría de control por modo deslizante, la que provee herramientas particularmente útiles para el análisis y el diseño del control de convertidores electrónicos. A su vez, permite diseñar e implementar técnicas de control con excelente velocidad de respuesta y propiedades de robustez entre otras características. Se realizan análisis de estabilidad y se presentan resultados de simulación y experimentales. Asimismo, en la última sección se aplican estas técnicas a la producción de hidrógeno limpio, aplicación en la cual es esencial la maximización de la captura del recurso renovable.

4.1. Introducción

En su conjunto, las energías renovables presentan una serie de características atractivas. Entre ellas, su libre disponibilidad, gran modularidad de los sistemas de conversión asociados y su bajo impacto sobre el medio ambiente.

Una de las tecnologías más desarrolladas es la de conversión fotovoltaica. Una celda fotovoltaica es un dispositivo semiconductor que transforma directamente parte de la radiación solar incidente en energía eléctrica.

Como ya fue mencionado en el Cap. 2, en aplicaciones de GD y MR, las MF se conectan a la red a través de IEP. La función de estas interfaces es la de controlar al dispositivo que realiza la conversión (módulo PV, turbina eólica, etc.) para un ade-

cuado intercambio de energía con la red. Para cumplir con estos requisitos, la interfaz electrónica se encuentra generalmente dividida en dos partes. Por un lado, se tiene un convertidor del lado del recurso (que puede ser dc/dc o ac/dc, dependiendo del dispositivo que realice la conversión de energía) y por otro lado, el convertidor del lado de red (dc/ac). Esta topología permite separar, por medio de un bus de continua, el control de la MF propiamente dicho del control eléctrico necesario para el acople a la red. En este capítulo y hasta el Cap. 6 inclusive, se trabajará en el control del convertidor del lado de la MF, ya que con él se puede manejar el flujo de energía hacia el bus, que es el que finalmente se inyecta a la red. El bus puede ser mantenido por un inversor conectado a la red o puede ser un bus de la red. En este capítulo, a los fines de emular el bus, y por cuestiones de claridad y simplicidad, se lo reemplaza con una batería. En el Cap. 6 de esta tesis, se analiza y diseña un sistema de control para un sistema de almacenamiento y recuperación de energía [22] con una topología similar a la aquí tratada. El sistema se diseña con una tensión constante de bus, pero la implementación de hardware se realiza con un inversor conectado a la red. Así, se pudo mostrar la validez de lo mencionado anteriormente como de todo el análisis que sigue a continuación.

Los convertidores electrónicos de potencia son inherentemente sistemas de estructura variable, donde su estructura cambia según el estado de conducción de los dispositivos semiconductores. Por este motivo, son particularmente aptos para ser controlados mediante técnicas de control de estructura variable (VSC) [23, 10, 24]. Por ejemplo, [25, 26, 27] analizan las ventajas del control por modo deslizante de convertidores en aplicaciones fotovoltaicas.

La curva característica de tensión-potencia de una celda fotovoltaica exhibe un máximo que depende de su temperatura y de la radiación incidente. En la bibliografía se han propuesto numerosos algoritmos de control para maximizar la captura de potencia, también conocidos como controladores del seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT por sus siglas en inglés) [28, 29]. Luego, un camino para maximizar la potencia es medir la radiación y la temperatura para posteriormente calcular una señal de referencia apropiada para el lazo de control. En otros métodos se prefiere evitar la medición de estas variables a costa de perder un poco de performance o de una mayor carga computacional. Estos métodos tratan de estimar el MPP de alguna manera, o al menos la posición relativa del punto de operación real respecto del MPP. Algunos están basados en el paradigma de “perturbar y observar”, que consiste en perturbar sucesivamente la tensión de operación del módulo fotovoltaico dependiendo de la respuesta en la perturbación anterior. Otros tratan de estabilizar la conductancia incremental donde la característica estática de tensión-potencia exhibe un máximo. Ambos métodos son extremadamente robustos ante variaciones de los parámetros y variables del medio ambiente, pero presentan algunas limitaciones. Por ejemplo, estos algoritmos se pueden estabilizar alrededor de máximos locales (los máximos locales aparecen como consecuencia de las sombras parciales en los módulos fotovoltaicos) en lugar del máximo global, dando lugar a una reducción de la energía capturada respecto a la máxima disponible. Adicionalmente, la convergencia de los métodos basados en perturbar y observar se realiza de forma lenta en general para no interferir con la dinámica del sistema interno, mientras que el método de conductancia incremental es más difícil de

implementar y computacionalmente más costoso.

Los objetivos de control son poder realizar un control activo de la potencia entregada por la MF y/o la maximización de la conversión de energía del recurso renovable. Estas referencias son externas y enviadas por el CCR de la MR. Así, se busca que la MF pueda entregar un nivel de potencia solicitado por el CCR o, en caso que la energía de entrada (radiación incidente) disponible no sea suficiente, realizar el seguimiento del óptimo. Gracias a la potencialidad brindada por el control de MD, estas funciones se pueden realizar de una forma muy accesible combinando diferentes superficies de deslizamiento. Así, se podría diseñar una superficie para el control de la potencia de salida y una superficie para el seguimiento del máximo. Luego, estas superficies se combinan en función de lo requerido por el CCR o en función de las condiciones atmosféricas. Vale la pena mencionar que la implementación por MD trae como ventaja que elimina la dinámica del lazo interno en la implementación del MPPT, eliminando así una fuente de decisiones incorrectas.

4.2. Sistema de conversión de la energía

La Fig. 4.1 muestra la configuración de un sistema fotovoltaico típico. Los componentes básicos del mismo son: un arreglo fotovoltaico, un convertidor electrónico dc/dc y un bus de continua. Este bus puede pertenecer al bus de dc de una MR o puede ser mantenido por un convertidor electrónico dc/ac.

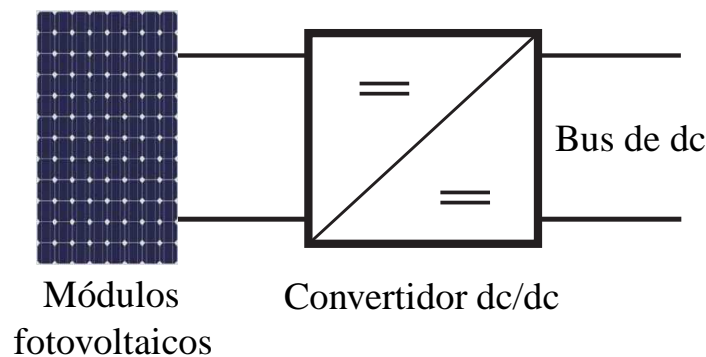


Figura 4.1: Diagrama en bloques de un sistema de conversión de energía solar fotovoltaica.

A continuación se describen los componentes del sistema.

4.2.1. Módulos fotovoltaicos

Las celdas fotovoltaicas son usualmente conectadas en serie y en paralelo para poder manejar mayores niveles de energía a niveles de tensión y corriente adecuados. La corriente de un arreglo fotovoltaico con N_m módulos en paralelo de N_s celdas en serie está dada por [30]:

$$i_{mf}(v_{mf}, \Lambda, T) = N_m I_f(\Lambda, T) - N_m I_S(T) \left(e^{\frac{v_{mf}}{\alpha k T N_s / q}} - 1 \right), \quad (4.1)$$

donde i_{mf} y v_{mf} son la corriente y la tensión en los terminales del arreglo, respectivamente; I_f es la corriente fotogenerada por la celda, que es función de la radiación incidente Λ y la temperatura T ; I_S es la corriente inversa de saturación de la juntura pn ; k es la constante de Boltzmann; q es la carga del electrón y α es un coeficiente de idealidad. En (4.1) no se ha tenido en cuenta la resistencia serie y paralelo de la celda.

La corriente es fuertemente dependiente de la radiación solar Λ y la temperatura T a través de [31]:

$$I_S = I_{Sr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\frac{qE_{G0}}{Bk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)}, \quad (4.2)$$

$$I_f = (I_{CCr} + K_I(T - T_r)) \frac{\Lambda}{\Lambda_r}, \quad (4.3)$$

donde T_r es la temperatura de referencia; B es un coeficiente de idealidad; K_I es el coeficiente de temperatura de la corriente de cortocircuito; E_{G0} es la energía de la banda prohibida para el silicio; I_{CCr} es la corriente de cortocircuito del módulo a T_r y Λ_r . En las Fig. 4.2 y Fig. 4.3 se puede apreciar esta variación para dos valores de radiación y diferentes valores de temperatura de las características $v_{mf} - i_{mf}$ y $v_{mf} - p_{mf}$, respectivamente. La radiación afecta principalmente a la corriente de corto circuito del módulo, mientras que la temperatura lo hace con la tensión de circuito abierto.

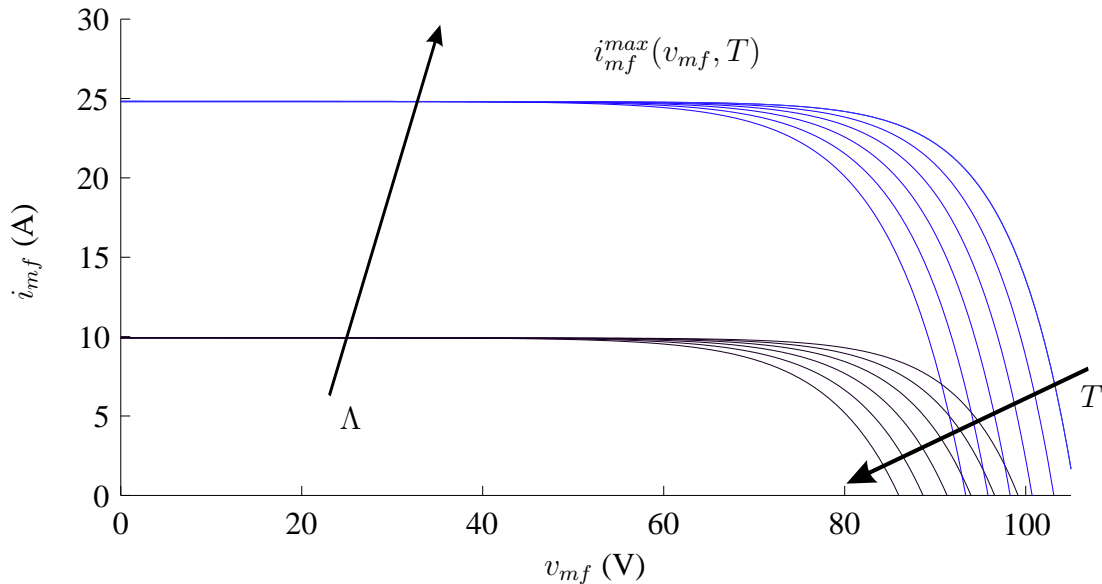


Figura 4.2: Característica tensión-corriente típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T .

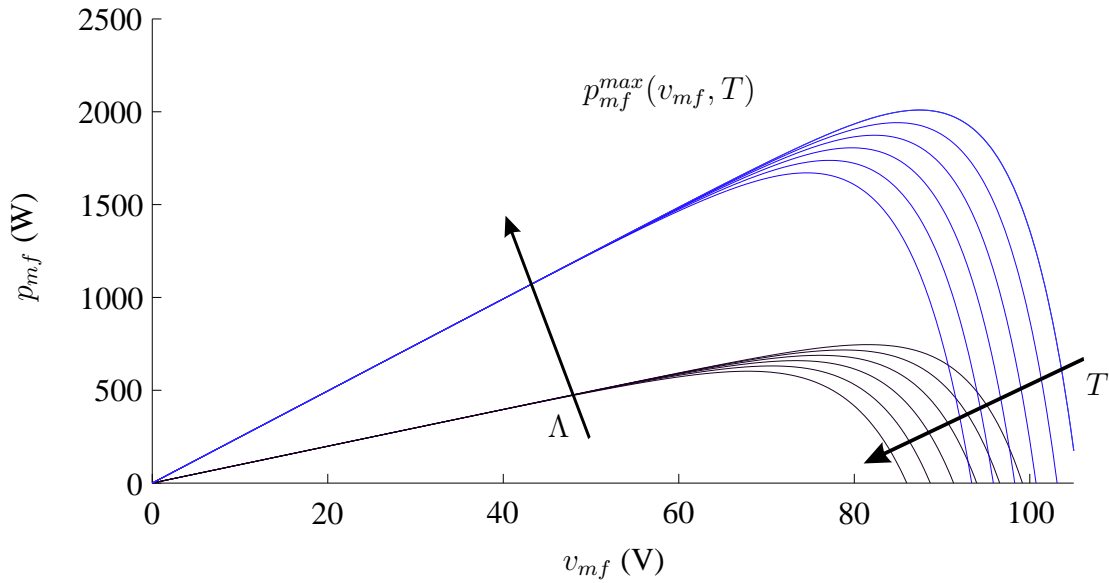


Figura 4.3: Característica tensión-potencia típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T .

La Fig. 4.4 muestra la característica $v_{mf} - i_{mf}$ de un módulo, representando al mismo tiempo la dependencia con la radiación y la temperatura. Se muestra también la aproximación geométrica del MPP para estas diferentes condiciones. Así, para distintos valores de radiación se grafican las características para diferentes valores de temperaturas de celda. También en la figura se representan las rectas aproximantes del lugar geométrico del MPP para estas condiciones de radiación y temperatura. En la Fig. 4.5 se muestran las curvas potencia-tensión para los mismos parámetros, poniendo en evidencia la dependencia del punto de máxima potencia con la radiación y la temperatura. Como se puede apreciar en las Fig. 4.4 y Fig. 4.5, para una dada temperatura, el lugar de los máximos de potencia correspondientes puede ser aproximado con buena exactitud por líneas rectas [32]. Estas líneas son descriptas como

$$i_{mf}^{max}(v_{mf}, T) = k_i(v_{mf} - v_i(T)), \quad (4.4)$$

$$p_{mf}^{max}(v_{mf}, T) = k_p(v_{mf} - v_p(T)), \quad (4.5)$$

respectivamente. Los coeficientes k_i , k_p , v_i y v_p pueden ser obtenidos teórica o experimentalmente.

Si se conocen bien las constantes, el error de potencia introducido al utilizar esta aproximación para la ubicación de los máximos de potencia es despreciable en el rango de interés.

De la Fig. 4.4, se puede ver que la celda se comporta como una fuente de corriente a la izquierda del codo de la curva, mientras que a la derecha del mismo su comportamiento se aproxima a una fuente de tensión. Por otro lado, de la Fig. 4.5 se puede observar la existencia de un máximo en cada curva de potencia. Este punto se denomina “Maximum Power Point” o punto de máxima potencia (MPP). Cuando el objetivo

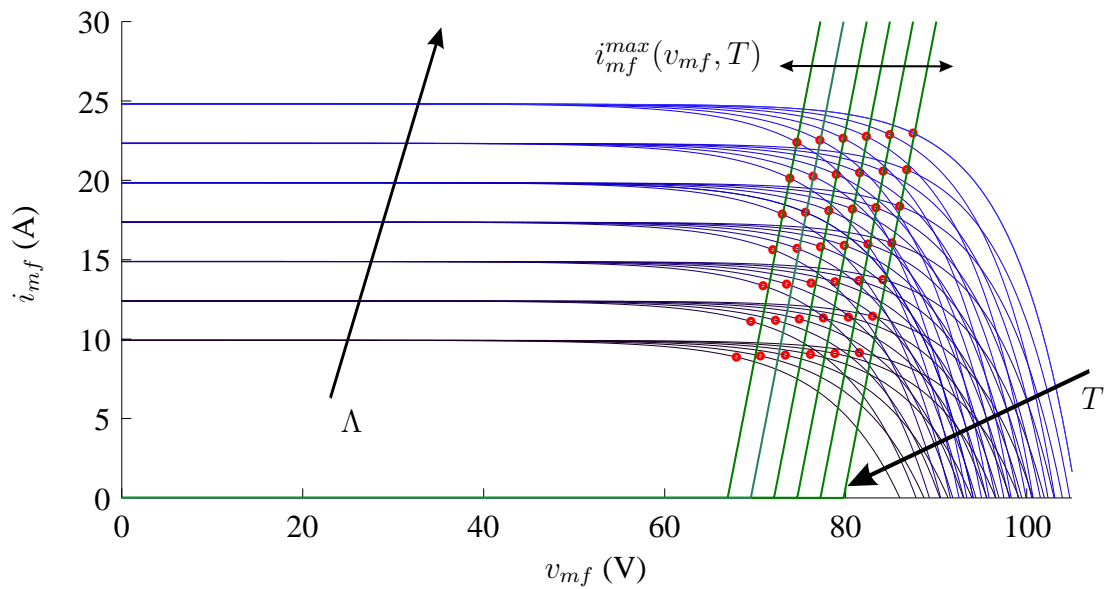


Figura 4.4: Característica tensión-corriente típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T . Aproximación del lugar geométrico de los MPP por una recta.

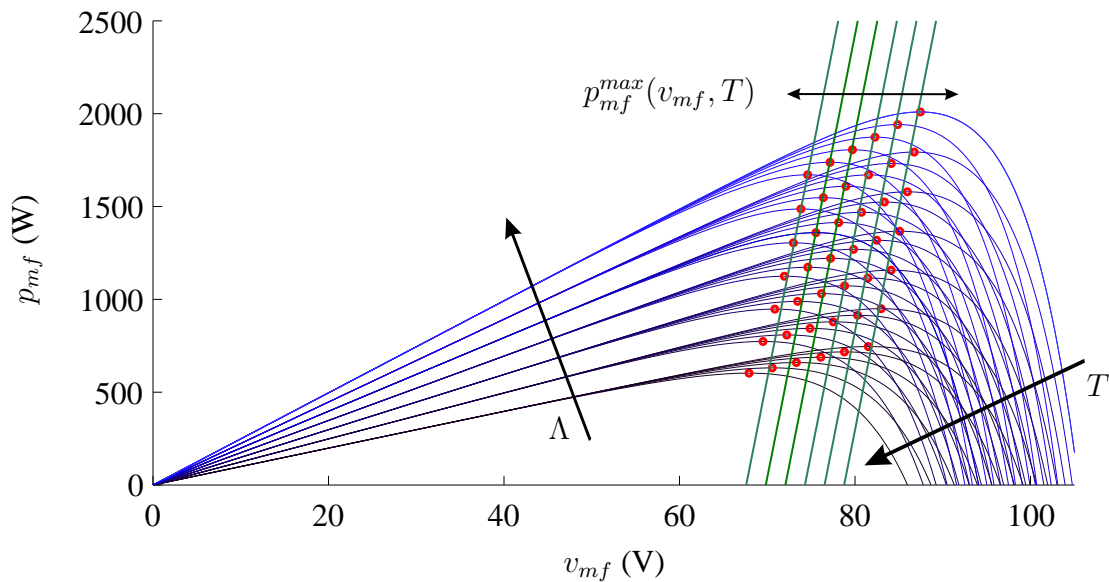


Figura 4.5: Característica tensión-potencia típica de un arreglo fotovoltaico. Dependencia con Λ y T . Aproximación del lugar geométrico de los MPP por una recta.

de control es maximizar la potencia generada, se busca seguir este punto de operación a medida que varía la radiación y la temperatura. Para ello, se realiza un control de la tensión o bien de la corriente en bornes del panel mediante un convertidor electrónico. Por el contrario, cuando el objetivo es regular la potencia entregada a la carga, el control se encarga de hacer una regulación sub óptima.

4.2.2. Convertidor electrónico dc/dc

La función del convertidor dc/dc es la de ajustar el valor de la tensión o de la corriente en bornes del panel con el objetivo de fijar el punto de operación del sistema de acuerdo con las especificaciones de control.

La Fig. 4.6 muestra las tres topologías clásicas de convertidores electrónicos dc/dc. Éstas corresponden a los convertidores elevador, reductor y elevador-reductor. Si bien estas topologías son clásicas e identificadas con estos nombres, en otro tipo de configuraciones el nombre reductor o elevador se asocia a los niveles de tensión entrada-salida respecto al sentido en que se transfiere la energía.

Generalmente en sistemas de conversión de energía fotovoltaica, la dinámica del convertidor domina la dinámica del comportamiento del sistema completo. Por lo tanto el diseño del sistema de control depende fuertemente del modelo dinámico del convertidor. En la Fig. 4.6, donde el bus de continua es modelado por una tensión constante v_{dc} , se puede observar que la dinámica de los convertidores cambia con la posición de la llave. Así, puede haber dos sub circuitos aislados, teniendo cada uno de estos sub circuitos la dinámica de un integrador (si se ignoran las pérdidas) ó un circuito LC con un par de polos sobre el eje imaginario. El comportamiento dinámico de los convertidores puede representarse mediante un modelo unificado para cada caso:

$$\text{elevador: } \begin{cases} \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf}(v_{mf}, T, \Lambda)}{C} - \frac{i_L}{C}, \\ \dot{i}_L = \frac{v_{mf}}{L} - \frac{v_{dc}}{L} S_w, \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\text{reductor: } \begin{cases} \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf}(v_{mf}, T, \Lambda)}{C} - \frac{i_L}{C} S_w, \\ \dot{i}_L = -\frac{v_{dc}}{L} + \frac{v_{mf}}{L} S_w, \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\text{reductor-elevador: } \begin{cases} \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf}(v_{mf}, T, \Lambda) - i_L}{C} + \frac{i_L}{C} S_w, \\ \dot{i}_L = \frac{v_{mf}}{L} - \frac{(v_{mf} + v_{dc})}{L} S_w, \end{cases} \quad (4.8)$$

donde v_{mf} es la tensión de entrada (tensión en el capacitor), i_L representa la corriente por el inductor y S_w la posición de la llave tomando valores discretos en el conjunto $\{0; 1\}$. Para obtener los modelos (4.6) – (4.8), se utilizó el hecho de que las tensiones del módulo fotovoltaico y del bus de continua son también las tensiones de entrada y salida del convertidor, respectivamente.

En estado estacionario, para estas configuraciones la relación entre las tensiones medias de entrada y salida son:

$$\text{elevador: } \frac{v_{dc}}{v_{mf}} = \frac{1}{1-\delta} \quad (4.9)$$

$$\text{reductor: } \frac{v_{dc}}{v_{mf}} = \delta \quad (4.10)$$

$$\text{reductor-elevador: } \frac{v_{dc}}{v_{mf}} = \frac{\delta}{1-\delta} \quad (4.11)$$

donde el ciclo de trabajo de la llave, $0 < \delta < 1$ es la fracción promedio del periodo de la llave en que está en la posición '1'. Esto justifica el nombre del convertidor. Notar

también que si no se consideran las pérdidas, las potencias de entrada y salida son iguales en estado estacionario. Luego, las relaciones inversas entre las corrientes de estado estacionario pueden ser fácilmente encontradas.

Es bien sabido, debido a la propiedades de la dinámica inherente de los convertidores electrónicos, que en general es más simple controlar la corriente por los inductores que la tensión en los capacitores. Sin embargo, esto no es necesariamente cierto en aplicaciones fotovoltaicas, donde pueden aparecer ciertos problemas de estabilidad incluso cuando la corriente es controlada [33]. Esto es debido a la no linealidad en la curva característica tensión-corriente de las celdas.

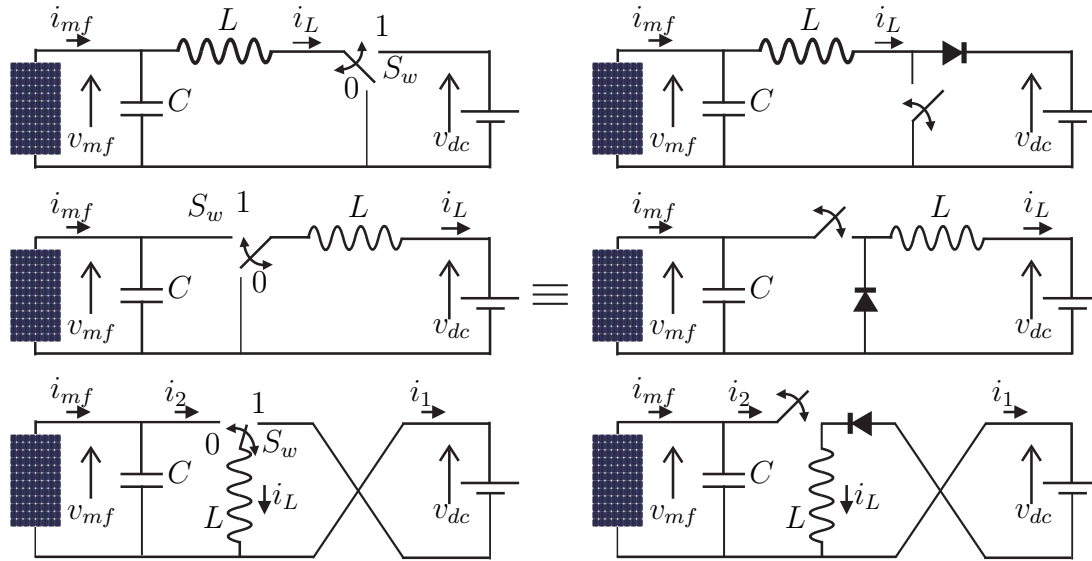


Figura 4.6: Sistema fotovoltaico con diferentes topologías de convertidores dc/dc: (a) elevador, (b) reductor y (c) reductor-elevador.

4.2.3. Dinámica de los convertidores

Trayectorias en el plano de estados

En esta sección se obtienen las trayectorias en el plano de estados para ambas posiciones de la llave en cada una de las configuraciones. Estas trayectorias se obtienen eliminando la variable tiempo de las ecuaciones que resultan de (4.6) – (4.8) y resolviendo las ecuaciones diferenciales resultantes. Para resolver las ecuaciones diferenciales se realizaron las siguientes aproximaciones: se considera despreciable el 1 ante la exponencial en la curva de la celda, $i_{mf}(v_{mf}) = N_m I_f - N_m e^{\frac{v_{mf}}{N_s v_T}}$, y además el coeficiente de idealidad se toma como 1. Por otro lado, cuando la tensión en bornes de los módulos está por debajo de la tensión del codo de la curva (v_{mf} , i_{mf}) se puede aproximar la corriente del módulo como constante e igual a la de cortocircuito $i_{mf} \approx I$. Posteriormente se obtuvieron estas curvas por simulación incorporando todos estos factores, es decir, se realizaron con los modelos de los componentes del

convertidor y la curva característica del arreglo. Para esto se utilizaron componentes de la librería SimPowerSystems de *Simulink*[®] reemplazando los parámetros de los componentes por los valores dados en la hoja de datos del fabricante.

Convertidor elevador

Llave en cero Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} \frac{C}{L}v_{mf}^2 + (I - i_L)^2 &= K_e & \text{si } v_{mf} < v_{ca} \\ \frac{C}{L}v_{mf}^2 + i_L^2 &= K_e & \text{si } v_{mf} \geq v_{ca} \end{aligned} \quad (4.12)$$

donde v_{ca} es la tensión de circuito abierto del módulo, K_e es una constante arbitraria y se consideró que $i_{mf} \approx I$. Estas ecuaciones corresponden a elipses centradas en $(0, I)$ en el plano (v_{mf}, i_L) y su representación corresponde a las elipses en negro de línea llena en la Fig. 4.7.

Llave en uno Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} \frac{C}{L}(v_{mf} - v_{dc})^2 + (I - i_L)^2 &= K_e & \text{si } v_{mf} < v_{ca} \\ \frac{C}{L}(v_{mf} - v_{dc})^2 + i_L^2 &= K_e & \text{si } v_{mf} \geq v_{ca} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Estas ecuaciones corresponden a elipses centradas en (v_{dc}, I) en el plano (v_{mf}, i_L) y su representación corresponde a las elipses en gris de línea punteada en la Fig. 4.7.

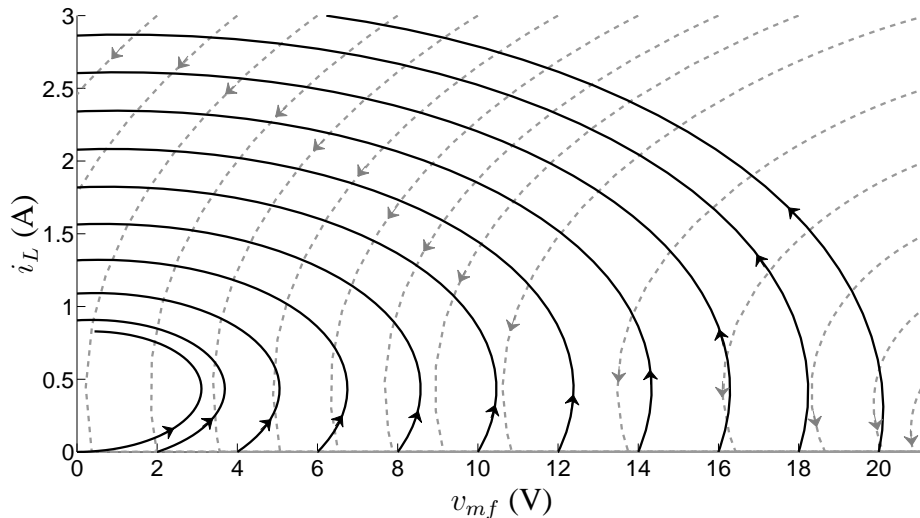


Figura 4.7: Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor elevador. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.

Convertidor reductor

Llave en cero Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} i_L &= -\frac{v_{dc}C}{LN_m I_f} (v_{mf} - N_S V_T \ln(i_{mf}(v_{mf}))) + K_r & v_{mf} < v_{ca}, \\ v_{mf} &= K_r & v_{mf} \geq v_{ca}, \end{aligned} \quad (4.14)$$

donde K_r es una constante arbitraria. Así, en esta posición de la llave, el capacitor se carga hasta la tensión de circuito abierto del módulo y el inductor se descarga a través de la batería. Como la tensión aplicada al inductor es constante, la corriente por el mismo decrece de forma lineal. Las rectas en la Fig. 4.8 corresponden a este tipo de evolución para distintas condiciones iniciales. Puede verse que, por la presencia del diodo, la corriente en el inductor no puede hacerse negativa.

Llave en uno Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} C(v_{mf} - v_{dc})^2 + L(I - i_L)^2 &= K_r & si & v_{mf} < v_{ca} \\ C(v_{mf} - v_{dc})^2 + L(-i_L)^2 &= K_r & si & v_{mf} \geq v_{ca} \end{aligned} \quad (4.15)$$

donde se consideró que $i_{mf}(v_{dc}) \cong I$. La representación de estas ecuaciones corresponde a las elipses en la Fig. 4.8.

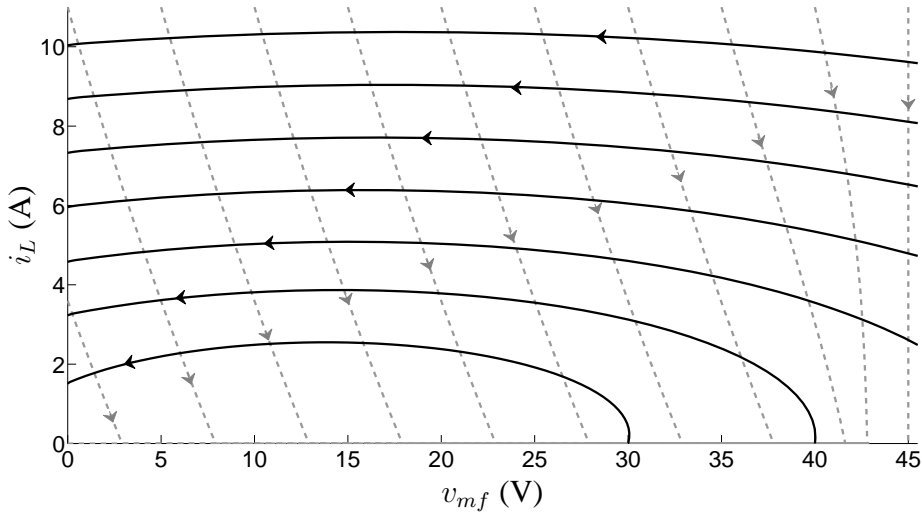


Figura 4.8: Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor reductor. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.

Convertidor reductor-elevador

Llave en cero Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} \frac{C}{L}v_{mf}^2 + (I - i_L)^2 &= K_{re} & \text{si } v_{mf} < v_{ca} \\ \frac{C}{L}v_{mf}^2 + i_L^2 &= K_{re} & \text{si } v_{mf} \geq v_{ca} \end{aligned} \quad (4.16)$$

donde K_{re} es una constante arbitraria y se consideró que $i_{mf} \approx I$. Estas ecuaciones corresponden a elipses centradas en $(0, I)$ en el plano (v_{mf}, i_L) y su representación corresponde a las elipses en negro de línea llena en la Fig. 4.9.

Llave en uno Luego de resolver las ecuaciones correspondientes, las trayectorias en el plano de estado quedan definidas por

$$\begin{aligned} i_L &= -\frac{v_{dc}C}{LN_m I_f}(v_{mf} - N_S V_T \ln(i_{mf}(v_{mf}))) + K_{re} & v_{mf} < v_{ca}, \\ v_{mf} &= K_{re} & v_{mf} \geq v_{ca}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

donde K_{re} es una constante arbitraria. Así, en esta posición de la llave, el capacitor se carga hasta la tensión de circuito abierto del módulo y el inductor se descarga a través de la batería. Como la tensión aplicada al inductor es constante, la corriente por el mismo decrece de forma lineal. Las rectas en la Fig. 4.9 corresponde a este tipo de evolución para distintas condiciones iniciales. Puede verse que, por la presencia del diodo, la corriente en el inductor no puede hacerse negativa.

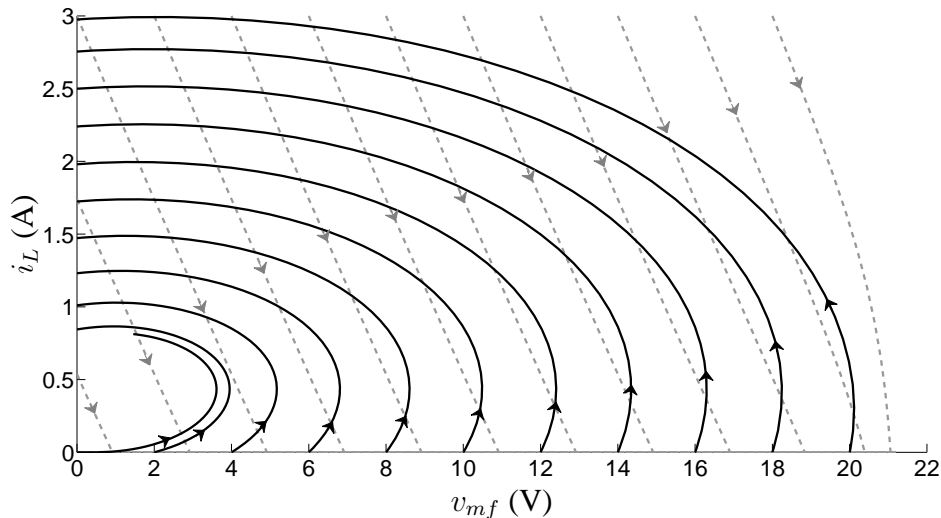


Figura 4.9: Trayectorias en el plano de estados para las dos posiciones de la llave y distintas condiciones iniciales para el convertidor reductor-elevador. Línea de trazos: llave abierta, línea llena: llave cerrada. Simulación.

4.3. Control por MD de la corriente por el inductor en las tres topologías

De aquí en más, se utilizan herramientas de modo deslizante para diseñar los controladores de los convertidores. En esta sección se analiza la regulación de la corriente i_L para las tres topologías de la Fig. 4.6. A través de esta corriente se puede controlar la potencia de salida de cada una de estas etapas. Aquí el objetivo de control es regular la corriente a un valor de referencia. Luego, se utilizarán conceptos de balance de energía para determinar las referencias de corriente que permitan el seguimiento del punto de máxima potencia. Basado en las líneas aproximantes en las ecuaciones (4.4) y (4.5), se puede construir la referencia de corriente para el inductor como una función de la tensión y temperatura del arreglo para cada topología de convertidor. En lo que sigue se estudian distintos MD para los sistemas (4.6)–(4.8).

Considere que la posición de la llave, en los tres casos mostrados en la Fig. 4.6, está gobernada por una función de la corriente por el inductor:

$$\begin{cases} \mathcal{S}_w = \frac{1 + \text{sign}(h(x))}{2} \\ \mathcal{S}_I = \{x | h = i_L - I_r = 0\}. \end{cases} \quad (4.18)$$

De (4.6) – (4.8) se pueden obtener las condiciones bajo las cuales, con esta ley de conmutación, se cumplen las siguientes desigualdades [33]:

$$\begin{cases} \dot{h}(x) > 0 & \text{si } h(x) < 0 \\ \dot{h}(x) < 0 & \text{si } h(x) > 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Éstas son las condiciones necesarias y suficientes para el establecimiento del modo deslizante sobre la superficie $h(x) = 0$. Esto es, luego de un tiempo finito de alcance, la corriente por el inductor iguala a su referencia y se mantiene en este valor mientras dure el régimen deslizante, suponiendo que la llave conmuta infinitamente rápido (en sistemas reales aparece cierto valor de ripple, que estará determinado por las condiciones de diseño). A continuación se verifican las condiciones para cada caso.

4.3.1. Control de corriente en convertidor elevador

El primer paso consiste en verificar si la recta

$$\mathcal{S}_I = \{x | h_I = i_L - I_r = 0\}, \quad (4.20)$$

califica como variedad deslizante. Esto es, si satisface sobre ella la condición necesaria y suficiente para el establecimiento del MD. La condición de transversalidad ($\mathcal{L}_g \mathcal{S} \neq 0$) para esta superficie es

$$\mathcal{L}_g \mathcal{S} = \nabla \mathcal{S} g = -\frac{v_{dc}}{L} < 0. \quad (4.21)$$

El control equivalente en este caso es:

$$S_{weq} = \frac{v_{mf}}{v_{dc}} \quad (4.22)$$

De la condición $0 < S_w < 1$, el dominio de modo deslizante sobre la superficie $S_I = i_L - I_r = 0$ resulta $0 < v_{mf} < v_{dc}$, el cual tiene sentido debido a que se está utilizando un convertidor elevador. Una vez establecido el MD, la dinámica de modo deslizante resulta

$$\begin{cases} \dot{i}_L = 0, \\ \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf} - I_r}{C}. \end{cases} \quad (4.23)$$

La dinámica de primer orden (tensión en el capacitor) no es vista desde la salida (corriente por el inductor). De (4.23) se puede ver que no hay dinámica en la corriente regulada una vez que se establece el MD. En la Fig. 4.10 se representa la dinámica escondida en el plano (v_{mf}, \dot{v}_{mf}) . De esta figura se puede determinar que la ecuación tiene único punto de equilibrio estable, siempre que la referencia de corriente esté por debajo de la corriente de corto circuito del arreglo. De lo contrario, no existe punto de equilibrio. Las coordenadas del punto se pueden obtener de la dinámica de modo deslizante siendo $(i_L, v_{mf}) = (I_r, N_s v_T \ln(\frac{N_p I_f - I_r}{N_p I_s} + 1))$.

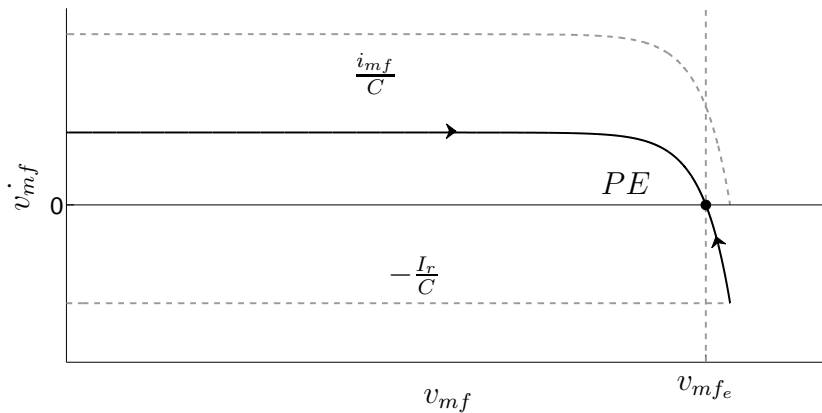


Figura 4.10: Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor elevador.

La Fig. 4.11 muestra la respuesta temporal de i_L y v_{mf} ante un “escalón” de radiación y condiciones iniciales nulas en el convertidor. También se muestra un zoom del modo de alcance a la superficie.

La Fig. 4.12 muestra la trayectoria de los estados en el plano (v_{mf}, i_L) .

4.3.2. Control de corriente en convertidor reductor

El primer paso consiste en verificar si la recta

$$S_I = \{x | h_I = i_L - I_r = 0\}, \quad (4.24)$$

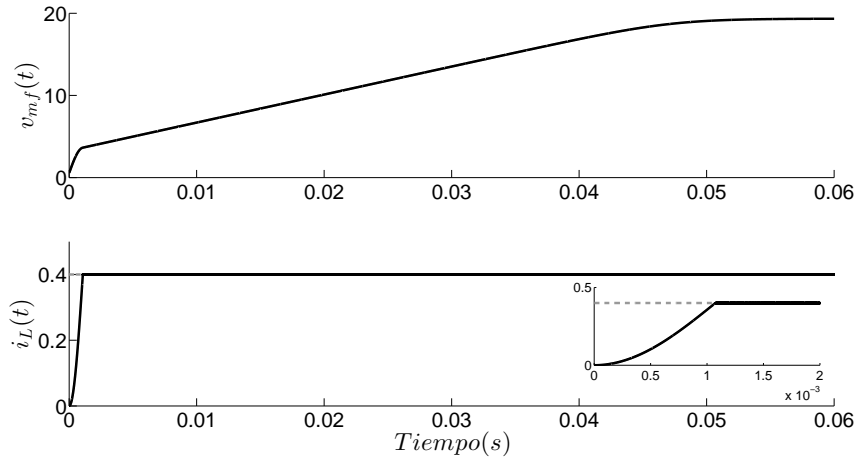


Figura 4.11: Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor elevador.

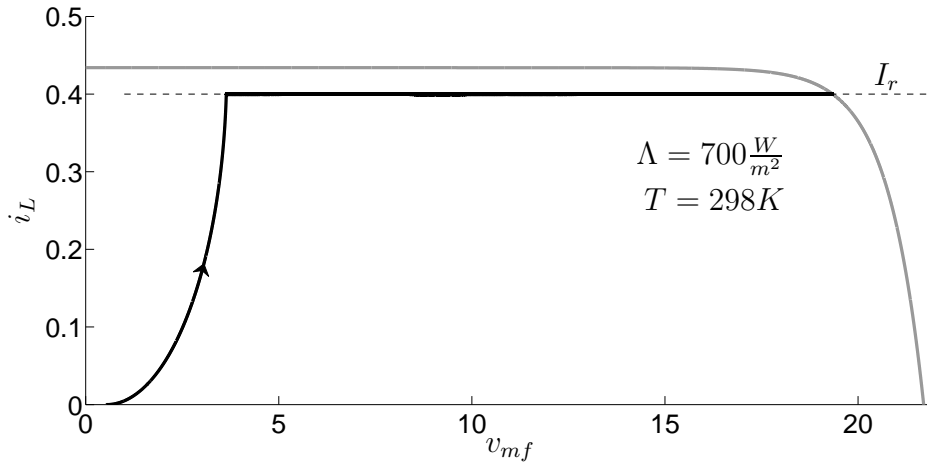


Figura 4.12: Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L frente a un escalón de radiación para el convertidor elevador.

califica como variedad deslizante. Esto es, si satisface sobre ella la condición necesaria y suficiente para el establecimiento del MD. La condición de transversalidad para esta superficie es

$$\mathcal{L}_g \mathcal{S} = \nabla \mathcal{S} g = -\frac{v_{mf}}{L} < 0, \quad (4.25)$$

es decir, que es posible establecer un modo deslizante sobre \mathcal{S}_I . A su vez, para establecer el rango de \mathcal{S}_I sobre el cual es posible establecer el modo deslizante, primero se calcula el control equivalente resultando:

$$S_{weq} = \frac{v_{dc}}{v_{mf}} \quad (4.26)$$

Luego, de la condición $0 < S_w < 1$, el dominio de modo deslizante sobre la superficie $S_I = I_r - i_L = 0$ resulta $0 < v_{dc} < v_{mf}$, el cual tiene sentido debido a que se está utilizando un convertidor reductor. Una vez establecido el MD, la dinámica de modo deslizante resulta

$$\begin{cases} \dot{i}_L = 0, \\ \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf}(v_{mf})}{C} - \frac{(I_r v_{dc})}{(v_{mf} C)}. \end{cases} \quad (4.27)$$

La dinámica de primer orden (tensión en el capacitor) no es vista desde la salida (corriente por el inductor). La Fig. 4.13 muestra la representación de esta ecuación en el plano (v_{mf}, \dot{v}_{mf}) . De esta figura se puede determinar que la ecuación tiene dos puntos de equilibrio. Uno está ubicado a la izquierda del MPP (equilibrio inestable) y el otro está ubicado a la derecha del MPP (equilibrio estable). El punto de equilibrio estable, que se puede obtener de la dinámica de MD, es $(i_L, v_{mf}) = (I_r, i_{mf} v_{mf} = I_r v_{dc})$.

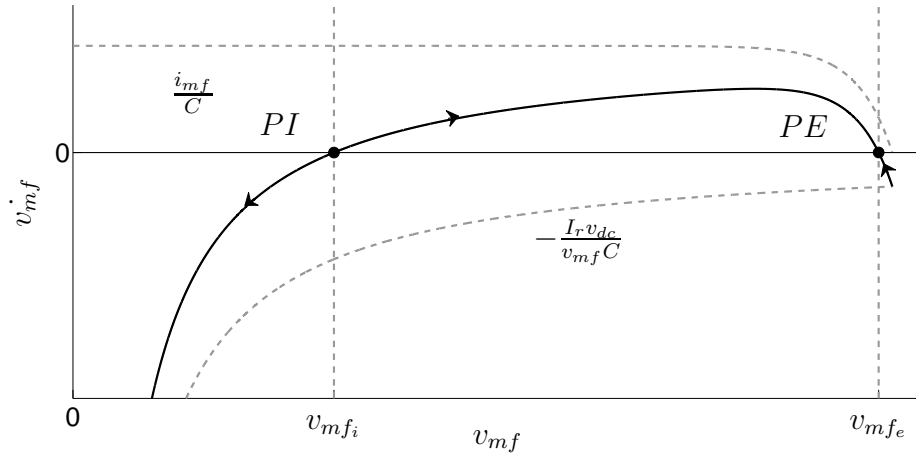


Figura 4.13: Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor reductor.

Por lo tanto no se puede conseguir la atracción global sin lógica de conmutación adicional. La Fig. 4.14 muestra la trayectoria de los estados desde dos condiciones iniciales diferentes. Desde CI 1, el sistema evoluciona hacia el punto de equilibrio estable PE. La Fig. 4.15 muestra la evolución temporal correspondiente. Por el contrario, desde CI 2, el sistema evoluciona en MD hasta que las condiciones para este modo no se satisfacen más. De ahí en más, la llave permanece cerrada y el sistema presenta un comportamiento oscilatorio amortiguado convergiendo a $i_{mf} = i_L$.

Sin embargo, la atracción global puede ser obtenida fácilmente combinando esta superficie de modo deslizante con otra superficie de deslizamiento, por ejemplo con el seguimiento del MPP que se analiza más adelante. En este caso, el sistema suministrará a la carga toda la potencia que esté disponible siempre que la corriente máxima no sea excedida.

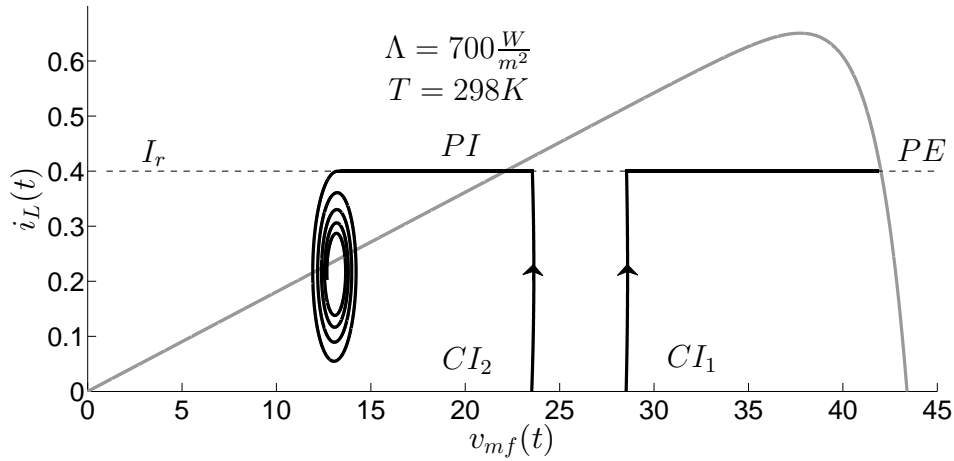


Figura 4.14: Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L , frente a un escalón de radiación y dos condiciones iniciales distintas. Convertidor reductor.

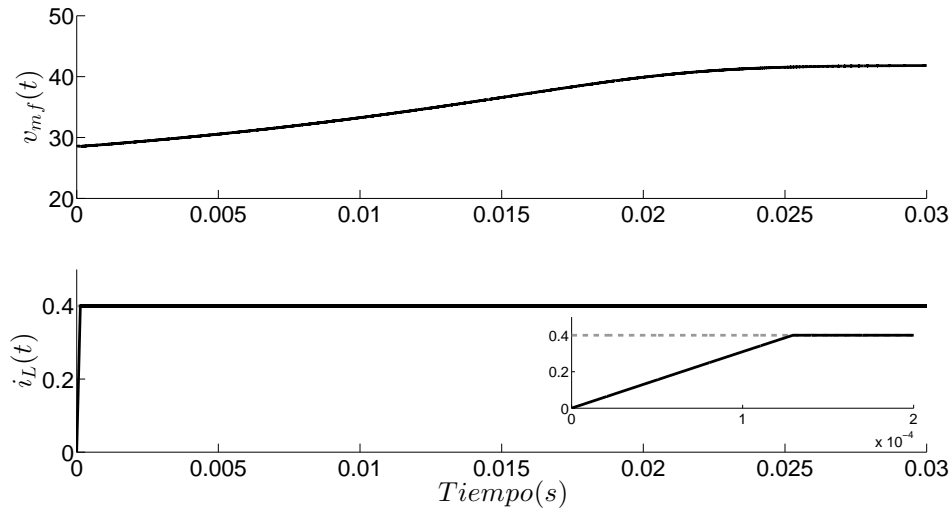


Figura 4.15: Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor reductor.

4.3.3. Control de corriente en convertidor reductor-elevador

Se verifica si la recta

$$\mathcal{S}_I = \{x | h_I = i_L - I_r = 0\}, \quad (4.28)$$

califica como variedad deslizante. La condición de transversalidad para esta superficie es

$$\mathcal{L}_g \mathcal{S} = \nabla \mathcal{S} g = -\frac{v_{mf} + v_{dc}}{L} < 0. \quad (4.29)$$

El control equivalente en este caso es:

$$S_{weq} = \frac{v_{mf}}{v_{dc} + v_{mf}} \quad (4.30)$$

El dominio de modo deslizante resulta $0 < v_{mf}$ con $v_{dc} > 0$. La dinámica de modo deslizante resulta

$$\begin{cases} \dot{i}_L = 0, \\ \dot{v}_{mf} = \frac{i_{mf}}{C} - \frac{I_r}{C} \frac{v_{dc}}{v_{mf} + v_{dc}}. \end{cases} \quad (4.31)$$

La dinámica de primer orden no es vista desde la salida. La Fig. 4.16 muestra la representación de esta ecuación en el plano (v_{mf}, \dot{v}_{mf}) . De esta figura se puede determinar que la ecuación tiene un punto de equilibrio estable. El punto de equilibrio estable es $(i_L, v_{mf}) = (I_r, i_{mf}(v_{mf} + v_{dc}) = I_r v_{dc})$.

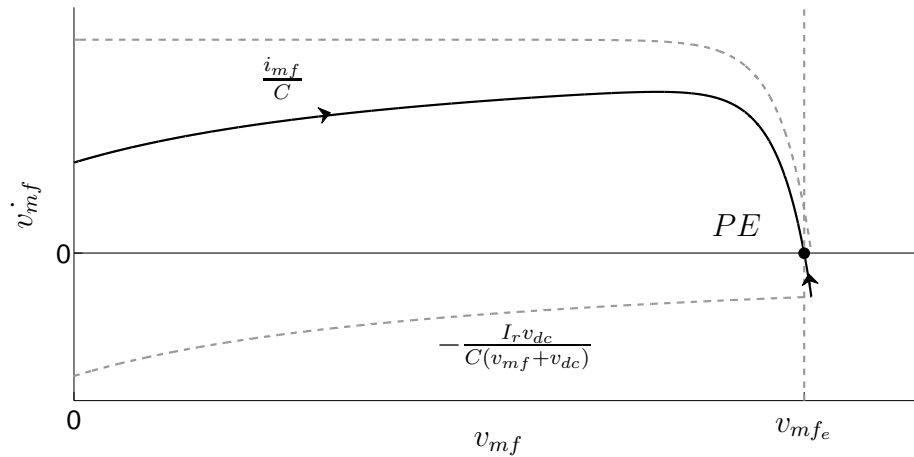


Figura 4.16: Dinámica de MD para la regulación de i_L en el convertidor reductor-elevador.

La Fig. 4.17 muestra la respuesta temporal de i_L .

La Fig. 4.18 muestra la trayectoria de los estados en el plano (v_{mf}, i_L) .

El control de corriente analizado en esta sección para cada una de las topologías es utilizado para realizar el control activo de la potencia que la MF entrega al bus en función de los requerimientos del CCR. La topología con convertidor reductor es la que más claramente muestra esta situación, ya que la corriente por el inductor fluye directamente hacia el bus de continua. Luego, el cálculo de la referencia se realiza como el valor de la potencia de referencia dividido por el valor de la tensión del bus. Para

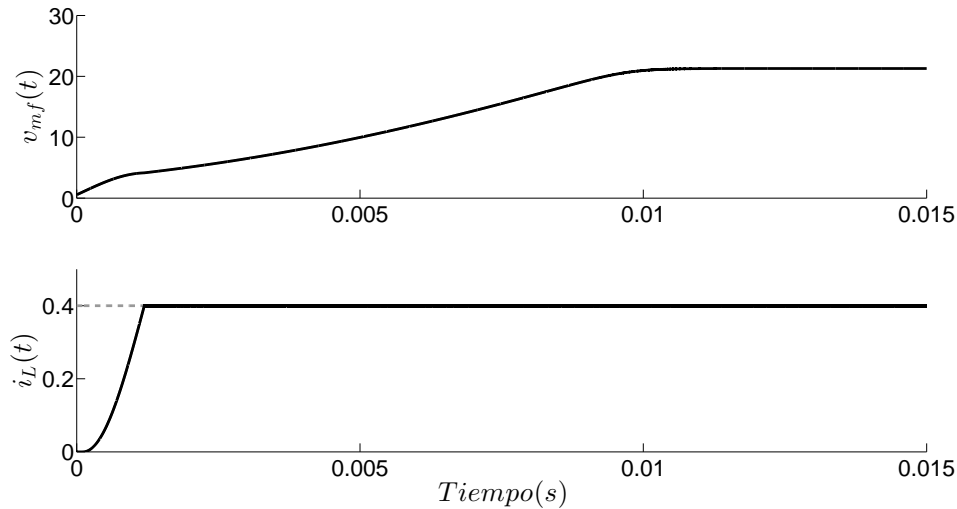


Figura 4.17: Respuesta temporal de la regulación de corriente i_L para el convertidor reductor-elevador.

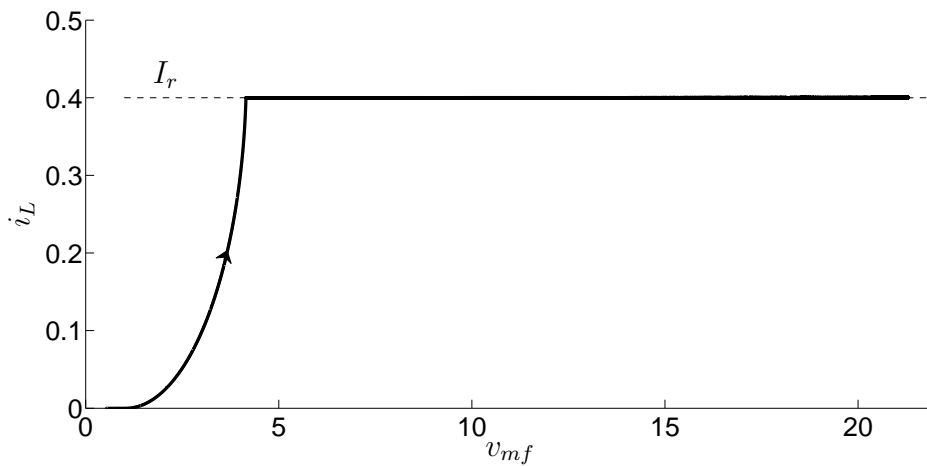


Figura 4.18: Trayectorias en el plano (v_{mf}, i_L) con regulación de corriente i_L frente a un escalón de radiación para el convertidor reductor-elevador.

el caso con convertidor elevador, se puede hacer algo similar con la potencia de entrada. En este caso hay que tener presente que las pérdidas en el convertidor harán que la potencia de salida sea algo menor a la requerida. Así, el control deberá compensar estas pérdidas. Por otro lado se podría incorporar un sensor de corriente para medir directamente la corriente suministrada al bus. Esta técnica puede ser utilizada también en la topología con convertidor reductor-elevador.

Para realizar el seguimiento del MPP sólo resta calcular las referencias de corriente adecuadas y determinar si el modo deslizante correspondiente es estable. Esta tarea es realizada de forma separada en las siguientes secciones para cada una de las topologías

de los convertidores considerados.

4.4. Técnica MPPT basada en conceptos de balance de energía

Aquí se utiliza el control de corriente analizado previamente, que indirectamente realizará el control de tensión en el módulo fotovoltaico, por ejemplo, haciendo que ésta converja a la tensión del MPP. Se lo implementa en las tres topologías de convertidores (reductor, elevador y reductor-elevador) típicamente utilizadas en los sistemas fotovoltaicos ya sea en sistemas aislados, para la generación de hidrógeno o para sistemas conectados a la red eléctrica [29, 34].

