

#### CONTROL PREDICTIVO DISTRIBUIDO SIN MODELO FENOMENOLÓGICO PARA MICRORREDES AC AISLADAS

CÉSAR IGNACIO PRUDANT CASTRO

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

> PROFESOR GUÍA: CLAUDIO BURGOS

PROFESOR CO-GUÍA: ALEX NAVAS UNIVERSIDAD DE O'HIGGINS DIRECCIÓN DE POSTGRADO ESCUELA DE INGENIERÍA MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

> RANCAGUA, CHILE ABRIL, 2025

Para mi madre Rosana, por enseñarme que en esta vida existen infinitas formas de amar. Para mi padre César, por levantarse cada mañana y luchar por seguir adelante. Para mis hermanas, Loreto y Martina, por su amor fraternal y apoyo incondicional. Para mi sobrino Lautaro, por su sonrisa sincera y despreocupada que nutre de vida el alma. Para mí, por no rendirme frente a los dolores propios de la vida. Para todos aquellos que formaron parte de este proceso, gracias totales.

## Resumen

En los últimos años el Estado de Chile se ha visto envuelto en una encrucijada energética por diferentes razones, ya sea por conflictos con países vecinos, sequías o por su histórica dependencia de combustibles fósiles. A razón de esto, diferentes políticas han sido impulsadas con tal de suplir dicha necesidad sobre todo en lo referente a la electricidad. En este sentido, la utilización de recursos renovables tales como el solar o el eólico resultan especialmente atractivos dadas las características del territorio nacional, en donde se ubica, por ejemplo, el desierto de Atacama el cual se caracteriza por poseer la mejor radiación solar del planeta [1].

En consecuencia, la explotación de dichos recursos naturales puede ser mediada por microrredes (MicroGrids/MGs). Una microrred es un sistema eléctrico controlado el cual utiliza fuentes de generación renovables y no renovables. Así, para llevar a cabo el control de la microrred se tienen tres niveles de control: primario, secundario y terciario que operan en distintas escalas de tiempo. Del mismo modo, existen diferentes arquitecturas de control que definen los enlaces de comunicación en el sistema, en particular, estas son: centralizada, distribuida y descentralizada. A raíz de esto, es posible destacar que las microrredes constituyen un nuevo modelo para la generación y distribución eléctrica basada en recursos renovables. Sin embargo, dada la complejidad asociada a la diversidad de fuentes de dichos recursos es necesaria la utilización de estrategias de control para el manejo adecuado de estas.

Con lo anterior, es primordial la búsqueda de estrategias que utilicen de manera óptima tales recursos, con esto, la presente tesis se ha visto inspirada en los trabajos publicados en: "A distributed, predictive secondary control for voltage and frequency regulation, economic dispatch and imbalance sharing in isolated microgrids" [2] (principalmente), "Distributed predictive control for frequency and voltage regulation in microgrids" [3] y "Distributed predictive secondary control with soft constraints for optimal dispatch in hybrid ac/dc microgrids" [4], en donde conceptos como microrredes (MicroGrids/MGs) y control predictivo distribuido (Distributed Model-Based Predictive Control/DMPC) son abordados.

En razón de ambos conceptos es notable que [2] utiliza, en parte, una microrred de tipo AC (Alternating Current) compuesta por diferentes generadores distribuidos (Distributed Generators/DGs) los cuales actúan de manera coordinada y eficiente para llevar a cabo el control del sistema. Este se caracteriza por una red de comunicación bidireccional que opera a la par de la estrategia de control óptimo DMPC. En consecuencia, al estar el control secundario fundamentado en una estrategia de control que utiliza un modelo matemático se tiene que el sistema en cuestión es altamente sensible a errores en la estimación de parámetros o en la formulación matemática del problema, lo cual es característica inherente de la familia MPC (Model-Based Predictive Control)/DMPC.

En vista de lo anterior, y con tal de lograr la independencia del sistema respecto de las deficiencias previamente señaladas, se reemplazarán los modelos matemáticos de potencia activa y reactiva que forman parte del controlador predictivo propuesto en [2] por modelos AR y ARX (Auto-Regressive/Auto-Regressive with Exogenous Variables) en primera instancia y por una red neuronal (Neural Network/NN) entrenada off-line en segundo lugar. Dichos sistemas de control basados en datos generarán las predicciones necesarias para llevar a cabo el control secundario del sistema, el cual pasará a ser de tipo: Model-Free o sin modelo fenomenológico. Cabe destacar que solo los modelos matemáticos asociados a la potencia activa y reactiva serán modificados ya que estos son los únicos que dependen de elementos pasivos, en este caso, de un inductor y su respectiva inductancia.