4.4.1. Seguimiento del MPP para la topología de convertidor elevador

Para esta topología, en estado estacionario, la corriente por el inductor coincide con la corriente del arreglo fotovoltaico. Luego, los puntos de operación en el plano $v_{mf} - i_L$ estarán sobre la característica estática tensión-corriente del arreglo fotovoltaico. La Fig. 4.19(a) muestra un par de estas curvas para dos niveles diferentes de radiación (Λ_1 y Λ_2) y temperatura constante (T_1). También se muestra la línea aproximante de los máximos de potencia para este valor de temperatura. Luego, para seguir el MPP, se propone un control por modo deslizante sobre la superficie

$$\mathcal{S}_{MPPe} = \{x | h_{MPP} = i_L - I_r = 0\}, \quad (4.32)$$

con I_r determinada por la recta (4.4):

$$I_r = i_{mf}^{max}(v_{mf}, T) \quad (4.33)$$

Como ya fue establecido más arriba, la ley de conmutación (4.18) fuerza a la variable de estado a alcanzar, y deslizar en la superficie (4.32) – (4.33). Luego, en modo deslizante $i_L = i_{mf}^{max}(v_{mf}, T)$. Esto es, en modo deslizante, el estado se mueve a lo largo de la recta MPP. Por lo tanto, los puntos de operación de estado estacionario corresponden a los puntos donde la recta MPP interseca la característica tensión corriente del arreglo fotovoltaico, que se corresponde con las condiciones medio ambientales reales. La dinámica en modo deslizante a lo largo de la recta MPP está determinada por la primera ecuación en (4.6) reemplazando i_L con $i_{mf}^{max}(v_{mf}, T)$. Como se desprende de la Fig. 4.19(b), esta dinámica es estable alrededor del MPP. Analicemos ahora qué sucede cuando cambia el nivel de radiación. Supongamos que el sistema está operando en el punto ‘A’ y que la radiación crece gradualmente desde Λ_1 hasta Λ_2 . La corriente del arreglo fotovoltaico crece con Λ , excediendo de esta forma la corriente por el inductor que permanece igual a la corriente de referencia. Luego, el capacitor es cargado por este exceso de corriente, incrementando así la referencia de corriente. Así, el punto de operación converge al punto ‘B’ donde se alcanza el nuevo MPP.

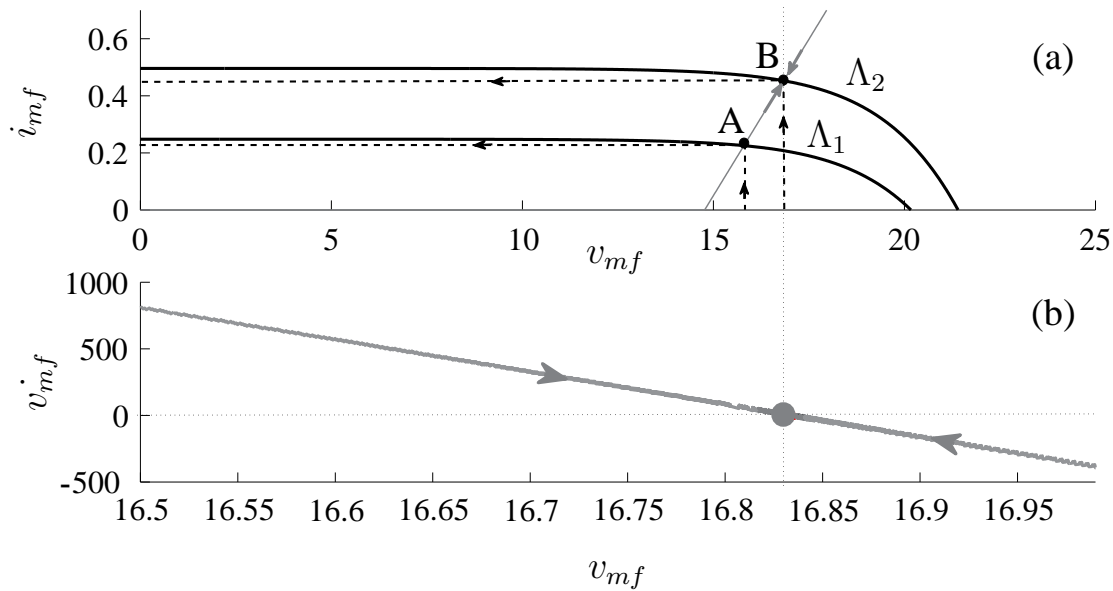


Figura 4.19: Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $\dot{v}_{mf} - v_{mf}$ para la estrategia de control propuesta (convertidor elevador).

4.4.2. Seguimiento del MPP para la topología de convertidor reductor

Para esta topología de convertidor, la corriente por el inductor alimenta la carga. Como en estado estacionario las potencias de entrada y de salida son iguales, la corriente de estado estacionario por el inductor es proporcional a la potencia de salida del arreglo fotovoltaico, siendo la tensión del bus v_{dc} la constante de proporcionalidad. Aquí se explota esa proporcionalidad para construir la referencia de corriente que permite el seguimiento del MPP. La Fig. 4.20(a) muestra en el plano de estados la característica tensión-potencia del arreglo fotovoltaico (para un dado valor de radiación y temperatura) escaladas por un factor $1/v_{dc}$. También se muestra la recta sobre la cual evoluciona el estado en modo deslizante:

$$\begin{aligned} h(x) &= i_L - I_r = 0 \\ I_r &= \frac{1}{v_{dc}} P_{mf}^{max}(v_{mf}, T) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Claramente, el estado estacionario para un dado valor de radiación y temperatura es la intersección entre la correspondiente curva de potencia del arreglo fotovoltaico y la línea de deslizamiento. La estabilidad de este punto puede ser verificada observando la evolución de la energía almacenada en el convertidor $y_b = \frac{1}{2}(Cv_{mf}^2 + Li_L^2)$ en el plano (\dot{y}_b, y_b) de la Fig. 4.20(b). Supongamos que el estado inicial se corresponde con el punto 'A' en la superficie de deslizamiento. Debido a que tanto la tensión en el capacitor como la corriente por el inductor son menores que los correspondientes al MPP, la energía almacenada es también menor. Sin embargo, la potencia de entrada es

mayor que la potencia de salida. Luego, el estado evoluciona a lo largo de la línea deslizante hacia el MPP. Por el contrario, en el punto 'B' a la derecha del MPP, la energía almacenada es mayor que la correspondiente al MPP, pero ahora decrece debido a que la potencia de salida es mayor que la potencia de entrada. Esto es, las trayectorias convergen hacia el MPP desde ambos lados. La performance ante variaciones tanto de la radiación como de la temperatura es similar al caso analizado en la sub sección anterior.

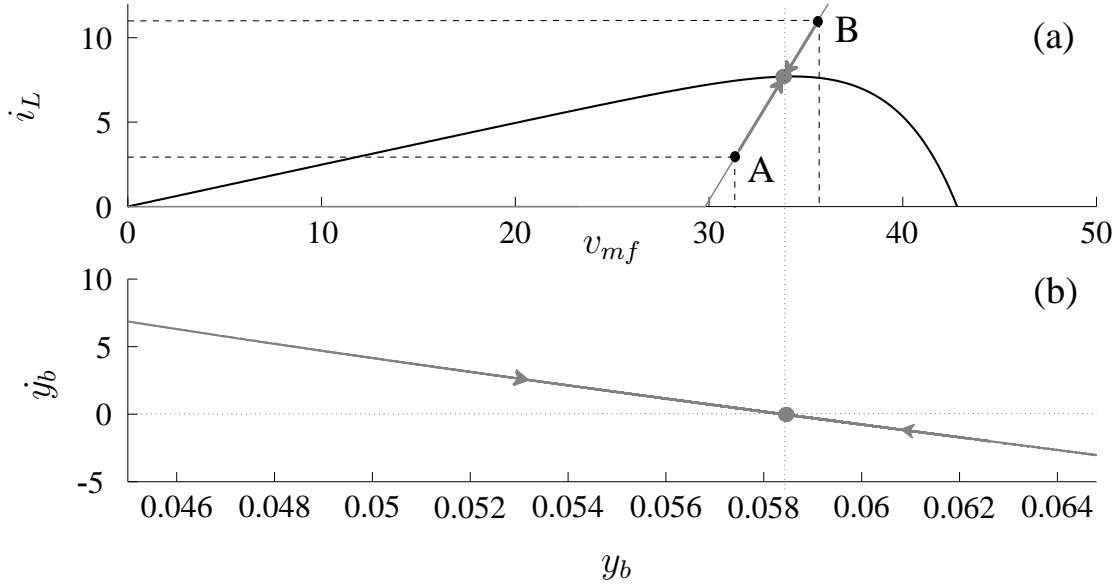


Figura 4.20: Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $y_b - y_b$ para la estrategia de control propuesta (convertidor reductor)

4.4.3. Seguimiento del MPP para la topología de convertidor reductor-elevador

En estado estacionario, cuando la corriente de continua por el capacitor es cero, la corriente de entrada y la corriente por el inductor están relacionadas por el ciclo de trabajo de la llave ($i_L = i_{mf}/\delta$), donde $\delta = \frac{v_{dc}}{v_{dc} + v_{mf}}$ es obtenido de (4.11). Entonces, para seguir el punto de máxima potencia, una referencia de corriente adecuada para el inductor es

$$I_r = \frac{v_{dc} + v_{mf}}{v_{dc}} i_{mf}^{max}(v_{mf}, T) \quad (4.35)$$

La estabilidad de la operación en modo deslizante a lo largo de la línea definida por $h(x) = i_L - I_r = 0$ puede ser verificada analizando la dinámica de la salida con dinámica completa $y_{bb} = \frac{1}{2}(C(v_{dc} + v_{mf})^2 + Li_L^2)$, con dinámica de modo deslizante $y_{bb} = (v_{mf} + v_{dc})(i_{mf} - i_{mf}^{max}(v_{mf}, T))$. La Fig. 4.21(a) muestra la característica

del arreglo solar para un dado valor de radiación y temperatura y la línea de deslizamiento para un dado valor de temperatura en el plano $i_{mf} - v_{mf}$. Claramente, el punto de equilibrio es el correspondiente al MPP. Además, es estable debido a que las trayectorias del estado a lo largo de la línea de deslizamiento convergen al mismo desde ambos lados. Esto puede ser verificado observando las trayectorias del estado en el plano (\dot{y}_{bb}, y_{bb}) en la Fig. 4.21(b) siguiendo un razonamiento similar al del caso del convertidor reductor.

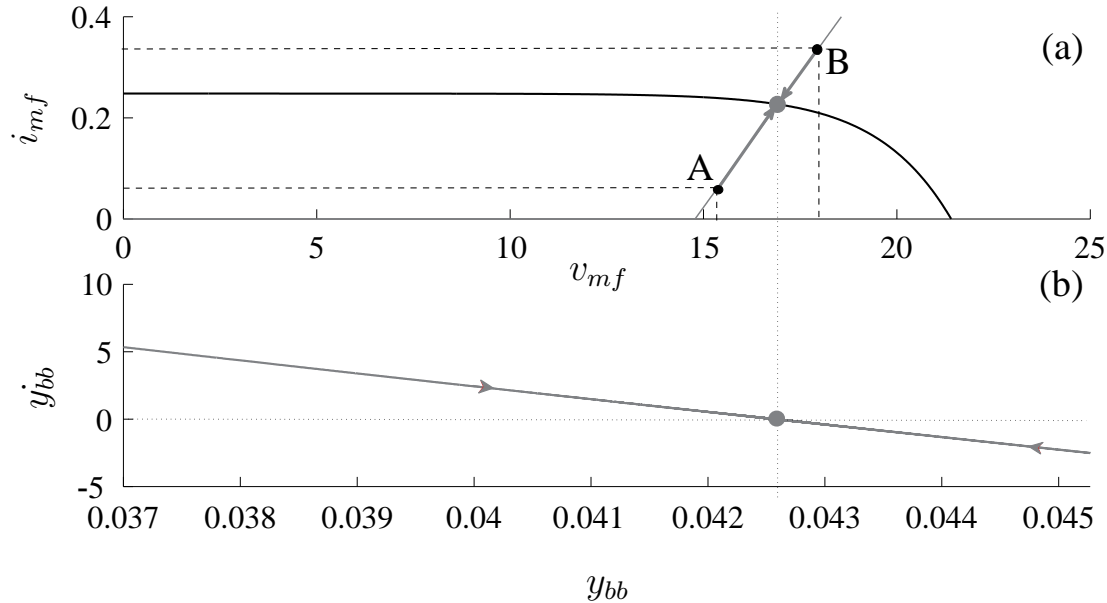


Figura 4.21: Trayectorias deslizantes en los planos (a) $i_L - v_{mf}$, y (b) $\dot{y}_{bb} - y_{bb}$ para la estrategia de control propuesta (convertidor reductor-elevador).

4.5. Técnica basada en conceptos de perturbación y observación

Otras técnicas de MPPT se realizan a través del control directo de la tensión en bornes del panel. Luego en esta sección primero se analiza el control de tensión en bornes del panel para el convertidor reductor y luego se desarrolla el seguimiento del MPP con la técnica conocida como perturbar y observar.

Regulación de tensión mediante convertidor reductor

En principio, el objetivo de control es regular la tensión en bornes del módulo. Se considera entonces la posibilidad de establecer un modo deslizante sobre

$$\mathcal{S}_v = \{x | h_v = v_{mf} - V_r = 0\}. \quad (4.36)$$

Esta variedad es una recta en el plano de estados (i_{mf}, v_{mf}) . Se propone entonces la siguiente acción de control

$$S_w = \frac{1 + \text{sign}(v_{mf} - V_r)}{2}. \quad (4.37)$$

Primeramente se comprueba la condición de transversalidad necesaria para la existencia del modo deslizante $\mathcal{L}_g \mathcal{S} \neq 0$:

$$\mathcal{L}_g \mathcal{S} = \nabla \mathcal{S} g = -\frac{i_L}{C} < 0. \quad (4.38)$$

Esta condición es necesaria para que las trayectorias del sistema puedan apuntar hacia la superficie desde ambos lados. La condición necesaria y suficiente puede obtenerse empleando el método del control equivalente. El control equivalente resulta:

$$S_{weq} = \frac{i_{mf}(V_r)}{i_L}. \quad (4.39)$$

El dominio del modo deslizante sobre la recta $h_v = v_{mf} - V_r = 0$ es $0 < i_{mf}(V_r) < i_L$. En otras palabras, existe modo deslizante sobre la recta $v_{mf} = V_r$ sólo cuando la corriente del inductor excede la del módulo fotovoltaico. Esta condición es razonable si se tiene en cuenta que se está utilizando un convertidor reductor.

La dinámica del sistema de segundo orden se reduce a una de primer orden dada por

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{v_{dc}}{L} + \frac{V_r i_{mf}(V_r)}{L i_L}, \\ \dot{v}_{mf} = 0. \end{cases} \quad (4.40)$$

La Fig. 4.22 muestra esta ecuación en el plano (i_L, \dot{i}_L) . De esta figura se puede determinar que existe un único punto de equilibrio sobre la superficie que es estable globalmente. Las coordenadas de este punto de equilibrio son: $v_{mf} = V_r$ e $i_L = V_r i_{mf}(V_r) / v_{dc}$. Si se reemplaza esta corriente en la condición necesaria y suficiente obtenida, surge que el valor de referencia debe ser $v_{dc} < V_r < v_{ca}$, donde v_{ca} es la tensión de circuito abierto del arreglo. Condición también razonable para la utilización de esta topología de convertidor.

La condición de existencia del modo deslizante obtenida previamente es sólo local, es decir es válida solamente en el entorno de la recta. Las trayectorias obtenidas para los sub circuitos de llave cerrada y llave abierta (Fig. 4.8) muestran sin embargo que el dominio de modo deslizante es alcanzado desde cualquier condición inicial, es decir, es globalmente atractivo. Por lo tanto, aun cuando no existe modo deslizante sobre toda la recta, el sistema siempre evoluciona hasta alcanzar el dominio de modo deslizante. Cuando la superficie es alcanzada desde la izquierda por debajo de $i_{mf}(V_r)$, la llave se cierra pero no puede establecerse un modo deslizante. El sistema evoluciona entonces por una elipse hasta alcanzar nuevamente la superficie por encima de $i_{mf}(V_r)$, estableciéndose sí a partir de entonces un modo deslizante. Esta respuesta da lugar a

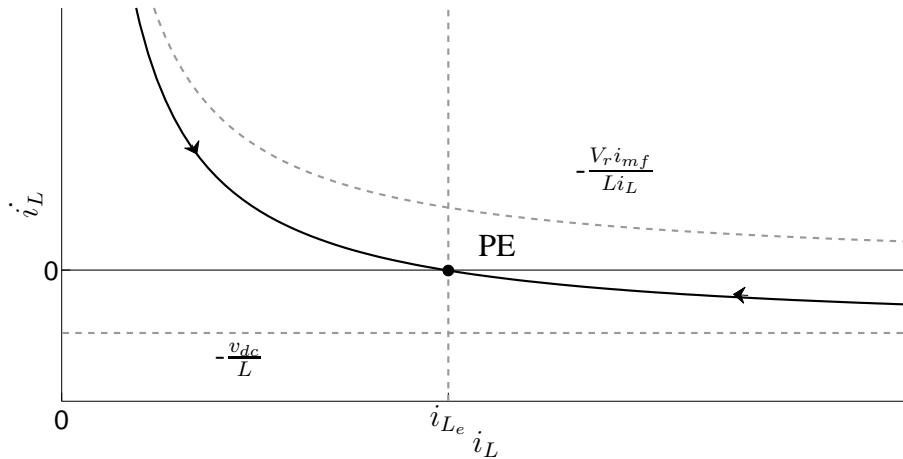


Figura 4.22: Dinámica de MD para regulación de tensión y regulación de corriente.

un sobrepaso de tensión que no se produce en otras circunstancias. Una vez establecido el régimen deslizante, éste no se interrumpe y el sistema evoluciona sobre la recta hasta alcanzar la corriente de equilibrio que se corresponde con el balance de potencia entrada-salida (sin considerar las pérdidas del convertidor).

La Fig. 4.23 muestra el resultado obtenido de la simulación. En la Fig. 4.24 se muestra la evolución del sistema en el plano de estados.

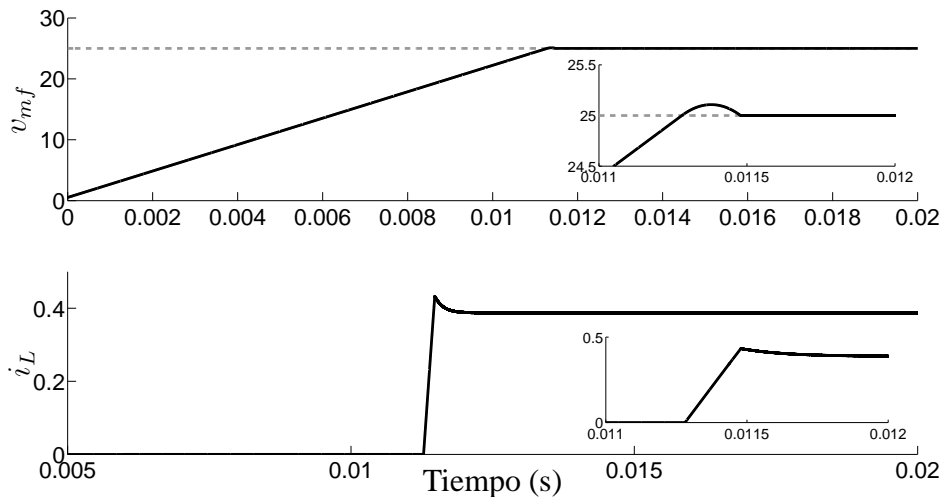


Figura 4.23: Respuesta temporal del sistema ante un escalón de radiación partiendo de condiciones iniciales nulas para una superficie de tensión.

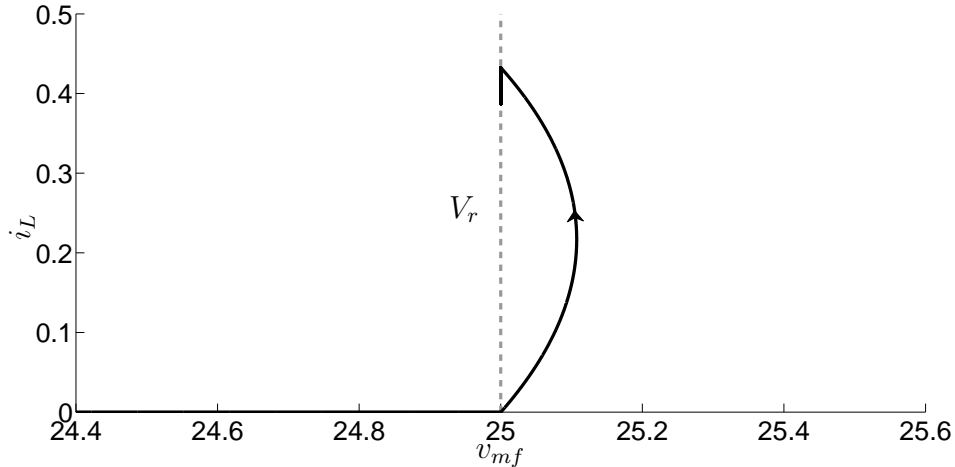


Figura 4.24: Trayectoria en el plano de estados para la superficie de tensión. Simulación.

4.5.1. Seguimiento del MPP

Para el seguimiento del máximo se utilizó una estrategia que consiste en perturbar y observar. Es decir, se evoluciona a través de sucesivos estados estacionarios. Para llevar a cabo esta evolución se tiene en cuenta la característica tensión-potencia, Fig. 4.5. Como se puede observar en esta figura, la pendiente es positiva a la izquierda del máximo y es negativa a su derecha. Por lo tanto, el proceso de búsqueda del máximo consiste en producir una perturbación (pequeña) y ver qué sucede con el signo del incremento de la potencia con respecto a la tensión. Luego, si el signo es positivo se incrementa el valor de la tensión de referencia y en caso contrario se lo disminuye. Así, el lazo de control corresponde a una superficie de tensión donde la referencia en lugar de ser constante se ajusta de forma tal que permita alcanzar el punto de máxima potencia. En la Fig. 4.25 se puede ver el algoritmo utilizado. El control está compuesto por dos lazos, uno rápido (superficie de tensión) que es el encargado de controlar la tensión en bornes del módulo, y otro más lento que realiza el ajuste de la referencia. De esto surge que la dinámica entre los sucesivos estados estacionarios pertenece a la dinámica de una superficie de tensión, siendo válido todo lo ya analizado. La velocidad con la que se alcanza el máximo dependerá de la frecuencia con la que se realiza la actualización de la referencia, como así también de los saltos de referencia que se realicen. Esto último afecta también al error de estado estacionario en la posición del máximo. Claramente, existe un compromiso entre la velocidad de convergencia, la robustez, la eficiencia y el ruido. Por ejemplo, mientras más grandes son los cambios en los escalones de tensión, más rápida es la convergencia, sin embargo la tensión oscila alrededor del MPP. Por otro lado, mientras más rápido es el tiempo de actualización, más sensible se vuelve el método al ruido y a la interacción entre los lazos. Debido a la similitud de este caso con el de la superficie de tensión sólo se mostrará el circuito utilizado para la simulación, Fig. 4.26. El lazo interno de control se implementó como

una superficie de tensión, como la descrita anteriormente. La principal ventaja de este enfoque es que, durante el modo deslizante, la potencia del módulo se mantiene constante debido a que la tensión lo es. Así, la interacción entre estos lazos puede ser completamente eliminada simplemente escogiendo el tiempo de muestreo mayor que el tiempo de convergencia de una superficie a la otra. Una cota superior para este tiempo puede ser calculada fácilmente del modelo dinámico de lazo abierto.

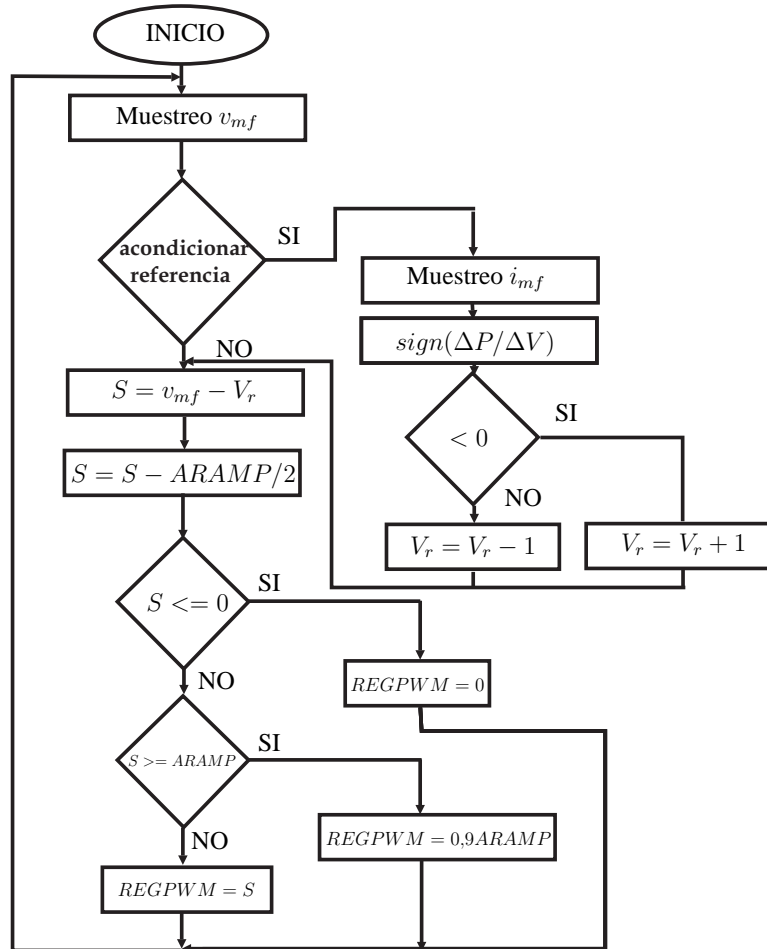


Figura 4.25: Algoritmo utilizado para el seguimiento del máximo.

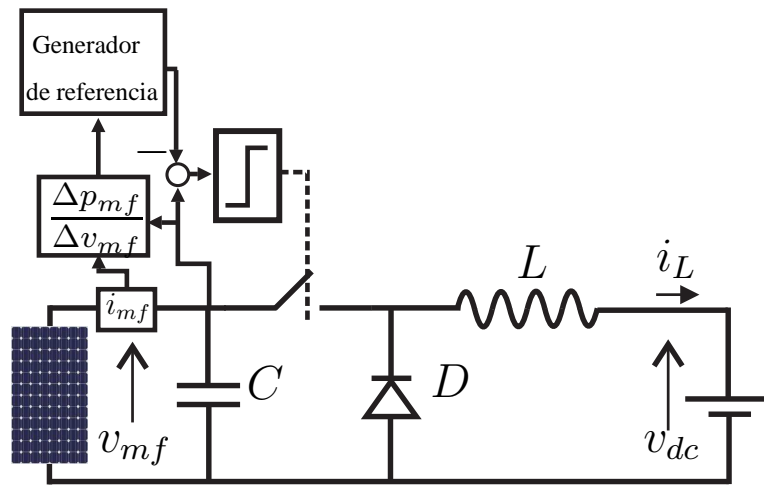


Figura 4.26: Circuito utilizado para realizar la simulación del sistema.

4.6. Resultados experimentales

En esta sección se presentan resultados experimentales que ilustran la performance del sistema de control propuesto. Se realizaron experimentos de corta duración, para dos topologías de convertidor diferentes, con la finalidad de mostrar las propiedades de rápida convergencia de los algoritmos de control propuestos.

4.6.1. Configuración experimental

A los efectos de validar las estrategias propuestas se construyeron dos circuitos a escala que comprenden un convertidor reductor y uno elevador. Los convertidores electrónicos cuentan entre otros elementos con: un transistor mosfet como llave, diodos tipo schottky, circuito de disparo basado en circuitos integrados aislados, sensores de corriente para medir la corriente por los módulos y por el inductor (medición de lado alto, sensores utilizados MAX4080). Éstos fueron alimentados por un par de módulos fotovoltaicos de 5 W cada uno y cargados mediante baterías y cargas resistivas que simulaban el bus de dc. La tensión de circuito abierto y la corriente de cortocircuito de los módulos fotovoltaicos era de 21,7 V y 310 mA, respectivamente. Para el convertidor elevador, los módulos fueron conectados en paralelo y se utilizó una batería de 30 V. Para el caso del convertidor reductor, los módulos fotovoltaicos se conectaron en serie y se utilizó una batería de 12 V. Para limitar la frecuencia de conmutación se utilizaron dos técnicas diferentes. Por una lado se comparó la ley de conmutación con una señal auxiliar (diente de sierra) generando así un PWM en la banda de limitación (implementado en un microcontrolador). Por el otro lado, se implementó una histéresis analógica. En cualquiera de los dos casos, la señal resultante de estos circuitos comandan el circuito de disparo del transistor de potencia de los convertidores electrónicos. Para implementar el seguimiento del MPP con conceptos de balance de energía, se incorporó un sensor de temperatura al módulo fotovoltaico, mientras que la radiación

artificial, que no fue medida, se ajustó mediante un auto transformador que alimentaba las lámparas que simulaban la radiación solar.

Primero se muestran los resultados obtenidos para el seguimiento del MPP basado en balance de energía. Luego se muestran los resultados obtenidos en el control de corriente y tensión para el convertidor reductor. Para finalizar, se muestra el resultado obtenido correspondiente a la técnica de PyO.

4.6.2. Técnica basada en conceptos de energía

Primero se obtuvieron las curvas características tensión-corriente y tensión-potencia para diferentes niveles de radiación y a temperatura constante. Luego se aproximaron líneas rectas al lugar de operación del MPP utilizando los datos disponibles de la hoja de datos del fabricante y posteriormente verificados experimentalmente.

Se realizaron los siguientes experimentos. Estando el sistema en reposo, se iluminaron completamente y de forma instantánea los módulos fotovoltaicos. Una vez que las variables eléctricas alcanzaron el estado estacionario, se redujo repentinamente la iluminación. Nótese que la temperatura de las celdas se mantuvo constante dada la corta duración del experimento.

Las Fig. 4.27 y Fig. 4.28 muestran los resultados obtenidos para las topologías de convertidor elevador y reductor, respectivamente. Las Fig. 4.27a y Fig. 4.28a muestran las respuestas temporales, mientras que las Fig. 4.27b y Fig. 4.28b muestran las trayectorias de los estados en el plano ($i_L - v_{mf}$). Se puede observar que la superficie de modo deslizante es alcanzada desde el reposo en unos pocos milisegundos. Para ambas topologías, el estado evoluciona a lo largo de la línea de deslizamiento correspondiente hacia el punto 'A'. Luego de reducir la iluminación, la trayectoria del estado consigue el nuevo MPP 'B' moviéndose a lo largo de la línea de deslizamiento. De las figuras se puede observar una diferencia entre la potencia de entrada y la potencia de salida, esta diferencia es debida a las pérdidas del convertidor electrónico.

Estos experimentos verifican que el estado converge en tiempo finito a la superficie de deslizamiento, y luego desliza sobre ésta hacia el MPP. Además, el MPP es seguido incluso ante variaciones rápidas de la radiación.

4.6.3. Regulación de la corriente en el caso reductor

La Fig. 4.29 muestra la respuesta obtenida para el control de la potencia de salida. La Fig. 4.30 muestra las trayectorias en el plano de estados. Cabe aclarar que en la Fig. 4.30 y a modo de representación, la curva de potencia fue escalada para que coincida con el punto final. En la realidad el punto de operación final no queda sobre la curva. Esto es debido a las pérdidas del convertidor. Aquí, el lazo de control fue implementado mediante un microcontrolador estándar (ADuC 841). La limitación de frecuencia fue realizada en su módulo PWM a través de la comparación del error con una señal auxiliar. Como se puede apreciar de la figura, el modo de alcance de la corriente se interrumpe antes de lo analizado empezando a conmutar en una banda más

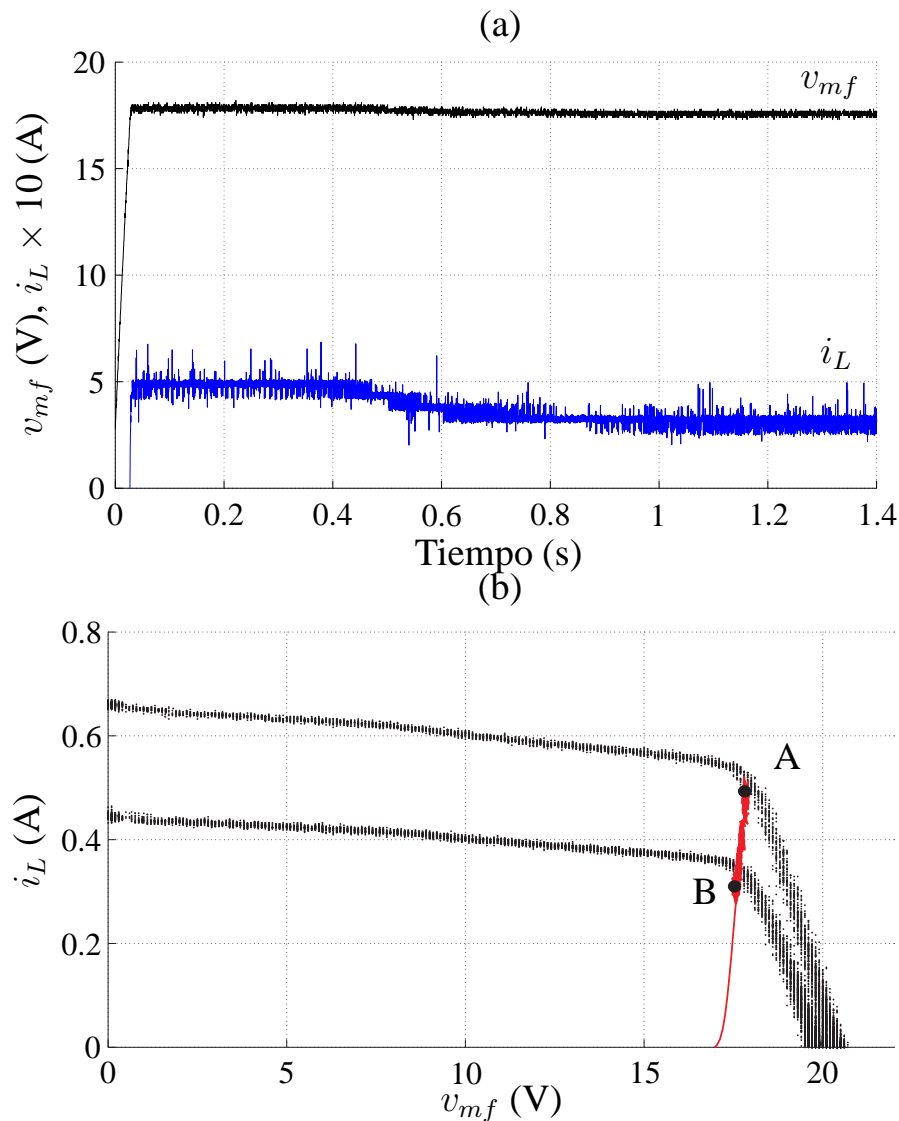


Figura 4.27: Resultados experimentales para el convertidor elevador. (a) Respuesta temporal de las variables de estado, (b) trayectorias en el plano de estados.

grande. Esto es debido a que la amplitud de la señal auxiliar implementada en el microcontrolador no fue lo suficientemente chica para este caso. Este resultado se puede comparar con la Fig. 5.14 donde el lazo de control fue implementado mediante una histéresis analógica externa consiguiendo resultados como los predichos teóricamente. De todas formas, estos resultados son aceptables y para su mejora sólo es necesario la utilización de otro microcontrolador.

4.6.4. Regulación de tensión en bornes del panel

En las Fig. 4.31 y Fig. 4.32 se puede observar la evolución del sistema en el tiempo y en el plano de estados ante un escalón de radiación y condiciones iniciales nulas

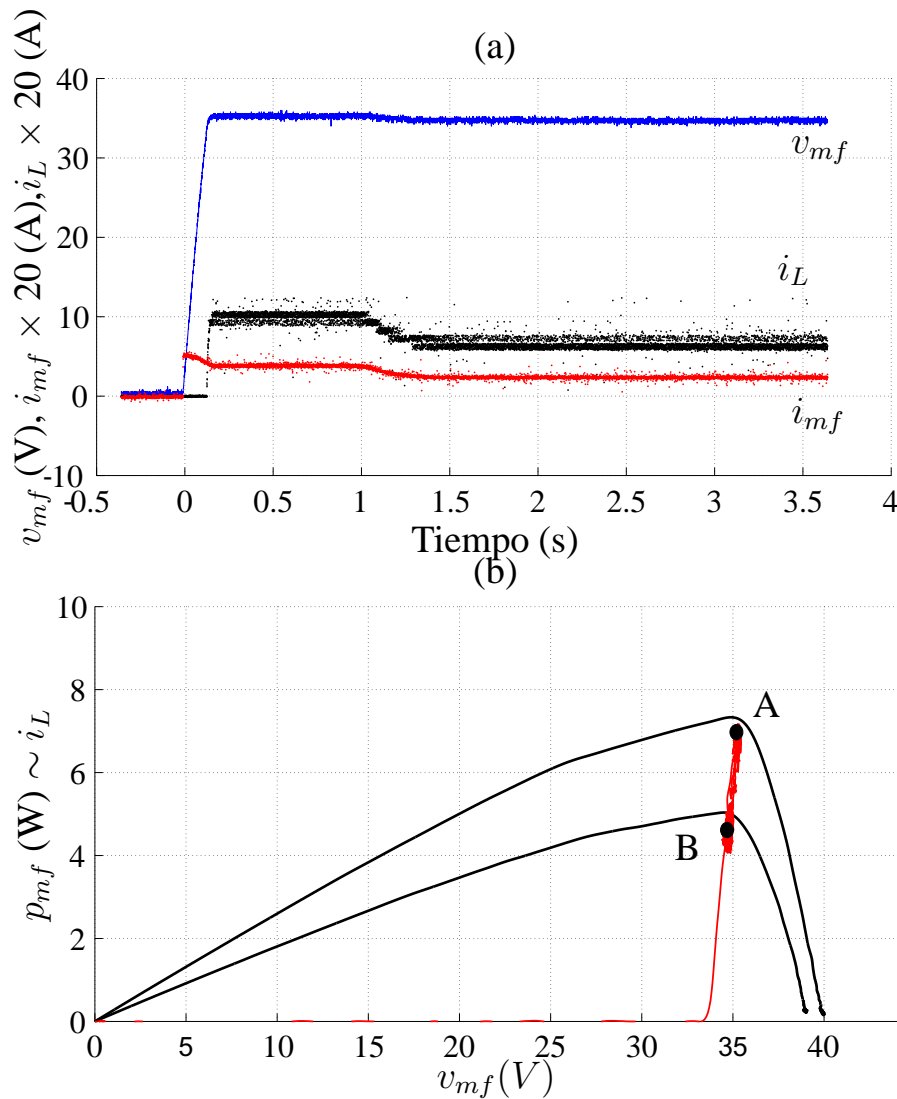


Figura 4.28: Resultados experimentales para el convertidor reductor. (a) Respuesta temporal de las variables de estado, (b) trayectorias en el plano de estados.

para una superficie de tensión. Es decir, con el arreglo iluminado y su salida eléctrica (entrada al convertidor) desconectada, se la conecta y obtienen los resultados. Para estos resultados se puede realizar la misma aclaración acerca de la implementación que en el caso anterior, sólo que ahora debido al rango de la señal controlada se consigue una mejor sensibilidad y por lo tanto el efecto es menos notorio.

4.6.5. Seguimiento PyO

Para el caso del seguimiento del máximo se tenía funcionando el sistema, es decir que estaba operando en el máximo y se reinició el controlador para verificar que se alcanzaba el máximo nuevamente. Para comprobar que éste sea realmente el máximo, se relevó una curva de los módulos conectados en serie en las mismas condiciones en

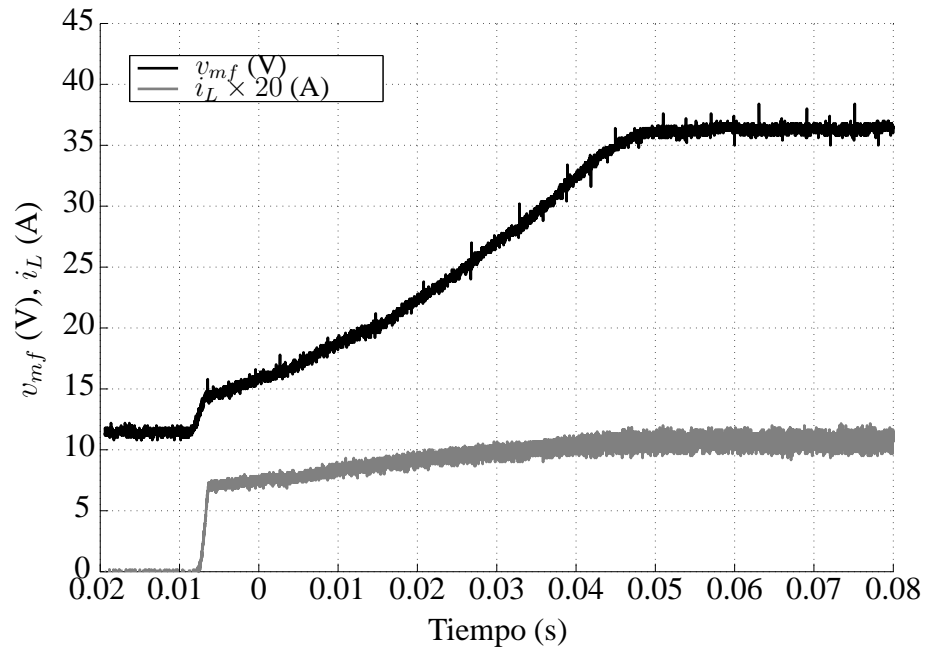


Figura 4.29: Resultado experimental. Respuesta temporal de la corriente en el inductor y la tensión en los módulos ante un escalón de radiación para unas dadas condiciones iniciales y 500 mA de referencia. Convertidor reductor.

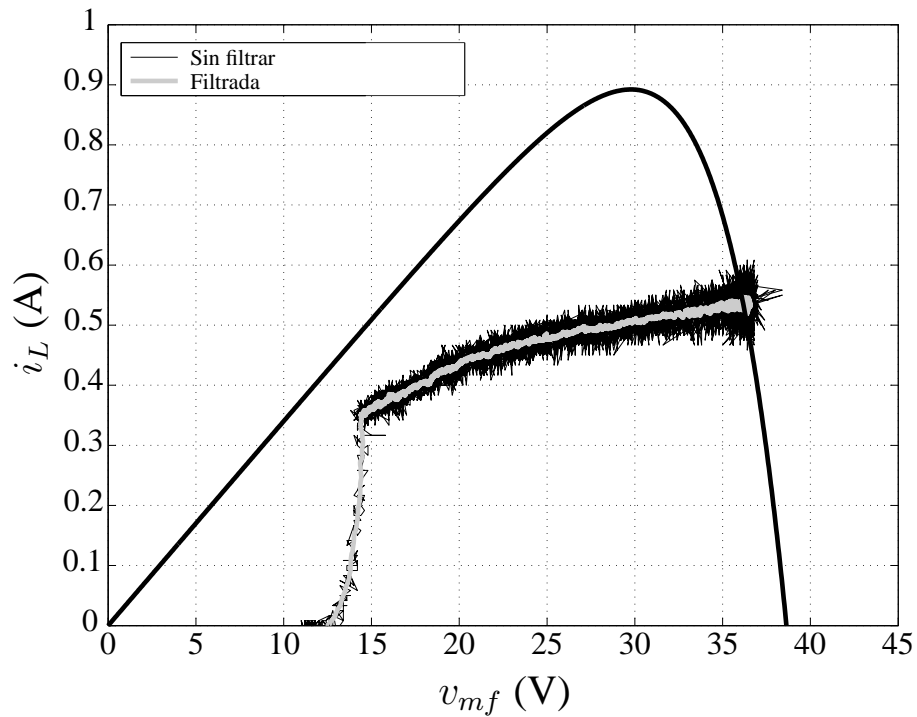


Figura 4.30: Resultado experimental. Trayectorias en el plano de estados. Convertidor reductor.

las que se realizó el ensayo y se constató que la tensión que el sistema logra alcanzar

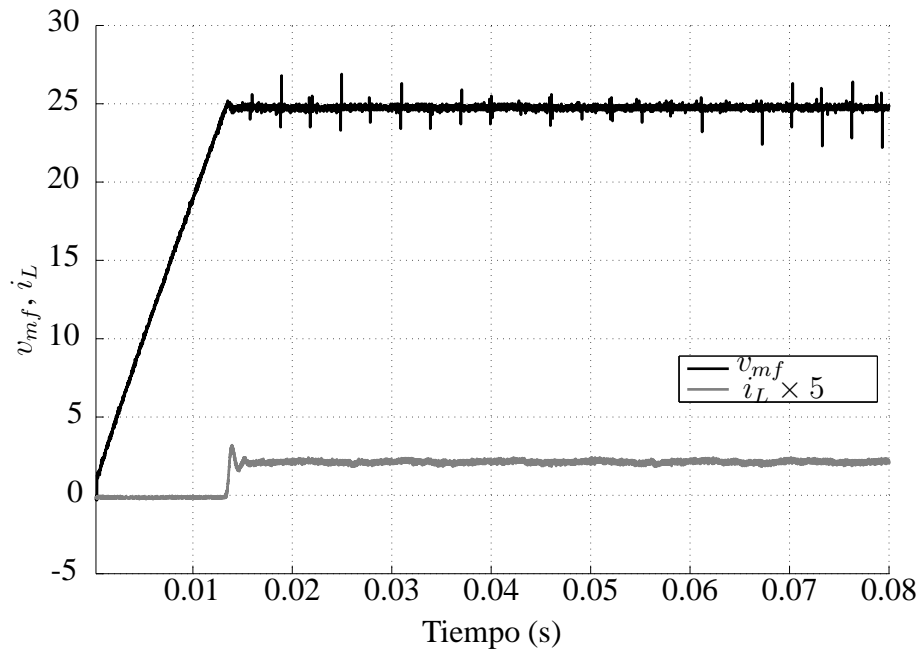


Figura 4.31: Respuesta del sistema para una superficie de tensión. Resultado experimental. Convertidor reductor.

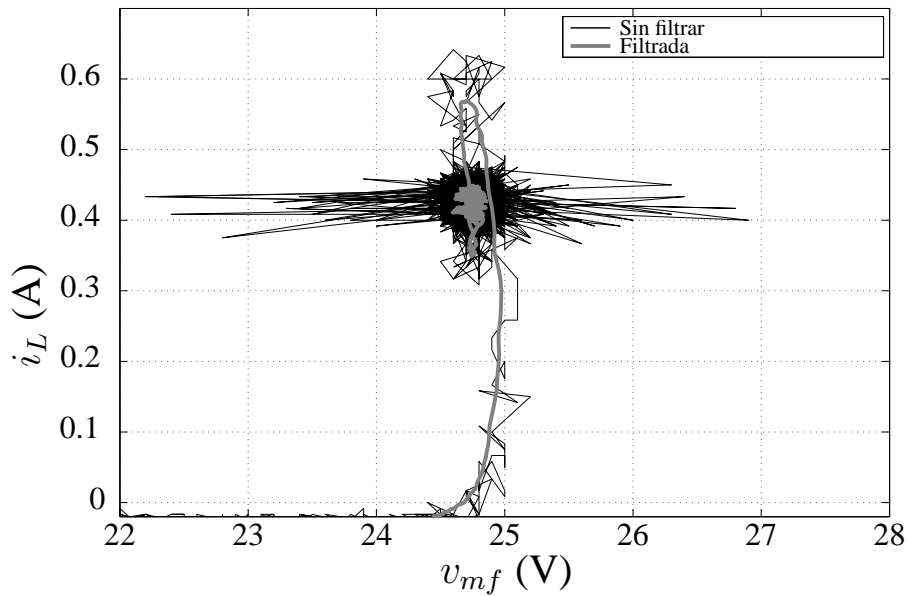


Figura 4.32: Respuesta del sistema en el plano de estados para una superficie de tensión. Resultado experimental. Convertidor reductor.

coincide con la del máximo. El resultado del experimento se muestra en la Fig. 4.33.

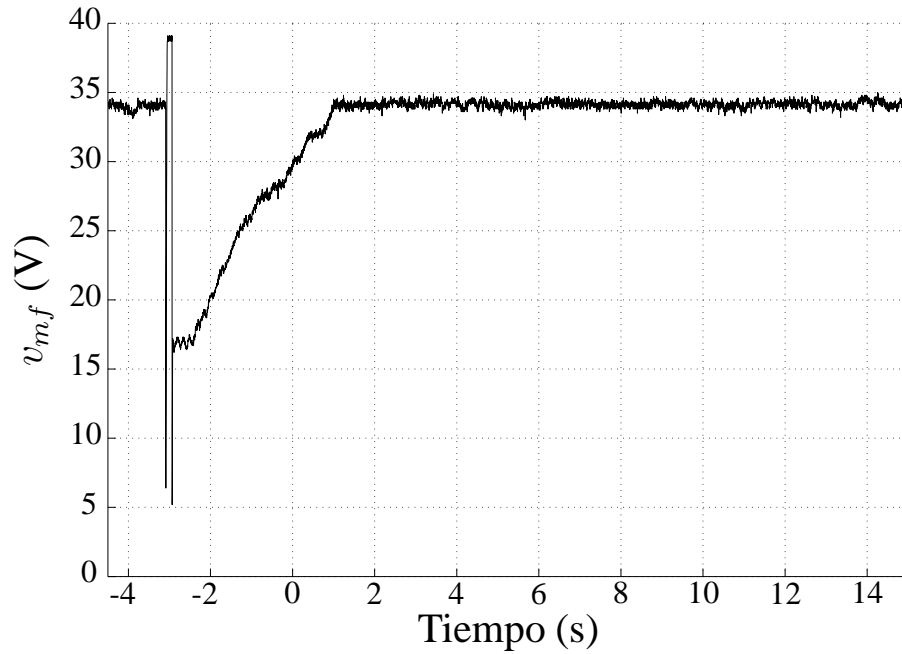


Figura 4.33: Respuesta del sistema para el seguimiento del máximo. Resultado experimental. Convertidor reductor.

4.7. Aplicación a la producción de hidrógeno

El hidrógeno es considerado como la opción más viable para sustituir a los combustibles fósiles en un futuro cercano. Claramente, esto requiere que su producción se logre de forma sustentable. Por esta razón existe un marcado interés en desarrollar nuevas tecnologías para la producción de hidrógeno a partir de fuentes renovables de energía, motivando intensamente la investigación en este campo [35, 36, 37, 38, 39]. Hoy en día, los costos de producción limpia de hidrógeno son todavía altos debido principalmente a la inversión inicial requerida. Luego, los esfuerzos son direccionados a la reducción de los costos de producción y a la mejora del rendimiento global de conversión. El control automático juega un rol preponderante para este último propósito. De hecho, como las energías renovables están caracterizadas por variaciones diarias y estacionales, la eficiencia de conversión puede ser mejorada significativamente aplicando estrategias de control apropiadas que ajusten las variables eléctricas del sistema acorde a la variabilidad del recurso y a la demanda de potencia. Entre las diferentes opciones para la producción limpia de hidrógeno, la electrólisis del agua alimentada mediante energía solar fotovoltaica ocupa un lugar destacado en términos de factibilidad técnica y económica. En este contexto, en este capítulo se propone utilizar las técnicas previamente desarrolladas para la maximización de la producción de energía fotovoltaica a la optimización de la producción de hidrógeno. Además, se analiza numéricamente los beneficios de utilizar estos algoritmos MPPT para la producción limpia de hidrógeno.

La Fig. 4.34 muestra la configuración de un sistema fotovoltaico-hidrógeno típico. Los componentes básicos del mismo son: un arreglo fotovoltaico, un convertidor electrónico, un electrolizador y un bus de continua al cual se pueden conectar otras

fuentes (renovables, de reserva) o dispositivos de almacenamiento de energía. Fijando de alguna manera el valor de tensión del bus de continua, el régimen normal de operación del electrolizador es impuesto independientemente del perfil de la fuente de energía. Está claro que este modo de operación puede requerir el uso de fuentes de reserva, dispositivos de almacenamiento, y eventualmente, estrategias de control de balance de potencia apropiadas. Un caso crítico se da cuando se utiliza un banco de baterías para fijar el valor de tensión del bus de continua, al mismo tiempo que se lo utiliza también como dispositivo de almacenamiento. El banco de baterías tendrá que absorber los desbalances de potencia, siendo cargado y descargado de acuerdo con las fluctuaciones de la fuente de energía y el régimen de carga de la batería. Alternativamente, el electrolizador puede ser conectado a la red a través de un convertidor dc/ac que fije la tensión en sus terminales. De esta forma se realiza un balance automático de la potencia de entrada y de salida, manteniendo la operación del electrolizador en su valor nominal de operación. Utilizando el convertidor electrónico dc/dc como interfaz entre la fuente renovable y la carga se logra que el electrolizador y el arreglo fotovoltaico operen a dos tensiones de trabajo distintas. Luego, controlando adecuadamente la conmutación del convertidor, la operación de ambos dispositivos puede ser optimizada incluso bajo condiciones medioambientales variables. Para optimizar el dimensionamiento del sistema, reducir la asistencia de la red y/o evitar descargas profundas del banco de baterías, usualmente es conveniente maximizar la conversión de la potencia fotovoltaica. La excepción a esto se da cuando el banco de baterías está completamente cargado y la energía solar excede la potencia nominal del electrolizador. En este caso, se puede utilizar el problema de regulación sub óptimo tratado en la sección anterior, cambiando entre un objetivo y el otro según sea determinado por el balance de energía, la maximización de la vida útil de las baterías, etc.

Los mismos conceptos se pueden extender a una aplicación conectada a la red. En este caso el bus de continua es mantenido por un inversor que se conecta a la red.

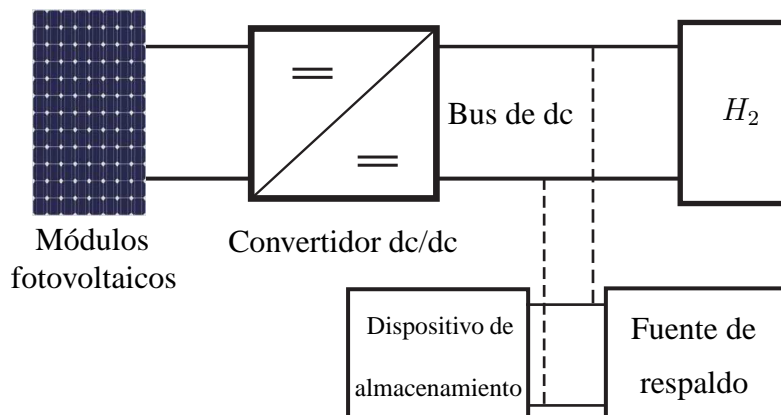


Figura 4.34: Diagrama en bloques de un sistema autónomo solar/ H_2 .

La dinámica del convertidor domina la dinámica del comportamiento del sistema completo. Esta parte del sistema ha sido analizado anteriormente en este capítulo. En lo que sigue se presenta el modelo del electrolizador y el estudio por simulación realizado.

Electrolizador

El comportamiento eléctrico de un electrolizador se describe usualmente como el modelo agregado de celdas electrolíticas individuales. La tensión teóricamente necesaria entre los electrodos para iniciar la reacción que disocia el agua se conoce como tensión reversible. La misma tiene el valor de $v_{rev} \simeq 1,23V$ a temperatura ambiente y presión atmosférica. La tensión de salida de la celda v_{cell} es siempre mayor que v_{rev} debido a las pérdidas resistivas inherentes y a las sobretensiones dinámicas. Las características eléctricas de un electrolizador alcalino constituido por N_e celdas puede ser aproximada por la siguiente fórmula empírica [40]:

$$v_e = N_e v_{cel} = N_e \left[v_{rev} + \frac{r_e}{A} i_e + s_e \ln \left(\frac{t_e}{A} i_e + 1 \right) \right], \quad (4.41)$$

donde v_e e i_e corresponden a la tensión y corriente del electrolizador respectivamente, A es el área del electrodo, y r_e , s_e y t_e son coeficientes dependiendo de la temperatura del electrodo. La Fig. 4.35 muestra la característica tensión-corriente de la celda de un electrolizador a temperatura ambiente.

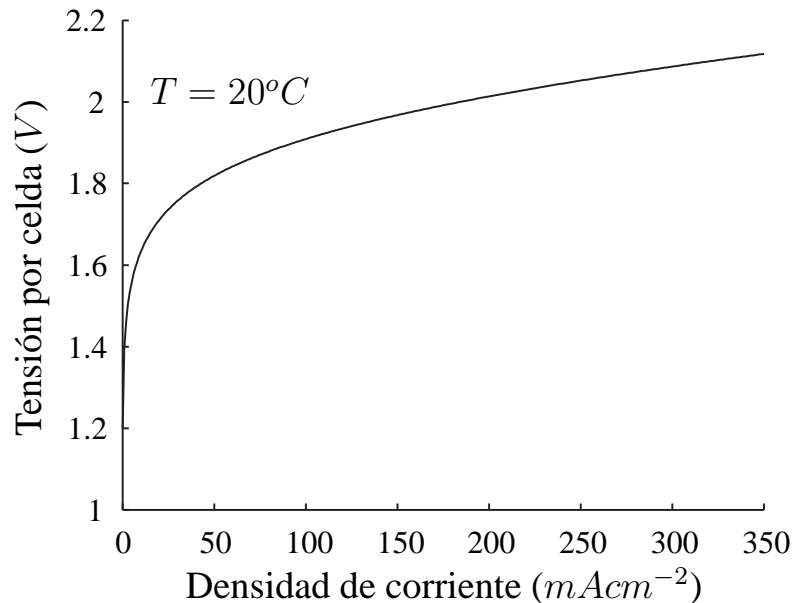


Figura 4.35: Característica tensión-corriente típica de una celda electrolítica.

Idealmente el electrolizador debería operar a valores nominales de tensión y corriente. Esto garantiza la máxima eficiencia de producción y calidad del hidrógeno. Por el contrario, el suministro de energía fluctuante reduce la producción y puede degradar el electrolito, incrementando de esta forma el costo de mantenimiento [41]. Bajo este modo de operación, se debe garantizar una corriente mínima i_{min} de operación para satisfacer los estándares de calidad; mientras que por debajo de la corriente de mantenimiento i_{man} el electrolizador debe ser desconectado. Además, la velocidad de

cambio de la corriente suministrada debe mantenerse acotada para reducir el desgaste interno [42].

En esta sección se presenta una simulación en un período de tiempo más largo para evaluar la performance de la estrategia de control propuesta bajo condiciones realistas de radiación y temperatura, como así también su efecto sobre el sistema de producción de hidrógeno.

Primero se dimensiona el sistema suponiendo que el arreglo fotovoltaico se conecta directamente al electrolizador y la batería. Las tensiones nominales son ajustadas para maximizar la eficiencia bajo determinadas condiciones medio ambientales. Luego, el convertidor reductor es interpuesto entre el arreglo fotovoltaico y el electrolizador, de forma tal que la tensión de entrada pueda ser ajustada para seguir el MPP a medida que varía la radiación y la temperatura. El convertidor es controlado mediante la estrategia de seguimiento MPP propuesta en la sección 4.4.

La Fig. 4.36 muestra los resultados de simulación. Los perfiles de radiación y temperatura se muestran en los cuadros (a) y (b) de la figura. La Fig. 4.36d muestra la respuesta de la tensión de entrada. Se puede observar cómo se ajusta esta tensión para hacer el seguimiento del máximo de potencia, particularmente cuando cambia la temperatura. La Fig. 4.36c muestra la potencia disponible (es decir, la potencia al MPP) como así también la potencia suministrada a la carga (la cual difiere de la potencia solar capturada por las pérdidas del convertidor (5 %)). Se puede observar que el MPP es seguido eficientemente incluso ante variaciones de la radiación y de la temperatura. A los efectos de poder realizar una comparación, se muestra también la potencia suministrada cuando el arreglo se conecta directamente al banco de baterías. Mientras tanto, el electrolizador produce hidrógeno a tasa constante y consume una corriente constante (potencia). Durante algunos períodos, el suministro de energía renovable excede el consumo del electrolizador, este exceso puede ser utilizado para enviarlo a la red en una aplicación conectada o para cargar baterías en una aplicación aislada. Durante los períodos restantes, la potencia demandada es satisfecha sólo parcialmente por el sistema fotovoltaico y completada o por la red o por las baterías. En el caso de que el arreglo fotovoltaico se conecte directamente al electrolizador, la eficiencia de conversión caería drásticamente a medida que tanto la radiación como la temperatura se alejan de su punto nominal de operación. Como consecuencia, la red o las baterías deberían suministrar una fracción importante de la corriente del electrolizador. Esto tiene un efecto directo en la tasa de producción de hidrógeno limpio. De hecho, para el sistema controlado, el 100 % del hidrógeno producido es obtenido desde energía renovable a la tasa de $0,19Nm^3/h$ mientras que en el sistema sin el convertidor electrónico este porcentaje cae al 83 % (a una tasa de producción del $0,15Nm^3/h$).

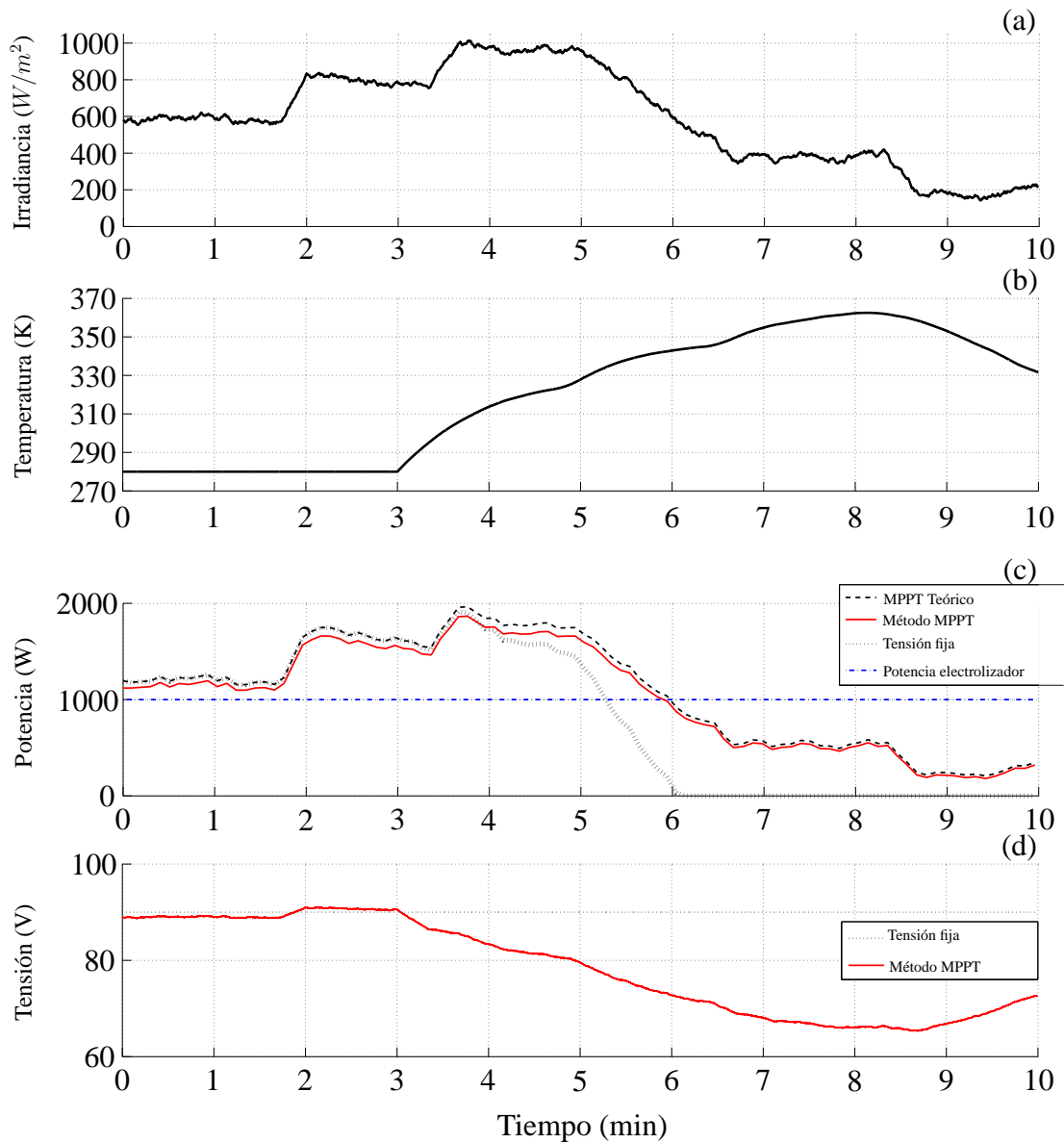


Figura 4.36: Resultados de simulación para el convertidor reductor-elevador. (a) Radiación, (b) temperatura, (c) potencia fotovoltaica máxima disponible y real, (d) tensión de entrada.

4.8. Conclusiones

En este capítulo se propuso el control de la interfaz electrónica para una MF de sistemas fotovoltaicos comprendiendo diferentes topologías de convertidores electrónicos dc/dc en el marco de la aplicación en generación distribuida. En la primera parte se realizó el análisis dinámico del sistema y el diseño del control de la corriente por el inductor por MD para las tres topologías propuestas. Esta propuesta puede ser utilizada para el control activo de la potencia de la interfaz, permitiendo seguir referencias

enviadas por el CCR. Con esto como base se realizó el seguimiento del MPP con una técnica basada en conceptos de balance de energía. También, se analizó y diseñó el control de tensión en bornes del arreglo. Basado en este control se implementó una técnica de seguimiento basada en perturbar y observar. Además, el sistema es capaz de cambiar entre los distintos modos de funcionamiento (control activo de potencia y seguimiento del MPP) de forma automática. Esto se puede realizar mediante una lógica simple (como se puede ver en el siguiente capítulo), que además permite conferir propiedades de convergencia global al sistema. Se probó la estabilidad para todos los casos analizados, y se mostraron resultados tanto de simulación como experimentales. Los resultados experimentales corroboran el análisis y diseño realizado, como así también verifican el correcto funcionamiento del sistema. Como se puede ver de estos resultados, las propuestas realizadas presentan tiempos de convergencia muy bajos, propiedades de robustez y simplicidad de diseño e implementación. Estas características son esenciales para la implementación de MF en el marco de la generación distribuida y las micro redes. En la última sección se aplicaron estas propuestas a la producción de hidrógeno, mostrando los resultados en una simulación de largo plazo.

Capítulo 5

Control eléctrico de una pila de combustible

En este capítulo se extienden los conceptos desarrollados en el capítulo anterior con el objetivo de controlar las variables eléctricas de una pila de combustible. El sistema considerado consiste en una pila de combustible conectada a un bus de continua a través de un convertidor electrónico del tipo reductor. El control del convertidor se realiza con la técnica de control por modo deslizante. El objetivo del control es poder brindar las características necesarias de una MF. Para esto se fijaron las siguientes metas: control del punto de operación de la pila a través de su corriente; modificación de la referencia de este control para realizar el seguimiento de puntos de interés (como el MPP o un punto de mayor rendimiento); y el control de la potencia de salida de la IEP para controlar la potencia entregada por el sistema. También se realiza una combinación entre estas estrategias con el objetivo de brindar una operación global automática y segura. Para finalizar, se muestran resultados experimentales, emulando la pila mediante hardware en el lazo, que permiten corroborar el análisis teórico y las simulaciones realizadas.

5.1. Introducción

El conocimiento y la tecnología relacionados con las pilas de combustible están presentando un desarrollo muy significativo. Esto se debe en parte a cuestiones medio ambientales [43, 44]. Gran parte de la actividad científica se ha orientado a la investigación de la electroquímica y algunos aspectos tecnológicos con los objetivos de reducir costos y aumentar el rendimiento [45].

Las pilas de combustible están entre los dispositivos más eficientes a la hora de conseguir energía eléctrica a partir de recursos renovables. Estos dispositivos transforman energía proveniente del hidrógeno directamente en energía eléctrica. Existen diferentes tamaños de pilas de combustible según la potencia que pueden entregar. Estas pilas pueden ser utilizadas como fuentes aisladas de energía (vehículos, dispositivos móviles, etc.), en sistemas híbridos (hogares, backups, etc.) o conectados a la red eléctrica.

Si bien la eficiencia de estos dispositivos es alta, varía con el punto de trabajo. Además, la característica corriente-potencia presenta un máximo por lo que su capacidad varía con el punto de operación. Debido a la diversidad de usos y la dependencia de la eficiencia y capacidad con el punto de trabajo, es importante controlar la operación de estos dispositivos para optimizar su desempeño. El control de las pilas de combustible es un área muy desafiante. Éste se ve dificultando por dinámicas complejas, acoplamiento entre variables y subsistemas, escasez de variables medibles, perturbaciones e incertidumbre. Muchas variables internas y subsistemas tales como temperatura, humidificación, presión de los gases, sub sistema de respiración, etc., deben ser controlados para evitar la degradación y los daños irreversibles [46, 47, 48, 49].

La salida eléctrica de las pilas de combustible, es decir, la tensión y corriente entre los electrodos, depende tanto de la reacción electroquímica como de la carga externa. Naturalmente, el flujo de potencia eléctrica debe coincidir con el demandado por la carga. Por lo tanto, esencialmente existen dos modos de controlar la potencia extraída desde la pila: controlando la reacción electroquímica o controlando la carga que se presenta a la pila. En el primer enfoque, se controla la reacción electroquímica manipulando la alimentación de los flujos. La dinámica de la reacción electroquímica que tiene lugar en la pila de combustible es extremadamente rápida. El problema es que el ancho de banda del sistema de control de potencia es limitado por la dinámica de los flujos, la respiración, la administración de calor, etc. Adicionalmente, el lazo de control de potencia interactúa fuertemente con el resto del sistema de control de la pila de combustible. Por lo tanto pueden surgir ciertos conflictos entre los objetivos de control. El segundo enfoque consiste en ajustar la impedancia de carga efectivamente vista por la pila de combustible, sin necesidad de manipular con precisión la reacción electroquímica [50, 51, 52, 53]. Esto es realizado intercalando un convertidor electrónico entre la pila de combustible y la carga [54]. De esta forma, controlando el convertidor electrónico se puede controlar el punto de operación de la pila de combustible, modificando así la impedancia efectiva en sus bornes [55]. Este segundo enfoque es complementario del anterior, en el sentido que los controles electroquímicos seguirán siendo necesarios ya que determinan el funcionamiento de la pila. El control eléctrico agrega grados de libertad que flexibilizan el control electroquímico. Además, el control eléctrico podría tener en cuenta restricciones de solicitud de carga con el objetivo disminuir el deterioro de la pila ante sollicitaciones extremas.

La principal ventaja de este enfoque es que la dinámica del control de potencia está desacoplada del resto de las dinámicas de la pila de combustible. Esto provee la flexibilidad para seguir diferentes objetivos de control como:

- Regulación de la corriente de la pila (o tensión de la pila).
- Regulación de la corriente de salida del convertidor (o la carga).
- Seguimiento de algún punto de operación particular (MPP por ejemplo).
- Capacidad de regulación combinada entre las estrategias anteriores.

En este capítulo se considera una aplicación donde la pila de combustible se conecta a un bus de continua a través de un convertidor electrónico reductor. En el caso de una MR, la tensión del bus es provista por un inversor conectado a la red de alterna o puede ser un bus de dc de la red. Así, la pila de combustible puede utilizarse como una MF en generación distribuida. Si bien el análisis se realiza para un convertidor reductor, puede ser extendido fácilmente a otras topologías, por ejemplo, a los convertidores elevador y elevador-reductor.

Por razones de eficiencia, los convertidores electrónicos de potencia son sistemas conmutados. Es más, se diseñan para operar conmutando a frecuencias elevadas. Por esto, la técnica de control en el marco de la teoría de los modos deslizantes es particularmente apta para controlar estos dispositivos. La bibliografía acerca del control por MD de convertidores electrónicos es extensa [56]. La aplicación de los conceptos de MD al control de sistemas de pilas de combustible ofrece nuevos problemas y perspectivas. Esto es debido al hecho que la dinámica del convertidor alimentado con pilas de combustible difiere significativamente con respecto a los usos convencionales, tales como fuentes de alimentación ininterrumpida. Por ejemplo, pueden aparecer dinámicas inestables debido a la no linealidad de la curva de operación de la pila de combustible. Teniendo esto en mente, primero se realiza un análisis dinámico del sistema estudiando la evolución de los estados para las estructuras del sistema que surgen en función del estado de conducción de los dispositivos semiconductores. Segundo, se estudia la dinámica del sistema analizando los MD sobre las superficies de deslizamiento para cumplir con los objetivos de control. Se pone particular atención en la convergencia a las superficies de deslizamiento, existencia del MD y condiciones de estabilidad ante las restricciones en la entrada de control. Además, se combinan estos objetivos para conseguir un control más flexible y globalmente atractivo del sistema con la pila de combustible.

5.2. Sistema de conversión de energía

La Fig. 5.1 muestra el sistema de conversión de energía considerado. El sistema consta de una pila de combustible, un convertidor electrónico y un bus de continua, asistido por una batería, donde se pueden conectar diferentes cargas.

5.2.1. Pila de combustible

El modelado de las pilas de combustible es un tema de investigación muy reciente y con mucha actividad. En la literatura se puede encontrar una gran variedad de modelos, en particular modelos orientados al control [57]. Dependiendo de los objetivos de control, los modelos están enfocados a representar el comportamiento de diferentes partes del proceso [48, 58, 59]. Por ejemplo, en *Matlab*[®]/*Simulink*[®] [60] se puede encontrar un par de modelos con diferente nivel de complejidad.

Un modelo con cierto nivel de complejidad es utilizado en [61]. Este modelo describe la dinámica de la pila de combustible con cuatro ecuaciones estáticas y

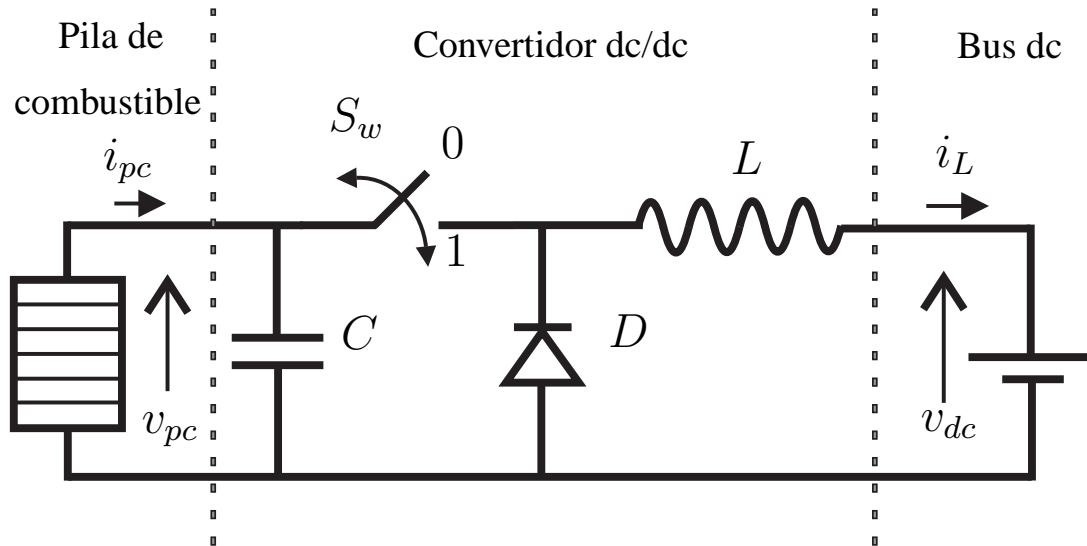


Figura 5.1: Sistema de conversión de energía.

agrega dinámica entre la corriente consumida y las presiones parciales de oxígeno e hidrógeno. Las cuatro ecuaciones estáticas consideran los siguientes efectos: potencial reversible, caída de tensión por activación, caída de tensión óhmica y caída de tensión por concentración. Si bien este modelo describe varios aspectos de la pila, un modelo más simplificado [62] puede ser utilizado para describir su característica estática. A los fines del control que se persigue, la característica de la pila puede ser descrita, simplificada, de la siguiente manera:

$$v_{pc} = E_{ca} - i_{dpc}r - A \ln(i_{dpc}) + m e^{n i_{dpc}}, \quad (5.1)$$

donde v_{pc} es la tensión de la pila, E_{ca} la tensión de circuito abierto, i_{dpc} la densidad de corriente, r la resistencia de área específica, A la pendiente de la línea de Tafel, m y n : constantes del proceso de caída de tensión en la transferencia de masa. La Fig. 5.2 muestra las características corriente-tensión y corriente-potencia típicas de una celda de combustible [63, 64]. Esta relación estática entre corriente y tensión se denota $v_{pc} = f_{FC}(i_{dpc})$. La tensión de circuito abierto de una celda es muy baja, del orden de 1, 2 V. La tensión de salida cae por debajo de este valor debido a diferentes pérdidas. A bajos niveles de corriente, la caída de tensión es causada por las pérdidas de activación. Las pérdidas óhmicas predominan en la parte lineal de la curva. Para niveles elevados de corriente, la tensión cae abruptamente debido a la reducción en la diferencia del intercambio de gas (pérdidas de transporte de gas). La eficiencia de conversión (η) es un factor muy importante en la operación y control de una pila de combustible. Usualmente es definida como el cociente entre la potencia de salida y el combustible de entrada. Debido a que el consumo de combustible es proporcional a la densidad de corriente de la pila, la eficiencia de conversión aumenta linealmente con la tensión de la pila de combustible (v_{pc}) y disminuye con la densidad de corriente (i_{dpc}) [65]. Para una dada demanda, la eficiencia puede ser mejorada, por ejemplo, aumentando el flujo

de aire y la presión. Desde el punto de vista de la pila de combustible, ésta debería ser operada a la mayor tasa de flujo de aire y presión posible. Sin embargo, si se considera el consumo de potencia del compresor, se puede obtener una combinación óptima de estas variables para cada valor de corriente de carga [66, 46].

Por otro lado, la curva de polarización presenta un máximo, conocido como punto de máxima potencia (MPP). Este punto se ubica en la transición entre las regiones óhmica y de concentración. En este punto, la pila es operada con su máxima capacidad de potencia. Luego, para una demanda por debajo del MPP, hay dos posibles puntos de operación ubicados a ambos lados del MPP. La región de operación deseada es la porción de la curva de polarización ubicada a la izquierda del MPP, donde la eficiencia es mayor. Dentro de esta región, hay un punto de operación que es óptimo en términos económicos, es decir, teniendo en cuenta también el consumo de los subsistemas auxiliares. Como resultado de este análisis, surge que es conveniente, desde el punto de vista energético, utilizar la celda para valores de corriente a la izquierda del punto de máxima potencia. Como se verá más adelante, los puntos de equilibrio a la derecha del MPP son más difíciles de estabilizar. Operando en el MPP se extrae la máxima potencia a la celda permitiendo, a cambio de un mayor consumo de hidrógeno, utilizar una celda de menor tamaño para una misma aplicación.

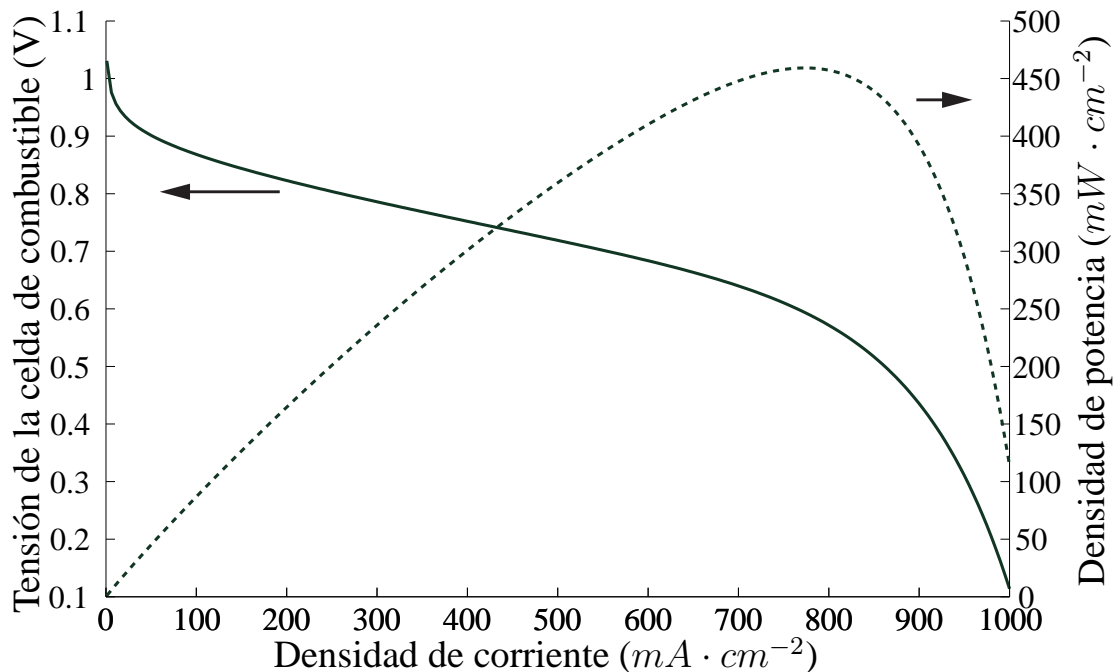


Figura 5.2: Características $i-v$ e $i-p$ típicas de una celda de combustible.

5.2.2. Dinámica del sistema

La estructura y dinámica del sistema de la Fig. 5.1 cambia con el estado de conducción de la llave (dispositivos semiconductores). Cuando la llave está cerrada existe

un circuito único con dinámica oscilatoria (polos complejos conjugados). Cuando la llave está abierta, existen dos mallas independientes cada uno con dinámica de primer orden (polos reales). A pesar de esta diferencia se puede obtener un modelo dinámico unificado del sistema.

Este sistema tiene la propiedad de poder ser escrito como un modelo afín a la acción de control:

$$\dot{x} = f(x) - g(x)S_w, \quad (5.2)$$

donde x es el vector de estados en \mathbb{R}^n , $f(x)$ y $g(x)$ campos vectoriales de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ en C^n (infinitamente derivables).

La dinámica del sistema para las dos posiciones de la llave es el siguiente:

$$\begin{cases} \dot{i}_{pc} = \frac{1}{C f'_{FC}(i_{pc})} (i_{pc} - i_L S_w), \\ \dot{i}_L = \frac{1}{L} (f_{FC}(i_{pc}) S_w - v_{dc}), \\ S_w \in \{0, 1\} \end{cases} \quad (5.3)$$

donde f'_{FC} es la derivada de f_{FC} con respecto a i_{pc} , S_w es una variable discreta que representa la posición de la llave (estado del semiconductor), es decir, $S_w = 1$ llave cerrada y $S_w = 0$ en caso contrario.

Trayectorias en el plano de estados

La Fig. 5.3 muestra distintas trayectorias en el plano de estados (i_{pc}, i_L) , luego de eliminar el tiempo en (5.3), para las dos posiciones de la llave. Estas trayectorias fueron obtenidas mediante simulaciones para ambas posiciones de la llave utilizando una pila en particular y distintas condiciones iniciales en el capacitor y en el inductor.

De esta figura se observa que para la llave abierta (líneas de trazos en rojo en la Fig. 5.3), la corriente de la pila tiende a cero, lo que es equivalente a que el capacitor se cargue a la tensión de circuito abierto de la pila, y el inductor se descargue a través del bus. Debido a que la tensión aplicada al inductor es constante, su corriente decrece linealmente. Obsérvese que, debido a la presencia del diodo, la corriente en el inductor no puede ser negativa. Así, las trayectorias convergen al origen $P_0 = (0, 0)$. Cuando la llave está cerrada, el sistema responde con una dinámica oscilatoria amortiguada (espirales amortiguadas centradas en $P_1 = (f_{FC}^{-1}(v_{dc}), f_{FC}^{-1}(v_{dc}))$ Fig. 5.3), donde f_{FC}^{-1} es la función inversa de $v_{pc} = f_{FC}(i_{pc})$. Nuevamente, ni la tensión en C ni la corriente en L pueden ser negativas.

Remarque 5.2.1. *Por una cuestión de claridad, las no linealidades de la llave y del diodo no fueron incluidas en el modelo (5.3). Sin embargo, fueron tenidas en cuenta para trazar las trayectorias de los estados en la Fig. 5.3 y serán tenidas en cuenta también en la próxima sección para el análisis de convergencia del algoritmo de control.*

Remarque 5.2.2. La línea de punto y raya C en la Fig. 5.3 representa la curva de potencia de la pila de combustible normalizada por la tensión del bus de continua. Esta curva caracteriza la región de balance de potencia del convertidor electrónico ($i_L v_{dc} = i_{pc} v_{pc}$).

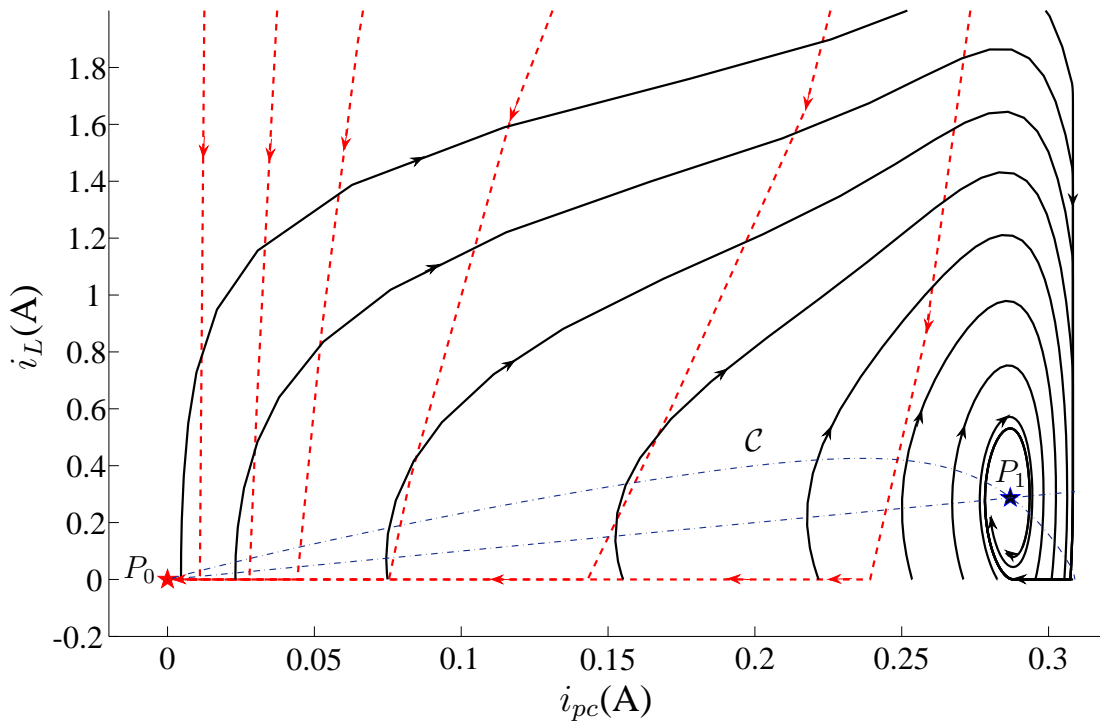


Figura 5.3: Trayectorias en el espacio de estados para las dos posiciones de la llave.

Con el objetivo de controlar el sistema de conversión de energía, se propondrán distintos lazos de control según el objetivo perseguido. El primer objetivo será regular la corriente de la pila. De esta manera, se puede fijar su punto de trabajo. De este objetivo se pueden desprender dos sub objetivos, uno podría ser buscar algún punto de eficiencia determinado y el otro seguir el punto de máxima potencia (MPPT). El segundo objetivo es el control de la potencia de salida. Debido a que la pila se conecta a un bus de continua, la tensión de salida es aproximadamente constante, así controlando la corriente de salida (corriente por el inductor) se puede controlar la potencia de salida.

El modelo dinámico (5.3) del sistema con la pila de combustible en consideración, toma la forma afín (5.2), donde $x = [i_{pc} \ i_L]^T$ es el vector de estados del sistema y S_w representa la posición de la llave tomando los valores discretos $\{0, 1\}$. En la región de operación normal del sistema (es decir, para $i_L > 0$, $i_{pc} > 0$ y $v_{pc} > 0$), los campos vectoriales de deriva y de control son

$$f(x) = \left[\frac{i_{pc}}{C f'_{FC}} - \frac{v_{dc}}{L} \right]^T,$$

$$g(x) = \left[-\frac{i_L}{C f'_{FC}} \frac{f_{FC}(i_{pc})}{L} \right]^T.$$

El campo vectorial de control $g(x)$ tiene sus dos componentes distintas de cero en la región normal de operación. Luego, tanto la corriente de la pila de combustible como la corriente por el inductor son salidas de grado relativo uno del sistema dinámico. Así, cualquiera de estas variables puede ser fijada a un valor de referencia a través de un control por MD. A continuación se investiga la existencia local de MD y las propiedades de convergencia global. En particular, se discuten los dominios de atracción de las superficies deslizantes y los puntos de equilibrio estables.

De aquí en más, se consideran los objetivos de control que son conseguidos por diferentes lazos de control por MD.

5.2.3. Regulación de la corriente de entrada (corriente de la pila)

El primer objetivo de control consiste en fijar el punto de operación de la pila. Esto se puede lograr indistintamente regulando su corriente, tensión o potencia. Así, la pila puede ser controlada para operar, por ejemplo, en su punto nominal, el MPP o el punto de máximo rendimiento.

Para cumplir el objetivo de regular la corriente de la pila, resulta natural proponer como superficie de modo deslizante la recta

$$\mathcal{S}_{I_{pc}} = \{x | h_{I_{pc}} = I_r - i_{pc} = 0\}, \quad (5.4)$$

donde i_{pc} es la corriente de la pila. Como fue mencionado, es necesario que esta superficie cumpla con ciertas condiciones para que exista modo deslizante. Esta superficie verifica la condición de transversalidad $\mathcal{L}_g \mathcal{S} \neq 0$, concretamente

$$\mathcal{L}_g \mathcal{S}_{I_{pc}} = \frac{i_L}{C f'_{FC}} < 0, \quad (5.5)$$

ya que f'_{FC} es negativa. Esta condición (5.5) es necesaria para que la evolución del sistema tienda hacia la superficie a ambos lados de la misma. De la condición de invarianza ($h_I(x) = 0$ y $\dot{h}_I(x) = 0$) se puede obtener la acción de control equivalente. Para este caso la acción de control equivalente resulta

$$S_{w_{eq}} = \frac{I_r}{i_L}. \quad (5.6)$$

Para que exista modo deslizante, es condición necesaria y suficiente que este control equivalente se encuentre entre la acción de control máxima y mínima (llave cerrada ($S_w = 1$) y llave abierta ($S_w = 0$)). De esta condición además se puede obtener

el dominio de modo deslizante, resultando $0 < i_{pc} < i_L$. Esta condición se interpreta de la siguiente manera: existe modo deslizante en la superficie propuesta siempre que la corriente en la pila sea menor que la corriente en el inductor. Esta condición es razonable si tenemos en cuenta que se está utilizando un convertidor tipo reductor. En otras palabras, existe MD en la superficie de deslizamiento por encima de la recta $\ell = \{x | i_L - i_{pc} = 0\}$ (dominio D_{FC}) dibujada en Fig. 5.5. A partir de (5.5) y (5.6) resulta que se puede desarrollar MD sobre la superficie (5.4) utilizando la siguiente acción de control

$$S_w = \frac{1 + \text{sign}(I_r - i_{pc})}{2}. \quad (5.7)$$

Sólo resta verificar que la dinámica del sistema operando en modo deslizante sea estable. Para esto, se reemplaza la acción de control equivalente (5.6) en la ecuación (5.3). La dinámica de segundo orden a lazo abierto es reducida a una dinámica de primer orden en modo deslizante dada por

$$\dot{i}_L = -\frac{v_{dc}}{L} + \frac{f_{FC}(I_r)I_r}{Li_L}. \quad (5.8)$$

La Fig. 5.4 a) muestra esta ecuación en el plano (i_L, \dot{i}_L) . De esta figura, se puede apreciar la existencia de un único punto de equilibrio estable. Este punto es la intersección entre la superficie de deslizamiento \mathcal{S}_I y la curva de potencia normalizada \mathcal{C} . Las coordenadas de este punto de equilibrio son $(i_{pc}, \dot{i}_L) = (I_r, f_{FC}(I_r)I_r/v_{dc})$ (omitiendo las pérdidas). Pueden presentarse dos casos. En un caso, P_{FC} pertenece al dominio de MD (D_{FC}) y los estados convergen asintóticamente hacia él deslizando sobre \mathcal{S}_I . Caso contrario, es decir, cuándo P_{FC} no pertenece a D_{FC} , el estado del sistema evoluciona transitoriamente sobre \mathcal{S}_I hasta que abandona la superficie cuando se viola la condición de existencia de MD. Consecuentemente, el control de la corriente de la pila de combustible sólo tiene sentido para referencias de corriente $I_r < f_{FC}^{-1}(v_{dc})$, nuevamente un resultado esperado teniendo en cuenta el uso del convertidor reductor, que también satisface $v_{dc} < v_{pc}$. Ésta es una condición independiente del algoritmo de control y es inherente a las restricciones que impone la topología del convertidor.

Remarque 5.2.3. *Debido a que los puntos de balance de energía tienen que estar sobre la curva \mathcal{C} , todos los puntos de equilibrio posibles necesariamente caen sobre esta curva, particularmente entre P_0 y P_1 de la Fig. 5.3.*

Dado que la condición de existencia es una condición local, para inferir la alcanzabilidad global de la superficie es necesario analizar las trayectorias de lazo abierto en Fig. 5.3 y Fig. 5.5. Por un lado, todas las trayectorias originadas a la derecha de la superficie apuntan hacia ella debido a que la corriente de la pila decrece con el tiempo cuando $S_w = 0$. Todas las trayectorias originadas a la izquierda de la superficie y por encima de la línea ℓ también apuntan hacia la superficie. De hecho, la corriente de la pila aumenta cuando $S_w = 1$ e $i_L > i_{pc}$. Por el contrario, las trayectorias a la izquierda de la superficie y por debajo de la línea ℓ no apuntan hacia la superficie (esta es la razón

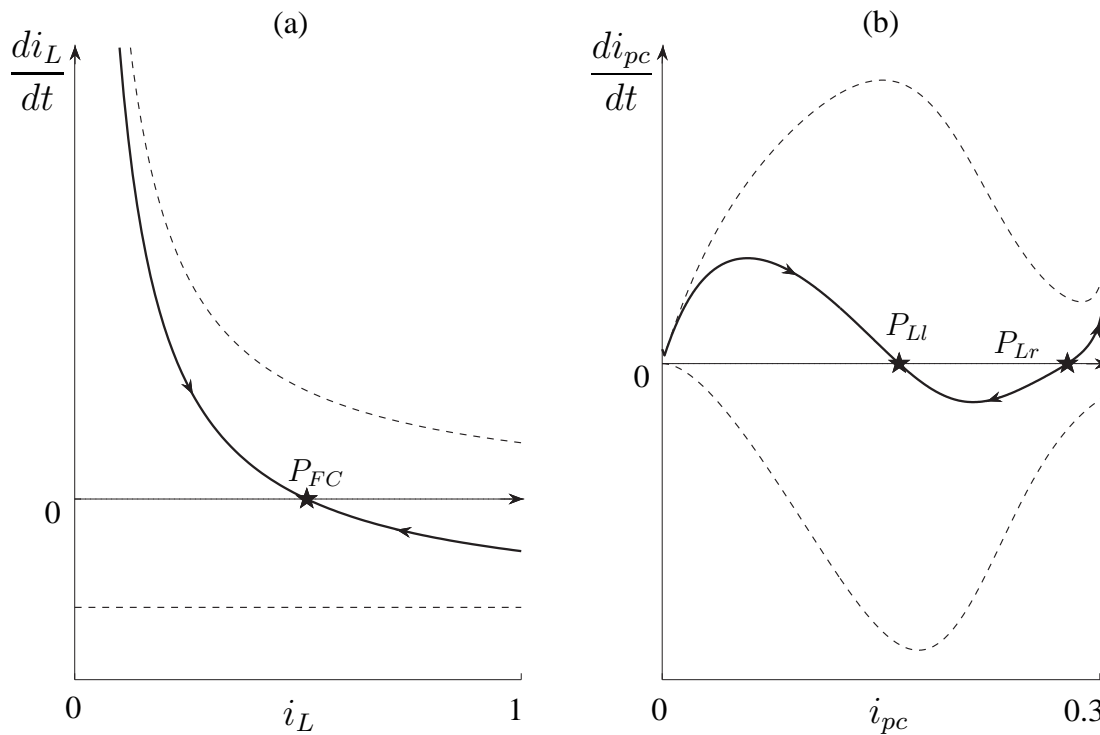


Figura 5.4: Dinámica cero de la regulación de: a) corriente de la pila, b) corriente por el inductor.

de por qué no existe MD debajo de esta línea). De todas formas, los estados evolucionan hacia arriba y cruzan la línea ℓ , alcanzando la superficie en tiempo finito. Si bien no se puede establecer modo deslizante en la recta propuesta cuando $i_L < I_r$, el dominio de modo deslizante es alcanzado desde cualquier condición inicial. De hecho, cuando la superficie es alcanzada desde la derecha de I_r (Fig. 5.5) para corriente nula por el inductor, no se puede establecer modo deslizante a pesar de estar cerrada la llave. Así, el sistema evoluciona por la curva de línea llena hasta alcanzar nuevamente la superficie, estando ahora en condiciones de iniciar modo deslizante. A partir de aquí el sistema evoluciona en modo deslizante hasta alcanzar el punto de equilibrio que corresponde al balance entre la potencia de entrada y la potencia de salida. De esta figura se puede observar tanto el sobrepaso como la dinámica de primer orden analizados previamente. Es importante remarcar que una vez que se establece modo deslizante, la corriente en la pila es la corriente de referencia y, por lo tanto, no existe dinámica en esta corriente.

La Fig. 5.6 muestra la respuesta temporal del sistema para una superficie de corriente ante la conexión repentina de la pila para condiciones iniciales nulas (tensión en el capacitor y corriente en el inductor).

5.2.4. Regulación de la corriente de salida

En la sección anterior, el objetivo de control fue controlar el punto de operación de la pila de combustible. Ahora, se considera un objetivo de control diferente, que

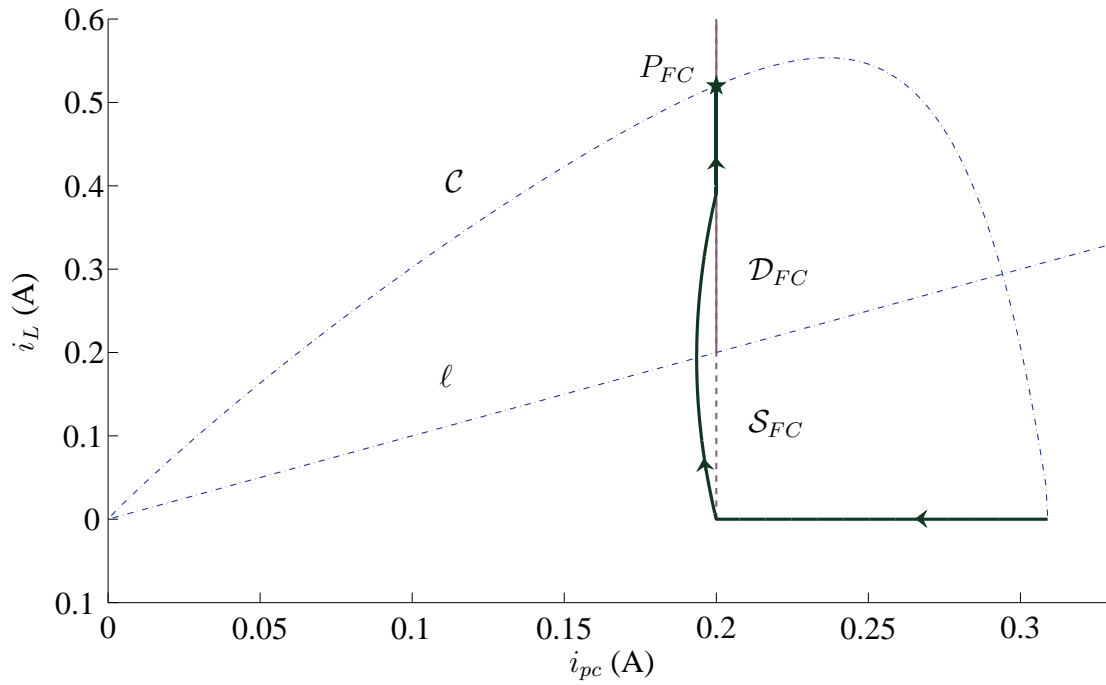


Figura 5.5: Evolución de las variables en el plano de estados.

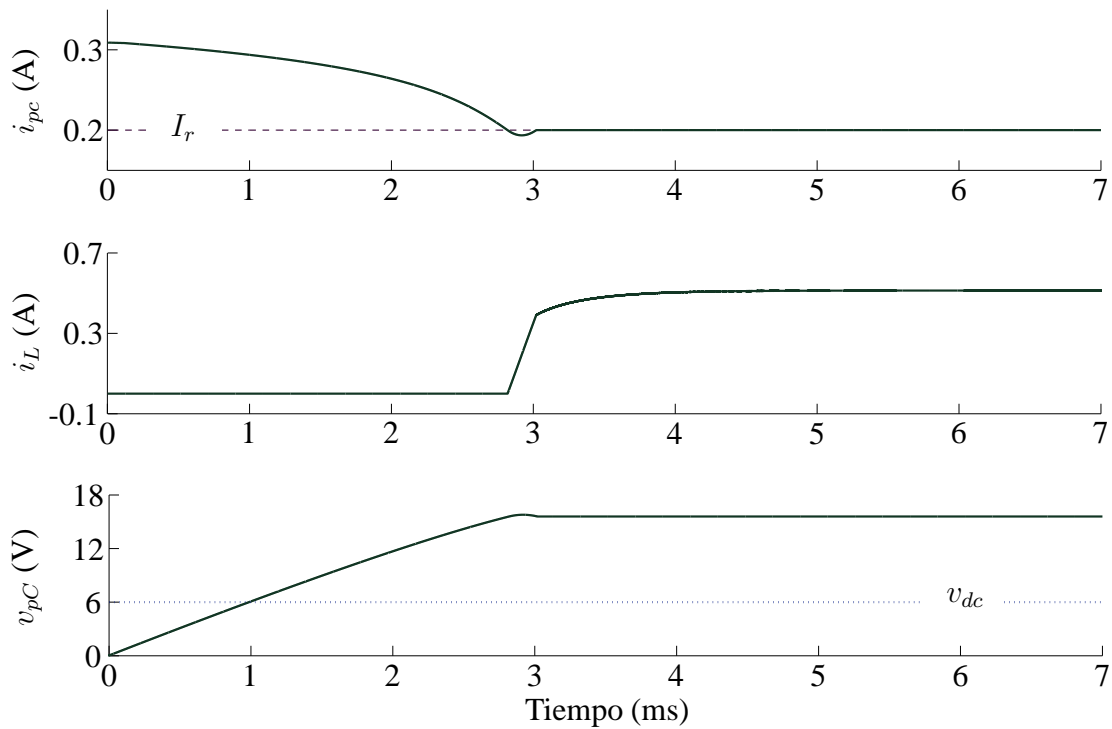


Figura 5.6: Respuesta temporal, regulación de corriente de la pila. Resultado de simulación.

consiste en el control de la corriente (equivalente a potencia) suministrada al bus de continua. Entonces, el sistema es operado como una fuente de corriente controlada. Esto puede ser realizado mediante un control por MD de la corriente por el inductor i_L . El procedimiento y análisis es similar al del control de la corriente de la pila en la sección previa. El primer paso, consiste en corroborar que la recta

$$\mathcal{S}_{I_L} = \{x | h_{I_L} = I_r - i_L = 0\} \quad (5.9)$$

califica como superficie deslizante. De hecho, la condición de transversalidad es $\frac{-v_{pc}}{L} < 0$. El control equivalente en este caso es:

$$S_{w_{eq}} = \frac{v_{dc}}{v_{pc}}. \quad (5.10)$$

Por lo tanto, el dominio de modo deslizante resulta $0 < v_{dc} < v_{pc}$, que en términos de las variables de estado es

$$\mathcal{D}_I = \{x \in \mathcal{S}_{I_L} | i_{pc} < f_{FC}^{-1}(v_{dc})\}. \quad (5.11)$$

En otras palabras, existe modo deslizante en el superficie deslizante a la izquierda de P_1 .

La dinámica de primer orden de MD se obtiene reemplazando S_w en (5.3) con (5.10):

$$\dot{i}_{pc} = \frac{1}{C f_{FC}(i_{pc}) f'_{FC}(i_{pc})} (i_{pc} f_{FC}(i_{pc}) - I_r v_{dc}) \quad (5.12)$$

Nuevamente, la dinámica de segundo orden de lazo abierto es reducida a una de primer orden debido a que la corriente de carga se mantiene constante en MD. Dependiendo de la corriente de referencia, la ecuación (5.12) puede presentar dos, uno o ningún punto de equilibrio. Los puntos de equilibrio son caracterizados por el balance de potencia $i_{pc} v_{pc} = i_L v_{dc}$. Si la demanda de potencia de la carga $i_L v_{dc}$ es mayor que la máxima potencia que puede ser producida por la pila de combustible (en el MPP), no existe punto de equilibrio resultando un MD inestable. Si la demanda de potencia coincide con la máxima potencia de la pila, entonces el MPP es un punto de equilibrio del sistema, de hecho es un punto de equilibrio inestable. Más interesante y de relevancia práctica es cuando la demanda de potencia es menor que el límite de potencia que puede entregar la pila de combustible, aquí resultan dos puntos de equilibrio. Estos están ubicados sobre la curva \mathcal{C} a ambos lados del MPP.

La Fig. 5.4b ilustra esta situación en el plano (i_{pc}, \dot{i}_{pc}) . Se muestra que el punto de la izquierda P_{Ll} es estable, mientras que el punto de la derecha P_{Lr} es inestable. Debido a la presencia de múltiples puntos de equilibrio en el dominio de MD, la atracción global no puede ser garantizada como en el algoritmo de control previamente presentado en esta sección. El dominio de atracción puede ser determinado en el plano de estados del sistema. Todas las trayectorias que alcanzan la superficie deslizante desde la izquierda del equilibrio inestable (P_{Lr}) evolucionarán hacia el punto de equilibrio estable (P_{Ll}). Entonces, encontrando la inversa de la respuesta desde P_{Lr} para $S_w = 0$ y $S_w = 1$,

el límite del dominio de atracción puede ser calculado. En la Fig. 5.7, se nombra a este límite como $\partial\mathcal{D}_A$ y la región a su izquierda es el dominio de atracción de P_{Ll} . La superficie de modo deslizante \mathcal{S}_L y su dominio correspondiente \mathcal{D}_L son la línea punteada horizontal y la línea sólida superpuesta, respectivamente.

La Fig. 5.7 también muestra un par de trayectorias de los estados para condiciones iniciales dentro y fuera del dominio de estabilidad. Para la condición inicial a la izquierda del límite del dominio de atracción, los estados evolucionan hacia la superficie donde se establece un régimen de MD estable. Una vez en MD, la corriente de salida (inductor) se mantiene constante mientras que la corriente de la pila evoluciona asintóticamente hacia su valor final de estado estacionario. La Fig. 5.8 muestra la respuesta en el tiempo de la corriente y la tensión para un comportamiento estable en correspondencia con la Fig. 5.7.

Por el otro lado, cuando el convertidor electrónico está inicialmente descargado (con condiciones iniciales nulas, $i_L = 0, v_{pc} = 0$), la trayectoria de los estados alcanza la superficie de modo deslizante a la izquierda de P_1 , pero a la derecha del punto de equilibrio inestable P_{Lr} . Esto es, se alcanza el modo deslizante, pero se establece un régimen de modo deslizante inestable. Por lo tanto, el MD no puede ser sostenido debido a que la tensión de entrada (v_{pc}) cae por debajo de la tensión de salida (v_{dc}). Desde ahí, la superficie de MD es abandonada, la llave permanece cerrada ($S_w = 1$), y la trayectoria de los estados evoluciona oscilatoriamente alrededor del punto de equilibrio indeseado P_1 . El tiempo de respuesta correspondiente es mostrado en la Fig. 5.9.

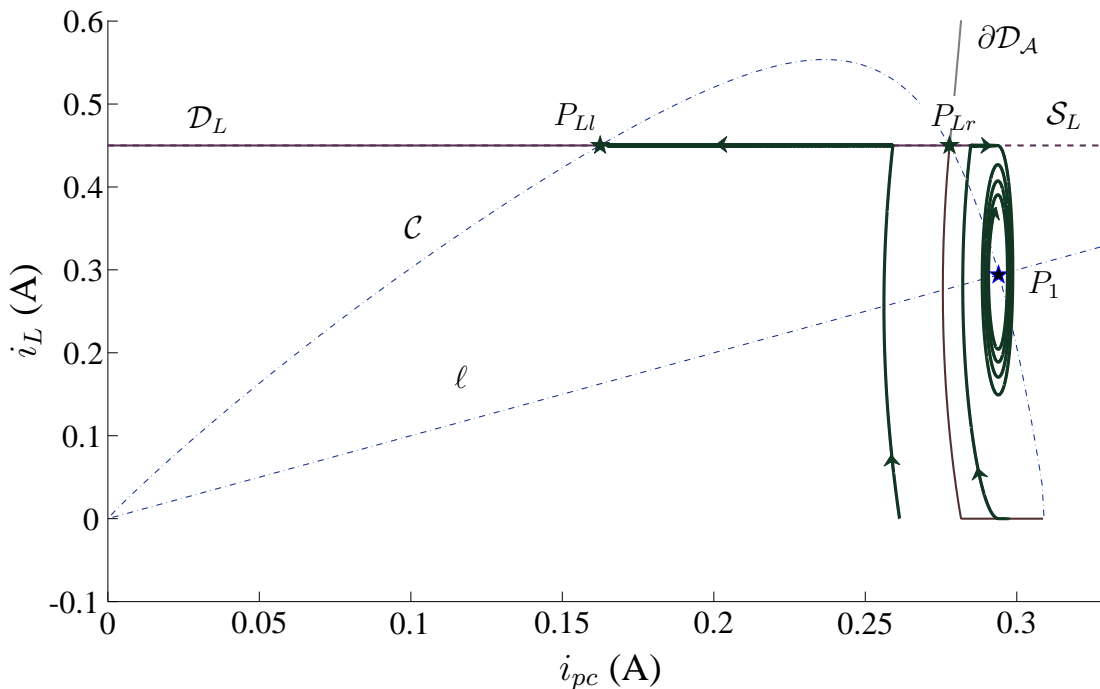


Figura 5.7: Trayectoria de los estados para una regulación por MD de la corriente de salida.

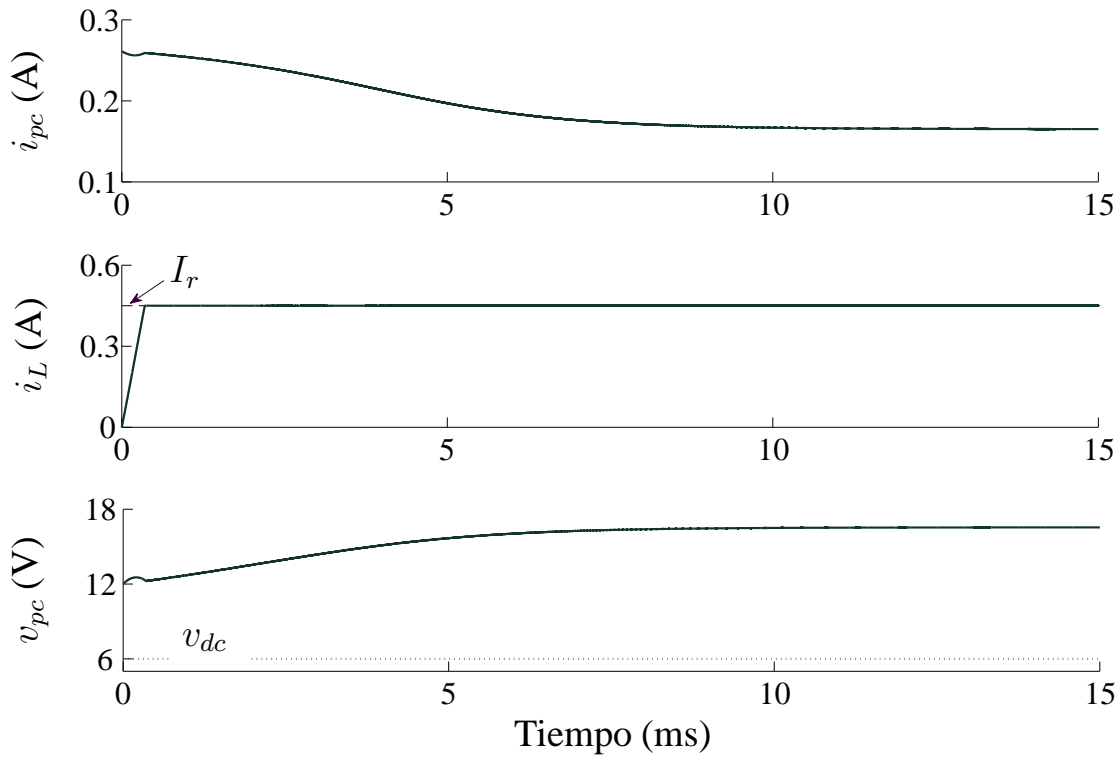


Figura 5.8: Respuesta temporal para una condición inicial dentro del dominio de estabilidad.

5.2.5. Regulación de corriente combinada

Para algunos diseños y demanda de carga, el dominio de estabilidad de la estrategia de regulación previa (de la corriente de salida) puede cubrir toda la región de interés. Sin embargo, como fue mostrado en Fig. 5.7 éste no es siempre el caso. A pesar de esto, se pueden evitar respuestas indeseadas con un pequeño esfuerzo implementando una lógica de conmutación adicional. Por ejemplo, la convergencia global puede ser garantizada combinando la superficie de MD \mathcal{S}_{I_L} (5.9) con la superficie de MD $\mathcal{S}_{I_{pc}}$ (ver (5.4)) para atraer las trayectorias de los estados originadas fuera del dominio de atracción de P_{Ll} . Esta situación se muestra en la Fig. 5.10a. Nótese en particular que la trayectoria inestable previa converge ahora al punto de equilibrio deseado P_L . Así, se consigue convergencia global. Además, no es difícil inferir que la convergencia global es alcanzada incluso cuando la referencia de potencia de salida excede la máxima potencia entregable por la pila de combustible. Ahora, el punto de equilibrio está en la intersección de la curva \mathcal{C} con la superficie $\mathcal{S}_{I_{pc}}$. Esta situación se muestra en la Fig. 5.10b.

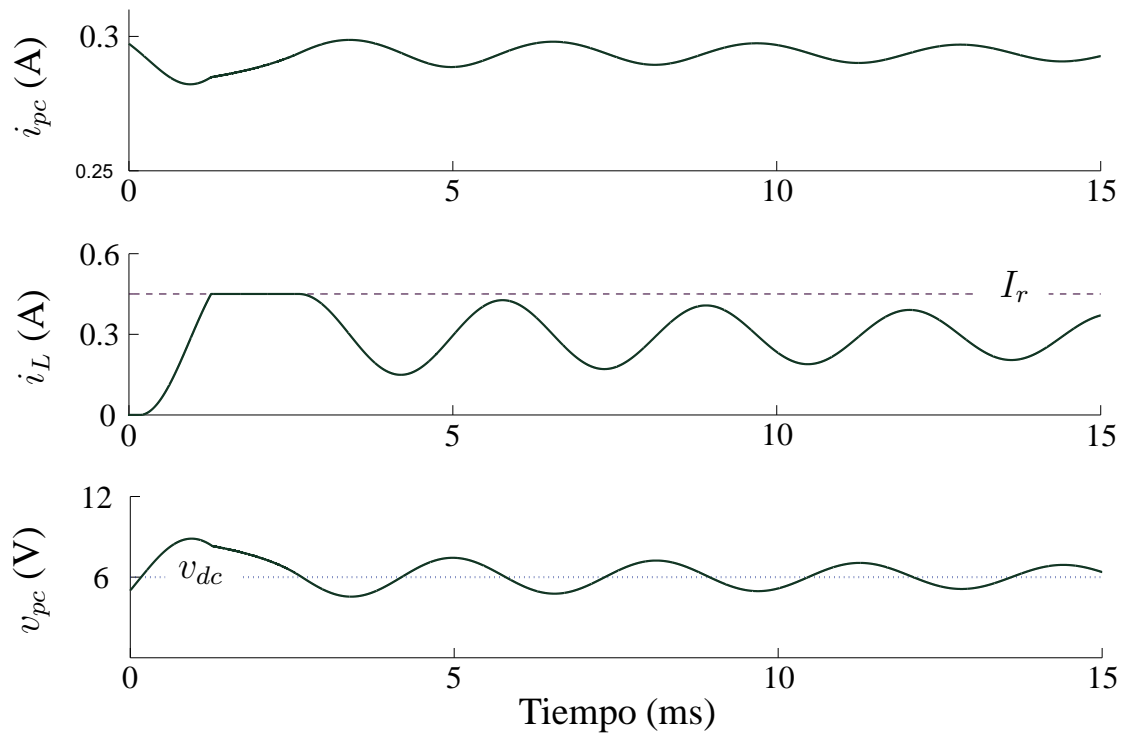


Figura 5.9: Respuesta temporal desde una condición inicial fuera del dominio de estabilidad.

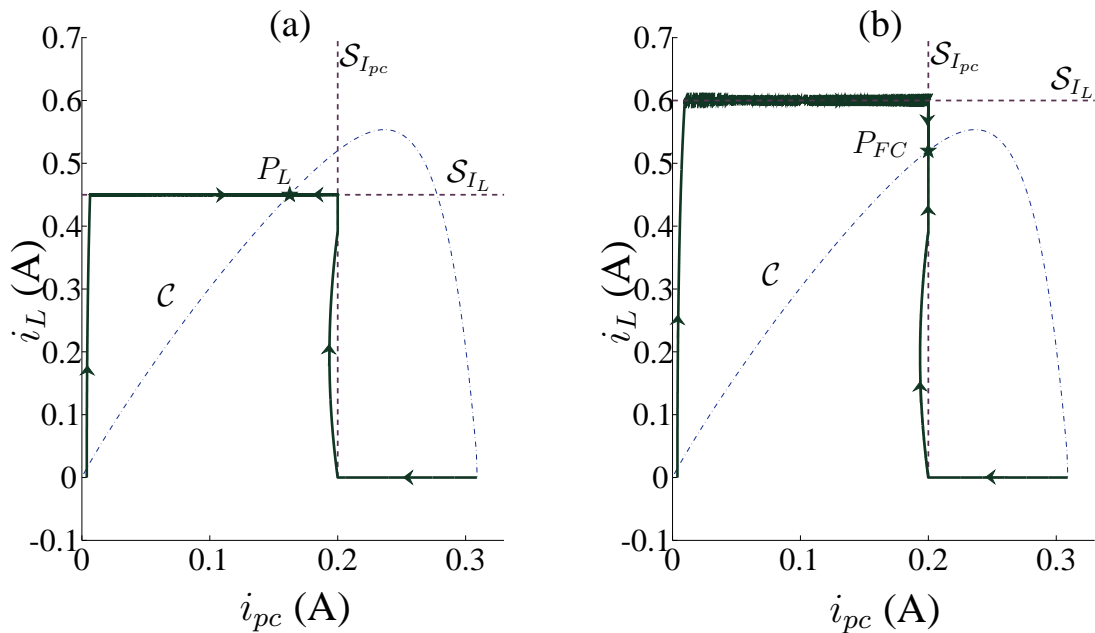


Figura 5.10: Trayectoria de los estados para una regulación combinada entre la corriente de la pila y la corriente de la pila.

5.3. Resultados

5.3.1. Implementación experimental

Las estrategias de control propuestas fueron implementadas en un circuito de test con un emulador de pila de combustible de 4 W, un convertidor dc/dc reductor y una

batería de 6 V, emulando el bus de continua. El emulador de la pila de combustible utiliza una PC y una placa de adquisición de tiempo real. La PC corre el modelo de la pila de combustible en el entorno *Matlab*[®]/*Simulink*[®]. El DAQ provee la entrada al modelo corriendo en la PC y maneja su salida. La salida de este modelo comanda un amplificador lineal de corriente que permite la conexión del emulador con el convertidor dc/dc. La Fig. 5.11 muestra un diagrama en bloques del emulador.

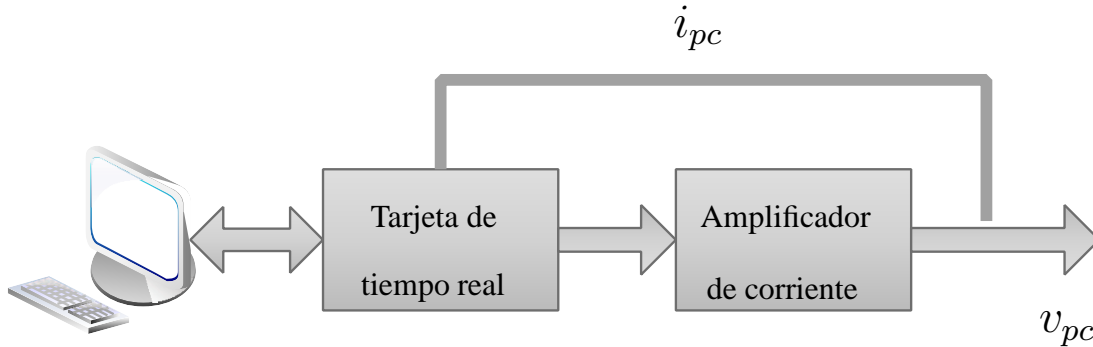


Figura 5.11: Emulador de la pila de combustible.

La Fig. 5.12 muestra el convertidor y el controlador implementado. En la parte inferior, se puede ver el prototipo del convertidor. Es un convertidor dc/dc reductor de 10 W utilizando un transistor MOSFET IRFZ44N como llave, diodos schottky 1N5822, un inductor de $L = 5$ mHy y un capacitor de $C = 470 \mu\text{F}$. Para la medición de la corriente de entrada y salida se utilizaron dos sensores de corriente MAX4080, mientras que la tensión fue medida a través de divisores resistivos. También se incluyen filtros para las señales medidas. El transistor es manejado mediante un circuito de disparo aislado (a la izquierda en la Fig. 5.12). Se construyeron dos comparadores con histéresis, uno para cada control por MD de las corrientes de entrada y salida. Para esto se utilizaron comparadores ultra rápidos TLV3501. Éstos proveen la señal de conmutación como función del error de corriente correspondiente, mientras que su banda de histéresis fue diseñada para limitar la frecuencia de conmutación por debajo de 40 kHz. También se utilizó un microcontrolador ADuc841 para mejorar la capacidad de funcionalidades del circuito analógico, permitiendo realizar el seguimiento MPP, supervisión y monitoreo. Este circuito se muestra en la parte superior derecha de la Fig. 5.12.

5.3.2. Resultados experimentales

En el primer experimento, el punto de operación del emulador de la pila de combustible fue cambiado de un punto de alta potencia de salida a un punto de mayor eficiencia, es decir, se cambió la referencia de corriente. Inicialmente la referencia fue puesta en $i_{pc}^{ref} = 210\text{mA}$ y el sistema conmutó en torno a la superficie de MD (5.4). En $t = 0$ se cambió el valor de la referencia a $i_{pc}^{ref} = 115\text{mA}$. La Fig. 5.13 muestra la respuesta temporal de la corriente controlada por una ventana de tiempo de 200 ms y la trayectoria en plano de estados correspondiente. El transistor se cortó inmediatamente luego del cambio de referencia para alcanzar la nueva superficie de MD. Una

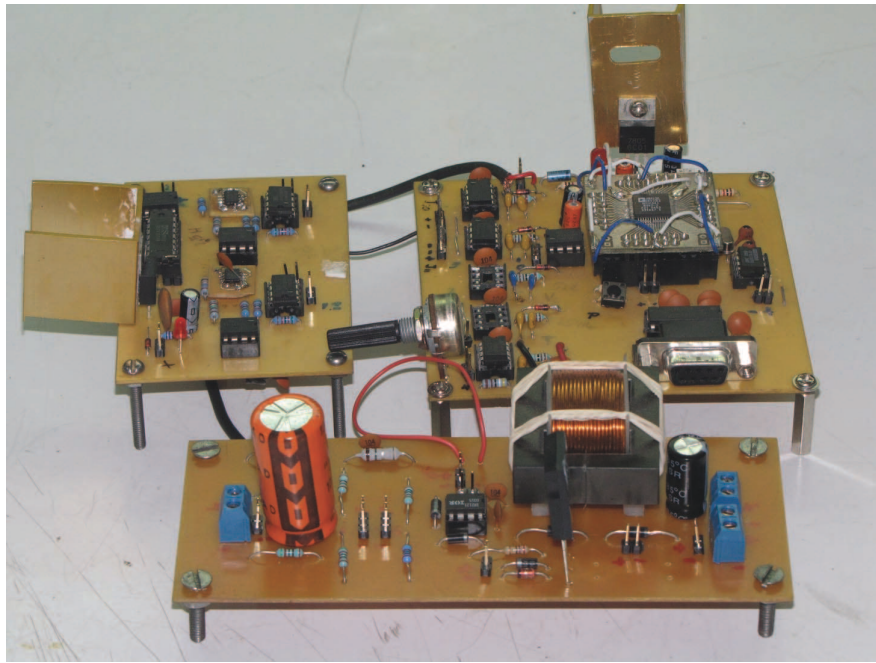


Figura 5.12: Circuitos de control y convertidor dc/dc.

vez que ésta fue alcanzada, se estableció un MD alrededor de la misma. Así, el sistema evolucionó dentro de la banda de histéresis diseñada para limitar la frecuencia de conmutación. Durante el MD, la corriente de la pila de combustible fue regulada efectivamente a sus valores deseados a pesar de las incertidumbres del modelo. Nótese la rápida respuesta del sistema de control en el zoom que se muestra en la misma figura.

En el segundo experimento el controlador tuvo como objetivo regular la corriente de salida en $I_r = 280$ mA, que corresponde a una potencia de salida de 1,7 W. Inicialmente, el sistema estaba en estado estacionario y el transistor estaba en estado de corte. Esto es, la pila de combustible estaba desconectada del bus de continua y la corriente de carga de dc era cero. En $t = 0$ s, se activó el controlador. El transistor entró en saturación para cargar el inductor hasta que se alcanzó la corriente de referencia. Inmediatamente después de eso, el transistor conmutó a alta frecuencia limitando la corriente por el inductor dentro de la banda de histéresis. Mientras tanto, la corriente de la pila de combustible evolucionó con la dinámica escondida de MD hacia su valor final de estado estacionario. En este caso no fue necesario implementar un controlador de MD combinado debido a que la condición inicial pertenece al dominio estable \mathcal{D}_A .

Vale la pena mencionar que en la Fig. 5.13 y en la Fig. 5.14 el valor real de estado estacionario no coincide con los casos teóricos. Las diferencias son debidas a las caídas de tensión y pérdidas en los dispositivos del convertidor (en el diseño del convertidor de 10 W no se puso énfasis en la disminución de las pérdidas, ya que el objetivo era simplemente corroborar el funcionamiento de la estrategia). Es interesante resaltar que, gracias a las propiedades de robustez de la propuesta por MD, tanto la corriente de la pila de combustible como la corriente de salida del convertidor fueron reguladas

exitosamente a pesar de estas incertidumbres.

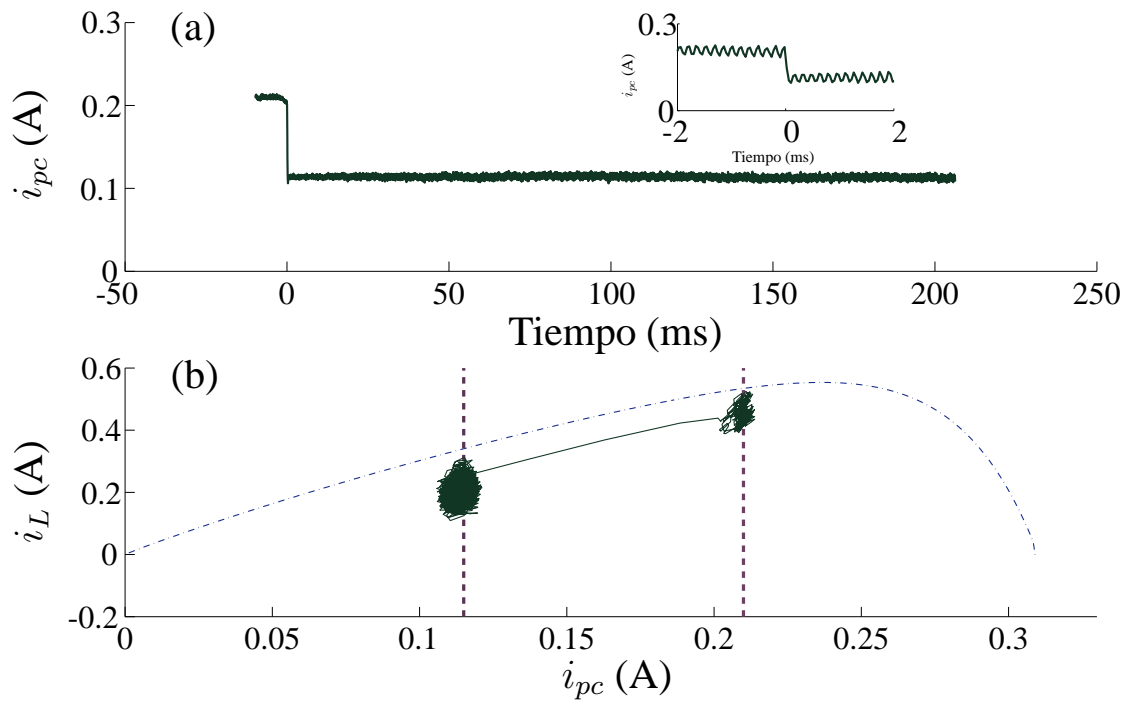


Figura 5.13: Resultado experimental de la regulación de la corriente de la pila por MD: (a) respuesta temporal, (b) trayectoria de los estados. Discrepancia entre valores teóricos y experimentales debidos a las pérdidas.

5.3.3. Otros resultados

En esta sección se presentan otros resultados obtenidos por simulación numérica utilizando las herramientas de *Simulink*[®]. Los parámetros de la pila de combustible usados en la simulación fueron $P_N = 1,25$ kW, $V_N = 24$ V, $I_N = 52$ A, $\eta_N = 46$ %. Los parámetros del convertidor son $L = 0,3$ mHy, $C = 2000\mu$ F y $E = 12$ V.

Seguimiento del punto de máxima potencia

El algoritmo de control por MD de la corriente de la pila permite controlar su punto de operación, por ejemplo en el MPP. Debido a que la ubicación del MPP no se conoce precisamente y depende de variables no eléctricas, a menudo es conveniente implementar una estrategia de control robusto para este seguimiento. Se desarrolló un seguimiento del MPP basado en el método previo de la regulación de corriente de la pila.

Se han desarrollado varios métodos para el seguimiento del máximo en muchas aplicaciones (turbinas eólicas, módulos fotovoltaicos, etc.). Una de las técnicas más sencillas y de menor costo computacional es la técnica conocida como perturbar y observar. Este tipo de seguimiento del MPP comprende dos lazos de control anidados.

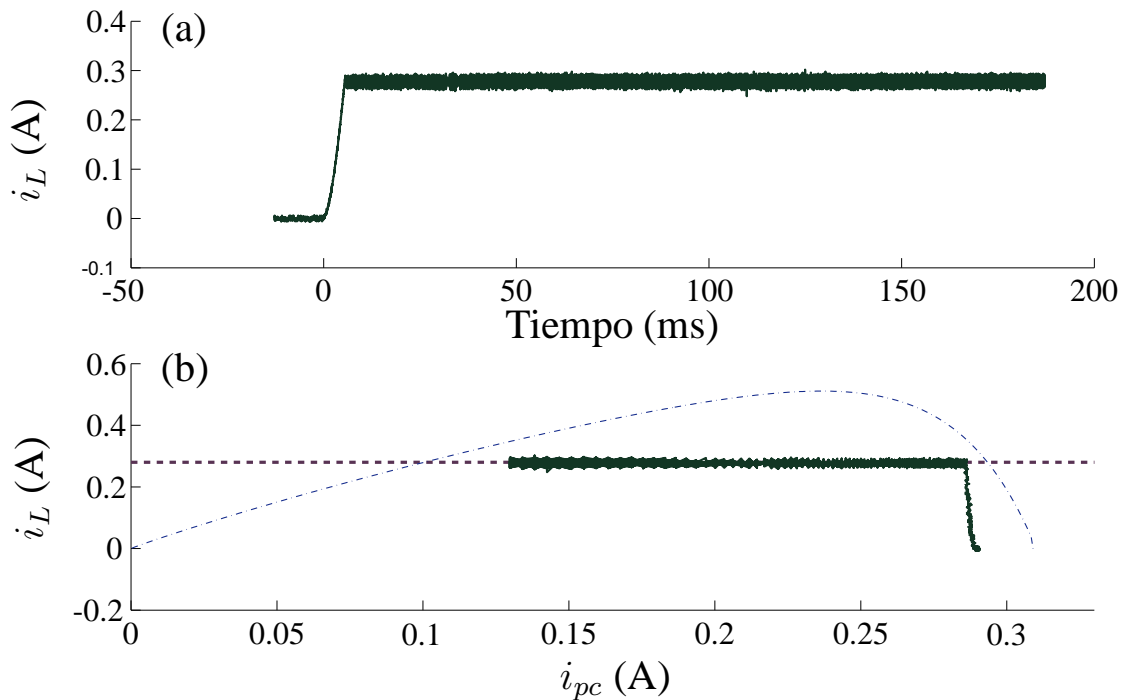


Figura 5.14: Resultado experimental de la regulación de la corriente de salida por MD: (a) respuesta temporal, (b) trayectoria de los estados. Discrepancia entre valores teóricos y experimentales debidos a las pérdidas.

El lazo de control interior es responsable de regular la variable de salida a su valor de referencia, mientras que el lazo exterior se encarga de ajustar la referencia del lazo interior en escalones. El tiempo de convergencia depende de la amplitud y frecuencia de los pasos de perturbación, así como también del ancho de banda del lazo interior. También existe un compromiso entre velocidad de convergencia, robustez, eficiencia y ruido. El tiempo de convergencia disminuye a medida que se incrementa el tamaño de los escalones de referencia, a costa de aumentar la oscilación de la salida alrededor del MPP. Por el otro lado, si se reduce el tiempo de actualización, el método será más sensible al ruido y a las interacciones de los lazos.

La referencia de corriente para el controlador por MD (ver (5.4)) es provista por un lazo exterior que actualiza periódicamente la referencia como una función de la desviación de la potencia de la pila. La Fig. 5.15 muestra el diagrama de flujo del algoritmo, que está basado en la técnica de perturbar y observar.

La Fig. 5.16 muestra la respuesta temporal del algoritmo de seguimiento del MPP. La pila de combustible estaba inicialmente regulando en su valor nominal (24 V, 52 A). El algoritmo corrió desde $t = 5$ ms, actualizando periódicamente la referencia de corriente. La referencia de corriente se actualizó cada 1 ms, y el escalón de referencia fue de 3 A, mientras que la frecuencia de conmutación fue limitada a 40 kHz por medio de una banda de histéresis en torno a la superficie de MD. En $t = 20$ ms se alcanzó el MPP.

La utilización del control por MD aquí propuesto tiene varias ventajas: la corriente

de referencia de la pila de combustible se alcanza en tiempo finito en lugar de asintóticamente. Del modelo (5.3), se puede estimar un límite superior para este tiempo de convergencia. Además, la potencia de la pila de combustible se mantiene constante, mientras la corriente lo es, durante el MD. Luego, previendo que el tiempo de actualización sea mayor que el tiempo de convergencia de una superficie a la otra, los lazos de control (interno y externo) no interactuarán entre sí.

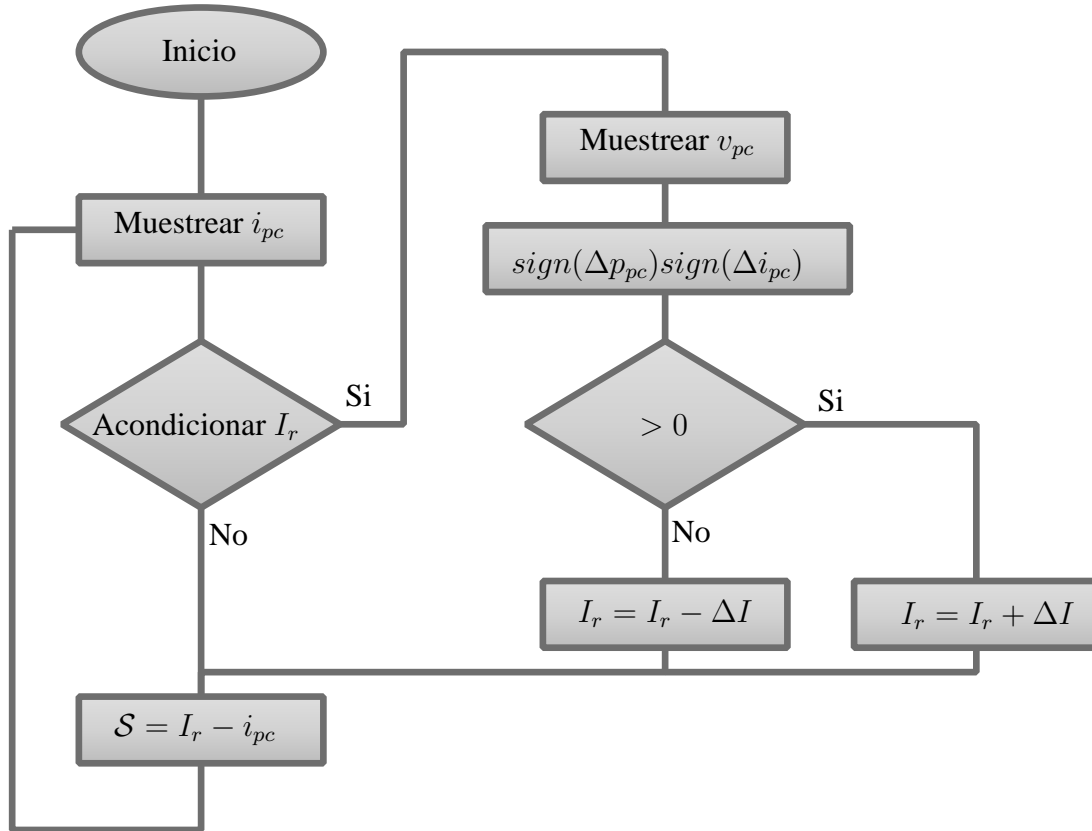


Figura 5.15: Algoritmo de seguimiento MPP.

Seguimiento de una demanda de potencia variable en el tiempo

En este caso, el control de corriente de salida realiza el seguimiento de una dada demanda de potencia, mientras que un lazo de realimentación más lento ajusta la tensión del compresor para mantener la eficiencia cercana a su valor nominal.

La Fig. 5.17 muestra la respuesta temporal del sistema de control. La pila de combustible es operada inicialmente bajo condiciones nominales. En $t = 50$ ms, ocurre un escalón en la demanda de la potencia. El controlador por MD de la corriente de salida reacciona inmediatamente, alcanzando la nueva referencia extremadamente rápido. La Fig. 5.18 muestra cómo el punto de operación de la pila, inicialmente en q_1 , se mueve a través de la curva de polarización hacia la derecha, incrementando la corriente y el

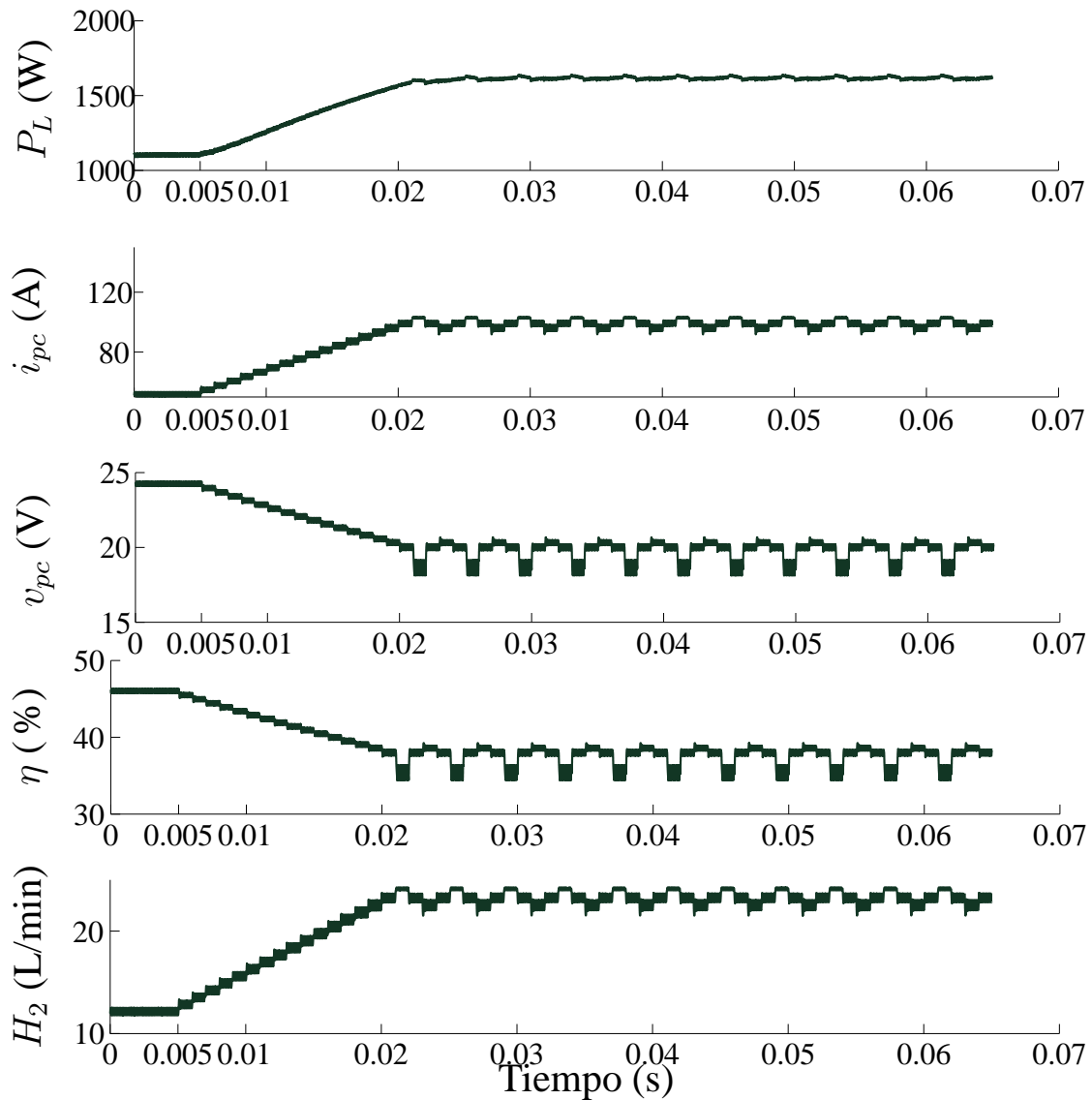


Figura 5.16: Respuesta temporal del control del seguimiento del MPP.

consumo de combustible mientras que la eficiencia y la tensión caen. Luego del transitorio se alcanza el nuevo punto de operación q_2 . En $t = 150$ ms, se activa el control del compresor, incrementando la presión del flujo de aire. La pila de combustible, con una dinámica de respuesta mucho más lenta que la dinámica de la corriente de salida, converge al punto de operación q_3 en la curva de polarización que corresponde a la presión de aire final p_2^O . En este punto, la eficiencia es similar a la del punto nominal y más alta que la obtenida en q_2 . Es interesante remarcar que el controlador por MD de la corriente de salida es completamente insensible a la dinámica de la pila de combustible.

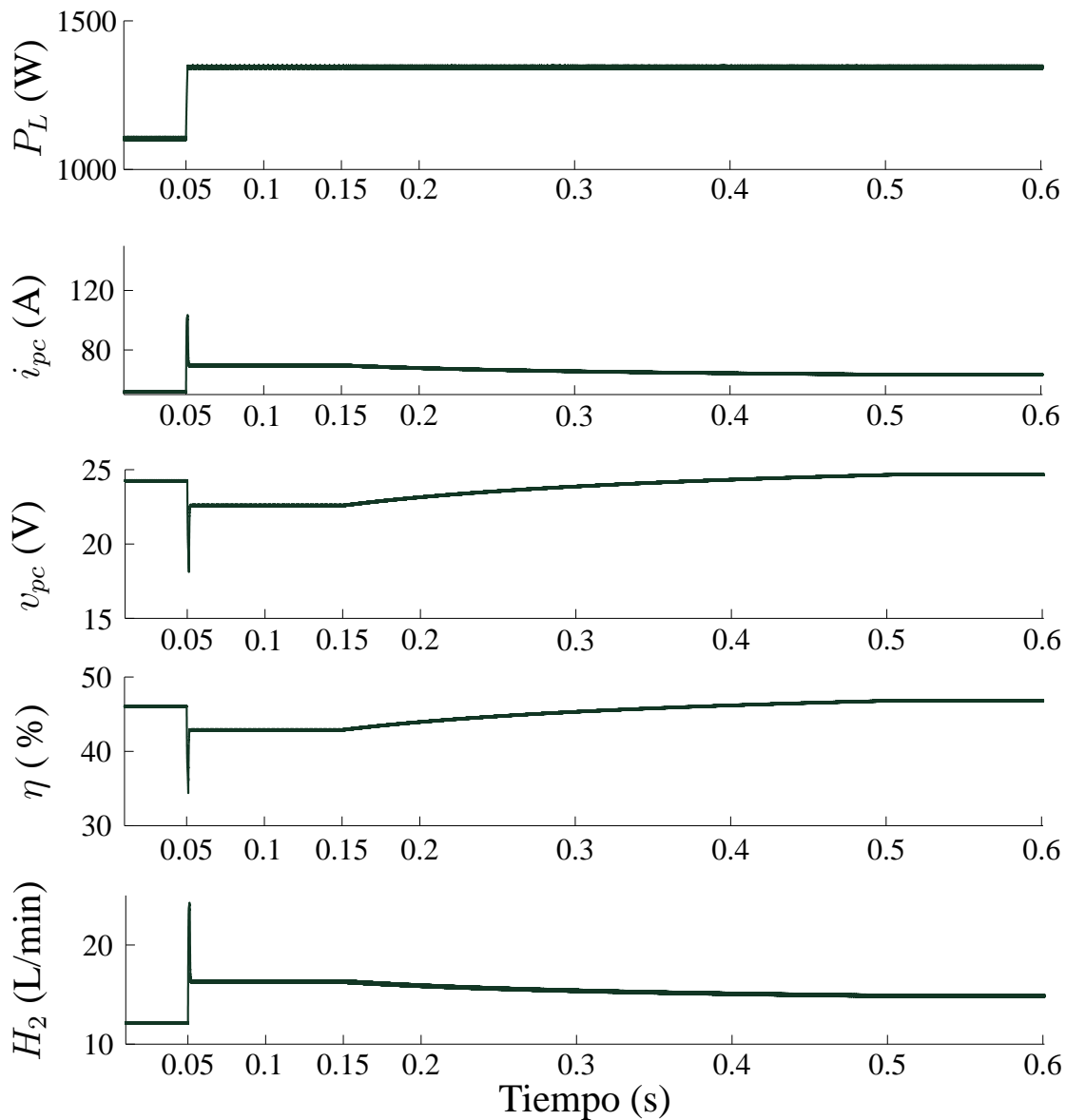


Figura 5.17: Respuesta en el tiempo del seguimiento de una carga variable (y control de presión de aire).

5.3.4. Discusión

La Fig. 5.13a y la Fig. 5.14a confirman la rápida respuesta de los algoritmos por MD para cambiar el punto de operación en función de la referencia de corriente correspondiente, mientras que la Fig. 5.13b y la Fig. 5.14b ponen en evidencia la fuerte robustez del algoritmo ante las incertidumbres del modelo. De hecho, la corriente de la pila (Fig. 5.13) y la corriente de salida (Fig. 5.14) fueron reguladas exitosamente a sus valores deseados a pesar de la pobre regulación del bus de continua (que incrementaba con la inyección de potencia), y la caída de tensión y las pérdidas en los dispositivos del convertidor.

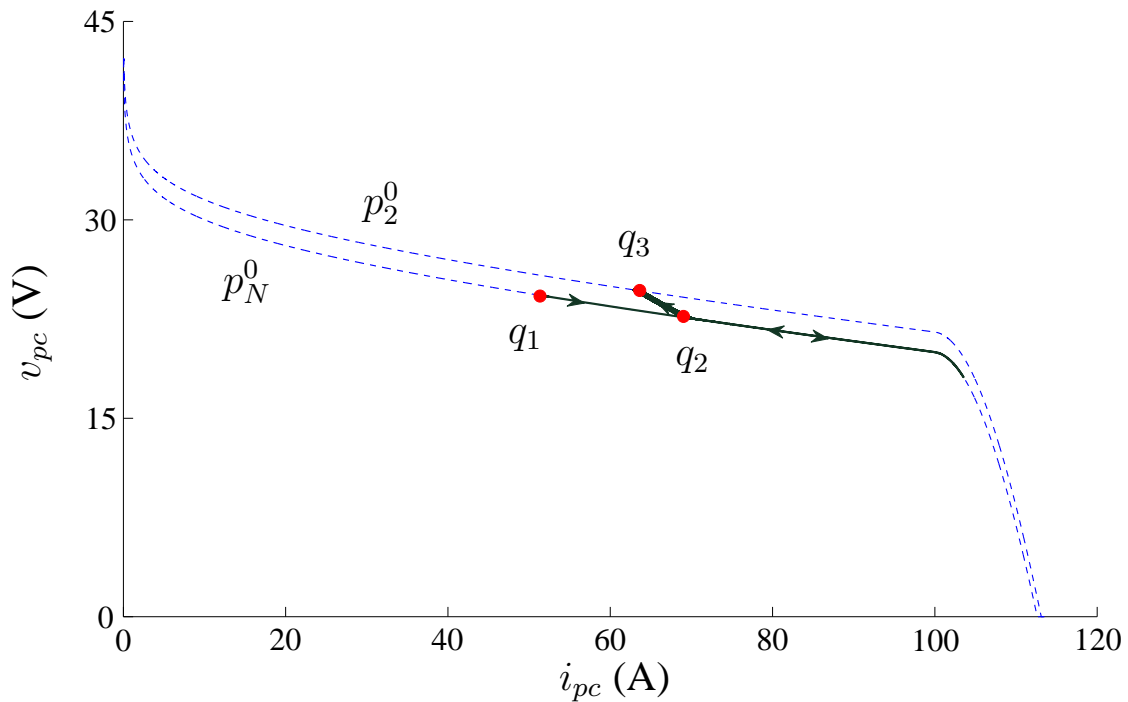


Figura 5.18: Trayectoria del punto de operación de la pila durante el seguimiento de una carga variable

La implementación de los controladores por MD propuestos es extremadamente simple y de bajo costo. Se consiguieron respuestas dinámicas y propiedades de robustez excelentes. Estas características hacen al controlador de corriente particularmente atractivo para implementar algoritmos de seguimiento del MPP o el seguimiento de la eficiencia óptima, como aquellos presentados en la sección previa. La Fig. 5.16 y la Fig. 5.17 muestran que el controlador por MD fue insensible a la respuesta dinámica de otros lazos en el sistema de control.

5.4. Conclusiones

En este capítulo se propuso la aplicación de técnicas de control por MD al control eléctrico de una pila de combustible. Esta técnica provee herramientas para el diseño de algoritmos de control muy simples. Durante el desarrollo del capítulo se vio que tanto el control de la corriente de entrada como el control de la corriente de salida se llevaron a cabo con una configuración de un solo lazo de control, haciendo la respuesta transitoria muy rápida y simplificando el análisis de estabilidad. Además, los controladores por MD fueron combinados fácilmente, resultando en una conmutación lógica simple con el objetivo de mejorar la performance de los regímenes deslizantes individuales. Así se consiguió estabilidad global. Debido a las fuertes propiedades de estabilidad y robustez, los controles de corriente por MD propuestos son adecuados para tomar parte de sistemas de control más complejos, como por ejemplo en GD. Las

principales características de los controladores por MD fueron validadas a través de resultados numéricos y experimentales.

Capítulo 6

Control de un sistema de almacenamiento y recuperación de energía

La correcta operación de una MR requiere de dispositivos de almacenamiento y recuperación de energía que incrementen la inercia efectiva del sistema de potencia y eviten su inestabilidad. En este capítulo se presenta el control de un sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores en el contexto de una MR. El sistema de almacenamiento está compuesto de un convertidor ac/dc y un convertidor dc/dc vinculados por medio de un bus de continua. El control del convertidor ac/dc no está dentro de los alcances de esta tesis, pudiendo utilizarse las soluciones propuestas en la bibliografía. Con el objetivo de operar el sistema de almacenamiento de energía apropiadamente en todos los modos de operación, se propone el control por modo deslizante del convertidor dc/dc bidireccional. Las llaves son comandadas por un único régimen de modo deslizante modificado dinámicamente en correspondencia con las referencias enviadas por el controlador central de la MR. Esta característica facilita el diseño, la implementación de la ley de control y el análisis de estabilidad sobre toda la región de operación. La correcta operación de la estrategia de control propuesta es verificada mediante resultados experimentales en una configuración de potencia conectada a la red.

6.1. Introducción

Como ya fue descrito en el Cap. 2, las microredes son propuestas emergentes para proveer soluciones ecológicamente responsables a los sistemas de energía. En un futuro cercano, las microredes penetrarán en los sistemas de potencia, especialmente en la red de distribución de energía [67, 68], entregando energía limpia y renovable cerca del consumidor final [69]. Las microredes están definidas como sistemas eléctricos formados por conjuntos de unidades generadoras y cargas conectadas a la red eléctrica en un único punto, el punto de conexión común (PCC). La introducción de microredes

al sistema de distribución puede contribuir a reducir el esfuerzo de la desactualizada infraestructura actual [70]. En las microrredes, los generadores de energía generalmente están conectados mediante electrónica de potencia, habilitando una forma nueva y flexible de manejar el flujo de energía [71]. La interfaz electrónica está dividida en dos partes. Por un lado hay un convertidor electrónico inversor. Por el otro, dependiendo del dispositivo de almacenamiento puede haber un inversor (formando una topología “back-to-back”) o un convertidor dc/dc bidireccional. En cualquiera de los casos, ambos convertidores están vinculados mediante un bus de continua.

Independientemente del paradigma de microrred escogido, un sistema de potencia dominado por interfaces de electrónica de potencia tiene una inercia de masas rotantes muy baja que puede dar lugar a inestabilidad. Agregando sistemas de almacenamiento de energía (ESS por sus siglas en inglés), la inercia equivalente incrementa la robustez del sistema, haciéndolo más inmune a las perturbaciones tales como cambios en las condiciones de carga o cambios en la producción de energía eléctrica debido a variabilidad atmosférica [72].

Existen varias posibilidades tecnológicas para la implementación de sistemas de almacenamiento de energía: baterías, volantes de inercia, sistemas de almacenamiento magnéticos superconductores (SMES por sus siglas en inglés), supercapacitores y otros [73]. Desafortunadamente, ninguna de estas tecnologías ofrece ventajas claras sobre las otras. Generalmente se adopta una solución híbrida para proveer las necesidades de potencia y almacenamiento requeridas por una microrred [72]. En este capítulo se pondrá la atención en supercapacitores, pero los mismos conceptos pueden ser aplicados a baterías.

En el contexto de una MR, un ESS basado en supercapacitores consiste de un convertidor del lado de red (GSC por sus siglas en inglés) y un convertidor del lado del sistema de almacenamiento de energía (ESSC por sus siglas en inglés). Para el caso de una MR conectada a la red, en general, el GSC es un inversor basado en una configuración de fuente de tensión y el ESSC es un convertidor dc/dc bidireccional. El GSC asegura la transferencia de energía entre la MR y el ESS regulando la tensión del bus de continua. El control de este convertidor no es objetivo de esta tesis. De todas formas, para esta etapa se pueden utilizar las propuestas realizadas en la literatura, por ejemplo [74, 75, 76]. Las propuestas aquí realizadas se enfocan en el convertidor dc/dc bidireccional, ya que mediante el controlador de este convertidor se controla el ESS o la MF manejando su punto de operación, y por lo tanto, la generación de energía.

Los convertidores electrónicos son inherentemente sistemas conmutados. Técnicas no lineales basadas en sistemas de estructura variable (SEV) y teoría de modo deslizante (MD) resultan esencialmente útiles para estos sistemas [23, 77]. Un gran número de artículos proponen y analizan estrategias de control por MD para convertidores dc/dc en una variedad de aplicaciones, por ejemplo [78, 33, 79, 80, 81, 82, 83]. Sin embargo, muchos de estos utilizan más de una técnica de control para lograr un objetivo o no se realizan en el contexto de microrredes. Siendo una estrategia apta para el control de sistemas no lineales, las estrategias por MD dan lugar a leyes de control más generales además de robustez contra variación de parámetros, perturbaciones externas y dinámicas de orden reducido. Por otro lado, se puede alcanzar un mayor grado

de flexibilidad, permitiendo realizar demostraciones de estabilidad, combinar diseños con diferentes objetivos y al mismo tiempo proveer una implementación relativamente simple.

En este capítulo se propone una estrategia de control por MD para un convertidor dc/dc bidireccional de un ESS basado en supercapacitores en el contexto de las microrredes. La idea es producir una ley de control única por MD, simple de implementar y que cubra toda la región de operación, incluyendo el arranque. Los modos de operación incluyen: inicio del sistema desde condiciones iniciales nulas, regulación de potencia, limitación de tensión y apagado del sistema. Toda la estrategia es implementada bajo MD en contraste con otros trabajos que combinan diferentes estrategias de control y no proveen todos los modos de operación. Esta propuesta ofrece la robustez propia del control por MD y la flexibilidad para implementar los diferentes modos de funcionamiento. Con este objetivo, se combinan diferentes superficies de deslizamiento resultando en una única ley de conmutación de control para todos los modos de funcionamiento. El control cambia automáticamente entre estos modos de funcionamiento, teniendo en cuenta las referencias enviadas por el CCR. Además, se presenta un análisis de estabilidad y resultados experimentales bajo condiciones de máxima carga.

6.2. Sistema de almacenamiento de energía basado en supercapacitores

La Fig. 6.1 muestra la topología considerada para el ESS. Consiste de un inversor conectado a la red (GSC), un bus de continua, un convertidor dc/dc bidireccional (ESSC) y un dispositivo de almacenamiento de energía (ESD). Este último es el dispositivo físico para almacenar energía, supercapacitores en este caso. Se pueden utilizar otros tipos de ESD con la misma topología y una ley de control similar, como por ejemplo, baterías de Li-On.

En el modo conectado el controlador K_{GSC} regula la tensión del bus de continua inyectando o consumiendo energía desde la red manteniendo así el balance de potencia, mientras que el controlador K_{ESSC} regula potencia intercambiada entre el ESD y el bus de continua. En el modo isla el controlador K_{GSC} realiza soporte de tensión y frecuencia en la microrred actuando como una fuente de corriente desde el punto de vista del bus, mientras que el controlador K_{ESSC} regula la tensión del bus de continua [84].

El diseño de los controladores depende fuertemente del modo de operación de la microrred a la cual se conecta el ESS, como así también del ESD utilizado. En esta configuración, el controlador K_{ESSC} recibe instrucciones desde el controlador central de la microrred (CCR), el cual determina cuándo el ESS debe almacenar energía y cuándo debe inyectar energía a la red.

El bus de continua provee cierto grado de desacople entre ambos convertidores, permitiendo realizar el diseño de los mismos separadamente. Típicamente, el GSC en el modo conectado es controlado con un esquema de control en cascada. La estructura del

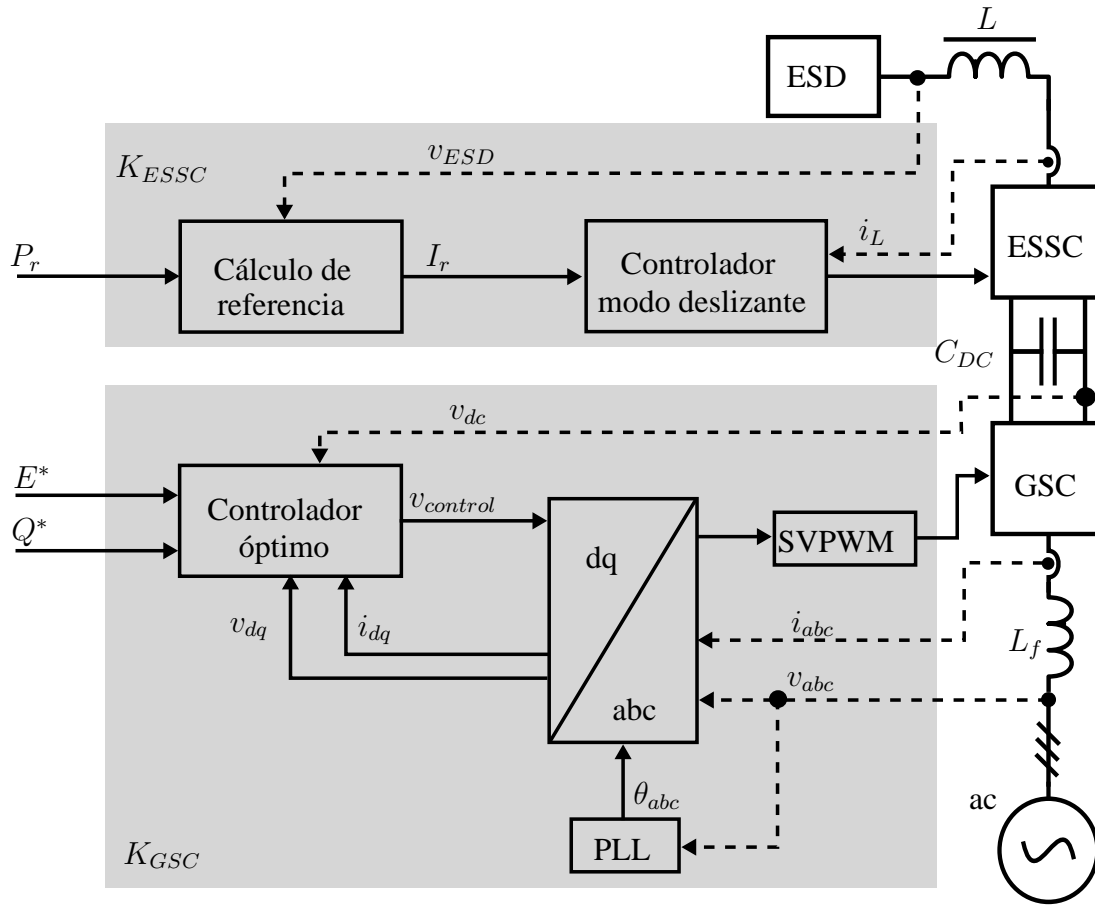


Figura 6.1: Topología de la interfaz adoptada para el ESS.

control consiste de un lazo interior más rápido de control de corriente y un lazo exterior más lento de control de tensión que asegura el balance de potencia dentro del convertidor regulando la tensión en el bus de continua. Esta parte del ESS no será discutida, para más detalles ver por ejemplo [76, 74, 75].

El ESSC tiene como objetivo regular la energía almacenada en el supercapacitor y obedece a los comandos enviados por el CCR. La Fig. 6.2 muestra la topología del convertidor bidireccional adoptado para implementar el ESSC. En esta topología, la tensión es siempre mayor en el lado izquierdo (V_{DC}) que en lado derecho (V_{ESD}), pero la energía puede fluir en ambas direcciones. Este convertidor puede funcionar en modo reductor entregando energía al ESD o en modo elevador consumiendo energía del ESD. Cada modo de operación es conseguido ajustando la referencia del lazo de control. Esto es realizado por el CCR. Las llaves S_{w1} y S_{w2} son operadas de manera complementaria: $S_{w1} = \overline{S_{w2}}$ (donde el supra rayado denota lógica de estado inverso, es decir, si $S_{wi} = 1$ entonces $\overline{S_{wi}} = 0$). Este esquema de conmutación evita operación discontinua para valores bajos de referencia de corriente. En ambos modos los diodos en antiparalelo funcionan como diodos de rueda libre.

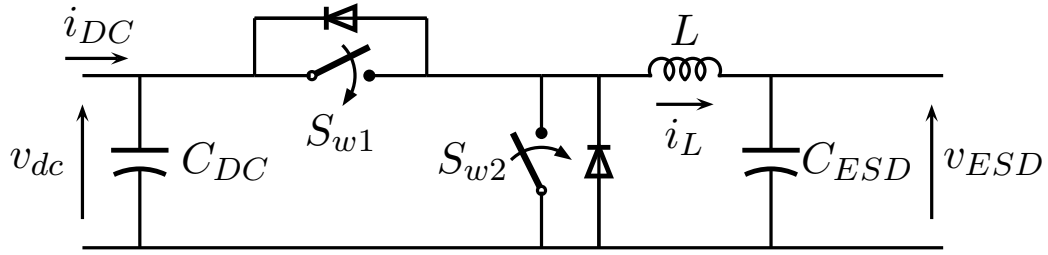


Figura 6.2: Topología del convertidor dc/dc bidireccional utilizado. $S_{w2} = \overline{S_{w1}}$.

6.3. Control por modo deslizante del sistema de conversión de energía

De la Fig. 6.2, se puede ver que la estructura, la dinámica del sistema e incluso el sentido del flujo de energía, dependen fuertemente del estado de conducción de las llaves. El convertidor dc/dc puede ser visto como la composición de dos subsistemas (reductor y elevador) que pueden ser seleccionados de acuerdo con la referencia aplicada al lazo de control. Ambos modos de operación pueden ser descriptos sintéticamente por el siguiente modelo único (se utiliza un modelo instantáneo de las llaves)

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{v_{ESD}}{L} + \frac{v_{dc}}{L} S_w, \\ \dot{v}_{ESD} = \frac{i_L}{C_{ESD}}, \end{cases} \quad (6.1)$$

donde C_{ESD} es la capacidad del supercapacitor, $S_w = S_{w1} = \overline{S_{w2}}$ y $S_{wi} \in \{0, 1\}$. $S_{wi} = 0$ implica llave abierta y $S_{wi} = 1$ llave cerrada. Esta ecuación representa la dinámica del convertidor dc/dc para ambos modos de operación. Todos los modos de funcionamiento se implementarán a través de un control de corriente por el inductor. Así, para referencias positivas de este lazo, la corriente circulará hacia el ESD y el convertidor funcionará como reductor. Para referencias negativas de corriente, la corriente circulará hacia la MR y el convertidor funcionará como elevador. En este caso, la implementación del controlador resulta relativamente simple y directa debido a que toda la estrategia es básicamente una ley de conmutación que comanda la apertura y cierre de las llaves electrónicas.

6.3.1. Esquema de modo deslizante propuesto

El ESSC debe cumplir con varios objetivos de operación dependiendo del estado de la microrred y los supercapacitores. Cuatro objetivos claros pueden ser definidos.

- Inicio: en este modo se cargan los capacitores a corriente constante desde condiciones iniciales nulas.
- Control activo de potencia: Se controla I_L de forma tal que se transfiere potencia desde o hacia la red, acorde con una referencia de potencia impuesta por el CCR

de la MR. La diferencia entre la potencia de referencia y la realmente transferida hacia o desde la red, debida a las pérdidas, son compensadas por el CCR.

- Limitación de tensión: V_{ESD} se mantiene constante una vez que alcanza su valor máximo o mínimo de operación.
- Apagado: con una estrategia similar a la utilizada para la etapa de inicio (pero ahora con una referencia negativa de corriente) se puede realizar el apagado del sistema de forma automática. Esta funcionalidad, junto con la de inicio, puede ser utilizada para el mantenimiento del sistema.

Se mostrará que estos objetivos pueden ser alcanzados con una superficie de MD única, simple y de fácil implementación, cuya referencia es modificada en correspondencia con el objetivo perseguido. A continuación se analiza cada uno de los modos de funcionamiento por separado y luego se plantea la estrategia de control completa del sistema.

Inicio

La razón de esta etapa es poder iniciar el sistema automáticamente desde condiciones iniciales nulas. Para lograr esta característica, la corriente por el inductor es regulada a un valor constante $I_{m\acute{a}x}$, corriente límite del supercapacitor. Aquí el convertidor funciona en modo reductor. La siguiente superficie de MD

$$\mathcal{S}_{I_i} = \{x|h_{I_i} = I_{ESD}^{m\acute{a}x} - i_L = 0\}, \quad (6.2)$$

es propuesta, asociada con la lógica de conmutación

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{ESD}^{m\acute{a}x} - i_L) + 1}{2}, \quad (6.3)$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}}. \quad (6.4)$$

Luego, debe ser verificado si (6.2) califica como superficie de MD, es decir, si satisface la condición necesaria para el establecimiento del MD, o condición de transversalidad ($\mathcal{L}_g \mathcal{S}_I = -v_{dc}/L < 0$). Si esta condición se satisface, se puede asegurar que las trayectorias apuntan hacia la superficie desde ambos lados de la misma (localmente). Luego, mediante esta condición y conociendo las trayectorias de los estados, se puede (o no) extender esta condición globalmente. La condición de existencia puede obtenerse mediante el método del control equivalente. El control equivalente es obtenido de la condición de invariancia ($h_{I_i} = 0$ y $\dot{h}_{I_i} = 0$) y en el caso de la ley de conmutación (6.3), el control equivalente resulta

$$S_{w1eq} = \frac{v_{ESD}}{v_{dc}}. \quad (6.5)$$

Existe MD sobre la superficie cuando el control equivalente satisface $0 \leq S_{w1eq} \leq 1$. Es decir, existe MD sobre la superficie si $0 \leq v_{ESD} \leq v_{dc}$ (dominio de MD). Esta condición siempre se satisface en la topología del convertidor en la Fig. 6.2.

La dinámica en MD se obtiene reemplazando (6.5) en (6.1), resultando

$$\begin{cases} \dot{i}_L = 0, \\ \dot{v}_{ESD} = \frac{I_{ESD}^{m\acute{a}x}}{C_{ESD}}. \end{cases} \quad (6.6)$$

Esta ecuación revela que no hay dinámica en la corriente regulada (corriente positiva constante) y que la tensión en el supercapacitor aumenta de forma lineal con el tiempo. Cabe aclarar que la dinámica de la tensión en el supercapacitor es inestable. Esto es independiente de la estrategia de control y está determinado por la topología del sistema. De todas formas, este modo de funcionamiento está combinado con otros modos, desarrollados a continuación, haciendo estable la operación del sistema.

Notar que se pueden utilizar otras referencias de corriente. Por otro lado, un control similar puede ser utilizado para descargar el capacitor. En este caso, la corriente de referencia es negativa y el ESSC trabaja en modo elevador. Por lo tanto, la lógica de conmutación es idéntica a (6.3) pero ahora con distinto signo en la referencia de corriente. De esta forma, el sistema puede ser apagado.

Control activo de potencia

En esta etapa la ley de control es similar a la del caso anterior, pero ahora la referencia de corriente constante es reemplazada con la corriente necesaria para transferir la potencia demandada por el CCR. La referencia de potencia depende del estado de la MR y puede ser negativa o positiva. Por lo tanto, el convertidor debe trabajar tanto en modo reductor como en modo elevador para permitir un flujo bidireccional de la energía. En esta etapa la superficie utilizada es la siguiente

$$S_{I_p} = \{x | h_{I_p} = \frac{P_r}{v_{ESD}} - i_L = 0\}, \quad (6.7)$$

que verifica la condición de transversalidad, dado que se cumple $-v_{dc}/L < 0$. Luego, la ley de conmutación

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(P_r/v_{ESD} - i_L) + 1}{2}, \quad (6.8)$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}}, \quad (6.9)$$

asegura el régimen de MD en una dada región del plano de estados.

El control equivalente resulta

$$S_{w1eq} = \frac{v_{ESD}}{v_{dc}} - \frac{P_r^2 L}{v_{ESD}^3 C_{ESD} v_{dc}} \quad (6.10)$$

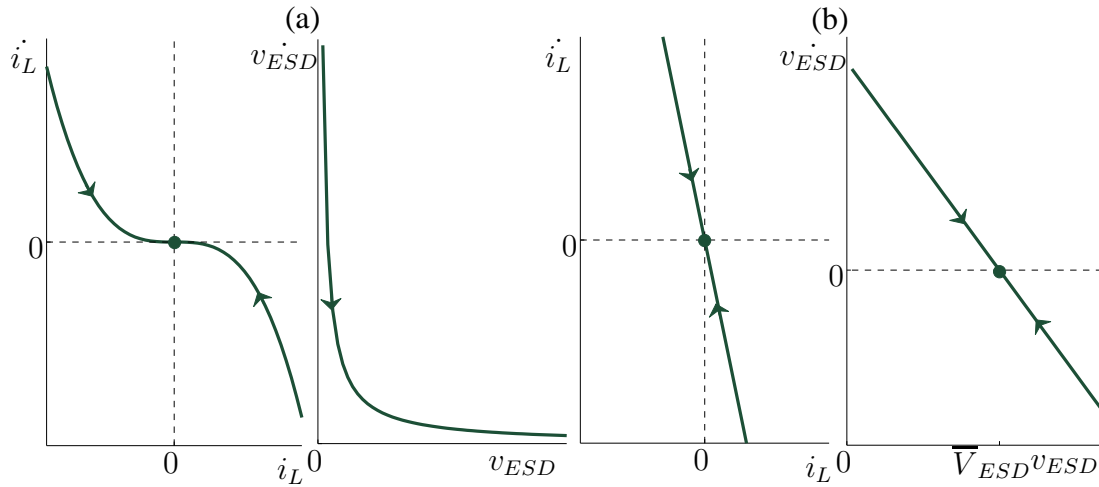


Figura 6.3: Verificación de estabilidad de la dinámica de MD para el control activo de potencia (a) y limitación de tensión (b).

El dominio de MD es $P_r^2 L / v_{ESD}^3 C_{ESD} \leq v_{ESD} \leq v_{dc} + P_r^2 L / v_{ESD}^3 C_{ESD}$ y siempre se cumple dentro de la región de interés. Además, esta condición se asegura con la pre carga del capacitor (modo inicio).

La dinámica en MD se obtiene reemplazando (6.10) en (6.1) y está dada por

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{i_L^3}{P_r C_{ESD}}, \\ \dot{v}_{ESD} = \frac{i_L}{C_{ESD}} = \frac{P_r}{v_{ESD} C_{ESD}}. \end{cases} \quad (6.11)$$

La trayectoria de los estados en MD es ilustrada en la Fig. 6.3a). Se puede observar que para valores positivos de i_L , su derivada es siempre negativa y viceversa. Por lo tanto, para todas las condiciones iniciales, la corriente por el inductor converge al punto de equilibrio estable $i_L = 0$ (de forma asintótica, a medida que la tensión en el supercapacitor tiende a infinito). En el caso de la tensión en el supercapacitor, su derivada es siempre positiva (para corriente positivas, modo reductor) por lo tanto v_{ESD} se incrementará si la referencia de potencia se mantiene en valores positivos. Ésta es una característica del sistema y es independiente de la estrategia de control utilizada. Por esta razón, es necesario un modo de limitación de tensión para evitar daños en el supercapacitor.

En ambos modos, trabajando como reductor entregando energía al ESD o trabajando como elevador consumiendo energía desde el ESD, la ley de conmutación es la misma. Esto es debido a la inversión de signo en la corriente por el inductor y en la referencia, como así también la inversión lógica en la señal S_{w2} .

Remarque 6.3.1. *Es importante mencionar que la superficie se mantiene como una superficie de corriente, sólo que ahora la referencia es modificada dinámicamente.*

Limitación de tensión

Por razones de operación y seguridad, los supercapacitores deben operar dentro de un rango de tensiones delimitadas por \bar{V}_{ESD} (valor superior) y \underline{V}_{ESD} (valor inferior). El límite superior es para proteger la integridad de los supercapacitores. El límite inferior es debido a que los supercapacitores no pueden almacenar mucha energía en baja tensión y para evitar corrientes excesivamente altas que pudieran ser necesarias para satisfacer flujos de potencia en baja tensión. Para garantizar que estos valores sean alcanzados suavemente sin sobrepaso, se propone una superficie de MD adicional, la cual es aplicada cuando V_{ESD} está en alguna de las regiones de transición

$$\mathcal{R}_l := \{v_{ESD} | \underline{V}_{ESD} < v_{ESD} < \underline{V}_{ESD} + V_\Delta\}, \quad (6.12)$$

$$\mathcal{R}_u := \{v_{ESD} | \bar{V}_{ESD} - V_\Delta < v_{ESD} < \bar{V}_{ESD}\}, \quad (6.13)$$

donde V_Δ define el ancho de las regiones de transición.

Por lo tanto, cuando la tensión en el supercapacitor está en la región \mathcal{R}_u , la superficie de MD es

$$\mathcal{S}_{I_l} = \{x | h_{I_l} = \frac{P_r(\bar{V}_{ESD} - v_{ESD})}{(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)V_\Delta} - i_L = 0\} \quad (6.14)$$

la cual verifica la condición de transversalidad dado que $-v_{dc}/L < 0$ se satisface siempre en la región de interés. En este caso, la ley de conmutación se desprende como en los casos anteriores. El control equivalente resulta

$$S_{w_{eq}} = \frac{v_{ESD}}{v_{dc}} - \frac{P_r^2 L (\bar{V}_{ESD} - V_{ESD})}{(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)^2 V_\Delta^2 C_{ESD} v_{dc}}. \quad (6.15)$$

El dominio de MD es $P_r^2(\bar{V}_{ESD} - v_{ESD})L/(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)^2 V_\Delta^2 C_{ESD} < v_{ESD} < v_{dc} + P_r^2(\bar{V}_{ESD} - v_{ESD})L/(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)^2 V_\Delta^2 C_{ESD}$ y se cumple siempre dentro de la región de interés. Reemplazando (6.15) en (6.1), se obtiene la dinámica de MD

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{P_r}{(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)V_\Delta} \frac{i_L}{C_{ESD}}, \\ \dot{v}_{ESD} = \frac{P_r(\bar{V}_{ESD} - v_{ESD})}{C_{ESD}(\bar{V}_{ESD} - V_\Delta)V_\Delta}. \end{cases} \quad (6.16)$$

Estas expresiones se grafican en la Fig. 6.3b). Es evidente que para todas las condiciones iniciales, la corriente alcanza el punto de equilibrio estable $i_L = 0$. Además, la tensión en el supercapacitor converge al valor final, $v_{ESD} = \bar{V}_{ESD}$, sin sobrepasar el límite, mientras que la corriente por el inductor va a cero suavemente.

Para el caso de referencias negativas de potencia, el ESSC opera en modo elevador. En estas circunstancias, se puede utilizar una superficie similar a (6.14) cuando la tensión alcanza la región de transición inferior.

Este modo de operación es necesario por dos motivos. Primero, para evitar llevar a cero la corriente por el inductor exigiendo innecesariamente el sistema, y su posterior arranque abrupto. Segundo, para compensar las pérdidas del capacitor, por ejemplo, si el sistema no absorbe energía por un largo período de tiempo.

Estrategia de control completa

Observando las superficies de MD (6.2), (6.7) y (6.14), resulta claro que se pueden lograr diferentes modos de operación con la misma ley de conmutación

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{r,i} - i_L) + 1}{2}$$

con

- Inicio

$$I_{r1} = I_{ESD}^{\text{máx}}, \quad (6.17)$$

- Modo control activo de potencia

$$I_{r2} = \frac{P_r}{v_{ESD}}, \quad (6.18)$$

- Modo limitación de tensión (límite inferior)

$$I_{r3} = \frac{P_r}{(\underline{V}_{ESD} + V_{\Delta})V_{\Delta}}(v_{ESD} - \underline{V}_{ESD}), \quad (6.19)$$

- Modo limitación de tensión (límite superior)

$$I_{r4} = \frac{P_r}{(\overline{V}_{ESD} - V_{\Delta})V_{\Delta}}(\overline{V}_{ESD} - v_{ESD}). \quad (6.20)$$

La estrategia de control completa puede ser resumida en la siguiente ley de conmutación

- Inicio

Como ya fue mencionado, esta estrategia sólo se utiliza para inicializar el sistema desde condiciones iniciales nulas. Además, esto puede ser utilizado para un apagado seguro del sistema.

$$S_{w1} = \frac{(\text{sign}(I_{r1} - i_L) + 1)}{2}, \quad (6.21)$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}}. \quad (6.22)$$

Una vez que el sistema está listo, el mismo opera combinando los modos de control activo de potencia y de limitación de tensión dependiendo del estado del sistema y de las referencias enviadas por el CCR.

■ Operación para control activo de potencia

- si $\underline{V}_{ESD} < V_{ESD} < \overline{V}_{ESD} - V_{\Delta}$ y $P_r \geq 0$

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{r2} - i_L) + 1}{2},$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}},$$

- si $\underline{V}_{ESD} + V_{\Delta} < v_{ESD} < \overline{V}_{ESD}$ y $P_r < 0$

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{r2} - i_L) + 1}{2},$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}},$$

- si $\underline{V}_{ESD} < v_{ESD} < \underline{V}_{ESD} + V_{\Delta}$ y $P_r < 0$

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{r3} - I_L) + 1}{2},$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}},$$

- si $\overline{V}_{ESD} - V_{\Delta} < v_{ESD} < \overline{V}_{ESD}$ y $P_r \geq 0$

$$S_{w1} = \frac{\text{sign}(I_{r4} - I_L) + 1}{2},$$

$$S_{w2} = \overline{S_{w1}},$$

donde

$$I_{r1} = I_{ESD}^{\text{máx}}, \quad (6.23)$$

$$I_{r2} = \frac{P_r}{v_{ESD}}, \quad (6.24)$$

$$I_{r3} = \frac{P_r}{(\underline{V}_{ESD} + V_{\Delta})V_{\Delta}}(v_{ESD} - \underline{V}_{ESD}), \quad (6.25)$$

$$I_{r4} = \frac{P_r}{(\overline{V}_{ESD} - V_{\Delta})V_{\Delta}}(\overline{V}_{ESD} - v_{ESD}). \quad (6.26)$$

En la Fig. 6.4 se puede ver una representación de los distintos modos de funcionamiento en el plano (V_{ESD}, i_L) .

Básicamente, los distintos modos de operación son obtenidos modificando la referencia de corriente. Para el arranque del sistema, la estrategia de control impone una referencia de corriente constante. La misma superficie pero con una referencia negativa puede ser utilizada para descargar el supercapacitor. En la etapa de control activo de potencia, la referencia de corriente se calcula de acuerdo con la tensión real del supercapacitor con el objetivo de proveer la cantidad de potencia requerida por el CCR.

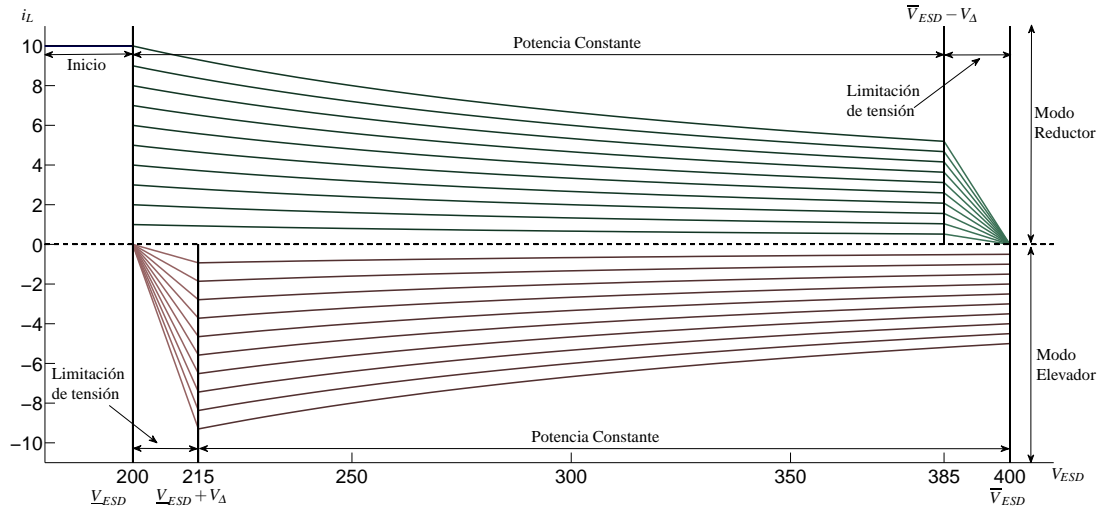


Figura 6.4: Representación de las superficies de modo deslizante bajo distintos modos y objetivos de operación.

Finalmente, cuando la tensión del supercapacitor alcanza el límite superior o inferior, se utiliza una superficie de MD de transición para llevar suavemente la corriente por el inductor a cero.

Es importante mencionar que la red y el inversor, junto con el bus de continua y el controlador K_{GSC} , son considerados como un sistema que perturba al resto del sistema (ESSC). Esta consideración es una consecuencia de la robustez contra la variabilidad de la tensión del bus de continua y la tensión del supercapacitor provista por el MD. Luego, mediante un correcto diseño del controlador K_{GSC} que asegure que la tensión del bus de continua sea mayor que la máxima tensión del supercapacitor más la tensión de operación del convertidor (requerimiento del convertidor dc/dc para funcionar correctamente), el controlador K_{ESSC} funcionará correctamente (performance y estabilidad) bajo un control por MD. Ésta es una de las ventajas de la implementación del control por MD.

6.4. Implementación experimental

La estrategia de control por MD propuesta fue implementada en la configuración mostrada en la Fig. 6.5. La tensión del bus de continua v_{dc} , está fijada en 700 V, la inductancia, L es de 4,27 mH y la capacidad del bus C_{DC} , es de 2 mF. El convertidor dc/dc ha sido implementado con transistores bipolares de base aislada (IGBTs). Cada IGBT soporta una corriente máxima de 20 A. El firmware fue escrito en lenguaje C y compilado con optimización de velocidad. El firmware corre en un DSP (TMS320F2800) de Texas Instruments. El banco de supercapacitores está compuesto de 35 módulos Maxwell BMOD0058E016B02 de 16,2 V y 58 F cada uno, conectados en serie, dando una capacidad total de 1,7 F. Por razones de seguridad, se escoge

Cuadro 6.1: Valores de los parámetros del banco de supercapacitores

Nombre del parámetro	Valor
Tensión máxima absoluta, $\bar{V}_{ESD_{MAX}}$	567 V
Tensión máxima de operación, \bar{V}_{ESD}	400 V
Tensión mínima de operación, \underline{V}_{ESD}	200 V
Corriente de salida máxima, $I_{m\acute{a}x}$	19 A
Corriente pico máxima, 1 s (no repetitiva), $\bar{I}_{m\acute{a}x}$	200 A
Capacidad, C_{ESD}	1,702 F

como tensión máxima de operación del banco 400 V. En la Tabla 6.1 se resumen las características del banco de supercapacitores.

6.4.1. Algoritmo de control

El algoritmo de control implementado en el DSP puede ser resumido en el siguiente pseudocódigo.

```

while ( $v_{ESD} < \underline{V}_{ESD}$ ) do                                     ▷ Inicio
     $S_{w1} = (\text{sign}(I_{ref1} - i_L) + 1)/2$ 
end while
Apagado=Falso
while (Apagado=Falso) do
    Leer  $v_{ESD}$ 
    if ( $v_{ESD} > \bar{V}_{ESD} - V_{\Delta}$ ) & ( $P_r > 0$ ) then                                     ▷ Limitación de tensión
         $S_{w1} = (\text{sign}(I_{r4} - i_L) + 1)/2$ 
    else if ( $v_{ESD} < \underline{V}_{ESD} + V_{\Delta}$ ) & ( $P_r < 0$ ) then                                     ▷ Limitación de tensión
         $S_{w1} = (\text{sign}(I_{r3} - i_L) + 1)/2$ 
    else if ( $\underline{V}_{ESD} < v_{ESD} < \bar{V}_{ESD}$ ) then                                     ▷ Control activo de potencia
         $S_{w1} = (\text{sign}(I_{r2} - i_L) + 1)/2$ 
    end if
    if ( $v_{ESD} > \bar{V}_{ESD} + V_{\Delta}$ ) then                                             ▷ Protección
        Apagado=Verdadero
    end if
    if ( $v_{ESD} < \underline{V}_{ESD} - V_{\Delta}$ ) then                                             ▷ Protección
        Apagado=Verdadero
    end if
end while

```

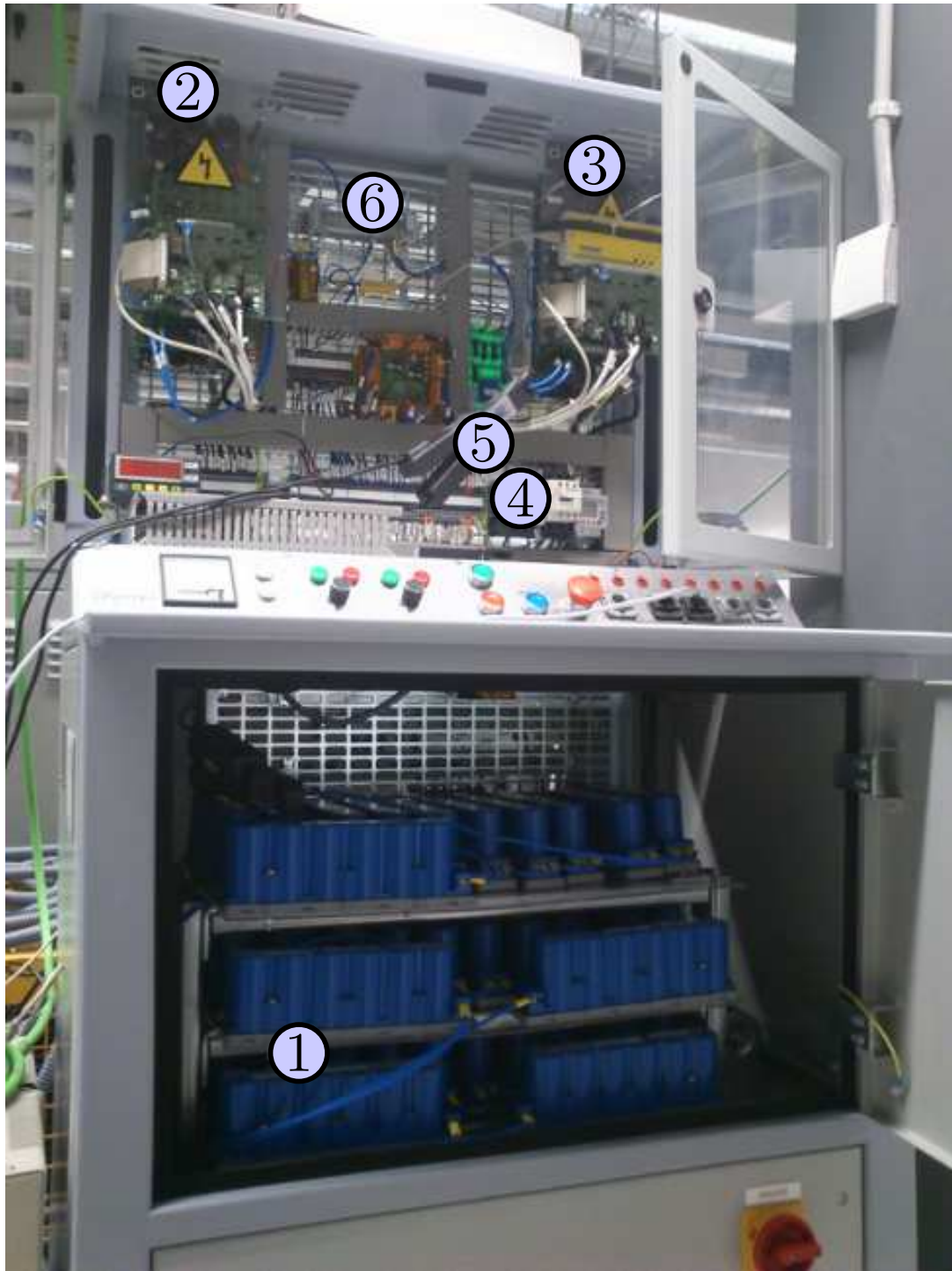


Figura 6.5: Montaje experimental para la implementación de la estrategia de control por MD propuesta. (1) Banco de supercapacitores, (2) convertidor dc/dc bidireccional, (3) convertidor del lado de red (inversor), (4) protecciones, (5) punta de corriente, (6) bus de continua.

Para la implementación, la corriente de pre carga de los supercapacitores I_{r1} fue puesta en 10 A, la tensión de operación máxima \bar{V}_{ESD} a 400 V, la tensión de operación mínima \underline{V}_{ESD} a 200 V y el umbral de tensión V_{Δ} a 15 V. Las referencias de corriente son calculadas usando las ecuaciones (6.23) a (6.26).

6.5. Resultados experimentales a plena carga

Para evaluar la correcta operación del ESS considerado se analizaron tres escenarios: el inicio, el seguimiento de varias referencias de potencia y la limitación de tensión. Durante el experimento, el convertidor fue operado a sus valores nominales. De esta forma se pretende evaluar la estrategia propuesta en una situación real.

Inicio

En esta etapa el supercapacitor es pre cargado a corriente constante hasta que alcanza la tensión de operación mínima. La Fig. 6.6 muestra la corriente por el inductor y la tensión en el supercapacitor en este escenario. La corriente de pre carga del capacitor fue fijada en 10 A. De la Fig. 6.6 se puede ver que el controlador consigue una adecuada regulación de la corriente por el inductor. La amplitud del ripple de corriente es consecuencia de la banda de histéresis utilizada en la implementación del MD, mientras que la inductancia L y la diferencia de tensión entre v_{ESD} y v_{dc} determinan la velocidad de cambio de la corriente. El ripple de corriente (ΔI) fue fijado en 3,5 A, mostrado con línea punteada en la figura.

La Fig. 6.7 presenta un detalle de la corriente de pre carga para mostrar el modo de alcance. Esto es, la evolución de la corriente comenzando desde condiciones iniciales nulas $i_L(0) = 0$ hasta la superficie de MD $S_{I_L} = 10 \text{ A} - i_L = 0$. Como consecuencia de la limitación en la velocidad de muestreo del DSP y ruido de medición, la corriente sobrepasa levemente la banda de histéresis. De la Fig. 6.7 se puede ver que la pendiente de la corriente es mucho más grande cuando S_{w1} está cerrada que cuando está abierta. Si la corriente crece demasiado rápido, el DSP no es capaz de muestrear adecuadamente la señal y por lo tanto no puede reproducir exactamente la ley de control (6.3). La pendiente de la corriente depende de la diferencia de tensión entre el supercapacitor y el bus de continua. Por lo tanto, este fenómeno es mucho más notorio en la etapa de inicio, donde la diferencia de tensión entre el supercapacitor y el bus de continua es la más alta, en esta caso 700 V. Esta rápida variación de corriente resulta en un pequeño retardo en la detección del cruce de la corriente por el límite superior de la banda histéresis. Ésta es una limitación del hardware utilizado, sin embargo la performance es correcta para la aplicación seleccionada. Este fenómeno se hace evidente en la Fig. 6.6. A medida que el capacitor se acerca a su tensión de operación, la corriente se ajusta cada vez mejor a la banda de ripple definida. Es importante remarcar que la etapa de inicio no es una etapa de funcionamiento permanente, y que la performance obtenida

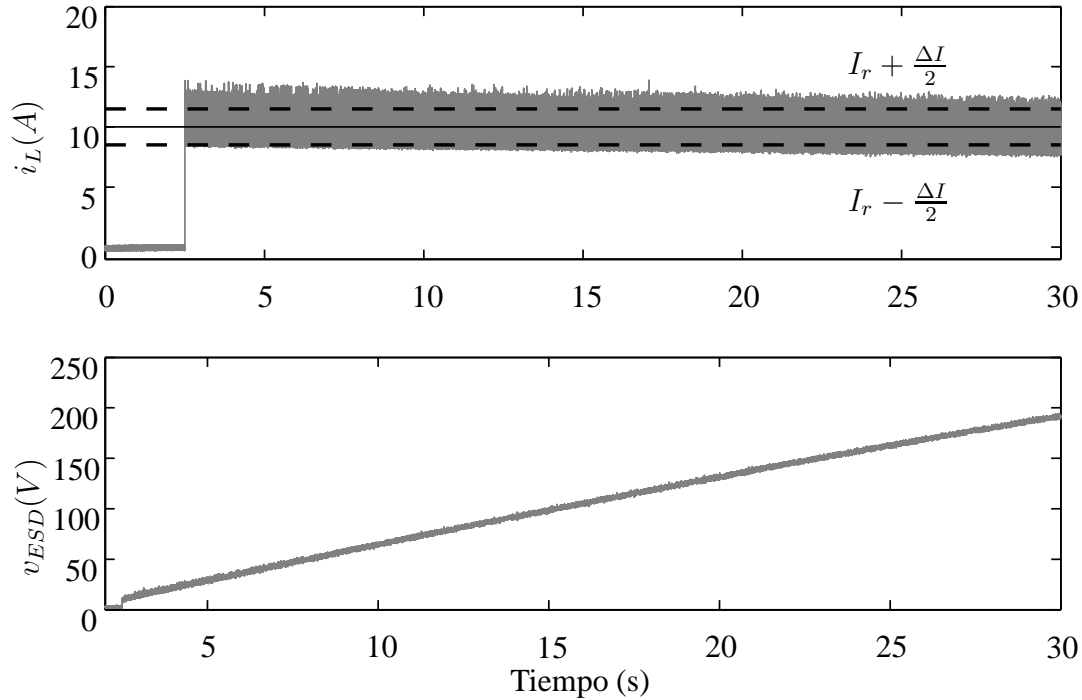


Figura 6.6: Corriente i_L durante la etapa de pre carga. La tensión del banco de supercapacitores es llevada de 0 V a 200 V.

es lo suficientemente correcta para la aplicación que se discute. Asimismo, diseñar el hardware con los requerimientos de ésta conllevaría un sobre dimensionamiento.

Control activo de potencia

El modo de operación normal de los supercapacitores en la MR es el seguimiento de las referencias de potencia enviadas por el CCR. La potencia es medida como el producto entre la tensión en el banco de supercapacitores y la corriente por el inductor L . Por convención, potencia positiva significa que la energía está siendo transferida desde el bus de continua hacia los supercapacitores, y vice versa, potencia negativa significa que la energía es transferida hacia el bus de continua. Debido a que el interés de la aplicación está en el valor medio de potencia transferida, en la Fig. 6.8 se muestra la potencia media de los supercapacitores. Nótese que la potencia real transferida a la red es menor que la potencia medida en el supercapacitor debido a las pérdidas del convertidor. Esta diferencia es compensada por un control supervisor, por ejemplo el controlador central de la red. Otra forma podría ser medir la potencia media que se inyecta/consume en la entrada trifásica en lugar de hacerlo en bornes del banco de supercapacitores.

La línea gris en el gráfico de corriente (i_L) en la Fig. 6.8 representa la corriente instantánea circulando por el inductor L , mientras que la línea negra es la corriente de referencia I_r . Se puede ver que la corriente i_L sigue perfectamente la referencia de

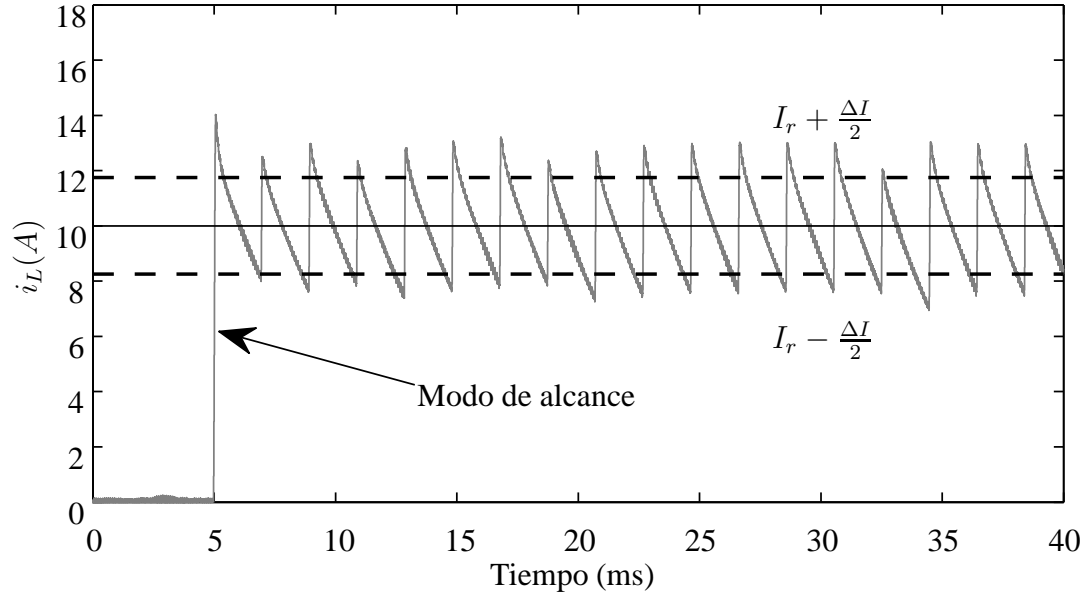


Figura 6.7: Detalle del modo de alcance durante el inicio del sistema.

corriente. En este caso no hubo cambios abruptos de potencia (escalones), debido a que se limitó su velocidad de cambio por restricciones en el hardware utilizado. De todas formas, el control implementado convergería rápidamente a la nueva superficie de MD si existiesen cambios abruptos en la potencia de referencia. Para mostrar que la potencia de ac consumida o inyectada a la MR se mantiene constante, la Fig. 6.8 muestra la corriente de ac en la fase a durante el seguimiento de seis valores diferentes de referencia de potencia:

$$\begin{aligned}
 P_{r1} &= 0kW, & P_{r2} &= 3kW, & P_{r3} &= -2kW, \\
 P_{r4} &= 2,5kW, & P_{r5} &= -1kW, & P_{r6} &= 1kW.
 \end{aligned}$$

Como consecuencia del ripple en la corriente por el inductor, la tensión en el banco de supercapacitores tiene también un pequeño ripple.

Si bien el controlador por MD es capaz de realizar transiciones extremadamente rápidas entre las diferentes superficies, el hardware utilizado en la implementación experimental no es capaz de soportarlos resultando en la activación de las protecciones. Por esta razón, la transición entre las diferentes referencias de potencia fue implementada con una rampa. La transición es rápida y no presenta sobrepaso. El error de seguimiento en estado estacionario es cero debido a que la estrategia de control por MD así implementada lo asegura.

La Fig. 6.9 muestra un zoom de las corrientes ac y dc en la interfaz electrónica. La corriente i_L presenta un ripple constante impuesto por la banda de histéresis del controlador por MD. El ripple de corriente mínimo y la frecuencia de conmutación máxima son consecuencia del inductor L , la diferencia de tensión entre v_{ESD} y v_{dc} , y la frecuencia de muestreo del controlador. Para esta implementación experimental el

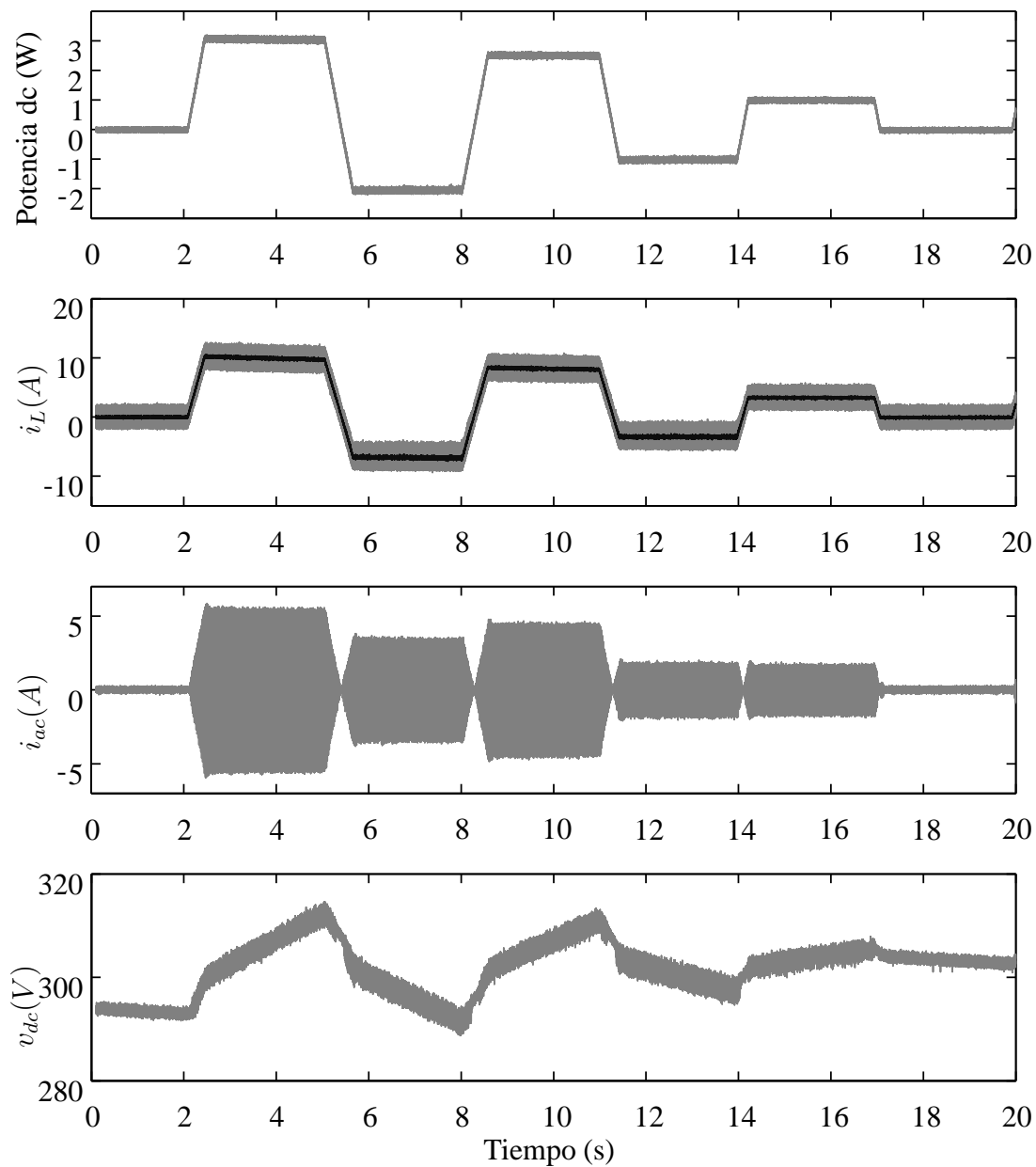


Figura 6.8: Variables más relevantes del convertidor durante el modo normal de operación. Potencia media en el supercapacitor, corriente i_L , corriente ac correspondiente a la fase a del sistema trifásico y tensión en el banco de supercapacitores.

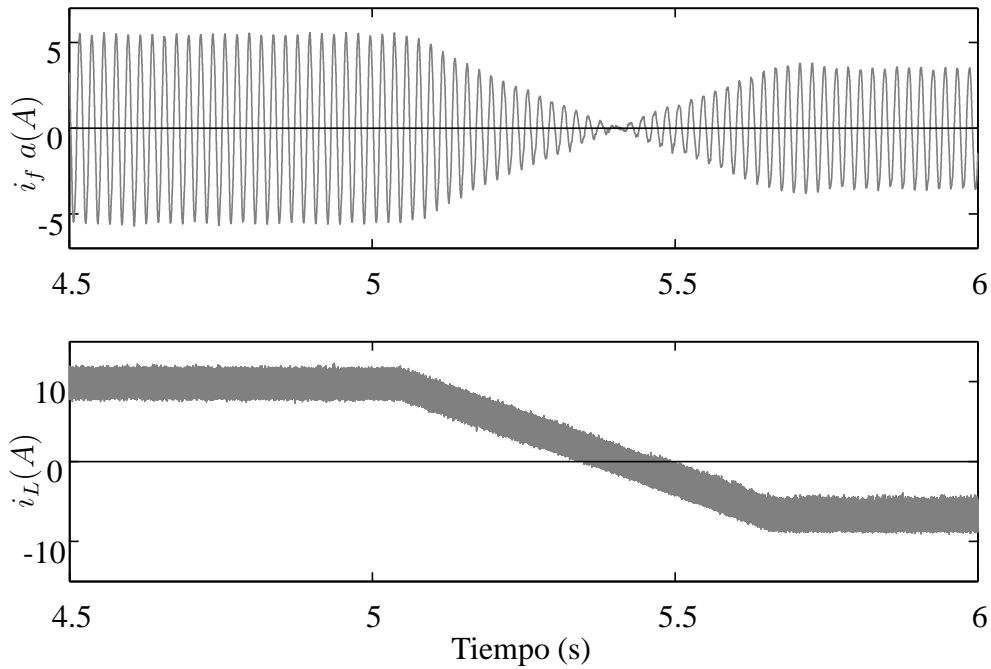


Figura 6.9: Detalle de la corriente ac en la fase a y de la corriente i_L durante el cambio de signo en el flujo de potencia.

ripple de corriente medio es de 15 % del límite de corriente y la frecuencia de conmutación varía desde 8 kHz a 11 kHz durante el modo de operación normal. Si se requieren menores valores de ripple o distintos valores de frecuencia de conmutación, alguno de los valores previos debe ser modificado.

Limitación de tensión

La superficie de MD definida en (6.14) es responsable de llevar v_{ESD} a \bar{V}_{ESD} suavemente y sin sobrepaso. El resultado de la implementación de la superficie es mostrado en Fig. 6.10. En este experimento, la tensión del supercapacitor V_{ESD} se mantiene constante a 400 V (\bar{V}_{ESD}), garantizando la integridad del banco de supercapacitores. La tensión es mantenida constante en \bar{V}_{ESD} , manteniendo los supercapacitores con la capacidad de potencia deseada hasta que se reciba una referencia de potencia negativa desde el CCR. Luego de la recepción de este comando de descarga, el controlador vuelve a entrar en el modo de funcionamiento de control activo de potencia, comenzando así un nuevo ciclo.

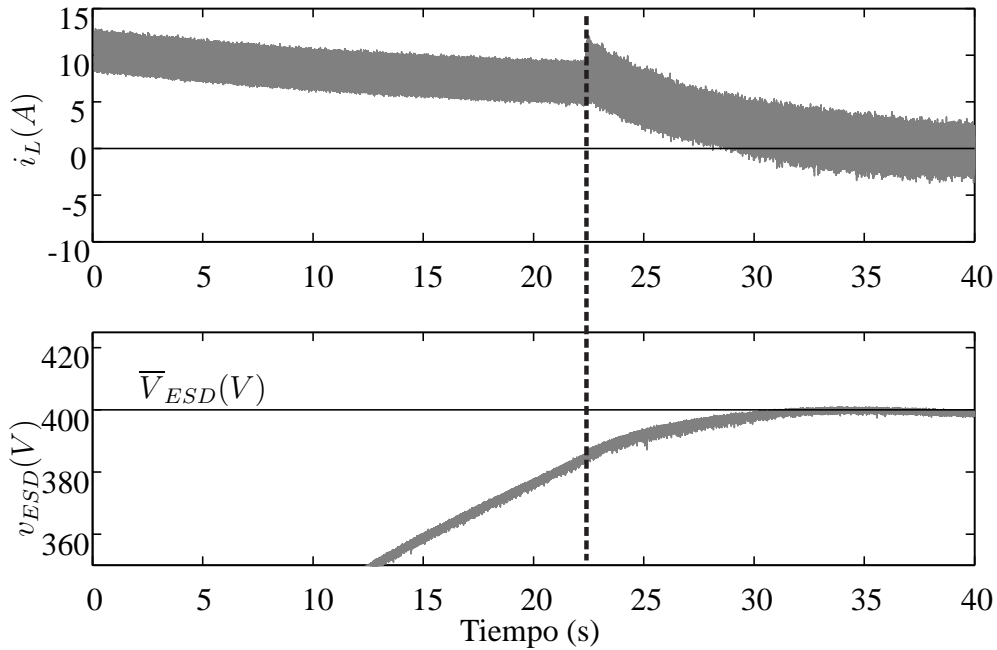


Figura 6.10: Detalle de la corriente i_L y la tensión v_{ESD} durante la limitación de tensión.

6.6. Aplicación a la red

Debido a su gran rango de usos y configuraciones, el almacenamiento de energía puede asistir a la integración de energía renovable de muchas maneras [85]. Estos usos incluyen, entre otros, equilibrar la generación y la demanda a través del tiempo: balancear la red a través de servicios auxiliares, seguimiento de la carga, nivelación de la carga; manejar la incertidumbre en la generación de energía renovable a través de la reserva y suavizar la salida de plantas individuales de energía renovable.

El universo de aplicaciones del almacenamiento de energía mapea muy cercanamente con los desafíos de la integración de energía renovable a la red. De la misma forma que la energía renovable genera necesidades a diferentes escalas temporales, las diferentes tecnologías de almacenamiento de energía son adecuadas para diferentes escalas de tiempo, desde segundos hasta estacionales. La Fig. 6.11 muestra el amplio rango de aplicación de los sistemas de almacenamientos de energía [85].

La aptitud de un recurso de almacenamiento de energía para un tiempo de descarga particular está determinado por su densidad de potencia y de energía. La densidad de potencia refiere a la capacidad de proveer potencia de forma instantánea. Una densidad de potencia mayor indica que es posible descargar grandes cantidades de potencia a demanda. La densidad de energía refiere a la capacidad de proveer energía continuamente sobre un período de tiempo. Una densidad de energía alta indica que es posible descargar energía por largos períodos. Generalmente, las tecnologías de almacenamiento de energía con las mayores densidades de potencia tienden a tener bajas densidades de energía, estas pueden descargar una gran cantidad de potencia pero solo por un cor-

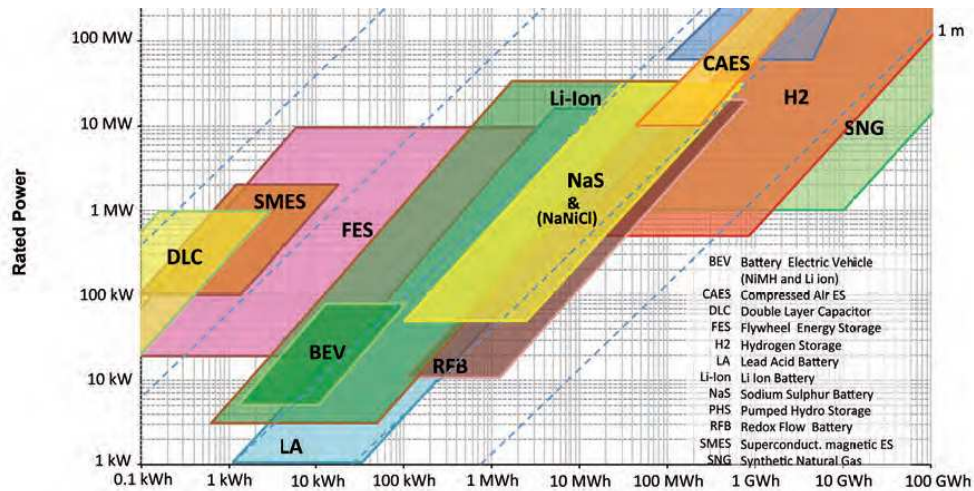


Figura 6.11: Comparación entre potencia nominal, almacenamiento de energía y tiempo de descarga entre diferentes tecnologías de almacenamiento de energía [85].

to período de tiempo. Del mismo modo, tecnologías con altas densidades de energía tienden a tener bajas densidades de potencia, éstas pueden descargar energía por largos períodos de tiempo pero no pueden proveer grandes cantidades de potencia de forma instantánea. Esto da lugar a una división de las tecnologías de almacenamiento de energía en categorías basadas en los tiempos de descarga [85].

Para tiempos de descarga cortos el recurso se agota en el término de segundos a minutos. Ejemplos de este tipo son los supercapacitores, almacenamiento en anillos superconductores y volantes de inercia. Este tipo de recursos pueden proveer servicios de regulación de frecuencia a la red casi instantáneos, para de esta forma mitigar el impacto de la variabilidad no controlable de la energía renovable. Del mismo modo existen también dispositivos con tiempos de descarga medios a largos y también con tiempos de descarga largos [85].

6.6.1. Roles de los ESS en la integración de la energía renovable

La gran variedad de ESS permite una gran cantidad de aplicaciones [85]. En principio se podrían mencionar dos grandes perspectivas o situaciones. Por un lado, desde el punto de vista del operador de la red, proveen servicios a la red brindando flexibilidad a la generación. Además, desde este punto de vista, representan la opción óptima como herramienta para mitigar la variabilidad e incertidumbre para toda la red, en lugar de solo para cargas o generación específicas. La optimalidad surge del hecho de que la integración de grandes cantidades de energía solar y eólica a lo largo de grandes regiones geográficas, resulta en una variación neta e incertidumbre de la salida menor que la integración de una sola planta de generación de energía renovable. Por otro lado, para la generación individual mediante recursos renovables o redes aisladas, puede ser interesante la colocación de generación y almacenamiento a nivel de la salida antes de la integración con la red. Del lado de la demanda el uso extensivo de vehículos eléctricos

puede proveer un agregado substancial de almacenamiento de energía a la red [85].

6.7. Conclusiones

Este capítulo presentó una estrategia de control para un convertidor dc/dc bidireccional para regular el intercambio de potencia entre un banco de supercapacitores y una MR con conexión a red. La ley de control propuesta está basada en una única superficie de modo deslizante, la cual es capaz de cubrir todas las regiones de operación, incluso el inicio del sistema. El uso de diferentes referencias de corriente dependiendo del objetivo particular permitió definir una ley de comando para los dispositivos semiconductores de simple implementación. El control propuesto puede ser implementado sin mayor dificultad en los DSP comúnmente utilizados para el control de convertidores de potencia, y a su vez proveer una correcta operación en diferentes condiciones, incluso ante cambios en los parámetros del sistema. Además, como toda la estrategia se implementa bajo MD, no se requiere compensación de pendiente para ciclos de trabajo por encima del 50 %, como es requerido en controles de corriente de frecuencia fija tradicionales. Con el objetivo de evaluar la correcta operación y robustez de la estrategia propuesta en situaciones reales, la ley de control fue implementada en un experimento de potencia. Se analizaron distintos escenarios cubriendo todos los modos de operación, incluyendo el inicio y situaciones extremas donde el supercapacitor alcanza el máximo de tensión. Estos resultados muestran que la estrategia de control propuesta exhibe una performance adecuada, incluso bajo la presencia de condiciones adversas. Algunas limitaciones de hardware pueden afectar la performance del sistema (nivel de ripple), especialmente durante el inicio del sistema. Estas limitaciones pueden ser sorteadas por ejemplo con DSP con mejores conversores ADC, conversores ADC externos, etc. Esta es una limitación del hardware disponible a la hora de realizar el experimento.

Parte III

Control mecánico de turbinas eólicas

Capítulo 7

Control de turbinas eólicas con rango de operación extendido

En este capítulo se proponen algoritmos de control para turbinas eólicas en el marco de su conexión a red para la generación distribuida. Los objetivos principales son tener un control activo de la potencia capturada por la turbina y mitigar las cargas aerodinámicas que se transfieren a la red. Se plantea trabajar en una región de operación extendida, lo que permite tener un control más amplio de la potencia. De esta forma, la turbina puede operar en distintos modos según lo requiera el CCR. El control es realizado mediante el par del generador y el control del ángulo de las palas. Debido a la gran diferencia en las constantes de tiempo involucradas, no se tiene en cuenta la dinámica eléctrica. De todas maneras, para el control del subsistema eléctrico los métodos convencionales son suficientes. El control de la turbina se realiza y analiza de forma progresiva. Primero se propone una estrategia de control en el marco del control óptimo (H_∞) robusto y luego en el de los sistemas lineales de parámetros variantes (LPV).

7.1. Introducción

Hoy en día, la energía eólica es la fuente de energía renovable disponible más competitiva a lo largo de todo el mundo. La utilización de materiales más livianos, la construcción de turbinas de mayor tamaño y la incorporación de estrategias de control automático más versátiles, entre otros factores, han reducido drásticamente el costo de la energía eólica en las décadas pasadas.

Las turbinas eólicas de potencia son sistemas dinámicos muy complejos. Son estructuras mecánicas flexibles sujetas a perturbaciones distribuidas en tiempo y espacio, con dinámicas acopladas, poco amortiguadas, con restricciones físicas, etc. Consecuentemente, son operadas y controladas de diferente manera dependiendo de la velocidad del viento.

La Fig. 7.1 muestra la curva de operación típica de una turbina eólica en el plano velocidad de viento–potencia generada. En esta curva se pueden definir tres regiones

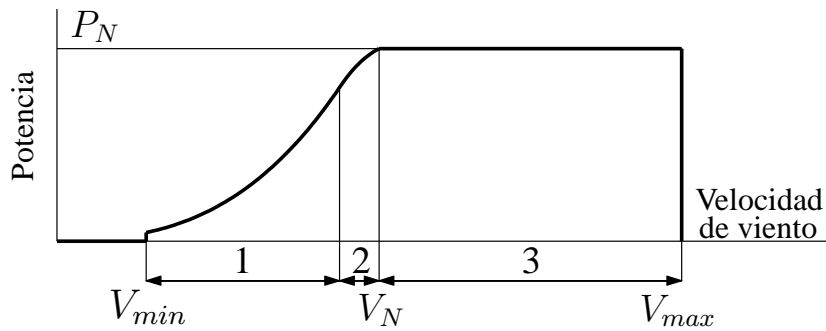


Figura 7.1: Curva potencia-velocidad de viento típica.

de operación [86]. En la región de baja velocidad de viento (región 1, también conocida como región de carga parcial), el objetivo es la maximización de la captura de energía. Este objetivo es alcanzado generalmente fijando el par del generador proporcional al cuadrado de la velocidad de rotación. Un objetivo complementario en esta zona es la reducción, o al menos la no amplificación, de las cargas aerodinámicas [87]. En la región de alta velocidad (región 3, también llamada región de carga completa), el objetivo de control es regular la potencia generada por la turbina a su valor nominal, manteniendo la velocidad de rotación dentro de límites de seguridad. Esto es realizado generalmente manteniendo constante el par del generador en su valor nominal y regulando el ángulo de paso de las palas para limitar la potencia capturada por el rotor de la turbina. En esta región es muy importante la disminución de las cargas mecánicas y aerodinámicas para la extensión de la vida útil de la turbina. Entre estas dos regiones se encuentra la región 2, también conocida como región de transición. Aquí se busca obtener una transición suave entre las dos regiones previamente mencionadas, donde difieren tanto los objetivos como las variables controladas. La región 2 es una región crítica debido a que la limitación de la velocidad de rotación incrementa las cargas mecánicas en la turbina. Además, la baja sensibilidad del par aerodinámico respecto a la acción de control (ángulo de paso de las palas) da lugar a problemas de controlabilidad que imponen severas restricciones de performance en el diseño de controladores. Fuera del rango comprendido por V_{min} y V_{max} , la turbina se encuentra fuera de funcionamiento. Por debajo de V_{min} no hay energía suficiente en el viento como para vencer las pérdidas presentes en la turbina. Por encima de V_{max} empieza a correr riesgo la estructura de la turbina. Se suele requerir (generalmente el operador de la red) que las turbinas no se apaguen abruptamente por encima de V_{max} [88]. Así, se requiere una curva de apagado como la mostrada en la Fig. 7.2. De esta forma, se busca que ante ráfagas de vientos de alta velocidad no se pierda generación de forma abrupta en la red, y de esta forma, dar tiempo al operador de suplantar esta generación por otra.

El control de turbinas eólicas en todo el rango de operación de velocidades de viento ha sido abordado básicamente de dos formas. Por un lado, se ha propuesto un controlador multivariable diseñado para garantizar performance a lo largo de todo el rango de velocidades de viento. Este enfoque provee un proceso sistemático con ga-

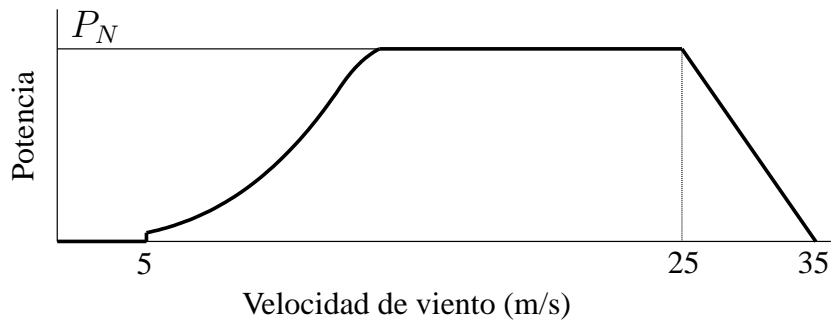


Figura 7.2: Curva potencia-velocidad de viento con apagado suave.

rantías de performance y estabilidad. Sin embargo, debido a algunos problemas como la baja controlabilidad, cambios en la estructura y objetivos del control, se imponen severas restricciones en la performance global, dando lugar a soluciones más complejas y usualmente más conservadoras. Por otro lado, se han diseñado dos controladores diferentes para cumplir con los objetivos para la zonas de baja y alta velocidades de viento [89, 90]. Bajo este enfoque, es necesaria la utilización de un compensador anti-windup, que evite respuestas indeseadas luego de la conmutación entre los controladores. La topología de control preferida por la industria es la que contempla el uso de dos controladores, siendo la optimización de la transición entre los mismos un problema abierto para su estudio y mejora.

El control de turbinas eólicas está siendo intensamente tratado en la literatura especializada. El enfoque más básico utiliza una tabla de look-up (LUT) para fijar la referencia de par en baja velocidad dejando el pitch fijo, mientras que en alta velocidad un controlador PI regula la velocidad de rotación y la LUT fija el par. Además, se utiliza una compensación mediante anti-windup clásico [87] para evitar respuestas indeseadas en la transición de una región a la otra. Sin embargo, últimamente se está explorando una gran cantidad de técnicas de control y herramientas avanzadas para diseñar controladores de alta performance. Por ejemplo, recientemente se han publicado en la bibliografía estrategias de modo deslizante, no lineales, óptimas y adaptivas [91, 92, 93, 94, 95, 96]. La mayoría de estas propuestas están limitadas a la región de baja velocidad [94, 95] o a la región de alta velocidad [96] de operación, mientras que sólo algunos consideran la operación a lo largo de todo el rango de vientos [91, 92, 97, 98].

Durante años se ha prestado atención a mejorar la performance del controlador en baja o en alta velocidad. Menos atención se ha puesto en la región de transición, donde no hay un objetivo claro definido, ver por ejemplo [86, 99, 97, 100, 101]. Sin embargo, debido a que los efectos indeseados de cargas, tanto mecánicas como aerodinámicas, se están incrementando debido a que el tamaño de las turbinas es cada vez mayor (Fig. 7.3), la atención se está desviando a la reducción de las cargas mecánicas y aerodinámicas. Es por esto que la operación y performance del controlador en la zona de transición, donde además aparecen problemas de baja controlabilidad, está recibiendo

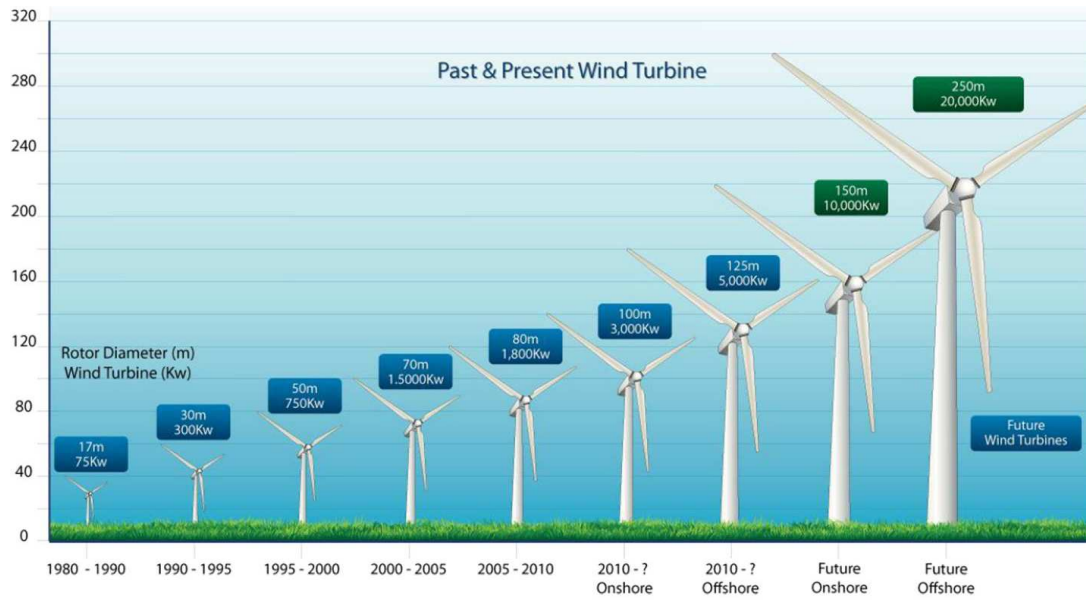


Figura 7.3: Evolución de las turbinas eólicas. Fuente: Schlumberger, SBC Energy Institute.

especial atención tanto en la industria como en el ámbito académico.

En este capítulo se optará por el enfoque de dos controladores con compensación anti-windup. En lo que resta del capítulo, se hará un diseño y análisis gradual del control de turbinas para todo el rango de operación de vientos, partiendo del control óptimo y robusto de turbinas eólicas y llegando al control LPV. También se plantea el problema de regular la potencia a un setpoint establecido externamente por otro controlador. Por ejemplo, el controlador central de la micro red.

Luego, este capítulo está dividido en cuatro partes. En la primera parte se hace una introducción a la turbina eólica como sistema y se plantean los objetivos de control. En la segunda parte se diseña y analiza un control óptimo y robusto para toda la región de operación de vientos. En la tercera parte, se diseña un control LPV también para toda la región de operación y por último, en la cuarta parte, se diseña un control que permita regular activamente la potencia generada.

7.2. Modelado de la turbina eólica

La energía capturada por una turbina eólica depende del radio de la turbina R , de la velocidad del viento V , de la velocidad de rotación Ω_r y del ángulo de paso de las palas β . Más específicamente, la potencia del rotor puede ser expresada como

$$P_R(V, \beta, \Omega_r) = \frac{\pi \rho R^2}{2} C_P(\lambda, \beta) V^3, \quad (7.1)$$

donde ρ es la densidad del aire y $\lambda = \Omega R/V$ es la relación de velocidad de punta de pala. La eficiencia de la energía capturada está caracterizada por el coeficiente de

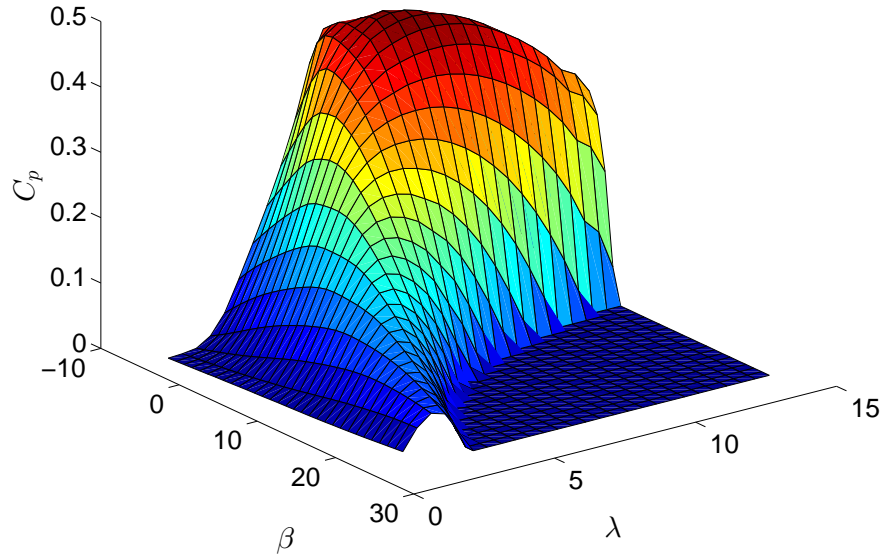


Figura 7.4: Coeficiente de potencia C_P para una turbina eólica de 5 MW de velocidad variable y pitch variable [102].

potencia $C_P(\cdot)$. La Fig. 7.4 muestra el coeficiente de potencia de una turbina eólica de test de 5 MW del NREL reportado en [102].

El par del rotor resulta de dividir la potencia capturada por la velocidad de rotación:

$$T_R(V, \beta, \Omega_r) = \frac{P_R(V, \beta, \Omega_r)}{\Omega_r}. \quad (7.2)$$

Las turbinas eólicas modernas son sistemas mecánicos complejos que exhiben movimientos de traslación y rotación acoplados. Este comportamiento dinámico generalmente es bien modelado por códigos de simulación aeroelásticos como el código Fatigue, Aerodynamics, Structures and Turbulence (FAST) desarrollado por el National Renewable Energy Laboratory (NREL) [103]. Sin embargo, modelos de estas características no son adecuados para el diseño de controladores. Para el diseño de una ley de control son suficientes (y deseados) modelos más simples, incluyendo sólo algunos modos de oscilación. Aquí, por una cuestión de claridad, simplicidad y con el objetivo de poner en evidencia las propiedades de las propuestas realizadas, se considera un modelo de dos masas. Este modelo captura sólo el primer modo de oscilación del tren de transmisión, mientras que las dinámicas no modeladas serán cubiertas por incertidumbre aditiva. Las ecuaciones que describen este modelo son

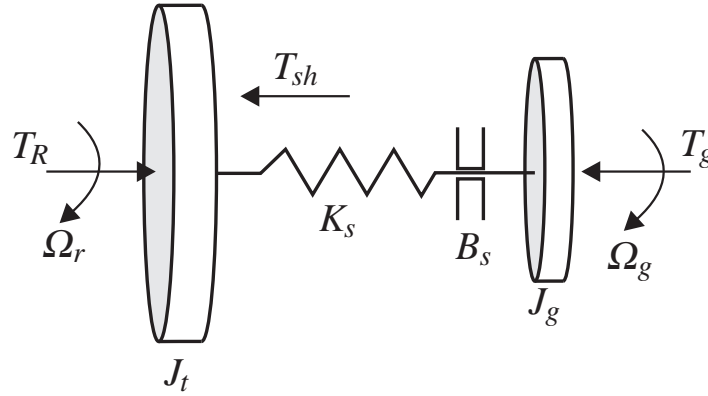


Figura 7.5: Modelo de dos masas que describe el primer modo de oscilación del tren de transmisión.

$$\begin{aligned}
 \dot{\Phi} &= \Omega_r - \frac{\Omega_g}{N_g}, \\
 J_t \dot{\Omega}_r &= T_R - T_{sh}, \\
 J_g \dot{\Omega}_g &= \frac{T_{sh}}{N_g} - T_g,
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

donde las variables de estado son el ángulo de torsión Φ , la velocidad del rotor Ω_r y la velocidad del generador Ω_g . Las variables del modelo T_g y $T_{sh} = K_s \Phi + B_s (\Omega_r - \Omega_g / N_g)$ son los pares del generador y del eje de transmisión respectivamente. Los parámetros del modelo son, la inercia J_t que combina la inercia de la nariz y de las palas, la inercia del generador J_g , la relación de la caja de engranajes N_g y los coeficientes de rigidez (K_s) y fricción (B_s) del eje. La Fig. 7.5 muestra una representación del modelo de dos masas.

En las turbinas de velocidad variable, el generador eléctrico es conectado a la red mediante un convertidor completo o parcial que controla el par del generador T_g y desacopla la velocidad de rotación de la frecuencia de red. Dado que las dinámicas del generador y del convertidor electrónico son mucho más rápidas que las del subsistema mecánico, se puede asumir, para los propósitos de este capítulo, que el par de referencia del convertidor electrónico coincide con el par eléctrico impuesto a los bobinados del generador. Es decir, se puede asumir que T_g es la entrada de control.

El actuador de pitch es un sistema mecánico e hidráulico no lineal [97]. Para propósitos de diseño del controlador, el mismo es usualmente modelado como un filtro pasa bajos de primer orden con saturación en amplitud β y en la tasa de cambio $\dot{\beta}$. En la Fig. 7.6 se muestra el modelo del sistema de movimiento del paso de las palas. En la zona lineal, el actuador de pitch puede ser modelado por

$$\dot{\beta} = -\frac{1}{\tau} \beta + \frac{1}{\tau} \beta_r, \tag{7.4}$$

donde τ es la constante de tiempo y β_r es el ángulo de pitch de referencia.

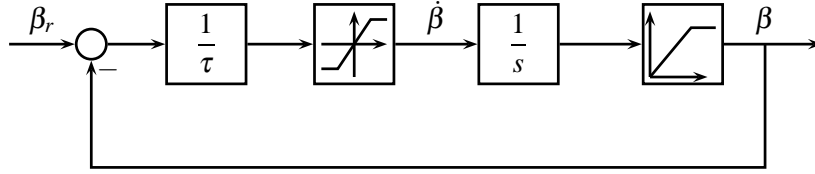


Figura 7.6: Modelo del actuador del ángulo de paso de las palas.

La dinámica del tren de transmisión (7.3) es altamente no lineal. Esta no linealidad está dada principalmente por el par aerodinámico (7.2). Tanto para el diseño del controlador óptimo como para el diseño del controlador LPV se necesita una representación lineal de la dinámica del sistema. Con este objetivo el par aerodinámico es linealizado alrededor de los puntos de operación:

$$\hat{T}_R(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) = B_r(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)\hat{\Omega}_r + k_V(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)\hat{V} + k_\beta(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)\hat{\beta}, \quad (7.5)$$

donde

$$B_r(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) = \left. \frac{\partial T_R}{\partial \Omega_r} \right|_{(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)}, \quad k_V(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) = \left. \frac{\partial T_R}{\partial V} \right|_{(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)},$$

$$k_\beta(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) = \left. \frac{\partial T_R}{\partial \beta} \right|_{(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)},$$

La barra sobre las variable denota el valor correspondiente en el punto de operación, mientras que el sombrero denota desviaciones con respecto al punto de operación.

Sustituyendo la expresión linealizada del par aerodinámico (7.5) en el modelo de dos masas (7.3) y agregando el modelo lineal del actuador de pitch, la turbina eólica puede ser descrita, en torno al punto de operación, por el siguiente modelo lineal

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1/N_g & 0 \\ -K_s/J_r & (B_r(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) - B_s)/J_r & B_s/J_r N_g & k_\beta(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)/J_r \\ K_s/J_g N_g & B_s/J_g N_g & -B_s/J_g N_g^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ k_V(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r)/J_r & 0 & 0 \\ 0 & -1/J_g & 0 \\ 0 & 0 & 1/\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V} \\ T_g \\ \beta_r \end{bmatrix}, \quad (7.6)$$

donde $x = [\hat{\Theta} \ \hat{\Omega}_r \ \hat{\Omega}_g \ \hat{\beta}]^T$ es el vector de estados del sistema. La señal \hat{V} es la velocidad del viento actuando como perturbación, mientras que T_g y β_r son las entradas de control.

7.3. Objetivos de control

En esta sección se resumen y ordenan los objetivos de control comentados previamente e ilustrados en Fig. 7.1. Como ya fue mencionado, los objetivos de control varían significativamente en las distintas regiones de operación [86].

La curva de operación de una turbina eólica correspondiente a la estrategia viento-potencia mostrada en la Fig. 7.1, puede ser representada convenientemente en el espacio ángulo de pitch-velocidad de rotación-par. Este gráfico se muestra en la Fig. 7.7. En esta figura también se muestra la proyección de la curva en 3D en el plano velocidad de rotación-par, donde se pueden distinguir las tres regiones de operación. Los objetivos en cada una de ellas son:

- En la región 1, el objetivo principal es maximizar la captura de energía. Tanto la relación de velocidad de punta de pala como el ángulo de pitch deben ser mantenidos lo más cerca posible a su valor óptimo: $C_P(\lambda_o, \beta_o) = C_{P_{máx}}$. Para esto, el par del generador convencionalmente se elige para seguir una relación cuadrática con la velocidad de rotación, *i.e.*,

$$T_g = \left(\frac{\pi \rho R^5}{2 \lambda_o^3} C_{P_{máx}} \right) \Omega_g^2 = k_t \cdot \Omega_g^2. \quad (7.7)$$

Cabe remarcar que un objetivo complementario en esta región es la disminución, o al menos la no amplificación, de las cargas mecánicas.

- La región de transición 2 normalmente comprende dos sub regiones. Una vez que la velocidad de rotación alcanza el límite inferior $\underline{\Omega}_{lim}$, el par se incrementa proporcionalmente hasta que el valor nominal (T_N) es alcanzado. Mas allá del límite superior $\overline{\Omega}_{lim}$, el par es mantenido constante a su valor nominal. El objetivo en esta región es desacoplar en la mayor medida posible las leyes de control de las regiones 1 y 3.
- En la región 3, el par del generador se mantiene constante en su valor nominal mientras que el ángulo de pitch es usado para regular la velocidad de rotación.

En la Fig. 7.8 se puede ver la evolución del ángulo de pitch en la región 3 para todas las velocidades de viento. Como se puede observar de la figura, para bajas velocidades de viento el pitch toma valor cero y luego incrementa su valor cuando la turbina entra en la región 3. Debido a esta transición, surge el problema de controlabilidad en la región de transición que impone serias restricciones al proceso de optimización por el cual se diseña el controlador.

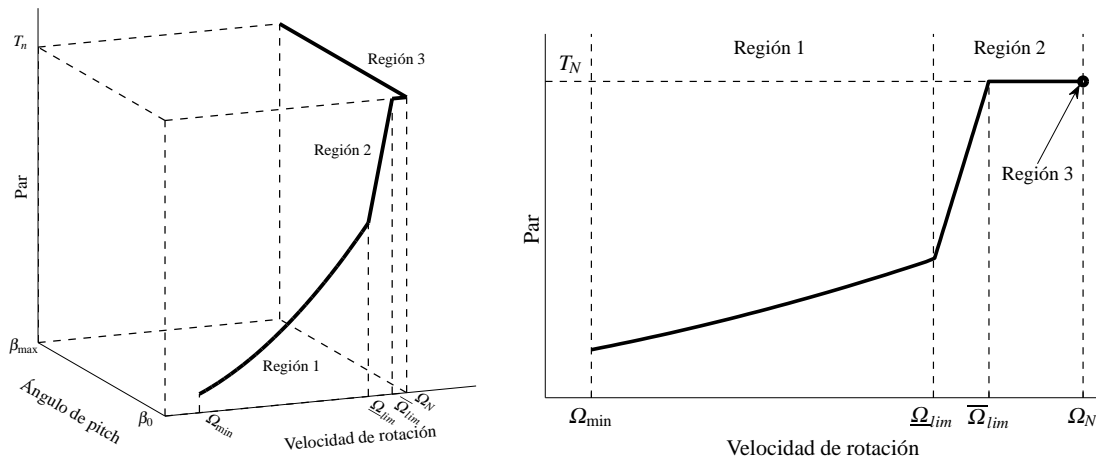


Figura 7.7: Curva típica par-velocidad de rotación para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable. Izquierda: representación en 3D (espacio pitch-velocidad de rotación-par). Derecha: Proyección de la curva en 3D de la izquierda en el plano velocidad de rotación-par.

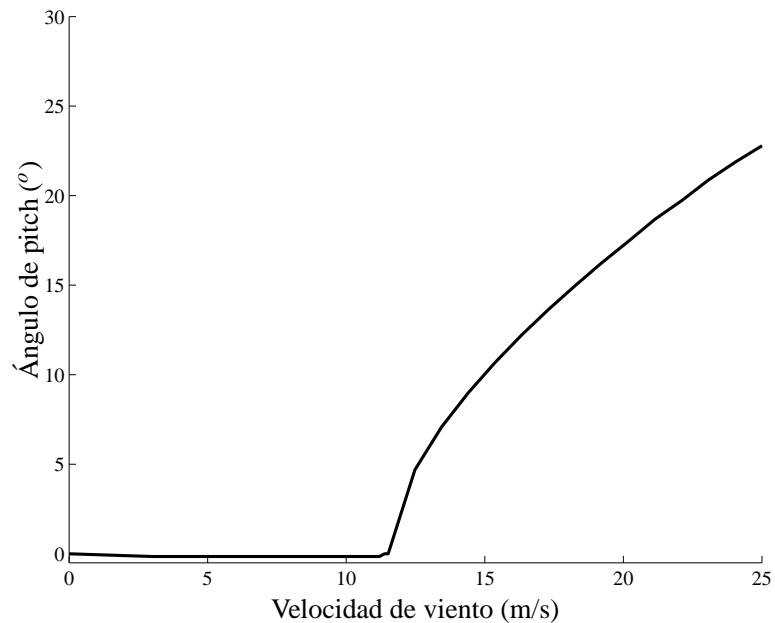


Figura 7.8: Valores del ángulo de pitch para todas las velocidades de viento.

7.4. Control “gain scheduling” H_∞ de turbinas eólicas

En esta sección se utilizará el enfoque de dos controladores con compensación anti-windup. Se discute en detalle un esquema de control robusto de ganancias tabuladas diseñado en el marco del control óptimo. Se pone especial atención en la performance de la región de transición. La turbina es controlada mediante el par en la región de baja velocidad y mediante el par y el paso de las palas en la región de alta velocidad. También se incluye una estrategia anti-windup óptima para alcanzar una operación suave en la transición entre regiones.

La Fig. 7.9 muestra el esquema de control propuesto que cubre la operación de la turbina en todo el rango de operación. Como ya fue mencionado, para velocidades por debajo de la nominal, el par del generador sigue la ley (7.7). Esta ley de control es implementada en una tabla de look-up, el bloque LUT en la Fig. 7.9. Mientras que la velocidad de rotación está bien por debajo de la velocidad nominal (Ω_N), el ángulo de pitch permanece saturado en su límite inferior β_o . El control de pitch sólo se activa cuando la velocidad de rotación alcanza Ω_N o cuando se acerca a ésta muy rápidamente. El controlador de pitch es diseñado utilizando herramientas de control óptimo (H_∞). Además, se utiliza la técnica de ganancias tabuladas para hacer frente a la no linealidad del par aerodinámico. Asimismo, se incorpora un compensador anti-windup, también diseñado en el marco del control óptimo. Esta compensación sólo está activa cuando el ángulo de pitch satura, con el objetivo de recobrar la condición de no saturado de forma suave y óptima. También se suele agregar un filtro con el objetivo de incrementar el amortiguamiento del modo de oscilación del tren de transmisión. Este filtro se encuentra activo en las tres regiones y debe ser considerado en el diseño del controlador de pitch en caso de que se lo utilice.

La Fig. 7.10 muestra la variación de los coeficientes B_r , k_V y k_β de (7.5) en función de la velocidad de viento a lo largo de todo el rango de operación de la turbina eólica de 5 MW [102]. Son de particular interés el amortiguamiento intrínseco B_r y la ganancia de pitch k_β , dado que estos coeficientes afectan la estabilidad y la performance del sistema a lazo cerrado. Para compensar la no linealidad en la acción de control del ángulo de pitch, se introduce la inversa del coeficiente k_β (k_β^{-1}) en el lazo de control. Además, el amortiguamiento intrínseco B_r es considerado como un parámetro incierto en lugar de una función no lineal dependiente del punto de operación. De este modo, compensando la no linealidad en k_β y cubriendo con incertidumbre la no linealidad en B_r y la imprecisión en la cancelación de la no linealidad de k_β , la velocidad de rotación puede ser regulada con un controlador lineal de tiempo invariante (LTI). Es decir, un controlador LTI diseñado para un dado punto de operación puede ser utilizado para toda la región de operación. Para afrontar la incertidumbre paramétrica, se utilizarán herramientas de control óptimo (H_∞).

Para implementar esta estrategia de control es necesario invertir k_β , que es parametrizada a través de la velocidad de viento. Sin embargo, es necesario recordar que la velocidad del viento no puede ser medida. Esto está dado entre otras razones, porque la misma turbina perturba el flujo de aire y porque la velocidad del viento cambia en el área barrida por el rotor. Así, la velocidad de viento no es la misma en un extremo

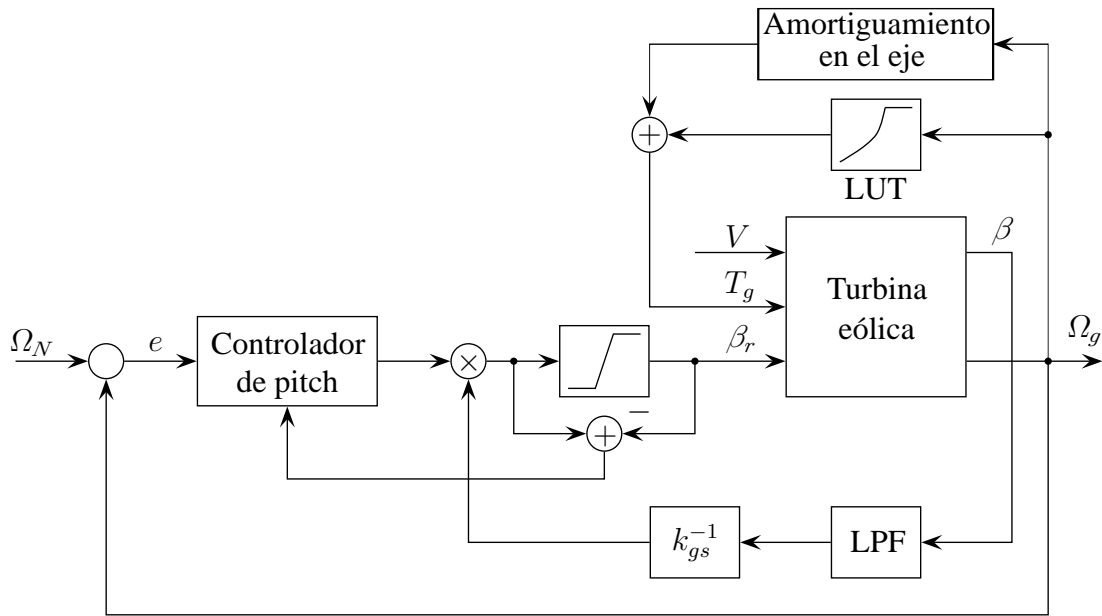


Figura 7.9: Esquema de control propuesto para cubrir toda la región de operación.

del rotor que en el otro. Para superar este problema, se puede explotar la relación uno a uno que existe entre la velocidad del viento y el ángulo de pitch en la región 3, para la curva de operación mostrada en la Fig. 7.7. De hecho, esta relación uno a uno, significa que $\bar{\beta}$ es suficiente para determinar unívocamente el punto de operación en esta región. Particularmente, significa que k_β puede ser parametrizada sólo a través de $\bar{\beta}$. Esto permite calcular k_β^{-1} como una función de una variable conocida. Para simplificar este cálculo, el coeficiente k_β puede ser aproximado por un polinomio de segundo orden calculado mediante ajustes de curvas

$$k_\beta(\bar{\beta}) = c_2 \bar{\beta}^2 + c_1 \bar{\beta} + c_0.$$

Se le da el nombre de $k_{\beta 0}$ a la ganancia k_β evaluada en el punto de operación donde se diseña el controlador LTI.

Los valores de $k_\beta/k_{\beta 0}$ y la aproximación k_{gs} para la turbina eólica de 5 MW del NREL se puede ver en la Fig. 7.11. Para evitar interacciones entre los lazos de control, el parámetro de tabulación $\bar{\beta}$ se obtiene pasando la señal del ángulo de pitch a través de un filtro pasa bajos (FPB).

En el Cap. 3 se puede encontrar una breve revisión de las herramientas de control aplicadas a este capítulo.

7.4.1. Diseño del control de la turbina eólica con técnicas H_∞

En esta sección se diseña y analiza en detalle un esquema de control robusto de ganancias tabuladas en el marco del control óptimo (H_∞), con especial atención en la performance en la zona de transición. La turbina es controlada a través del par del

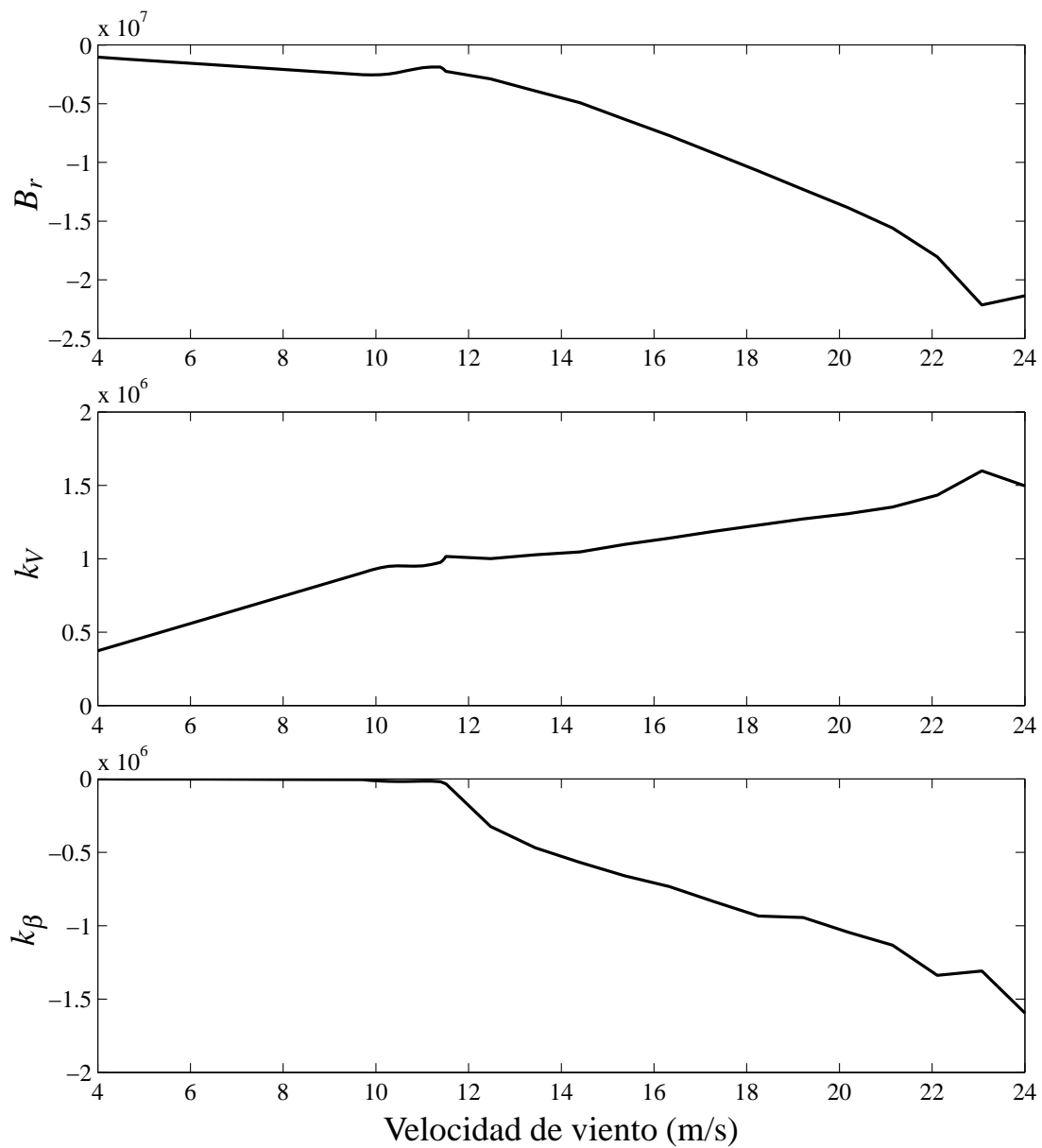


Figura 7.10: Valores de los coeficientes de linealización B_r , k_v y k_β en todo el rango de velocidades de viento.

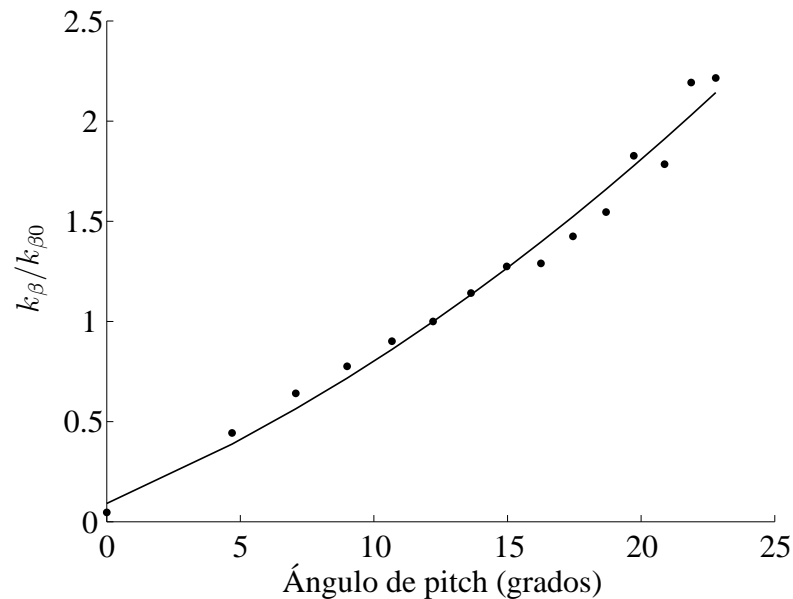


Figura 7.11: Valores de $k_\beta/k_{\beta 0}$ para varios valores de velocidad de viento y la aproximación del polinomio de segundo orden.

generador en la región de baja velocidad, y a través del par del generador y del ángulo de paso de palas en la región de alta velocidad. Se incluye también una estrategia óptima de anti-windup para suavizar la operación en la región de transición. Luego, el diseño del controlador es realizado en un proceso de dos pasos. Primero se diseña el controlador H_∞ del ángulo de paso de palas y luego se diseña un controlador anti-windup para una correcta performance en la región de transición.

Control óptimo H_∞ del ángulo de paso de las palas

Como ya fue descrito en el capítulo de revisión, el primer paso en el diseño del controlador óptimo por H_∞ consiste en encontrar la planta aumentada. Esto implica establecer las especificaciones en términos de la minimización de la norma de un mapeo entre la salida de performance z y una entrada de perturbación w . La incertidumbre del modelo puede ser cubierta eligiendo apropiadamente estas señales, asegurando así estabilidad robusta. Por lo tanto, antes de describir la planta aumentada, se busca la representación del modelo de incertidumbre para cubrir la variación del parámetro B_r y otros errores causados por la aproximación del comportamiento de la turbina eólica con un modelo de menor orden. El uso de la ganancia tabulada $k_{gs}^{-1}(\beta)$ permite compensar la linealización del par aerodinámico con respecto a las condiciones de operación. Sin embargo, las variaciones en B_r no son tan simples de compensar debido a que afectan los autovalores del modelo lineal.

Para propósitos de diseño del control, luego de introducir la ganancia de la entrada de control en el modelo, la turbina eólica puede ser modelada por la siguiente función de transferencia dependiente de parámetros

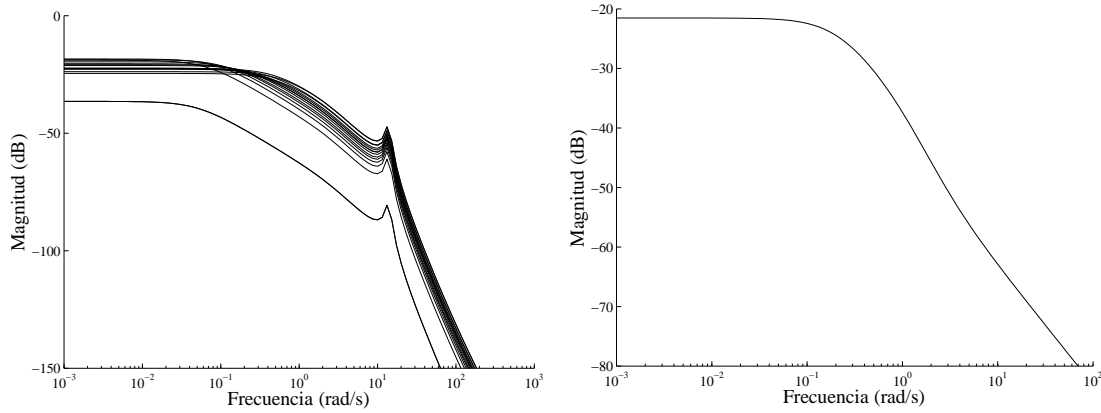


Figura 7.12: Izquierda: respuesta en frecuencia de $G(s)$ correspondiente a varios puntos de operación en la región 3. Derecha: función de peso W_Δ de la representación de la incertidumbre aditiva (3.31).

$$G(s) = \left[\begin{array}{cccc|c} 0 & 1 & -1/N_g & 0 & 0 \\ -K_s/J_r & (B_r(\bar{\beta}) - B_s)/J_r & B_s/J_r & k_{\beta 0}/J_r & 0 \\ K_s/J_g N_g & B_s/J_g N_g & -B_s/J_g N_g^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/\tau & 1/\tau \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right].$$

La Fig. 7.12 muestra la respuesta en frecuencia de esta función de transferencia para varios puntos de operación en la región 3. Estos resultados corresponden a la turbina eólica de 5 MW previamente mencionada. De la figura se puede observar que estas variaciones pueden ser cubiertas por una incertidumbre aditiva de la forma (3.31) con una función de peso $W_\Delta(s)$ como la mostrada en la parte derecha de la Fig. 7.12. Con el mismo conjunto de incertidumbre, se pueden cubrir los errores de ganancia tabulada causados por la aproximación polinomial y por los modos de oscilación de alta frecuencia no modelados.

En la región de alta velocidad, los objetivos de control son la regulación de la velocidad de rotación próxima a la velocidad nominal Ω_N y la reducción de la actividad de pitch para evitar alto estrés mecánico. En el marco del control óptimo por H_∞ , estos objetivos conducen a la planta aumentada mostrada en la Fig. 7.13. En este caso, la entrada de control u es el comando de pitch y la señal controlada y es el error de la velocidad de rotación ($e = \Omega_N - \Omega_g$). Luego, la señal de performance es $z = [\tilde{e}, \tilde{\beta}_r]^T$ y la perturbación es la referencia de la velocidad de rotación $w = \Omega_N$. Vale la pena mencionar que la velocidad del viento podría considerarse también como perturbación. Sin embargo, esto no mejora la performance e incrementa la complejidad del controlador.

La regulación de velocidad resulta de la minimización de las componentes de baja frecuencia del error de velocidad $\tilde{e} = W'_e(s)(\Omega_N - \Omega_g)$, donde

$$W'_e(s) = M(s)W_e(s) \quad (7.8)$$

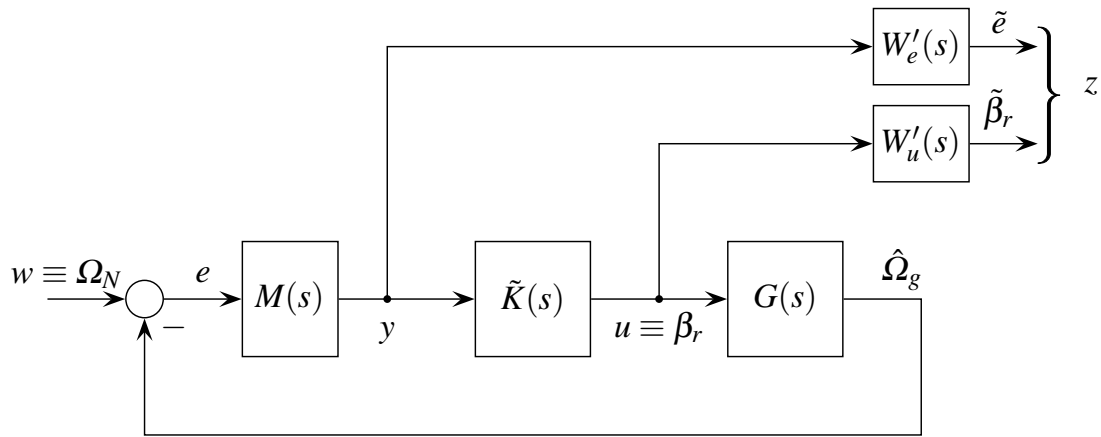


Figura 7.13: Configuración para el diseño del controlador aumentado con las funciones de pesos.

con W_e una función de transferencia estable. Si M incluye acción integral, el peso W_e puede ser simplemente una constante, es decir,

$$M(s) = 1/s, \quad W_e = k_e.$$

La acción integral asegura error de estado estacionario cero y penaliza el error de velocidad en baja frecuencia. No es recomendable el seguimiento de este error en alta frecuencia debido a que expone la turbina a excesivas cargas mecánicas. La factorización realizada en (7.8) es necesaria para satisfacer las condiciones de estabilidad a la hora de plantear el diseño del controlador [12]. El controlador realmente aplicado a la turbina eólica es

$$K(s) = M(s)\tilde{K}(s)$$

con $\tilde{K}(s)$ el controlador que resulta del algoritmo de optimización.

La función de peso $W_u(s)$ es un filtro pasa altos de la forma

$$W_u(s) = k_u \frac{s/0,1\omega_u + 1}{s/\omega_u + 1}$$

con k_u y ω_u parámetros de diseño. Esta función de transferencia penaliza las componentes de alta frecuencia de la señal de control, limitando entonces la actividad de pitch. Las acciones de control de alta frecuencia deben ser prevenidas para evitar la saturación de la velocidad de cambio del actuador de pitch. Debido a que el error de modelado es cubierto mediante incertidumbre aditiva, tanto la estabilidad robusta, como la limitación de la actividad de pitch pueden ser expresadas a través de restricciones en la misma función de transferencia de lazo cerrado. Por lo tanto, la función de peso $W'_u(s)$ en la Fig. 7.13 corresponde a la función más restrictiva entre $W_u(s)$ y $W_\Delta(s)$.

Es importante remarcar que si se considera el controlador de amortiguamiento para el tren de transmisión, la planta $G(s)$ en la Fig. 7.13 debe incluir esta dinámica para poder garantizar la estabilidad de lazo cerrado.

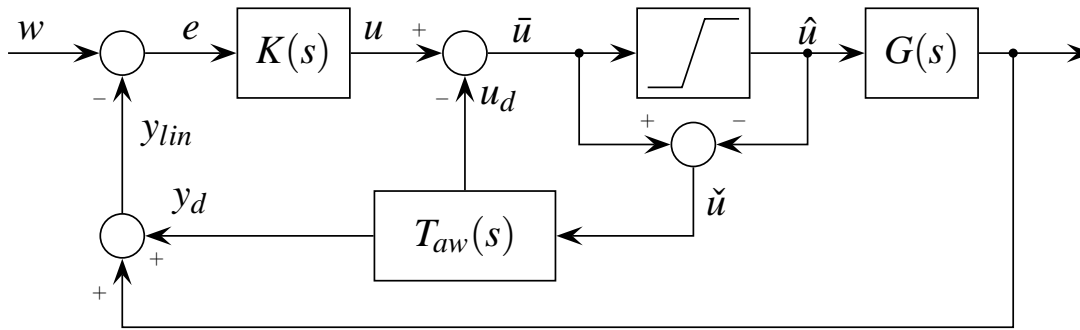


Figura 7.14: Esquema de compensación anti-windup.

Dado que el controlador de pitch está activo sólo en la región 3, es necesario un controlador anti-windup para asegurar el buen comportamiento durante la transición de la región 1 a la región 3. Este controlador no se muestra en la Fig. 7.13 por una cuestión de claridad. En la Fig. 7.14 se puede ver la conexión del controlador anti-windup.

Compensación anti-windup

Bajo el esquema de control de la Fig. 7.9, el controlador de pitch estará saturado durante los periodos de baja velocidad de viento. Por lo tanto, la compensación anti-windup es absolutamente necesaria. Para conseguir alta performance se adopta la compensación anti-windup propuesta por [104, 105, 106] la cual es mostrada en la Fig. 7.14. Este esquema provee un buen compromiso entre margen de estabilidad y suavidad de recuperación de la saturación a la salida.

Como se puede ver en la Fig. 7.14, la compensación anti-windup produce dos términos: y_d actúa en la entrada del controlador y u_d actúa en la salida del controlador. Se puede probar, luego de algunas manipulaciones en el sistema, que el diagrama en bloques en la Fig. 7.15 es equivalente al esquema en la Fig. 7.14 definiendo,

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ y_d(s) \end{bmatrix} = T_{aw}(s)\check{u}(s) = \begin{bmatrix} X(s) - I \\ Y(s) \end{bmatrix} \check{u}(s), \quad (7.9)$$

donde X e Y son los factores coprimos de G , es decir, $G = X^{-1}Y$. Por lo tanto, el compensador anti-windup puede ser expresado como

$$T_{aw}(s) = \left[\begin{array}{c|c} A + B_u F & B_u \\ \hline F & 0 \\ C_y + D_{yu} F & D_{yu} \end{array} \right] \quad (7.10)$$

donde F es elegido para que $A + B_u F$ sea Hurwitz.

De esta manera, X debe ser diseñada para asegurar la estabilidad de lazo cerrado entre $X - I$ y el operador no lineal zona muerta. Al mismo tiempo, X debe ser diseñada para minimizar el efecto de y_d en la variable controlada. Se puede probar que usando la función de Lyapunov $V(x_{aw}) = x_{aw}^T P x_{aw} > 0$ y forzando

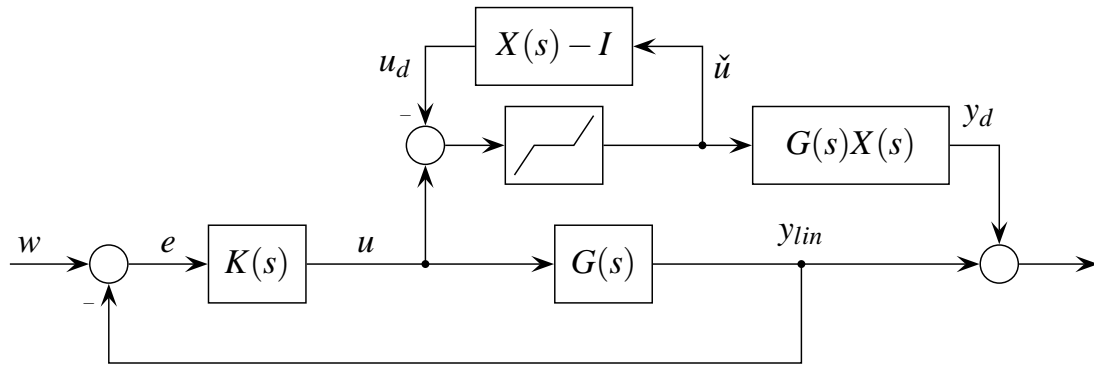


Figura 7.15: Representación equivalente del esquema de compensación anti-windup en la Fig. 7.14.

$$\dot{V}(x_{aw}) + y_d^T y_d - \nu u^T u < 0, \quad (7.11)$$

con x_{aw} el estado del sistema T_{aw} , los objetivos previamente mencionados son satisfechos. Debido a que el sector de la zona muerta no lineal es acotable, se puede establecer la siguiente condición

$$2\tilde{u}^T U^{-1}(u - Fx_{aw} - \tilde{u}) \geq 0, \quad (7.12)$$

siendo U una matriz diagonal.

Luego de algunas manipulaciones matemáticas, el problema de encontrar un compensador anti-windup se reduce a una realimentación de estados que satisfaga el siguiente problema de optimización con restricciones LMI.

minimizar $\nu(Q, U, L)$,

sujeto a

$$\begin{bmatrix} (AQ + B_u L) + (\star) & B_u U - QF^T & 0 & QC_y^T + L^T D_{yu}^T \\ \star & -2U & I & U D_{yu}^T \\ \star & \star & -\nu I & 0 \\ \star & \star & \star & -\nu I \end{bmatrix} < 0, \\ Q = Q^T > 0,$$

donde \star se infiere por simetría. La ganancia de realimentación de estados es luego obtenida como $F = LQ^{-1}$.

7.4.2. Aplicación a la turbina de 5 MW del NREL

El comportamiento del sistema fue evaluado mediante simulación para una turbina eólica de test de 5 MW del NREL [102]. Las simulaciones fueron realizadas en el

Cuadro 7.1: Parámetros de la turbina eólica

Valor del parámetro	Descripción
$P_N = 5,5967$ MW	Potencia nominal
$N_p = 3$	Número de palas
$R = 63$	Radio del rotor
$N_g = 97$	Relación de la caja de engranajes
$B_s = 6210$ KNm/(r/s)	Amortiguamiento
$J_r = 38759227$ kgm ²	Inercia del rotor
$J_g = 534,2$ kgm ²	Inercia del generador
$K_s = 867637$ KN/r	Rigidez
$V_{min} = 3$ m/s	Velocidad de viento mínima
$V_{max} = 25$ m/s	Velocidad de viento máxima
$\beta_{min} = 0^\circ$	Ángulo de pitch mínimo
$\beta_{max} = 30^\circ$	Ángulo de pitch máximo
$ \dot{\beta} _{max} = 10^\circ/s$	Tasa de cambio de pitch máxima
$\Omega_N = 1,173,7$ rpm	Velocidad de rotación nominal
$T_N = 43093,55$ Nm	Par nominal

entorno *FAST/Simulink*[®]/*Matlab*[®]. Para evaluar la robustez del esquema de control propuesto contra la dinámica no modelada, se utilizó un modelo más completo de 16 grados de libertad disponible en FAST [103]. Los parámetros de la turbina eólica se muestran en la Tabla 7.1, mientras que los valores correspondientes a la curva de operación se muestran en la Tabla 7.2.

El controlador de pitch fue diseñado de acuerdo con la configuración de control que se muestra en la Fig. 7.13 con

$$W_e'(s) = M(s)W_e(s) = \frac{1}{s}k_e, \quad W_u' = k_u \frac{s/0,1\omega_u + 1}{s/\omega_u + 1}$$

donde $k_e = 0,3$, $\omega_u = 50$ y $k_u = 0,25$. La Fig. 7.16 muestra la respuesta en frecuencia de los pesos W_e' , W_Δ y W_u . Recuérdese que W_u' debe ser la más demandante entre W_u y W_Δ para cada valor de frecuencia. Por lo tanto, como se puede ver de la Fig. 7.16, es suficiente con elegir $W_u' = W_u$.

La norma infinito de la función de transferencia de lazo cerrado resultó 0.977. En particular, la norma de la función de transferencia de Ω_N a la señal de control β resultó 0.972, es decir

$$\|K(I + KG)^{-1}\|_\infty = 0,972.$$

Cuadro 7.2: Valores de la curva de operación

Descripción	Valor del parámetro
V_{min}	3 m/s
V_{max}	25 m/s
$\underline{\Omega}_{lim}$	1,079 rpm
$\overline{\Omega}_{lim}$	1,115 rpm
Ω_n	1,173.7 rpm
T_n	43,093.55 Nm

Como esta norma es menor que 1, se garantiza la estabilidad ante errores de modelo contemplados en la familia cubierta por la descripción de la incertidumbre utilizada.

Luego de diseñar el controlador de pitch, se diseñó la compensación anti-windup resolviendo el problema de optimización descrito en la sección 7.4.1. Los problemas de optimización para obtener el controlador H_∞ y la compensación anti-windup fueron resueltos usando el paquete de herramientas de control robusto de Matlab[®], Sedumi [16] y YALMIP [17].

A modo de referencia, se implementó y simuló un controlador PI clásico de ganancias tabuladas Fig. 7.17. Este controlador, ampliamente utilizado en la literatura como controlador de test o comparación, fue diseñando siguiendo los lineamientos en [102, 107]. Básicamente, el controlador PI fue sintonizado como en [102] luego de linealizar la turbina eólica en el punto de operación $(\bar{V}, \bar{\beta}, \bar{\Omega}_r) = (11,4 \text{ m/s}, 0, 12,1 \text{ rpm})$. Las ganancias del controlador fueron calculadas para conseguir cierto grado de amortiguamiento (0,7) y frecuencia natural de oscilación (0,6 rad/s) [107]. Debido a que el controlador asegura el comportamiento deseado sólo en el punto de operación de diseño, se aplica una ganancia dependiente del valor del ángulo de pitch (ganancia tabulada) para compensar la no linealidad con el par del rotor. Esta ganancia es función de β y es obtenida ajustando los valores de k_β a lo largo de la curva de operación. Además, se agregó una compensación anti-windup clásica para mejorar el transitorio entre las regiones 1 y 3. Las constantes de sintonización del controlador PI son $K_P(\beta = 0) = 0,0188 \text{ s}$ y $K_I(\beta = 0) = 0,00806$. La función que realiza el cambio de la ganancia tabulada es $f(\beta) = 1/(1 + \beta/\beta_k)$, donde β es el ángulo de pitch y $\beta_k = 6.3023$ es el ángulo de pitch cuando la potencia del rotor es el doble de la potencia en el punto de diseño. El control del par del generador es el mismo que el utilizado en el control por H_∞ .

7.4.3. Resultados de simulación

Para evaluar la performance del controlador propuesto, se simularon tres escenarios. El primer escenario tiene como objetivo evaluar la performance en las regiones

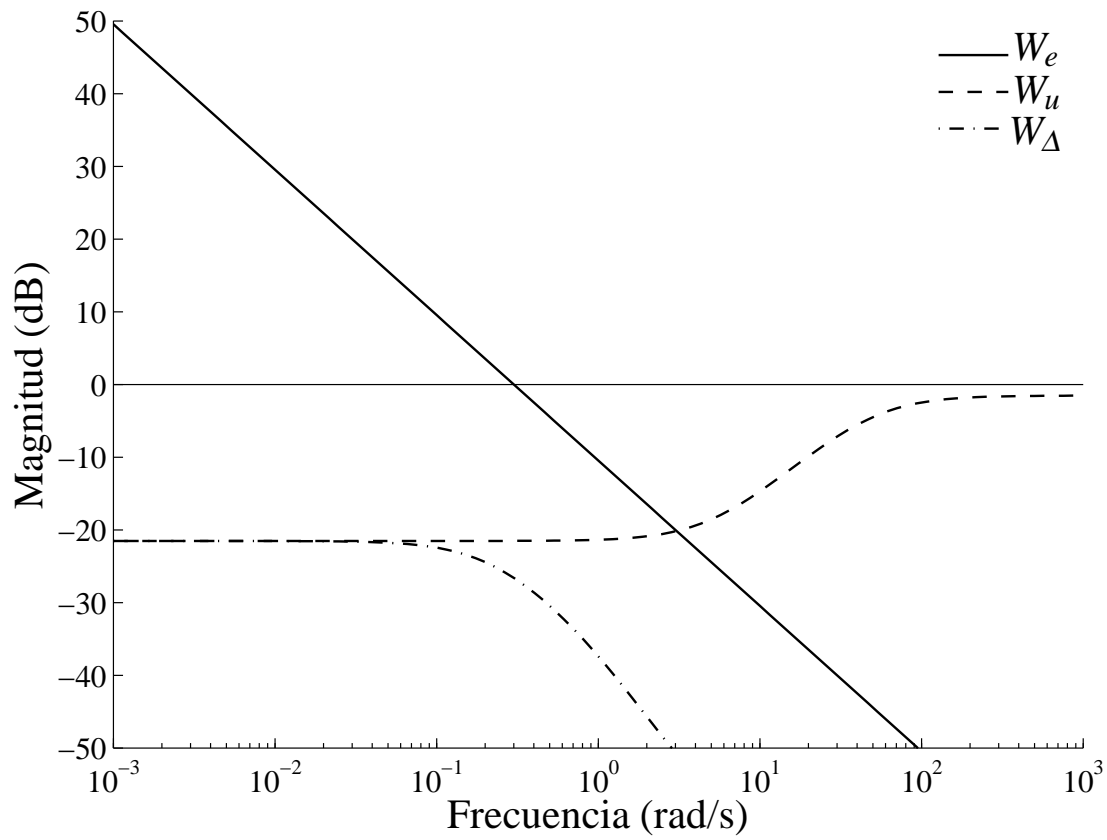


Figura 7.16: Funciones de peso utilizadas en el diseño de control de pitch.

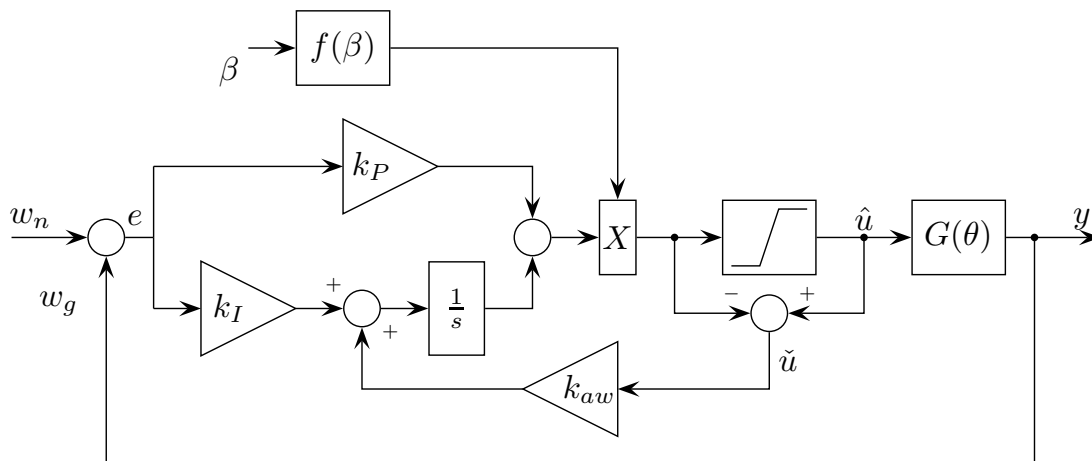


Figura 7.17: Configuración del control PI para comparación.

2 y 3. Para esto, se utilizó una ráfaga de viento sugerida en el estándar IEC 61400-1. Esta ráfaga es muy demandante en cuanto a la actividad de pitch. El segundo escenario está principalmente destinado a evaluar la performance del compensador anti-windup, es decir, la performance en la región de transición. Para esto se utilizó un viento creciente también sugerido en la norma IEC 61400-1. En el último escenario se muestra el comportamiento del controlador bajo un perfil de viento realista.

El control PI está muy aceptado a nivel industrial. Sin embargo, en ciertas circunstancias no tiene el grado de libertad necesario para cumplir con determinados objetivos. Luego, en forma general, bajo los escenarios evaluados y con un leve grado de complejidad mayor, el control H_∞ consiguió mejores resultados que el controlador PI. Sumado a los mejores resultados, el controlador H_∞ da garantías de estabilidad y performance para el diseño realizado, lo que justifica su grado de complejidad mayor. A continuación se analiza cada escenario por separado.

La Fig. 7.18 muestra los resultados de simulación obtenidos para el primer escenario. Como se puede observar, el controlador H_∞ consigue una mejor regulación de la velocidad de rotación con una menor actividad de pitch que el controlador PI. El sobrepaso de velocidad es del 15.43 % en el caso del controlador H_∞ y del 17.14 % en el caso del controlador PI. Adicionalmente, el controlador H_∞ consigue una respuesta más suave, tanto de la potencia de salida como del par en el eje de transmisión.

La Fig. 7.19 muestra los resultados de simulación obtenidos en el segundo escenario. El perfil de viento creciendo desde 6 hasta 15 m/s en 10 segundos hace trabajar a la turbina a lo largo de las tres regiones de operación. Nuevamente se puede observar que el controlador H_∞ consigue mejor regulación de la velocidad de rotación con menor actividad de pitch. Nótese que el control por H_∞ con anti-windup comienza a tener actividad de pitch un poco antes que el controlador PI con anti-windup clásico. En el caso del controlador H_∞ no existe sobrepaso de velocidad, mientras que en el caso del controlador PI el sobrepaso es del 13.72 %. Al igual que en el primer escenario, el controlador H_∞ consigue respuestas más suaves tanto de la potencia de salida como del par en el eje de transmisión.

La Fig. 7.20 muestra los resultados de simulación para el último escenario. El perfil de viento de 10 minutos fue generado con el programa Turbsim [108]. Se escogió una velocidad media de viento de 12 m/s de forma tal que la turbina opere en las tres regiones de operación, pero mayormente en la zona de transición. De la figura se puede observar que el controlador H_∞ consigue mejor regulación con una significativa menor actividad de pitch.

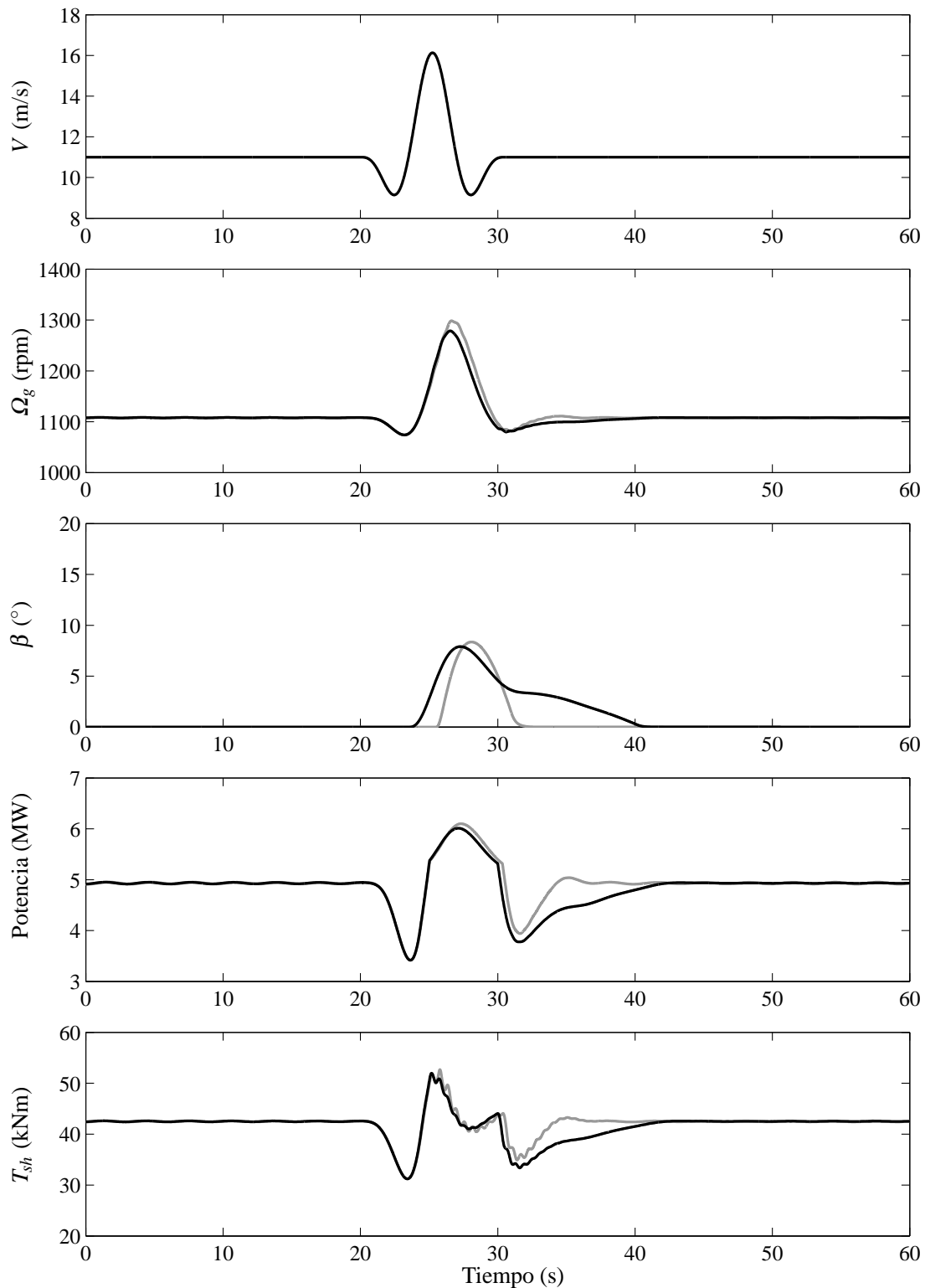


Figura 7.18: Respuesta del sistema ante un perfil de ráfaga de viento. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_∞ .

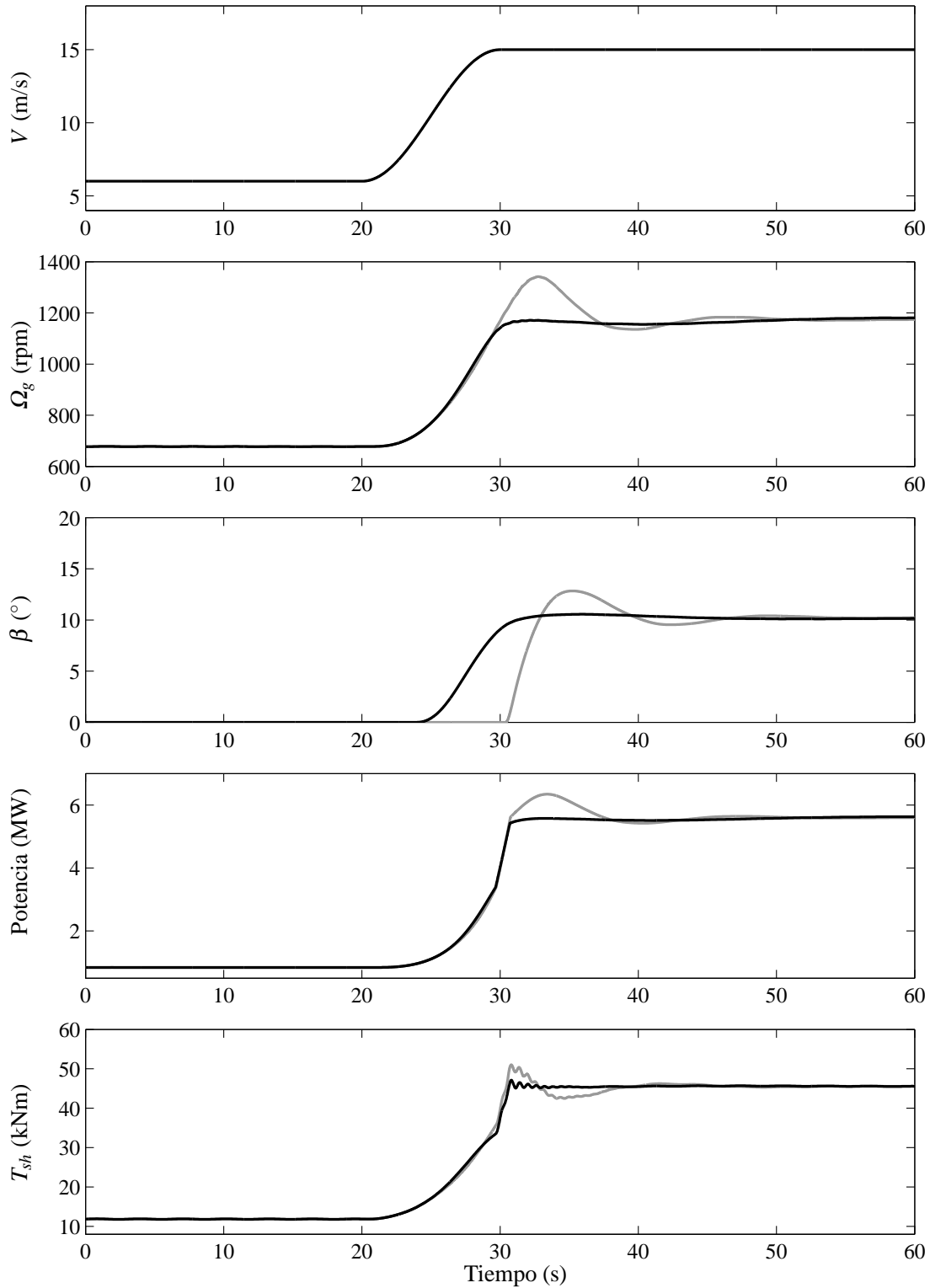


Figura 7.19: Respuesta del sistema para un perfil de viento creciente. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_∞ .

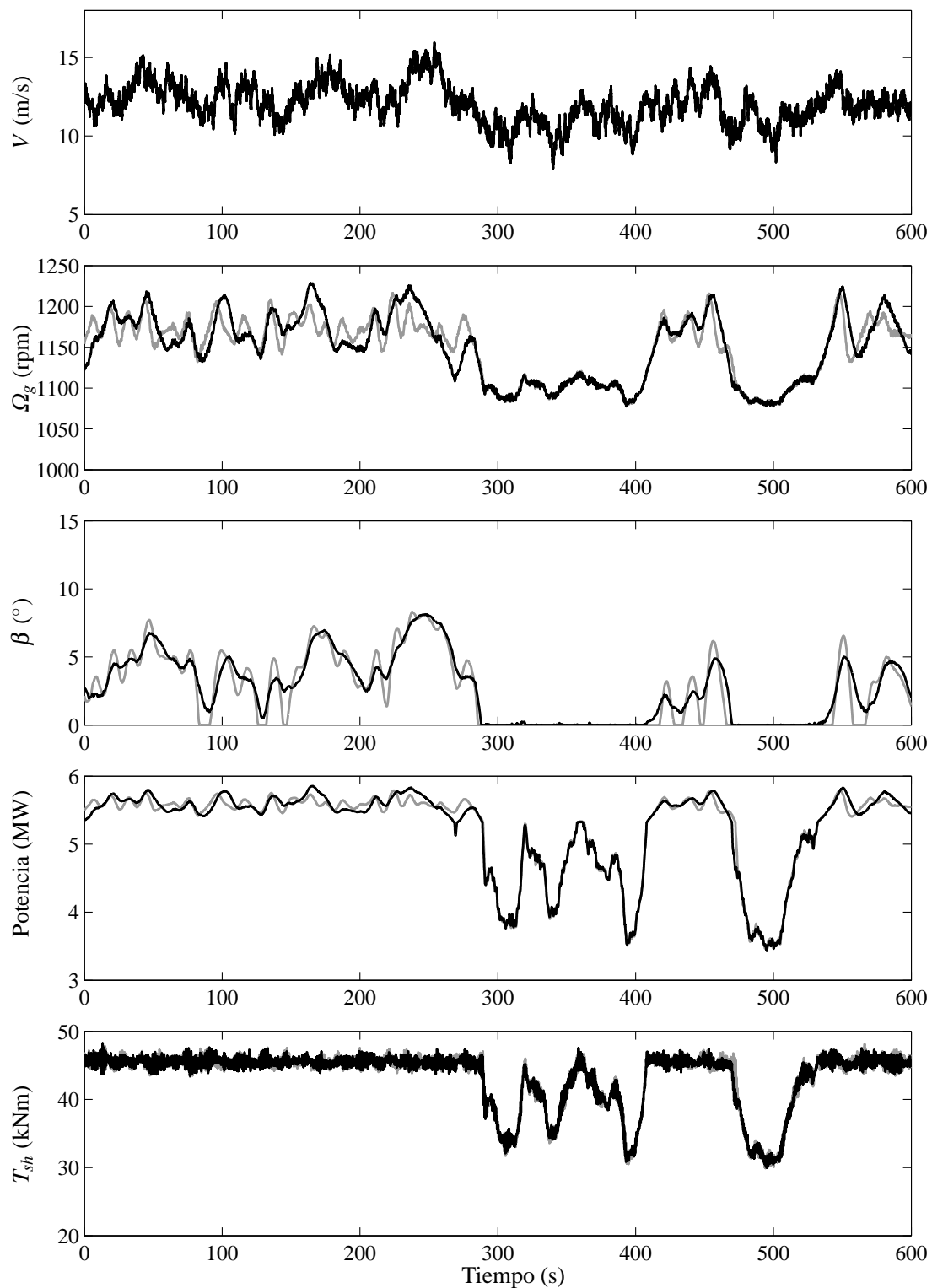


Figura 7.20: Respuesta del sistema a un perfil de viento realista. Líneas grises: controlador PI, líneas negras: controlador H_∞ .

7.5. Control LPV de turbinas eólicas

En esta sección se diseña y analiza el control de una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable para todo el rango de operación de velocidades de viento. Con este fin se propone un controlador anti-windup lineal de parámetros variantes, como parte de una estructura de control, centrado en mejorar la transición entre las regiones de baja y alta velocidad de viento. La estructura de control es similar a la utilizada en turbinas eólicas comerciales con los controladores PI clásicos (al igual que en el caso H_∞). Sin embargo, se propone un controlador más avanzado (LPV) y una compensación anti-windup, también LPV. Como consecuencia, el nuevo esquema de control es capaz de mejorar el comportamiento de la turbina eólica en la región de transición y a su vez proveer mejores márgenes de estabilidad. Al igual que en el caso H_∞ , el control propuesto es evaluado en una turbina de test de 5 MW del NREL y comparado además, con el esquema de control clásico y con el controlador H_∞ propuesto. Para esto se simuló, usando el programa FAST[®] en el entorno Matlab[®]/Simulink[®], varios escenarios realistas que se encuentran estandarizados en las normas IEC.

Dentro de las técnicas de control más avanzadas para turbinas eólicas, el enfoque de ganancias tabuladas LPV teóricamente desarrollado por [21, 109], está recibiendo particular atención. De hecho, luego de su primer aplicación en el campo de la energía eólica una década atrás [110], las técnicas LPV han sido ampliamente aceptadas y refinadas por la comunidad científica que estudia en el campo de la energía eólica. Se han desarrollado controladores LPV siguiendo las dos topologías previamente mencionadas. Por ejemplo, [111, 97, 100, 112] proponen controladores LPV válidos en toda la región de operación. Bianchi *et al.* [111] describe el control LPV de velocidad de una turbina eólica de pitch fijo. La región de operación es cubierta por un polítopo convexo, así el controlador final resulta de la combinación convexa de los controladores vértices del polítopo. En [97] se presenta un controlador LPV MIMO tanto para baja como para alta velocidad, considerando también las cargas mecánicas. Se utilizan funciones de peso dependientes del parámetro durante el proceso de optimización para que el controlador resultante sea menos conservador. En [100] se utiliza un control LPV para el control del par, mientras que para el control de pitch se utiliza un controlador PI de ganancias tabuladas. En [112] se desarrolla un control LPV SIMO usando técnicas de grillado para la zona de alta y baja velocidad, pero sin incluir la zona de transición. En [113], se diseña un control LPV que tiene en cuenta la saturación en amplitud y velocidad del actuador de pitch. La dinámica del actuador de pitch es definida formulando dos nuevos parámetros de ganancia tabulada, amplitud y velocidad, como los estados de saturación.

Otras propuestas están basadas en la topología de dos controladores. Algunas de éstas desarrollan varios controladores específicamente diseñados para las diferentes regiones de operación [89, 90]. En [89] se diseñan tres controladores LPV para las tres regiones de operación. Para evitar respuestas indeseadas luego de la conmutación entre controladores, se agregan restricciones adicionales en el diseño de las matrices de los controladores. Además, se utilizan funciones de Lyapunov dependientes del parámetro, resultando en un diseño menos conservador pero al costo de una implementación en

línea más dificultosa. En [90] se diseñan dos controladores LPV diferentes para la regiones de alta y baja velocidad, pero la operación y performance en la región de transición no se consideran en detalle.

Otras propuestas se centran en la operación en la región de alta velocidad [114, 115, 116]. En [117] se presenta un controlador LPV para la regulación de la potencia y la velocidad considerando también las cargas mecánicas. La ley de control LPV se obtiene usando funciones de Lyapunov dependientes del parámetro, consiguiendo una mejor performance pero al costo de una implementación computacionalmente más demandante. En [114] se diseña un controlador LPV MIMO robusto para la región de alta velocidad considerando las incertidumbres de modelado. Se utilizan funciones de Lyapunov constantes, resultando en una implementación más sencilla del controlador. En [115] se propone un controlador LPV robusto y tolerante a fallas para la región de alta velocidad. En [116] se propone el diseño de un controlador LPV integrando el diseño de los parámetros estructurales para la región de alta velocidad. El uso de funciones de Lyapunov dependientes del parámetro resulta en un controlador menos conservador al costo de una implementación en línea más compleja.

En esta sección se propone una estrategia de control para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable a lo largo de toda la región de operación. La principal contribución es proveer un marco que combine óptimamente los controladores de las regiones de alta y baja velocidad en una topología de dos controladores. Para esto se desarrolla un algoritmo anti-windup LPV que, combinado con un controlador de pitch LPV para la región de alta velocidad, y un controlador de seguimiento del punto de máxima potencia a pitch constante en baja velocidad, provee garantías de estabilidad y performance en toda la región de operación (regiones 1, 2 y 3). Además, el controlador LPV principal y la compensación anti-windup LPV son combinados en un único controlador resultando en una implementación simple. El controlador considerado en la zona de baja velocidad se corresponde con el controlador clásico que sigue una ley cuadrática con la velocidad de rotación, mientras que el controlador en la región de alta velocidad consiste en un controlador de pitch LPV diseñado usando funciones de Lyapunov constantes. Está claro que se pueden diseñar controladores más sofisticados en cada una de las regiones (alta y baja velocidad) y al mismo tiempo ser insertados en este esquema propuesto. Nótese también que, el controlador anti-windup LPV podría ser incorporado en controladores pre existentes como los controladores PI clásicos de ganancia tabulada utilizados en la industria de la energía eólica. La estructura de control utilizada permite el diseño de controladores de alta performance en las regiones de baja y alta velocidad, mientras que el compensador anti-windup asegura una satisfactoria conmutación entre los mismos. La formulación LPV, tanto del controlador de pitch como del compensador anti-windup provee garantías formales de estabilidad y performance a lo largo de toda la región de operación.

7.5.1. Diseño del controlador LPV con anti-windup LPV

La Fig. 7.21 muestra la estructura de dos controladores utilizada en esta sección. La velocidad de rotación de la turbina es controlada por medio del par del generador

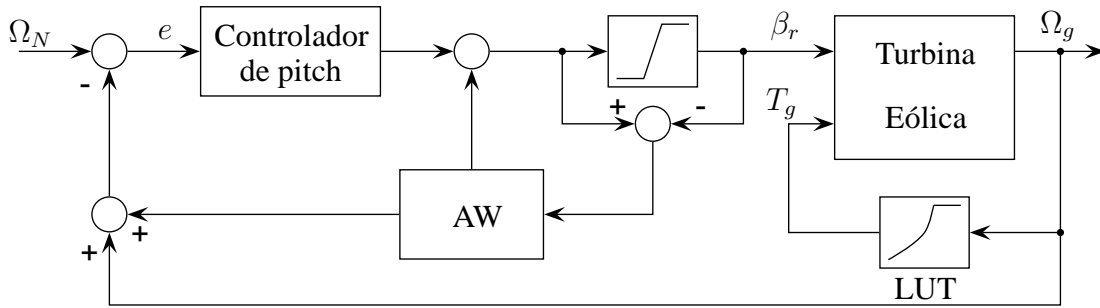


Figura 7.21: Esquema de control propuesto.

bajo condiciones de baja velocidad de viento y por medio del ángulo de pitch y el par del generador en la región de alta velocidad de viento. Para velocidades de viento por debajo de la nominal, al igual que en los controles implementados en las turbinas eólicas comerciales, una tabla de look-up (LUT) genera la curva de referencia de par estático para la máxima captura de energía (Fig. 7.7). En la región de alta velocidad, el controlador de pitch regula la velocidad de rotación a su valor nominal Ω_N . Este actuador sólo está activo en la región de alta velocidad, ya que en la región de baja velocidad está saturado a su límite inferior. Para evitar comportamientos indeseables en la región de transición, se incorpora un compensador anti-windup LPV al sistema de control.

El controlador de pitch es diseñado también mediante técnicas LPV, ambos controladores (pitch y anti-windup) pueden ser tabulados usando la misma ganancia de tabulación, resultando en una implementación simple del controlador, con garantías de estabilidad y performance. Como se puede observar de la Fig. 7.21, el algoritmo anti-windup actúa tanto en la entrada como en la salida del controlador proveyendo un grado de libertad adicional, que puede ser explotado para mejorar la performance de diseños anti-windup clásicos. Debido a que el algoritmo anti-windup es diseñado en el marco LPV, el mismo resulta de un proceso de optimización para cumplir con las especificaciones en la región de transición.

El esquema de control propuesto da lugar a un diseño en dos pasos. Primero se diseña el controlador de pitch sin tener en cuenta la saturación del actuador. Luego, en el segundo paso, se diseña la compensación anti-windup para asegurar una transición correcta de la región 1 a la región 3.

Descripción LPV de la turbina eólica

El primer paso en el diseño del control de pitch LPV es encontrar una descripción LPV del modelo no lineal. Para el caso del modelo de dos masas de la turbina eólica, la descripción LPV resulta

$$G(\theta) : \begin{cases} \dot{x}(t) = A(\theta)x(t) + Bu(t), \\ y(t) = Cx(t), \end{cases} \quad (7.13)$$

donde

$$\begin{aligned}
 A(\theta) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1/N_g & 0 \\ -K_s/J_r & -B_s/J_r & -B_s/J_r N_g & 0 \\ K_s/N_g J_g & -B_s/N_g J_g & -B_s/J_g N_g^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix} \\
 &+ B_r(\theta) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/J_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + k_{r,\beta}(\theta) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/J_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 B &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/J_g & 0 \\ 0 & 1/\tau \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Este modelo es obtenido de la linealización del sistema no lineal descrito en la sección 7.2. La perturbación (viento) no es incluida en el modelo debido a que no cambia la estabilidad del sistema. Considerando la estrategia de control de la Fig. 7.7, en la región 3, existe una correspondencia uno a uno entre los valores \bar{V} , $\bar{\Omega}_r$, y el ángulo de pitch $\bar{\beta}$. Por lo tanto, el modelo LPV (7.13) puede ser parametrizado por una única variable $\theta = \bar{\beta}$.

Diseño del controlador de pitch LPV

El controlador de pitch $K(\theta)$ es un sistema LPV de la forma

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \sum_{j=0}^2 f_j(\theta(t)) \begin{bmatrix} A_{c,j} & B_{c,j} \\ C_{c,j} & D_{c,j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c(t) \\ e(t) \end{bmatrix}, \quad (7.14)$$

donde $f_0 = 1$, $f_1(\theta) = B_r(\theta)$ y $f_2(\theta) = k_{r,\beta}(\theta)$. El diseño de un controlador de ganancias tabuladas LPV (3.42) es similar al control óptimo H_∞ , es decir, las especificaciones del control son expresadas como la minimización de la norma inducida \mathcal{L}_2 del operador $T_{zw} : w \rightarrow z$, del mapeo de la perturbación w a la salida z ,

$$\|T_{zw}\|_{\mathcal{L}_2} = \sup_{\substack{w \neq 0 \\ \theta \in \Theta}} \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} < \gamma \quad (7.15)$$

donde $\|z\|_2 = \sqrt{\int z^T z dt}$ y $\gamma > 0$ [21].

Consecuentemente, previo al diseño del controlador LPV, es necesario definir la señal de performance z , la perturbación w y la interconexión entre la planta y el controlador. La Fig. 7.22 muestra la configuración del control. El diseño puede ser puesto

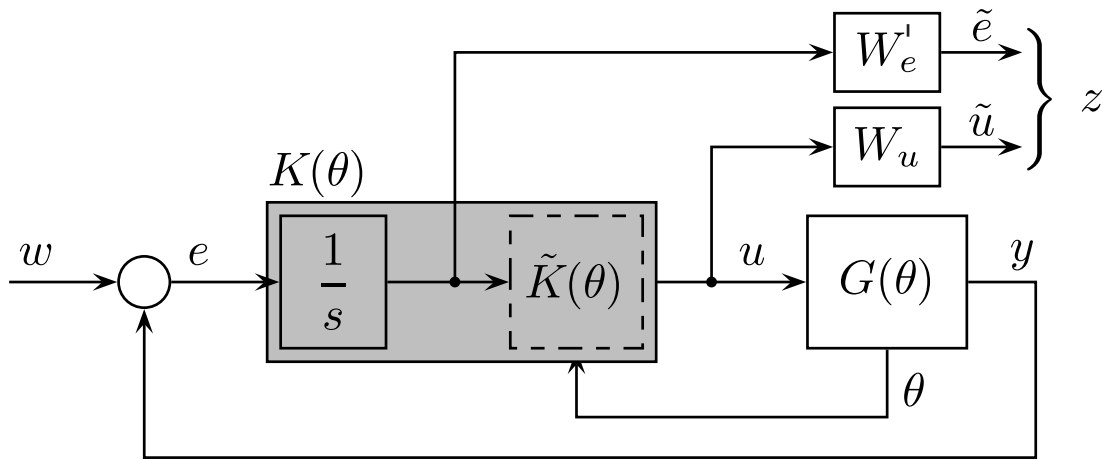


Figura 7.22: Configuración para el diseño del controlador LPV de pitch.

en términos de un problema de sensibilidades mixtas donde se necesita cumplir con un compromiso entre las variaciones de la velocidad de rotación y la actividad de pitch. Por lo tanto, la perturbación w es la referencia de la velocidad de rotación y la señal de performance está dada por $z = [\tilde{e} \quad \tilde{u}]^T$, donde

$$\tilde{e} = W_e(\Omega_N - \Omega_g), \quad \tilde{u} = W_u u.$$

Las funciones de peso W_e y W_u penalizan el error de velocidad en baja frecuencia y las componentes de alta frecuencia de la acción de control, respectivamente. Debido a que W_u aparece en la misma forma que la de la descripción de incertidumbre aditiva, este peso permite también considerar un modelo de incertidumbre. La acción integral es agregada para asegurar error de estado estacionario nulo. Por razones de estabilidad y al igual que en el caso H_∞ , el controlador es factorizado como $K(\theta) = (1/s) \cdot \tilde{K}(\theta)$ [11].

Una vez que la configuración del control está definida, el controlador (7.14) es obtenido a través de la solución de un problema de optimización convexo con un número infinito de restricciones en la forma de LMIs. Para evitar este problema, el espacio del parámetro Θ es grillado en un conjunto de puntos $\theta \in \Theta_g \triangleq \{\theta = \theta_i, i = 1, \dots, n_p\}$ (para más detalles véase el Cap. 3).

Compensación anti-windup

El esquema de compensación anti-windup propuesto en esta sección está inspirado en el marco teórico utilizado en el caso H_∞ e introducido en [104] y se muestra en la Fig. 7.23. Como se mencionó más arriba, la compensación anti-windup aquí propuesta comprende dos términos de compensación, uno (u_d) actuando en la salida del controlador u y la otra y_d en la entrada del controlador e .

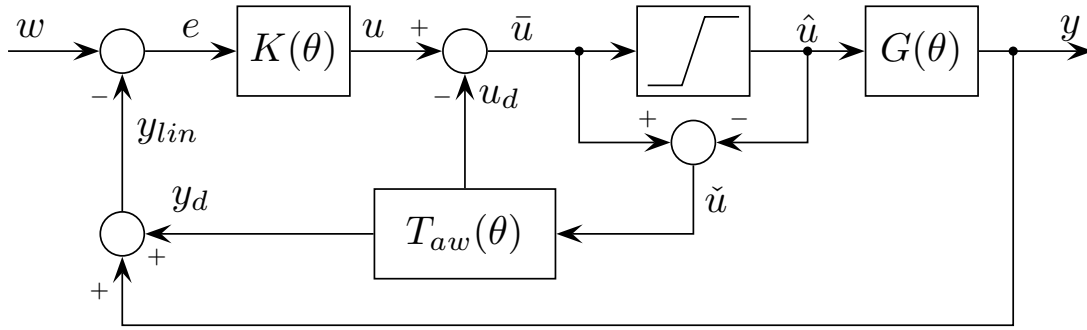


Figura 7.23: Esquema de compensación anti-windup LPV.

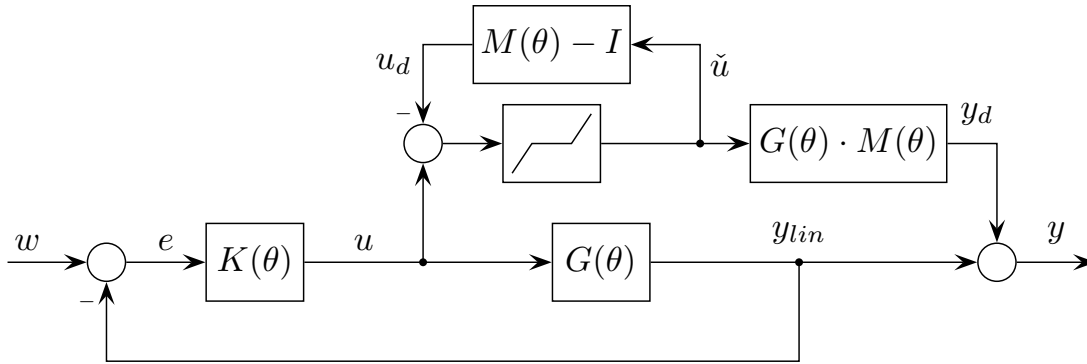


Figura 7.24: Representación equivalente de la compensación anti-windup LPV en Fig. 7.23.

Definiendo

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ y_d(t) \end{bmatrix} = T_{aw}(\theta(t)) * \tilde{u}(t) = \begin{bmatrix} M(\theta(t)) - I \\ N(\theta(t)) \end{bmatrix} * \tilde{u}(t),$$

donde $N(\theta) = G(\theta) \cdot M(\theta)$ y $*$ denota el mapeo entrada-salida. Se puede probar, luego de algunas manipulaciones sobre el sistema, que el esquema de compensación en la Fig. 7.23 es equivalente al diagrama en bloques de la Fig. 7.24. De esta figura se desprende que $M(\theta)$ debe ser diseñada para asegurar la estabilidad del lazo cerrado que comprende $M(\theta) - I$ y el operador no lineal, así como también minimizar el efecto de y_d en la variable controlada. Además, factorizando el sistema LPV $G(\theta)$ en factores coprimos [118], el diseño de la compensación anti-windup se reduce al diseño de una realimentación de estados de parámetros variantes cumpliendo con una condición de norma inducida \mathcal{L}_2 .

Mas precisamente, sea

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{aw}(t) \\ u_d(t) \\ y_d(t) \end{bmatrix} = \sum_{j=0}^2 f_j(\theta) \begin{bmatrix} A_j + B_2 H_j & B_2 \\ H_j & 0 \\ C_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{aw}(t) \\ \tilde{u}(t) \end{bmatrix}$$

la realización en el espacio de estados de $T_{aw}(\theta)$, donde $H(\theta) = \sum_{j=0}^2 f_j(\theta)H_j$ es la ganancia de realimentación de estados, tal que $T_{aw}(\theta)$ es cuadráticamente estable para $\theta \in \Theta$. Luego, usando el teorema de pequeña ganancia, el compensador anti-windup asegurará estabilidad cuadrática durante la saturación si $\|M(\theta) - I\|_{\mathcal{L}_2} < 1$. La minimización del efecto en la variable controlada puede ser similarmente expresado como $\|N(\theta)\|_{\mathcal{L}_2} < \nu$. Ambas condiciones serán satisfechas si

$$\left\| \begin{array}{c} M(\theta) - I \\ N(\theta) \end{array} \right\|_{\mathcal{L}_2} < \nu, \quad (7.16)$$

con $\nu < 1$. Por lo tanto, usando resultados de la teoría LPV [21, 109], el diseño de la compensación anti-windup consiste en resolver el siguiente procedimiento de optimización

minimizar $\nu(Q, W(\theta))$,

sujeto a

$$\left[\begin{array}{ccc|ccc} QA(\theta) + B_2W(\theta) + (\star) & \star & \star & \star & & \\ B_2^T & -\nu I_{n_u} & \star & \star & & \\ W(\theta) & 0 & -\nu I_{n_u} & \star & & \\ C_2Q & 0 & 0 & -\nu I_{n_y} & & \end{array} \right] < 0, \\ Q = Q^T > 0, \quad \nu < 1.$$

para todo $\theta \in \Theta$ con \star inducido por simetría y $W(\theta) = \sum_{j=0}^2 f_j(\theta)W_j$. Los estados de realimentación son calculados entonces como $H(\theta) = Q^{-1}W(\theta)$. Al igual que en el caso del diseño del controlador LPV, el espacio del parámetro Θ es grillado en un conjunto de puntos $\theta \in \Theta_g$.

Nótese que la compensación anti-windup depende solamente del sistema no saturado $G(\theta)$.

Controlador LPV con compensación anti-windup LPV

El algoritmo anti-windup puede ser fácilmente incorporado en el controlador de pitch LPV usando la misma variable de tabulación. Luego, ambos controladores (pitch y anti-windup) pueden ser implementados conjuntamente en un único controlador LPV. Efectivamente, el modelo LPV del controlador con la compensación anti-windup incorporada está dado por

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c(t) \\ u(t) \end{bmatrix} = \sum_{j=0}^2 f_j(\theta) \begin{bmatrix} \bar{A}_{c,j} & \bar{B}_{c1,j} & \bar{B}_{c2,j} \\ \bar{C}_{c,j} & D_{c,j} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c(t) \\ e(t) \\ \tilde{u}(t) \end{bmatrix}, \quad (7.17)$$

$$\bar{A}_{c,j} = \begin{bmatrix} A_{c,j} & -B_{c,j}C_2 \\ 0 & A_j + B_2H_j \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_{c1,j} = \begin{bmatrix} B_{c,j} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_{c2,j} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{C}_{c,j} = \begin{bmatrix} C_{c,j} & -(D_{c,j}C_2 + H_j) \end{bmatrix}.$$

donde se preserva la dependencia con el parámetro del controlador de pitch.

7.5.2. Resultados de simulación

Al igual que en el caso del controlador H_∞ , la estrategia de control propuesta en esta sección se valida para la turbina eólica de 5 MW [102]. Los parámetros de la turbina fueron listados en la Tabla 7.1. La curva de operación también corresponde a la misma que fue utilizada en el caso H_∞ , y las simulaciones se realizaron en el mismo entorno de software.

El esquema de control LPV propuesto fue calculado de acuerdo a la sección 7.5.1 y al capítulo de revisión de teoría de control, con

$$W_e(s) = 0,4, \quad W_u(s) = 0,02 \frac{s/2,5 + 1}{s/20 + 1}.$$

Esta elección asegura buena regulación de la velocidad con baja actividad de pitch. También provee robustez contra la dinámica no modelada de la turbina eólica considerada en el programa FAST. El espacio del parámetro Θ fue grillado en 13 puntos a lo largo de todo su intervalo de 0 a 30°. Los problemas de optimización para obtener tanto el controlador de pitch LPV como el compensador anti-windup fueron resueltos con Sedumi [16] y YALMIP [17].

Al igual que para el caso del controlador H_∞ , se compara la propuesta con el mismo controlador PI que puede verse en la Fig. 7.17. Se simularon los mismos tres escenarios que para el caso del controlador H_∞ .

El primer escenario corresponde a una ráfaga de viento estandarizada por IEC. En la Fig. 7.25, se pueden ver los resultados de simulación. De ésta se desprende que el control propuesto consigue una regulación más ajustada de la velocidad de rotación, especialmente en el flanco descendente. El sobrepaso es similar en ambos casos, pero con una actividad de pitch más suave en el caso LPV. Esto tiene un efecto significativo en la potencia generada por la turbina y en el par producido en su eje, como se puede apreciar en los cuadros inferiores de la Fig. 7.25. Se consigue una mejor regulación a cambio de una acción de control de pitch más anticipativa. Se observa una mejora en el caso de la potencia generada y el par en el eje de la turbina eólica.

En el segundo escenario Fig. 7.26, la velocidad de viento crece de 6 m/s a 15 m/s en 10 segundos también previsto en la norma IEC 61400-1. Se puede observar que el controlador propuesto consigue una regulación más efectiva de la velocidad de rotación. De hecho, no existe sobrepaso en la velocidad de rotación. Por el contrario, el

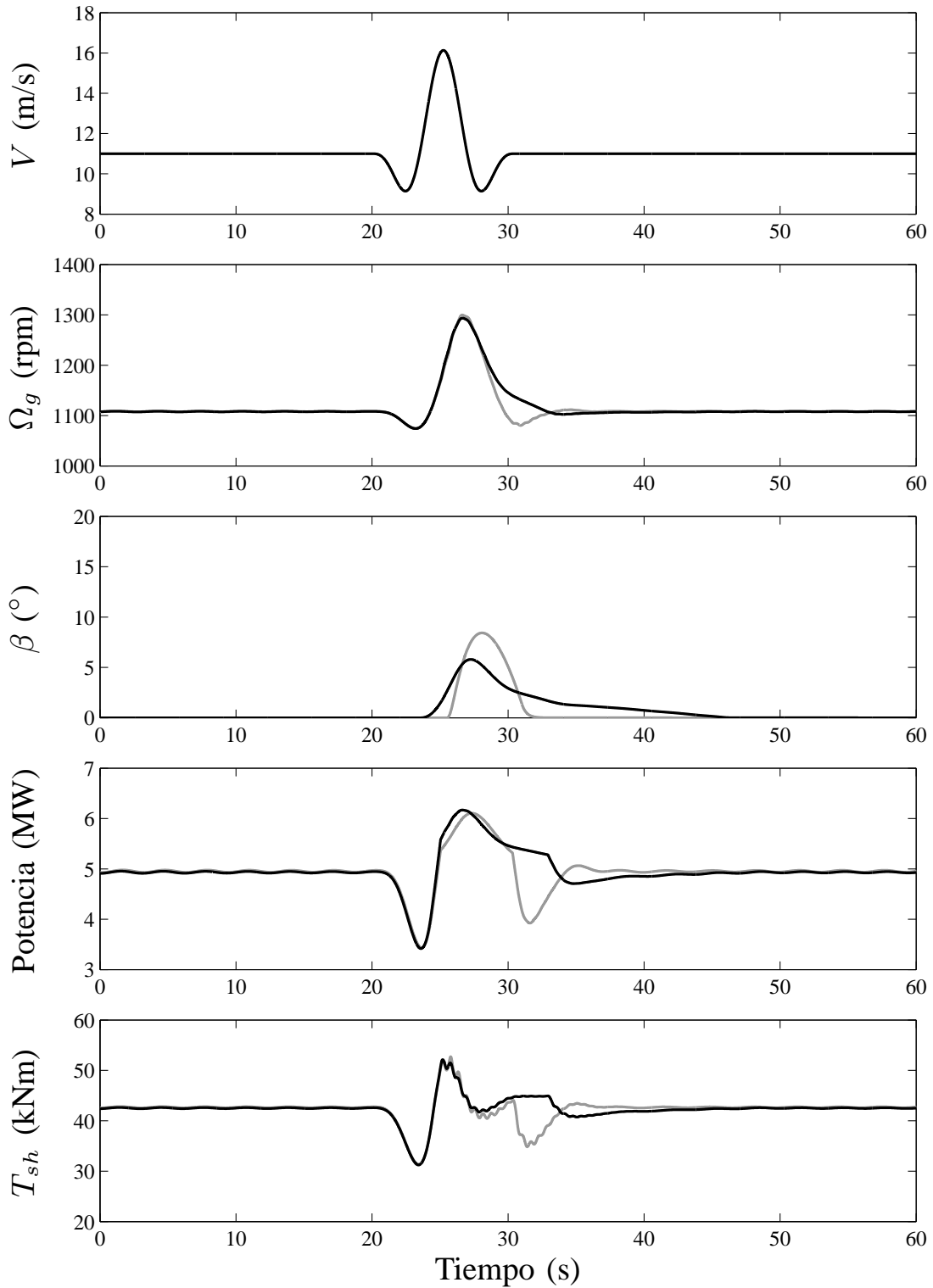


Figura 7.25: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento de ráfaga. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.

control PI con la compensación anti-windup clásica produce un sobre pico de 13,72 % de Ω_N . Se puede observar también, que la mejora en la regulación de velocidad se consigue con una actividad de pitch más suave, lo que resulta en un menor sometimiento de la turbina a cargas mecánicas. Los cuadros inferiores de la Fig. 7.26, muestran los perfiles de potencia y par en el eje de la turbina. Este último da una idea de las cargas mecánicas soportadas por el tren de transmisión. Claramente, el T_{sh} presenta menores excursiones cuando se emplea el control propuesto.

El último escenario corresponde a un perfil realista de viento de duración de 10 minutos generado mediante Turbsim [108]. En la Fig. 7.27 se pueden ver los resultados de la simulación. En el primer cuadro se puede apreciar la velocidad del viento a la altura de la nariz de la turbina. Es necesario tener en cuenta que el par aerodinámico producido por el campo de viento no es el mismo que el correspondiente a la velocidad de viento a la altura de la nariz. Esto explica, junto con la inercia del sistema y la dinámica del control, que durante algunos intervalos de tiempo el control de pitch pueda permanecer activo mientras que la velocidad de viento a la altura de la nariz es menor que la velocidad nominal de la turbina. La Fig. 7.27 corrobora que la estrategia de control propuesta se comporta significativamente mejor que la estrategia estándar. De hecho, exhibe una mejor regulación de la velocidad de rotación y una potencia generada más suave con una menor actividad de pitch, particularmente de alta frecuencia.

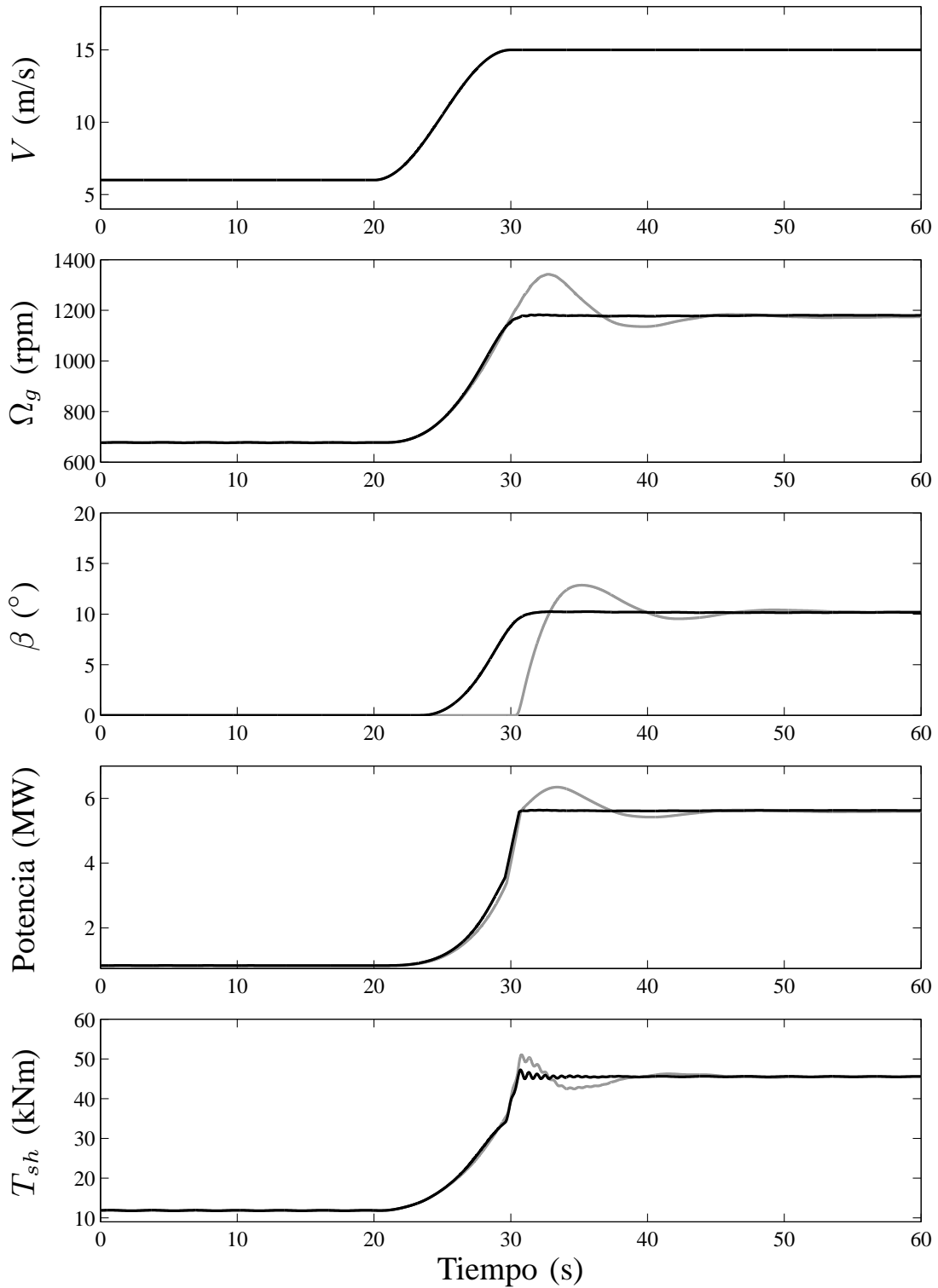


Figura 7.26: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.

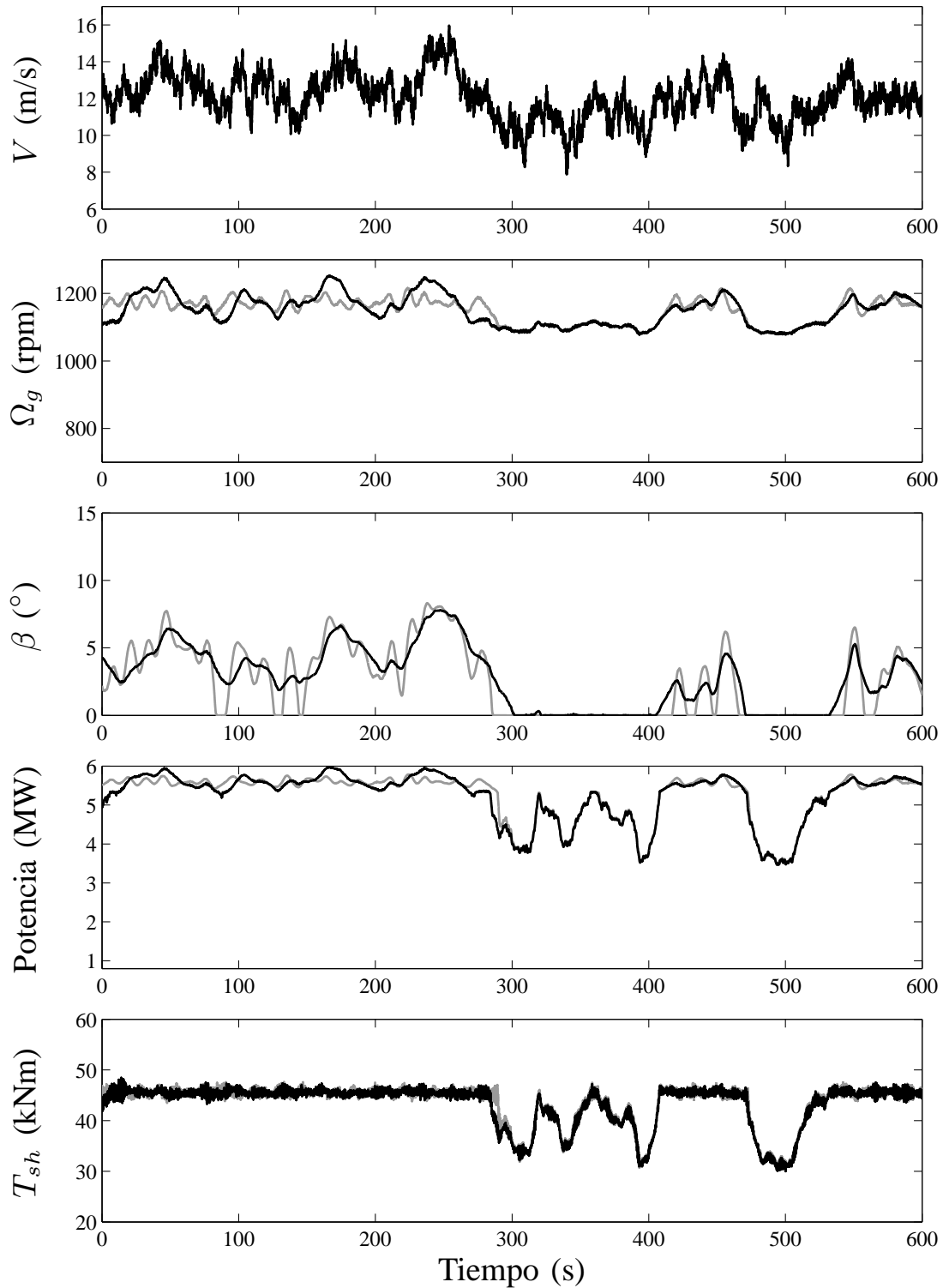


Figura 7.27: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control PI.

7.5.3. Comparación entre los controladores H_∞ y LPV

En esta sección se realiza la comparación entre los controladores H_∞ y LPV previamente propuestos. Las figuras 7.28 a 7.30 muestran los resultados de esta comparación. Como se puede observar, el controlador LPV consigue una mejor regulación de velocidad con una actividad de pitch más suave. También, logra una mejor regulación de la potencia, como así también un menor variación del par sobre el eje. Dado que los casos que se comparan fueron previamente analizados de forma individual, no se realiza una discusión extendida de esta comparación.

Además de realizar una mejor regulación, el controlador LPV permite, al costo de aumentar la complejidad, incorporar nuevos objetivos de control bajo un esquema más apropiado, permitiendo de esta forma operar a la turbina de forma segura con los nuevos requisitos de operación. Esto permite el diseño de controladores de una forma más sistemática para una región más amplia de operación.

La validación de un controlador para su aplicación en una turbina real conlleva un conjunto de pruebas más extenso. Estos ensayos permiten corroborar y comparar el desempeño del controlador con controladores estándares bajo simulaciones establecidas por un procedimiento. Además, en este tipo de simulaciones se tienen en cuenta y analizan mediante post procesamiento características como cargas mecánicas y actividad del controlador entre otras. Por una cuestión de espacio y tiempo se han simulado los controladores en tres escenarios dejando la etapa de validación como línea abierta de trabajo.

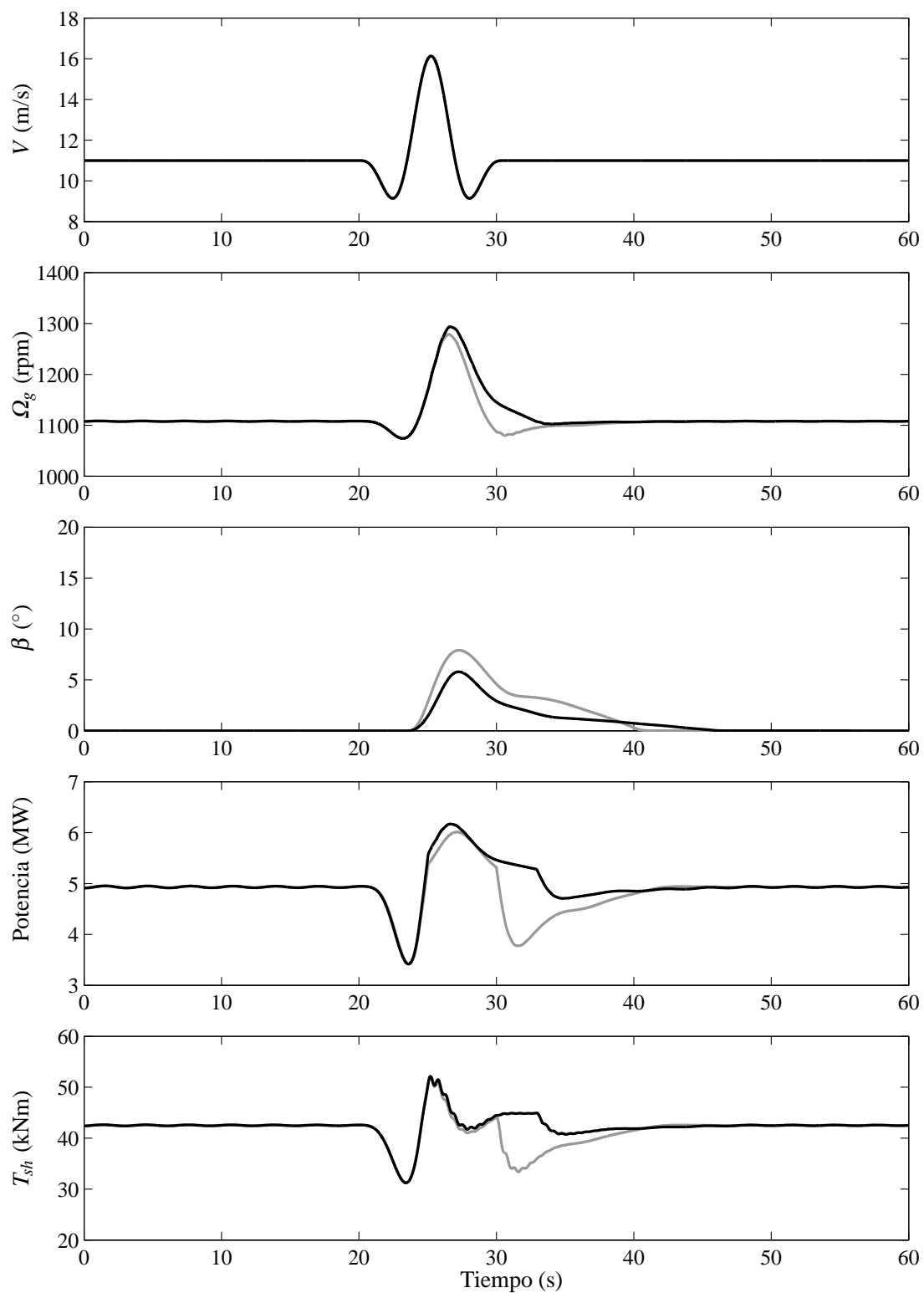


Figura 7.28: Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento de ráfaga. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_∞ .

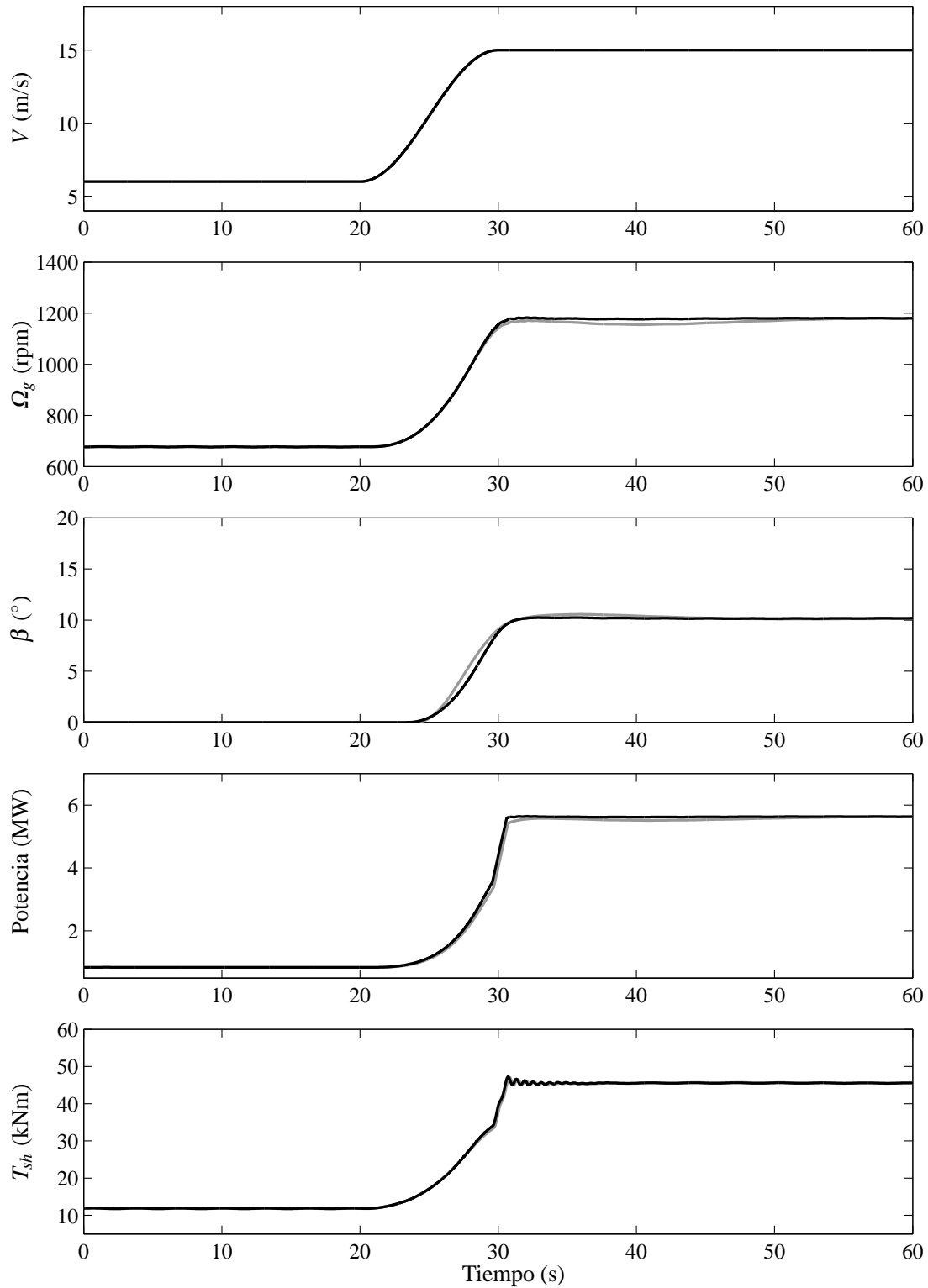


Figura 7.29: Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_∞ .

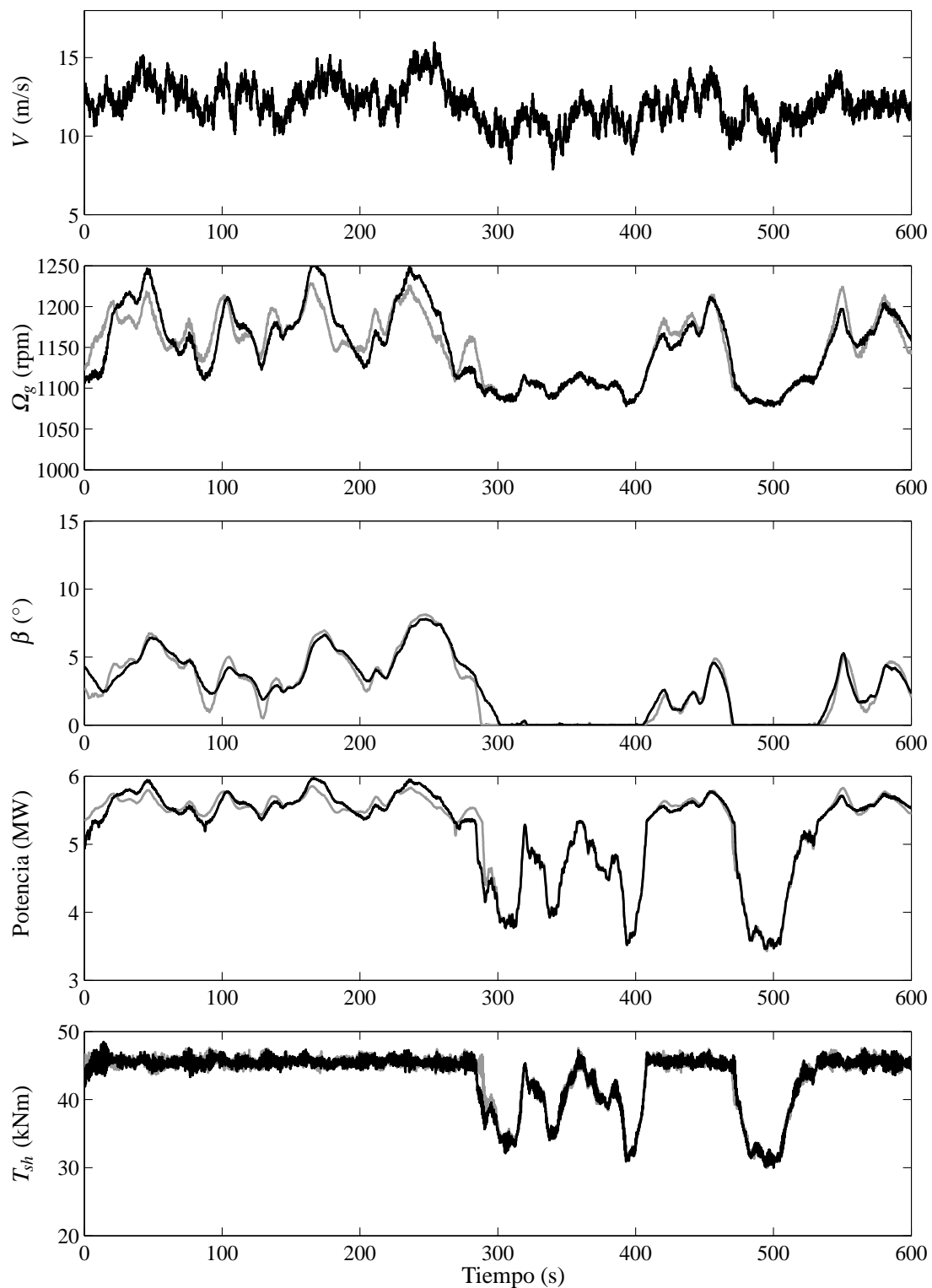


Figura 7.30: Comparación de las respuestas de los sistemas a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: control LPV, líneas grises: control H_∞ .

7.6. Control LPV de turbinas eólicas con rango de operación extendido

En esta sección se propone extender la región de operación de la turbina para que pueda realizar regulación de potencia y así cumplir con los nuevos requisitos de control. De esta forma, la misma es capaz de seguir consignas externas de potencia enviadas, por ejemplo, por el controlador central de la red. La idea principal consiste en extender la propuesta realizada en la sección previa. Para esto, se sigue trabajando con la misma configuración de turbina, velocidad variable y pitch variable, y con la misma topología de controlador, referencia de par dependiente de la velocidad de rotación y control de pitch para la regulación de la velocidad. Al extenderse la región de operación a lo largo de la recta $\Omega_g = \Omega_N$ en el plano par-velocidad de rotación, es necesario incorporar un nuevo parámetro de tabulación para poder determinar el punto de operación. El parámetro elegido es el porcentaje de potencia deseada respecto de la potencia nominal de la turbina. Así, el vector de parámetros de tabulación es ahora $\theta = [\beta \ \Delta_p]$. Luego, el par de referencia del generador depende tanto de la velocidad de rotación como de la referencia de potencia requerida. Del mismo modo, el controlador de pitch depende tanto del ángulo de pitch como de la potencia requerida. De esta forma se consigue controlar la turbina en una región más amplia y sin la intervención de la medida del viento como parámetro. En algunos casos, como por ejemplo cuando el objetivo de funcionamiento es la extracción de potencia con reserva, será necesaria la medición de la velocidad de viento, pero esto funcionará como una referencia externa de potencia que intervendrá en la modificación del parámetro Δ_p .

En la Fig. 7.31 se muestra la variación de los coeficientes B_r , k_V y k_β en función de la velocidad del viento y el nivel de potencia de salida para todo el rango de operación.

7.6.1. Objetivo de control

El objetivo de control consiste en operar a la turbina para todo el rango de velocidades de viento y con la capacidad de regular potencia. Para esto es necesario incorporar una nueva entrada, cuya función es fijar la referencia en función de la potencia de salida deseada. Luego, si no existe una consigna de potencia en particular, es decir, si el objetivo es que la turbina genere la potencia disponible, se la operará al igual que en las secciones anteriores. De existir una consigna de potencia, se la operará también sobre la curva de operación de las secciones anteriores hasta que se alcance la consigna de potencia. A partir de esta condición la turbina trabajará regulando la potencia al valor de referencia.

Para extender la región de operación es necesario diseñar el controlador teniendo en cuenta los nuevos puntos de operación, determinados por la nueva región de operación. Además, como esta región incluye la región en las secciones anteriores, este mismo controlador podría utilizarse para la operación de la turbina en los casos analizados previamente. Así se mantienen las regiones 1, 2 y 3 previamente analizadas, pero ahora, de existir una referencia de potencia menor al 100 % de la potencia nominal de la

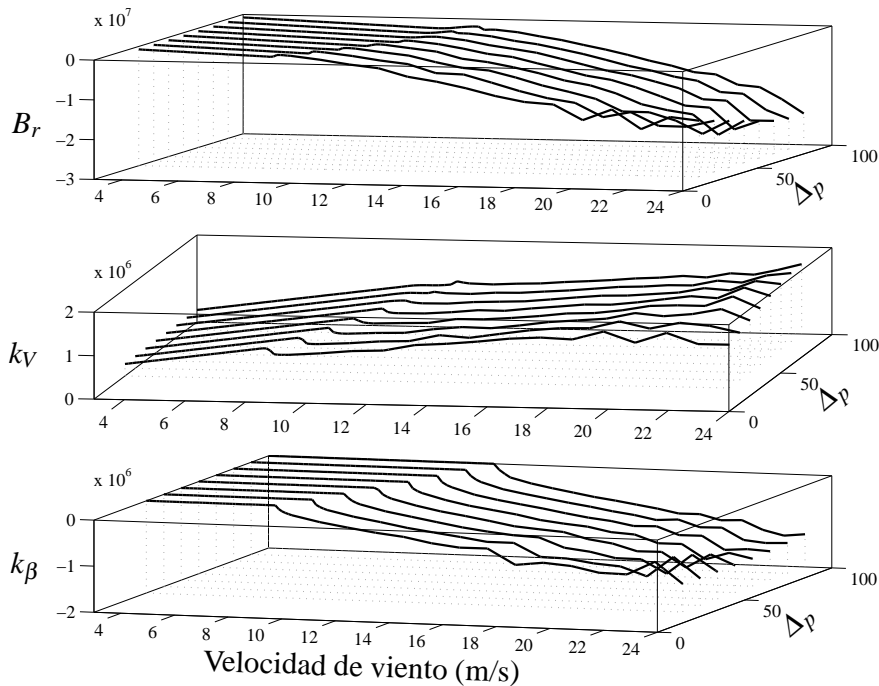


Figura 7.31: Valores de los coeficientes de linealización B_r , k_v y k_β para el rango de operación extendido.

turbina, cambian el objetivo de operación y los rangos de velocidades para cada región. En la Fig. 7.33 se muestra una figura equivalente a la Fig. 7.7 con la nueva región de operación. Así,

- Región 1: Esta región se mantiene igual, sólo que de haber una consigna de potencia menor a la potencia nominal de la turbina, se acorta el rango de velocidades para la cuál es válida pasando a trabajar a potencia constante en la nueva región de operación 2.
- Región 2: Ahora la región 2 es una combinación entre la región 2 anterior y la nueva región de limitación de potencia. Así, en esta región no sólo cambia el rango de velocidades sino que también cambian los objetivos de control de la turbina.
- Región 3: En esta región se sigue teniendo como objetivo la regulación de la velocidad de rotación, pero también se agrega el objetivo de regulación de potencia. Para cumplir con estos dos objetivos es necesario extender esta región de operación, y por lo tanto la región de operación del controlador de pitch y la compensación AW.

En la Fig. 7.32 se puede ver la evolución del ángulo de pitch en la región 3 para todas las velocidades de viento y los diferentes niveles de potencia de salida respecto de la potencia nominal. Como se puede observar de la figura, para los niveles más bajos

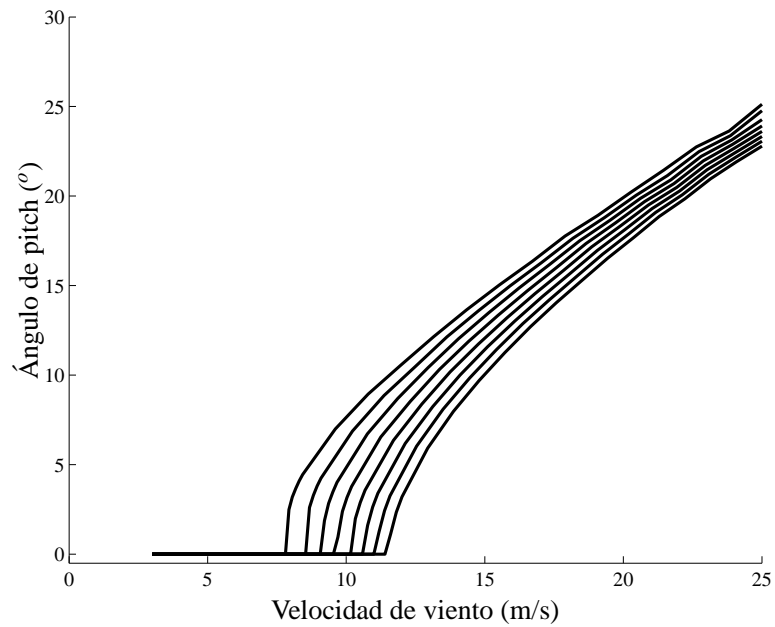


Figura 7.32: Valores del ángulo de pitch para todas las velocidades de viento.

de potencia de salida se requiere acción de pitch para velocidades de viento más bajas que en el caso nominal. Esta figura da una idea de la ampliación realizada en la región 3 y la necesidad de la incorporación de un nuevo parámetro para poder distinguir el punto de operación.

7.6.2. Modos posibles de funcionamiento

La capacidad de regular potencia expande las posibilidades de funcionamiento de la turbina [119]. En la Fig. 7.34 se puede ver una representación de las nuevas posibilidades:

1. Generación a potencia constante.
2. Generación con reserva.
3. Limitación del gradiente de potencia.
4. Generación de potencia con balance.
5. Soporte de frecuencia.

Algunos modos se pueden conseguir directamente con la misma configuración que se propone. Otros requieren de la incorporación de un controlador que fije la referencia de potencia para poder cumplir con los objetivos. Por ejemplo, los modos 1, 2 y 3, se pueden cumplir con la propuesta realizada. Para los modos 4 y 5, hace falta incorporar

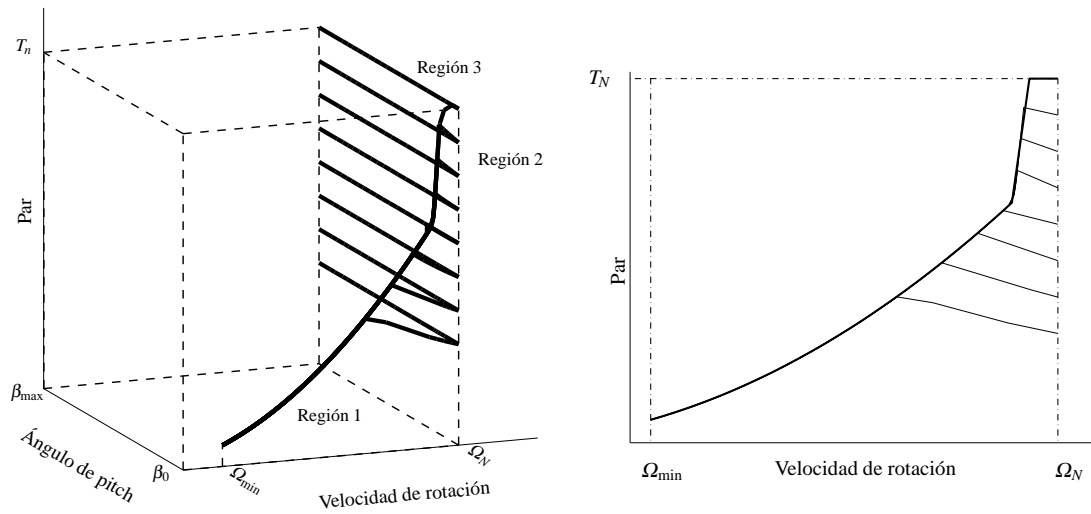


Figura 7.33: Familia de curvas par-velocidad de rotación para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable con regulación de potencia. Izquierda: representación en 3D (espacio pitch-velocidad de rotación-par). Derecha: Proyección de la curva en 3D de la izquierda en el plano velocidad de rotación-par.

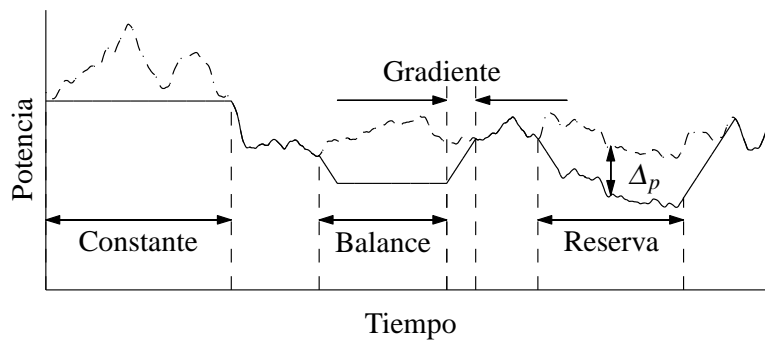


Figura 7.34: Posibles modos de funcionamiento con regulación de potencia.

un contralor que fije la referencia de potencia para cumplir con el objetivo deseado. Aquí se mostrarán resultados para los tres primeros casos.

Cabe aclarar que en la etapa de regulación de potencia, sin perder de vista la potencia reactiva, el control de la electrónica de potencia asociada al control del generador es también muy importante. Aquí, por una cuestión de objetivos y extensión, estos temas no son tratados.

7.6.3. Diseño del controlador

El diseño del controlador sigue los lineamientos de la sección anterior, sólo que ahora se incorporan en el grillado los nuevos puntos correspondientes a la expansión realizada en la región 3. Dada la incorporación de nuevos puntos de funcionamiento es necesario modificar los pesos de performance para arribar a un diseño con performance adecuada. Los nuevos pesos son:

$$W_e(s) = 2,5, \quad W_u(s) = 0,015 \frac{s/3,5 + 1}{s/350 + 1}.$$

Esta elección asegura buena regulación de la velocidad con baja actividad de pitch. También provee robustez contra la dinámica no modelada de la turbina eólica considerada en el programa FAST. El espacio del parámetro Θ fue grillado en 120 puntos, 15 a lo largo del intervalo de 0 a 30° (β) y 8 a lo largo del intervalo 30 a 100 % (Δ_p). Al igual que antes, los problemas de optimización para obtener tanto el controlador de pitch LPV como el compensador anti-windup fueron resueltos con Sedumi [16] y YALMIP [17].

7.6.4. Resultados de simulación

Al igual que los dos casos anteriores, las simulaciones para validar la respuesta del controlador se realizan con una turbina eólica de 5 MW [102]. La región de operación corresponde a la mostrada en la Fig. 7.33. Las simulaciones se realizaron en el mismo entorno de software.

Se simularon cuatro escenarios, los primeros tres con características similares a los anteriores y el cuarto para mostrar la limitación en la velocidad de cambio de la potencia generada. El primer escenario, Fig. 7.35, corresponde a una ráfaga de viento. Se muestran tanto el caso de generación del 100 % de la potencia disponible como el caso con reserva del 50 %. De la figura se puede observar que se obtiene una buena regulación de velocidad y potencia, con baja actividad de pitch, y con sobrepaso de velocidad aceptable, sobre todo considerando que la turbina está funcionando en torno a la velocidad nominal de operación. Con el objetivo de poder realizar una comparación de funcionamiento, se muestra en línea punteada la potencia instantánea disponible en el viento para esta turbina. También se agrega un nuevo cuadro en la figura con el par del generador. De esta forma se puede apreciar la variación del par para regular la potencia de salida.

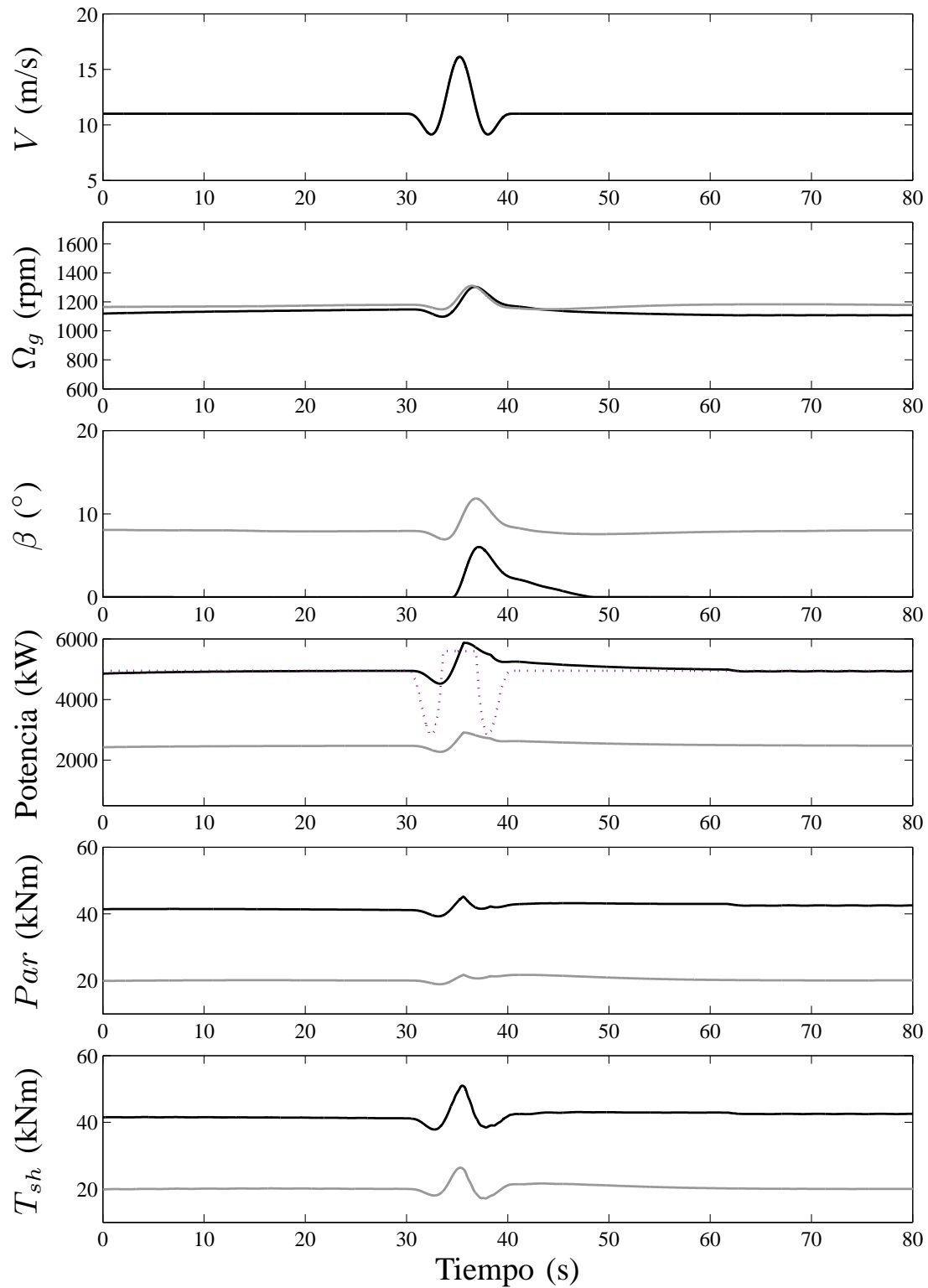


Figura 7.35: Respuesta del sistema a lazo cerrado a una ráfaga de viento. Líneas negras: 100 % de la potencia disponible, 50 % de la potencia disponible, línea de puntos: potencia instantánea disponible para esta turbina.

En el segundo escenario, Fig. 7.36, la velocidad del viento crece de 6 m/s a 15 m/s en 10 segundos. Se muestran tanto el caso de generación del 100 % de la potencia nominal como el caso del 50 % de la potencia nominal. De la figura se puede observar que se obtiene una buena regulación de velocidad y potencia, con baja actividad de pitch, y sin sobrepaso de velocidad. Al igual que en el caso anterior, se ilustra también el par del generador para comparar las diferencias entre ambos casos. En el cuadro donde se muestra la potencia, en línea de puntos, se muestra la potencia instantánea disponible para esta turbina. Como es esperable, debido a la inercia de la turbina, la potencia de salida evoluciona más lentamente.

El tercer escenario, Fig. 7.37, corresponde a un perfil de viento realista de 10 minutos de duración. En el primer cuadro se puede apreciar la variación de la velocidad del viento a la altura de la nariz de la turbina. Se muestran tanto el caso de generación del 100 % de la potencia disponible como el caso de generación con reserva de potencia del 50 %. De la figura se puede observar que se obtiene una buena regulación de velocidad y potencia, con baja actividad de pitch, y con sobrepaso de velocidad aceptable. Al igual que en los casos anteriores se muestra también el par del generador para poder comparar las diferencias entre ambos casos. En este caso, la potencia disponible en el viento es promediada para evitar cambios bruscos de la referencia de potencia.

En el cuarto escenario, Fig. 7.38, se muestra la capacidad del control de limitar la velocidad de cambio en la potencia generada que es una de las especificaciones claves de la operación de red. Para esto se corrió una simulación con un perfil de viento creciente, pero ahora usando como referencia la potencia disponible en el viento filtrada (de forma similar a lo realizado con el perfil realista de viento), para evitar altas velocidades de cambio. Con la finalidad de poner en evidencia el funcionamiento, se lo compara con un caso previo Fig. 7.36 donde la referencia de potencia no fija ningún tipo de limitación y la potencia de salida depende exclusivamente del perfil de viento y la inercia de la turbina. Como se puede observar, se consigue una velocidad de cambio menor a la fijada por la propia inercia de la turbina, logrando también un par más suave en el eje.

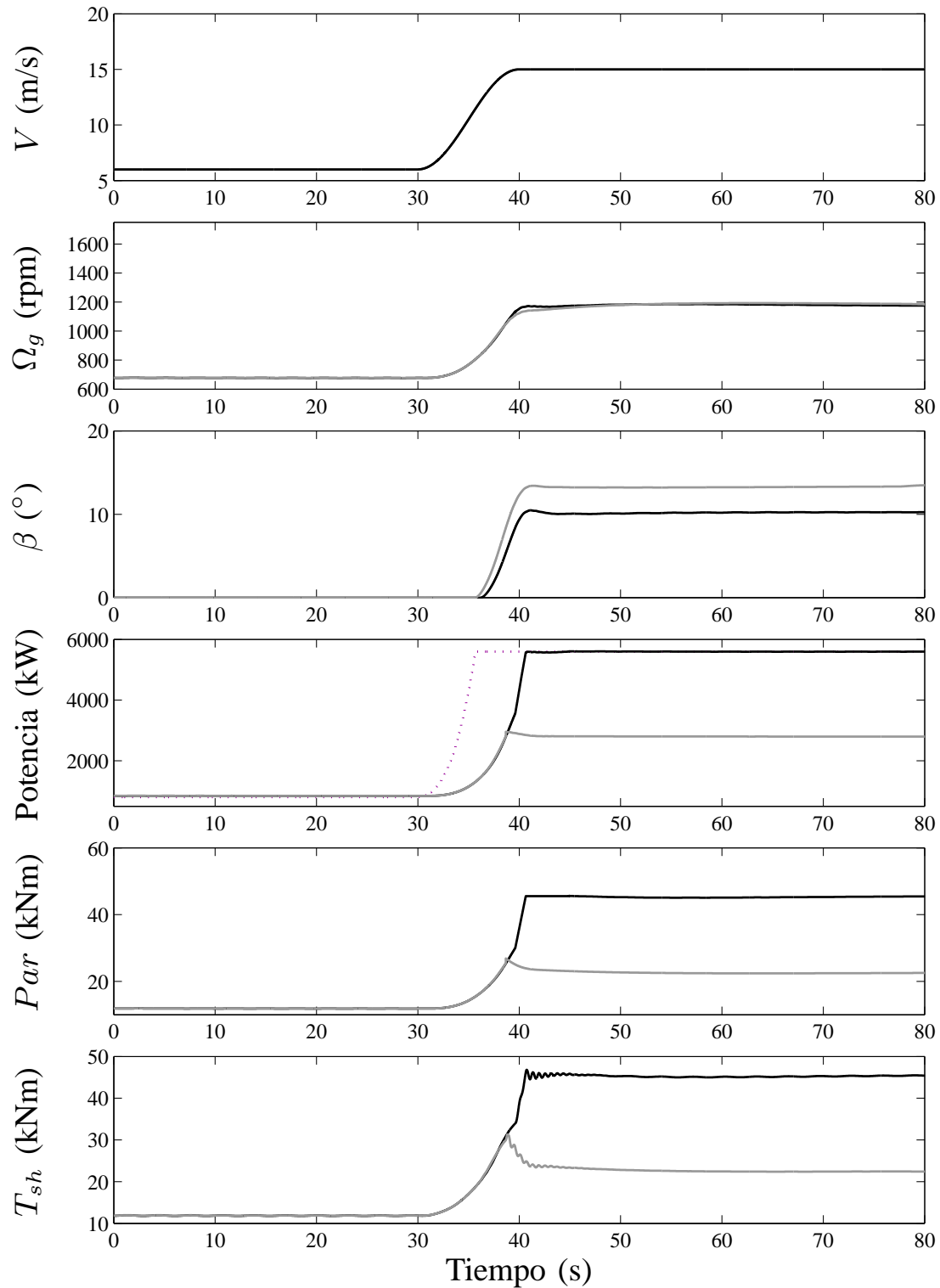


Figura 7.36: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente. Líneas negras: 100 % de la potencia nominal, líneas grises: limitación al 50 % de la potencia nominal, línea de puntos: potencia instantánea disponible para esta turbina.

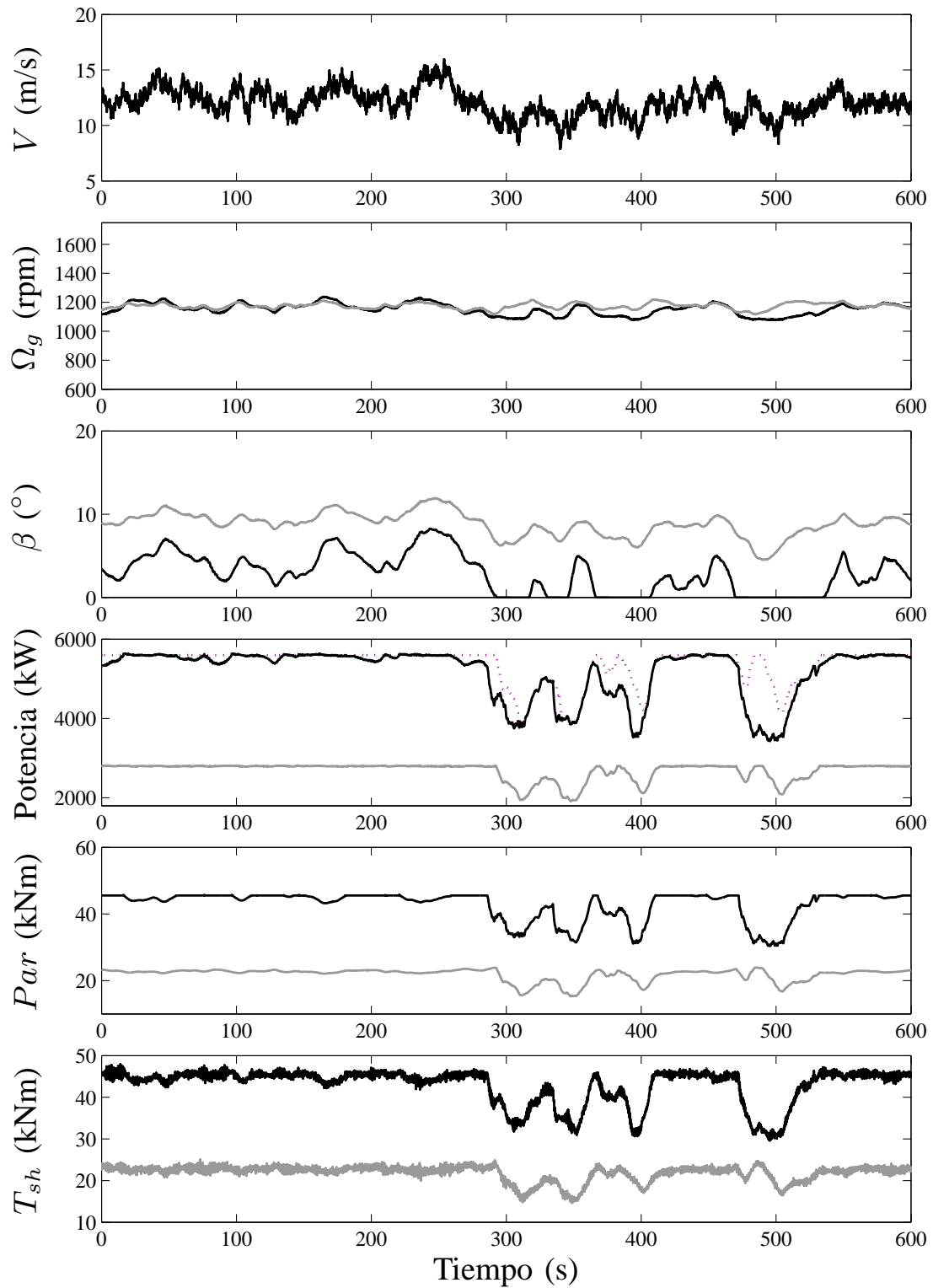


Figura 7.37: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento realista. Líneas negras: 100 % de la potencia disponible, líneas grises: 50 % de la potencia disponible, línea de puntos: potencia promediada disponible para esta turbina.

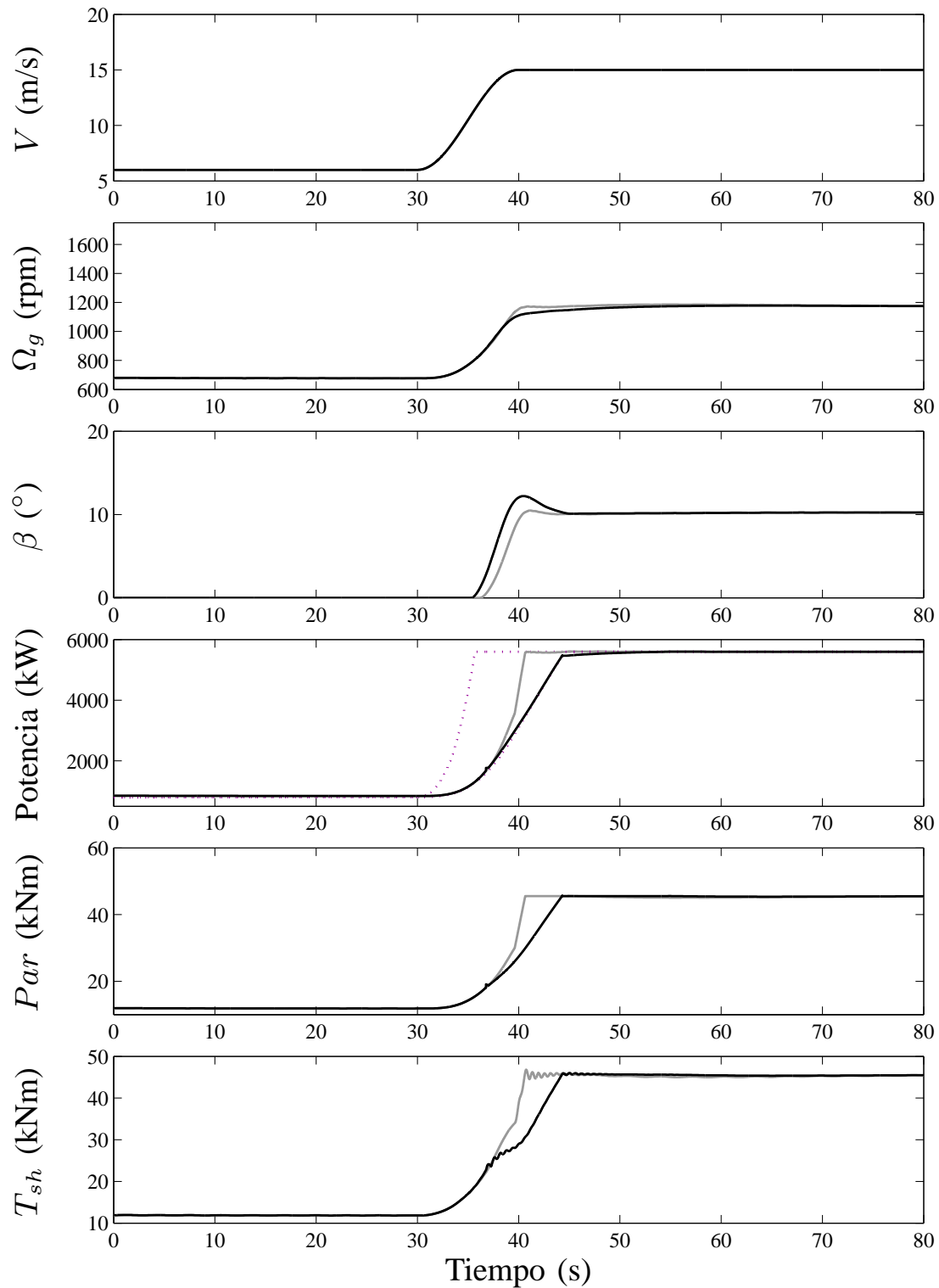


Figura 7.38: Respuesta del sistema a lazo cerrado a un perfil de viento creciente con limitación de velocidad de cambio en la potencia. Líneas grises: 100 % de la potencia nominal, líneas negras: 100 % de la potencia nominal con limitación de crecimiento, línea de puntos: potencia instantánea y filtrada disponible para esta turbina.

7.7. Conclusiones

En la primera parte de este capítulo se presentó un control robusto H_∞ de pitch para una turbina eólica de velocidad variable y pitch variable operando a lo largo de todo el rango de velocidades de viento. Las principales no linealidades de la dinámica de la turbina eólica fueron compensadas por medio de inversión y por un modelo de incertidumbre, de forma tal que un controlador LTI H_∞ diseñado para un dado punto de operación pueda ser aplicado a toda la región de operación. El diseño del controlador garantiza robustez contra dinámicas no modeladas, errores de cancelación e incertidumbre de parámetros.

El comportamiento del sistema fue analizado a través de simulaciones numéricas con una turbina eólica de test de alto orden bajo tres escenarios distintos muy demandantes. En estos tres escenarios el controlador H_∞ consiguió una mejor regulación de la velocidad con una menor actividad de pitch que el controlador PI clásico. Esta menor actividad de pitch resulta en menores cargas mecánicas extendiendo así la vida útil de las palas, resultando además en una potencia de salida más suave.

El conservativismo inherente a la linealización aplicada, particularmente debido a la incertidumbre en baja frecuencia, puede ser eliminado reemplazando el diseño LTI con un diseño lineal de parámetros variantes (LPV). Al costo de una implementación un poco más compleja, se pueden conseguir mejores resultados particularmente en la regulación de la velocidad.

La segunda parte de este capítulo trató el diseño de un controlador LPV con compensador anti-windup, extendiendo el paradigma de diseño de dos controladores. La compensación anti-windup propuesta diseñada bajo el marco LPV puede ser incorporada indistintamente a controladores LPV o a otros controladores de ganancia tabulada. Los grados de libertad adicionales de la propuesta anti-windup son explotados para optimizar el comportamiento en la zona de transición. Cuando éste es combinado con un controlador de pitch LPV, se consiguen garantías de estabilidad y performance a lo largo de toda la región de operación. Además, como ambos controladores pueden ser tabulados con la misma variable, resulta en una implementación más simple del controlador.

Al igual que en el caso H_∞ el comportamiento del controlador fue analizado mediante simulaciones numéricas para la misma turbina de test. De los resultados se puede observar que el controlador LPV mejora apreciablemente los resultados obtenidos anteriormente como los del controlador PI de comparación. Se consigue una mejor regulación de la velocidad, y una potencia de salida y par en eje más suaves. Estas mejoras fueron obtenidas con una menor actividad de pitch, particularmente en alta frecuencia, resultado que es crucial para extender la vida útil de la turbina, su tren de transmisión y el actuador de pitch.

Por último se propuso la extensión de la región de operación con la finalidad de poder realizar la regulación activa de la potencia de salida. El objetivo fue operar sobre la curva estándar de operación mientras no hubiese otro requerimiento. Cuando la referencia de potencia es menor al 100 %, se pasa a regular activamente la potencia de la turbina. Al igual que en todos los casos anteriores, se simularon tres escenarios en

el mismo entorno de software obteniéndose resultados satisfactorios, tanto de la regulación de la velocidad como de la regulación de potencia, y con una baja actividad de pitch.

Parte IV

Conclusiones generales y líneas de trabajo abiertas

Capítulo 8

Conclusiones generales y líneas de trabajo abiertas

En este capítulo se presentan las conclusiones generales y las líneas abiertas de trabajo.

8.1. Conclusiones generales

En esta tesis se propusieron estrategias de control robustas y flexibles para el control de fuentes de generación de energía eléctrica a partir de recursos renovables en el contexto de la generación distribuida. El objetivo es brindar marcos de diseño de controladores de rango amplio, flexibles y robustos que permitan incorporar este tipo de energía en el marco de la generación distribuida y de las nuevas propuestas de redes eléctricas, como lo son los micro redes y las redes inteligentes. Dentro de las diferentes variantes se focalizó en energía eólica y solar fotovoltaica, por ser las más desarrolladas al día de hoy y por ser probablemente sobre las que se basen, al menos en sus inicios, los nuevos esquemas de sistemas de potencia. También se trabajó sobre un sistema de almacenamiento y recuperación de energía dada su importancia en este tipo de sistemas.

Se podría hacer una distinción en dos partes en cuanto a los resultados obtenidos. Por un lado, se puede hacer una gran categoría con el control de interfaces electrónicas dc/dc por modo deslizante. Se realizaron propuestas para el control de sistemas fotovoltaicos [120, 121], el control de una pila de combustible [83] y el control de un sistema de almacenamiento y recuperación de energía [22]. De los resultados obtenidos se puede concluir que las técnicas propuestas permiten alcanzar las referencias deseadas en tiempo finito y combinar diferentes objetivos de control de forma sencilla y efectiva, brindando además excelentes propiedades de robustez y características de funcionamiento. En todos los casos se pudo realizar el control activo de potencia, y en el caso de los módulos fotovoltaicos y la pila de combustible se pudo controlar sus puntos de operación, como por ejemplo extracción de la máxima potencia. Estas características son más difíciles de conseguir con las estrategias utilizadas comúnmente.

Si bien en los capítulos 4 y 5 las implementaciones fueron en baja potencia (el objetivo era comprobar el funcionamiento de la estrategia de control), en el Cap. 6 se realizó una implementación en niveles de potencia más elevados, combinando además diferentes superficies, lo que demostró la validez de todo lo planteado anteriormente. Por otro lado, se encuentra el control de turbinas eólicas en el marco del control robusto y de parámetros lineales variantes [122, 123]. Basado en una topología de control ampliamente aceptada en la industria, se propusieron nuevos controladores para el control mecánico (control de pitch) de la turbina. Así, se propusieron dos controladores uno H_∞ y otro LPV, con sus respectivos controladores anti-windup, para la operación de la turbina en todo el rango de velocidades de viento. Se trabajó sobre una topología de control ampliamente aceptada en la industria. De esta forma, estos controles podrían ser aplicados tanto a nuevas turbinas como a turbinas ya existentes. De los resultados obtenidos se puede observar que las técnicas propuestas permiten mejorar la operación de la turbina en todo el rango de operación de vientos. También, se extendió la región de operación del controlador LPV con el objetivo de realizar el control activo de la potencia de salida, permitiendo otros modos de funcionamiento como la generación con reserva y la limitación en la velocidad de crecimiento de la potencia de salida.

De los resultados obtenidos se puede concluir que las propuestas realizadas brindan las características necesarias para que estas micro fuentes se puedan incorporar en generación distribuida, como así también en micro redes y redes inteligentes. Dependiendo de la aplicación particular, puede ser necesaria la incorporación de otros lazos de control que fijen sus referencias, como por ejemplo el control de frecuencia.

8.2. Líneas de trabajo abiertas

En las líneas abiertas de trabajo se puede hacer la misma división que la realizada en las conclusiones.

Por un lado se encuentran las turbinas eólicas. Aquí los objetivos de control han ido evolucionando junto con el crecimiento de las turbinas. En sus inicios se priorizaba la maximización de la captura del recurso. Hoy en día, debido al gran tamaño de las turbinas y sus diferentes lugares de emplazamiento se prioriza el comportamiento en la región de transición y la disminución de las cargas mecánicas, de forma tal de extender la vida útil de la turbina. Luego, una de las líneas abiertas de trabajo consiste en incorporar información de las cargas mecánicas a la hora de diseñar el controlador, lo que requiere además trabajar con modelos más complejos. Por otro lado, debido al gran tamaño de los rotores de las turbinas modernas, el perfil del viento a lo largo del mismo cambia significativamente. Luego otra línea abierta de trabajo es el control de pitch individual. De esta forma se obtienen más grado de libertad permitiendo incorporar más objetivos de control simultáneamente. La región de transición presenta una característica de baja controlabilidad, lo que dificulta (poniendo mayores restricciones) el diseño de controladores a través de procesos de optimización. Esta condición hace que el diseño de un único controlador MIMO para toda la región, o de un controlador SISO como el aquí propuesto se vean limitados en las condiciones de performance y

estabilidad que se les puede exigir. Así, otra línea abierta de trabajo es la propuesta de técnicas a aplicar para aminorar estas restricciones en la transición desde la región de transición a la región de control de pitch. Dentro las posibilidades a analizar se encuentra el pre accionado del pitch (con el objetivo de ganar controlabilidad) y la utilización de un controlador dedicado sólo a esta región. Otra línea de trabajo surge de tener en cuenta las mayores restricciones impuestas a las turbinas en cuanto a sus modos de funcionamiento, y la velocidad del control de pitch para lograrlas. Luego surge como necesidad investigar la combinación entre el control de par, más rápido, y el control de pitch para obtener mejores grados de performance. Así el control de par se encargaría de absorber las variaciones rápidas y el control de pitch de las lentas.

Se pueden resumir las líneas abiertas de trabajo en el campo de las turbinas eólicas como:

- Incorporar información de las cargas mecánicas a la hora de diseñar el controlador.
- Control de pitch individual.
- Propuestas de técnicas a aplicar para aminorar las restricciones de controlabilidad en el cambio de la región de transición a la región de control de pitch.
- Combinación entre el control de par y el control de pitch para obtener mejores grados de performance.
- Comparación entre controladores únicos y combinación de controladores.

Por otro lado se encuentra el control de las interfaces electrónicas para energía solar fotovoltaica y sistemas de almacenamiento. Las líneas abiertas aquí corresponden a la profundización de la cantidad de modos de funcionamiento y combinación de los mismos, como así también en la propuesta de controles robustos y flexibles para las interfaces electrónicas que se conectan a la red. En el caso de la energía solar fotovoltaica sigue interesando la maximización de la conversión del recurso. Aquí se presenta un problema importante. Las sombras parciales modifican considerablemente la característica tensión–potencia de los módulos. La existencia de múltiples máximos relativos dificulta el seguimiento del máximo absoluto. Esto se ve potenciado aún más con el uso de módulos fotovoltaicos como parte de edificios y parques donde se ven muy afectados por las sombras. Luego una línea abierta de trabajo consiste en proponer nuevas estrategias de seguimiento del MPP o mejora de ya existentes, como así también la propuesta de técnicas de seguimiento para el caso de sombras parciales. En los sistemas de almacenamiento una de las líneas que surge es la aplicación de las propuestas y conceptos aquí desarrollados a interfaces con otros dispositivos de almacenamiento.

Se pueden resumir las líneas abiertas de trabajo en el campo de la energía solar fotovoltaica y de sistemas de almacenamiento y recuperación de energía como:

- Profundización de la cantidad de modos de funcionamiento y combinación de los mismos.

- Propuesta de controles robustos y flexibles para las interfaces electrónicas que se conectan a la red.
- Proponer nuevas estrategias de seguimiento del MPP o mejora de ya existentes.
- Propuesta de técnicas de seguimiento del MPP para el caso de sombras parciales.
- Aplicación de las propuestas y conceptos aquí desarrollados a interfaces con otros dispositivos de almacenamiento.

Bibliografía

- [1] P. Kundur. *Power system stability and control*. McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [2] N. Jenkins, J.B. Ekanayake, and G. Strbac. *Distributed Generation*. IET, 2010.
- [3] S. Chowdhury, S.P. Chowdhury, and P. Crossley. *Microgrids and active distribution networks*. IET, 2009.
- [4] M Bollen and Hassan F. *Integration of distributed generation in the power system*. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [5] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay. Microgrids: An overview of ongoing research, development, and demonstration projects. *IEEE power & energy magazine*, 5:78–94, 2007.
- [6] European microgrid project.
- [7] A. Keyhani, M.N. Marwali, and M. Dai. *Integration of green and renewable energy in electric power systems*. John Wiley and Sons, Inc., 2010.
- [8] Commission of the european, union smart grids technology platform. european technology platform for the electricity networks of the future. available from url <http://www.smartgrids.eu/>.
- [9] V. Utkin. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor and Francis, London, 1999.
- [10] Wilfrid Perruquetti and Jean Pierre (ed) Barbot. *Sliding Mode Control in engineering*. Marcel Dekker, 2002.
- [11] K. Zhou, J. Doyle, and K. Glover. *Robust and Optimal Control*. Prentice Hall, 1996.
- [12] Ricardo S. Sánchez Peña and Mario Sznaier. *Robust Systems Theory and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [13] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design, 2nd Edition*. Wiley, 2005.

- [14] D.W. Gu, P.H. Petkov, and M.M. Konstantinov. *Robust Control Design with MATLAB®*. Advanced Textbooks in Control and Signal. Springer-Verlag London Ltd., London, 2005.
- [15] P. Gahinet and P. Apkarian. A linear matrix inequality approach to H_∞ control. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 4:421–448, 1994.
- [16] J. Sturm. Using SeDuMi 1.02, a Matlab toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization Methods and Software*, 11-12:625–653, 1999.
- [17] J. Löfberg. YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB. In *Proc. of the CACSD Conference*, Taipei, Taiwan, 2004.
- [18] P. Apkarian and R. J. Adams. Advanced gain-scheduling techniques for uncertain systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 6(1):21–32, 1998.
- [19] F. Wu, X. H. Yang, A. Packard, and G. Becker. Induced L2-norm control for LPV systems with bounded parameter variation rates. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 6:983:998, 1996.
- [20] Jeff S. Shamma and Michael Athans. Guaranteed properties of gain scheduled control for linear parameter-varying plants. *Automatica*, 27(3):559 – 564, 1991.
- [21] G. S. Becker and A. Packard. Robust performance of linear parametrically varying systems using parametrically-dependent linear feedback. *Systems and Control Letters*, 23(3):205–215, 1994.
- [22] F.A. Inthamoussou, J. Pegueroles-Queralt, and F.D. Bianchi. Control of a supercapacitor energy storage system for microgrid applications. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 28(3):690–697, Sept 2013.
- [23] Vadim Utkin, Jorgen Guldner, and Jingxin Shi. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems, Second Edition*. CRC Press, 2009.
- [24] V.Y. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis, London, 1st edition, 1999.
- [25] F. Bianchi, H. De Battista, and R.J. Mantz. On the stability of dc-dc converters in photovoltaic systems undergoing sliding motions. *International Journal of System Science*, 35:637–647, 2004.
- [26] H. De Battista and R.J. Mantz. Variable structure control of a photovoltaic energy converter. *IEEE Proceedings - Control Theory Applications*, 149:303–310, 2002.
- [27] F. Valenciaga, P. Puleston, and P Battaiotto. Power control of a photovoltaic array in a hibrid electric generation system using sliding mode techniques. *IEEE Proceedings - Control Theory Applications*, 148:448–455, 2001.

- [28] T. Eswam and P.L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 22:439 – 449, June 2007.
- [29] A. Khaligh and O. Onar. *Energy Harvesting*. Taylor & Francis, 2010.
- [30] L. Castaner and S. Silvestre. *Modelling Photovoltaic Systems Using PSpice*. John Wiley & Sons Inc., New York, third edition edition, 2002.
- [31] J. A. Duffie and W. A. Beckman. *Solar Engineering of Thermal Processes*. John Wiley & Sons Inc., Dordrecht, The Netherlands, 1991.
- [32] F. Garelli, R. Mantz, and H. De Battista. Collective sliding mode technique for multivariable bumpless transfer. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 47:2721–2727, 2008.
- [33] F. Bianchi, H. De Battista, and R. Mantz. On the stability of DC-to-DC converters in PV systems undergoing sliding motions. *International Journal of Systems Science*, pages 637–647, 2004.
- [34] E. Fuchs and M. Masoum. *Power Conversion of Renewable Energy Systems*. Springer-Verlag, 2011.
- [35] M. Santarelli, Calì M., and S. Macagno. Design and analysis of stand-alone hydrogen energy systems with different renewable sources. *International Journal of Hydrogen Energy*, 29(15):1571–1586, December 2004.
- [36] IEA. Prospects for hydrogen and fuel cells. Tech. report, Int Energy Agency, <http://www.iea.org>, 2005.
- [37] J. Levene, B. Kroposki, and G. Severdrup. Wind energy and production of hydrogen and electricity. In *POWERGEN Renewable Energy and Fuels Technical Conference*, Nevada, 2006.
- [38] N.H. Afgan, A. Veziroglu, and M.G. Carvalho. Multi-criteria evaluation of hydrogen system options. 32(15):3183–3193, October 2007.
- [39] A. Contreras, R. Guirado, and T.N. Veziroglu. Design and simulation of the power control system of a plant for the generation of hydrogen via electrolysis, using photovoltaic solar energy. 32(18):4635 – 4640, December 2007.
- [40] Ø. Ulleberg. Modeling of advanced alkaline electrolyzers: a system simulation approach. *Int J Hydrogen Energy*, 28(1):21–33, January 2003.
- [41] L.M. Gandía, R. Oroz, A. Ursúa, P. Sanchis, and P. Diéguez. Renewable hydrogen production: performance of an alkaline water electrolyzer working under emulated wind conditions. *Energy and Fuels*, 21:1699–1706, 2007.

- [42] A.G. Dutton, J.A.M. Bleijs, H. Dienhart, M. Falchetta, W. Hug, D. Prischich, and A.J. Ruddell. Experience in the design, sizing, economics, and implementation of autonomous wind-powered hydrogen production systems. *Int J Hydrogen Energy*, 25(8):705–722, August 2000.
- [43] J. Turner. A realizable renewable energy future. *Science*, 285:687–689, 1999.
- [44] Steven Chalk and James 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.
- [45] J. Larminie and A. Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons Ltd, 2nd edition, 2003.
- [46] J. Pukrushpan, A. Stefanopoulou, and H. Peng. *Control of Fuel Cell Power Systems*. Springer, 2004.
- [47] 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. *Int. J. of Hydrogen Energy*, 33(13):3581 – 3587, 2008.
- [48] Yan Zhang and Biao Zhou. Modeling and control of a portable proton exchange membrane fuel cell-battery power system. *Journal of Power Sources*, 196(20):8413 – 8423, 2011.
- [49] A. Sendjaja and V. Kariwala. Decentralized control of solid oxide fuel cells. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 7(2):163 –170, may 2011.
- [50] Zhi-dan Zhong, Hai-bo Huo, Xin-jian Zhu, Guang-yi Cao, and Yuan Ren. Adaptive maximum power point tracking control of fuel cell power plants. *Journal of Power Sources*, 176(1):259 – 269, 2008.
- [51] F. Zenith and S. Skogestad. Control of fuel cell power output. *Journal of Process Control*, 17(4):333 – 347, 2007.
- [52] A. Kirubakaran, Shailendra Jain, and R.K. Nema. A review on fuel cell technologies and power electronic interface. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(9):2430 – 2440, 2009.
- [53] N. Bizon. Nonlinear control of fuel cell hybrid power sources: Part i - voltage control. *Applied Energy*, 88(7):2559 – 2573, 2011.
- [54] A. Kirubakaran, Shailendra Jain, and R.K. Nema. A review on fuel cell technologies and power electronic interface. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(9):2430 – 2440, 2009.
- [55] F. Zenith and S. Skogestad. Control of fuel cell power output. *Journal of Process Control*, 17(4):333 – 347, 2007.

- [56] H. Sira-Ramírez. On the generalized PI sliding mode control of DC-to-DC power converters: a tutorial. *International Journal of Control*, 76(9-10), 2003.
- [57] C. Kunusch, P. Puleston, and M. Mayosky. *Sliding-Mode Control of PEM Fuel Cells*. Springer, 2012.
- [58] M. Ceraolo, C. Miulli, and A. Pozio. Modelling static and dynamic behaviour of proton exchange membrane fuel cells on the basis of electro-chemical description. *Journal of Power Sources*, 113(1):131 – 144, 2003.
- [59] F. Zenith, F. Seland, O. E. Kongstein, B. Borresen, R. Tunold, and S. Skogestad. Control-oriented modelling and experimental study of the transient response of a high-temperature polymer fuel cell. *Journal of Power Sources*, 162(1):215 – 227, 2006.
- [60] C. Spiegel. *PEM fuel cell modeling and simulation using MATLAB*. Elsevier, 2008.
- [61] Z. Zhong, H. Huo, X. Zhu, G. Cao, and Y. Ren. Adaptive maximum power point tracking control of fuel cell power plants. *Journal of Power Sources*, 176(1):259 – 269, 2008.
- [62] J. Larminie and A. Dicks. *Fuel Cell Systems Explained*. John Wiley & Sons Ltd, 2nd edition, 2003.
- [63] F. Zenith, F. Seland, O. E. Kongstein, B. Borresen, R. Tunold, and S. Skogestad. Control-oriented modelling and experimental study of the transient response of a high-temperature polymer fuel cell. *Journal of Power Sources*, 162(1):215 – 227, 2006.
- [64] M. Ceraolo, C. Miulli, and A. Pozio. Modelling static and dynamic behaviour of proton exchange membrane fuel cells on the basis of electro-chemical description. *Journal of Power Sources*, 113(1):131 – 144, 2003.
- [65] M. Pandian, M. Anwari, B. Husodo, and A. Hiendro. Efficiency and economics analysis of proton exchange membrane fuel cell. In *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, pages 875 –880, oct. 2010.
- [66] D. Friedman and R. Moore. PEM fuel cell optimization. *Proceedings of Electrochemical Society*, 27:407–423, 1998.
- [67] N. Hatzigryriou, H. Asano, R. Iravani, and C. Marnay. Microgrids: An overview of ongoing research, development, and demonstration projects. *IEEE power & energy magazine*, 5(4):78 –94, july-aug. 2007.
- [68] M. Barnes, J. Kondoh, H. Asano, J. Oyarzabal, G. Ventakaramanan, R. Lasseter, N. Hatzigryriou, and T. Green. Real-world microgrids - an overview. In *Proc. of the IEEE Int. Conf. on SoSE*, pages 1–8, april 2007.

- [69] A. Mehrizi-Sani and R. Iravani. Potential-function based control of a microgrid in islanded and grid-connected modes. *IEEE Transactions on Power Systems*, 25(4):1883–1891, nov. 2010.
- [70] R.H. Lasseter and P. Paigi. Microgrid: a conceptual solution. In *Proc. of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, volume 6, pages 4285–4290. IEEE, 2004.
- [71] F. Katiraei and M.R. Iravani. Power Management Strategies for a Microgrid With Multiple Distributed Generation Units. *IEEE Transactions on Power Systems*, 21(4):1821–1831, November 2006.
- [72] A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J.-M. Vinassa. Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids. *Energy Conversion and Management*, 54(1):113–121, 2012.
- [73] F. Díaz-González, A. Sumper, O. Gomis-Bellmunt, and R. Villafáfila-Robles. A review of energy storage technologies for wind power applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 16(4):2154–2171, 2012.
- [74] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T.C. Green. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 22(2):613–625, march 2007.
- [75] Amirnaser Yazdani and Reza Iravani. *Voltage-sourced converters in power systems*. John Wiley & Sons Inc., 2010.
- [76] Fernando Daniel Bianchi, A. Egea-Alvarez, A. Junyent-Ferr, and Oriol Gomis-Bellmunt. Optimal control of voltage source converters under power system faults. *Control Eng. Practice*, 20:539–546, 2012.
- [77] H. Sira-Ramírez. On the dynamical sliding mode control of nonlinear systems. *International Journal of Control*, 57(5):1039–1061, 1993.
- [78] N. Vazquez, C. Hernandez, J. Alvarez, and J. Arau. Sliding mode control for DC/DC converters: a new sliding surface. In *Proc. of IEEE ISIE*, volume 1, pages 422 – 426, june 2003.
- [79] A. El Aroudi, B. Robert, and R. Leyva. Sliding mode control of a high voltage DC-DC buck converter. In *Proc. of the European Conference on Circuit Theory and Design*, volume 3, 2005.
- [80] A. M. Gee, F. V. P. Robinson, and R. W. Dunn. Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, PP(99):1–10, 2013.

- [81] Siew-Chong Tan, Y.M. Lai, and C.K. Tse. An evaluation of the practicality of sliding mode controllers in DC-DC converters and their general design issues. In *Proc. of the 37th IEEE PESC*, pages 1–7, June 2006.
- [82] F. Ciccarelli and D. Lauria. Sliding-mode control of bidirectional DC-DC converter for supercapacitor energy storage applications. In *Proc. of the Int. SPEE-DAM*, pages 1119–1122, June 2010.
- [83] F.A. Inthamoussou, R.J. Mantz, and H. De Battista. Flexible power control of fuel cells using sliding mode techniques. *Journal of Power Sources*, 205(0):281–289, 2012.
- [84] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez. Control of power converters in AC microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4734–4749, Nov. 2012.
- [85] IEC. Grid interaction of large-capacity renewable energy sources and use of large-capacity electrical energy storage. Technical report, IEC, 2012.
- [86] F. D. Bianchi, H. De Battista, and R. J. Mantz. *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Advances in Industrial Control. Springer-Verlag London Ltd., London, 2010.
- [87] E. A. Bossanyi. Wind turbine control for load reduction. *Wind Energy*, 6(3):229–244, 2003.
- [88] T. Ackermann, editor. *Wind Power in Power Systems*. John Wiley & Sons, Ltd., 2005.
- [89] Fabien Lescher, Zhao Jing-Yun, and Pierre Borne. Switching LPV controllers for a variable speed pitch regulated wind turbine. *Journal of Computers Communications and Control*, 4:73–84, 2006.
- [90] Xing-jia Yao, Chang-Chun Guo, and Yan Li. LPV H-infinity controller design for variable-pitch variable-speed wind turbine. In *Proc. of the IEEE 6th Int. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, pages 2222–2227, 2009.
- [91] T. Senjyu, R. Sakamoto, N. Urasaki, T. Funabashi, H. Fujita, and H. Sekine. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(2):467–475, 2006.
- [92] Hua Geng and Geng Yang. Output power control for variable-speed variable-pitch wind generation systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(2):494–503, 2010.

- [93] R. Vepa. Nonlinear, optimal control of a wind turbine generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2):468–478, 2011.
- [94] W. Meng, Q. Yang, Y. Ying, Y. Sun, Z. Yang, and Y. Sun. Adaptive power capture control of variable-speed wind energy conversion systems with guaranteed transient and steady-state performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(3):716–725, 2013.
- [95] C. Evangelista, F. Valenciaga, and P. Puleston. Active and reactive power control for wind turbine based on a MIMO 2-sliding mode algorithm with variable gains. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 28(3):682–689, 2013.
- [96] A. Uehara, A. Pratap, T. Goya, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, and T. Funabashi. A coordinated control method to smooth wind power fluctuations of a PMSG-Based WECS. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(2), 2011.
- [97] Østegaard, K. Z. and Stoustrup, J. and Brath, P. Linear parameter varying control of wind turbines covering both partial load and full load conditions. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 19:92–116, 2008.
- [98] F. D. Bianchi. *Control robusto de sistemas de conversión de energía eólica de velocidad y pitch variable. Un enfoque LPV*. PhD thesis, Faculty of Engineering, National University of La Plata, 2005.
- [99] I. Munteanu, A.I. Bratcu, N.A. Cutululis, and E. Ceangă. *Optimal Control of Wind Energy Systems: Towards a Global Approach*. Springer-Verlag London Ltd., 2007.
- [100] E.B. Muhando, T. Senjyu, A. Uehara, and T. Funabashi. Gain-Scheduled H_∞ Control for WECS via LMI Techniques and Parametrically Dependent Feedback Part II: Controller Design and Implementation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):57–65, 2011.
- [101] F.D. Bianchi, R.S. Sánchez-Peña, and M. Guadayol. Gain scheduled control based on high fidelity local wind turbine models. *Renewable Energy*, 37(1):233 – 240, 2012.
- [102] J. Jonkman, S. Butterfield, W. Musial, and G. Scott. Definition of a 5-MW reference wind turbine for offshore system development. Technical report, NREL, 2009.
- [103] NWTC computer-aided engineering tools (FAST by J. Jonkman, Ph.D.). <http://wind.nrel.gov/designcodes/simulators/fast/>. Last modified 27-February-2013; accessed 26-August-2013.
- [104] Matthew C. Turner and Ian Postlethwaite. A new perspective on static and low order anti-windup synthesis. *International Journal of Control*, 77(1):27–44, 2004.

- [105] Paul F. Weston and Ian Postlethwaite. Linear conditioning for systems containing saturating actuators. *Automatica*, 36(9):1347 – 1354, 2000.
- [106] S. Skogestad and Ian Postlethwaite. *Multivariable feedback control - Solution Manual*. 2000.
- [107] Hansen, M.H. and Hansen, A. and Larsen, T.J. and Øye, S. and Sorensen, P. and Fuglsang, P. Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine. Technical report, RISØ, 2005.
- [108] NWTC computer-aided engineering tools (TurbSim by N. Kelley, B. Jonkman). <http://wind.nrel.gov/designcodes/preprocessors/turbsim/>. Last modified 30-May-2013; accessed 28-August-2013.
- [109] P. Apkarian, P. Gahinet, and G. Becker. Self-scheduled H_∞ control of linear parameter-varying systems: a design example. *Automatica*, 31(9):1251:1261, 1995.
- [110] F. D. Bianchi, R. J. Mantz, and C. F. Christiansen. Control of variable-speed wind turbines by LPV gain scheduling. *Wind Energy*, 7(1):1–8, 2004.
- [111] F. D. Bianchi, R. J. Mantz, and C. F. Christiansen. Gain scheduling control of variable-speed wind energy conversion systems using quasi-LPV models. *Control Engineering Practice*, 13(2):247 – 255, 2005.
- [112] Bobanac, V. and Jelavić, M. and Perić, N. Linear parameter varying approach to wind turbine control. In *Proc. of the 14th Int. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pages T12–60–T12–67, 2010.
- [113] M. Meisami-Azadt, J. Mohammadpour, and K. Grigoriadis. Anti-windup LPV control of pitch actuators in wind turbines. In *Proc. of the American Control Conference*, pages 5801–5806, 2012.
- [114] F. D. Bianchi, H. De Battista, and R. J. Mantz. Robust multivariable gain-scheduled control of wind turbines for variable power production. *International Journal of Systems Control*, 1:103–112, 2010.
- [115] Christoffer Sloth, Thomas Esbensen, and Jakob Stoustrup. Robust and fault-tolerant linear parameter-varying control of wind turbines. *Mechatronics*, 21(4):645 – 659, 2011.
- [116] Farzad A. Shirazi, Karolos M. Grigoriadis, and Daniel Viassolo. Wind turbine integrated structural and LPV control design for improved closed-loop performance. *International Journal Control*, 85(8):1178–1196, 2012.
- [117] F. Lescher, H. Camblong, O. Curea, and R. Briand. LPV control of wind turbines for fatigue loads reduction using intelligent micro sensors. In *Proc. of the American Control Conference*, pages 6061–6066, 2007.

- [118] Wei Xie and Toshio Eisaka. Design of LPV control systems based on Youla parameterisation. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, 151(4):465–472, 2004.
- [119] H. De Battista, R.J. Mantz, and F.D. Bianchi. *Wind Turbines: Types, Economics and Development*, chapter Control strategies for modern high-power wind turbines,, pages 277–312. Nova, 2011.
- [120] F. Inthamoussou, H. De Battista, and M. Cendoya. Low-cost sliding-mode power controller of a stand-alone photovoltaic module. In *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1175–1180, March 2010.
- [121] F.A. Inthamoussou, H. De Battista, and R.J. Mantz. New concept in maximum power tracking for the control of a photovoltaic/hydrogen system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 37(19):14951 – 14958, 2012.
- [122] F.A. Inthamoussou, F.D. Bianchi, H. De Battista, and R.J. Mantz. *Wind turbine control and monitoring*, chapter Gain scheduled H_∞ control of wind turbines for the entire operating range, pages 71–95. Springer, 2014.
- [123] F.A. Inthamoussou, F.D. Bianchi, H. De Battista, and R.J. Mantz. LPV Wind Turbine Control With Anti-Windup Features Covering the Complete Wind Speed Range. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 29(1):259–266, March 2014.