El desempeño de los diferentes sistemas de control propuestos será analizado comparando, respecto del sistema original, tanto la calidad de sus predicciones como la evolución temporal de diferentes variables de interés. Los tests a realizar para llevar a cabo dicha comparación consistirán en la variación de parámetros que resulten críticos en el rendimiento del sistema, en este caso, la inductancia del inductor de acople  $(L_i)$  o la resistencia de su resistor en serie  $(R_i)$ . Estos elementos son apreciables en la página 67. Con esto, se espera mostrar la superioridad de la propuesta en relación al controlador presentado en [2] en términos de estabilidad, robustez y confiabilidad.

## Agradecimientos

Quisiera expresar mi más sincera gratitud a todos aquellos que han sido parte de este viaje, en particular, a mi familia y amigos.

Del mismo modo, la nobleza obliga el reconocimiento de todos aquellos profesores y tutores que me han acompañado a lo largo de mi vida, ustedes hicieron esto posible.

Especial mención para mis guías y/o profesores Claudio Burgos, Diego Muñoz y Alex Navas, cuyo esfuerzo e infinita paciencia fueron de vital importancia para seguir adelante. Gracias a ustedes tengo claro la clase de profesional y persona que quiero ser.

Finalmente, agradezco a los proyectos FONDECYT de Iniciación 11220989, ANID/FON-DEQUIP/EQM230041, FONDECYT de Iniciación 11240510 y ANID/Vinculación Internacional/FOVI230056, así como al ScopeLab UOH, por su apoyo en este trabajo.

## Tabla de Contenido

1.	Intr	oducción	1
	1.1.	Motivación	2
	1.2.	Problema	3
	1.3.	Hipótesis	4
	1.4.	Objetivos	5
		1.4.1. Objetivos generales	5
		1.4.2. Objetivos específicos	5
	1.5.	Estructura de la tesis	5
2.	Esta	ado del arte	7
	2.1.	Introducción	8
	2.2.	Microrredes	8
	2.3.	Control de microrredes AC	13
		2.3.1. Nivel de control primario en microrredes AC	14
		2.3.2. Nivel de control secundario en microrredes AC	16
		2.3.3. Nivel de control terciario en microrredes AC	17
	2.4.	Control predictivo basado en modelos	18
		2.4.1. Nivel de control primario	18
		2.4.2. Nivel de control secundario	19

		2.4.3. Nivel de control terciario	24
	2.5.	Control predictivo distribuido basado en modelos	25
		2.5.1. Nivel de control primario	26
		2.5.2. Nivel de control secundario	26
		2.5.3. Nivel de control terciario	31
	2.6.	Control Predictivo sin modelo fenomenológico	32
	2.7.	Redes neuronales en el contexto de microrredes	34
	2.8.	Resumen y aporte	39
3.	Mai	rco Teórico	40
	3.1.	Introducción	41
	3.2.	Control predictivo basado en modelos (MPC)	41
		3.2.1. Formulación MPC estándar	43
	3.3.	Control predictivo distribuido basado en modelos (DMPC) $\ldots \ldots \ldots$	45
		3.3.1. Formulación DMPC estándar	47
	3.4.	Control predictivo sin modelo fenomenológico (MFPC)	49
		3.4.1. Tipo 1: Sin modelo fenomenológico	50
		3.4.2. Tipo 2: Modelo ultra local	50
		3.4.3. Tipo 3: Corrección de predicción	51
	3.5.	Modelos AR/ARX	52
		3.5.1. Modelo AR	52
		3.5.2. Modelo ARX	53
	3.6.	Redes Neuronales	56
		3.6.1. Redes perceptrón multicapa	57
		3.6.2. Algoritmo de retropropagación	59

		3.6.3.	Modificación de Levenberg-Marquardt	61
4.	Sist proj	ema de puesto	e control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free	65
	4.1.	Introd	ucción	66
	4.2.	Esque	ma de control DMPC base	66
		4.2.1.	Modelos dinámicos utilizados para el diseño de la estrategia DMPC base	68
		4.2.2.	Formulación del DMPC base	72
	4.3.	Esque	ma de control DMPC model-free propuesto	76
		4.3.1.	Introducción	76
		4.3.2.	Esquema de control DMPC model-free propuesto	77
		4.3.3.	Modelos dinámicos utilizados para el diseño de la estrategia DMPC model-free	79
		4.3.4.	Formulación del DMPC model-free propuesto	81
	4.4.	Model	os AR, ARX y NN para potencia activa y reactiva	85
		4.4.1.	Estructuras AR y ARX para potencia activa y reactiva	85
		4.4.2.	Red neuronal para potencia activa y reactiva	89
5.	Res	ultado	s de simulación de la propuesta	91
	5.1.	Introd	ucción	92
	5.2.	Micron	rred usada para validación	92
	5.3.	Test 1	- Variación en inductancia de línea $L_{i,DMPC}$	97
		5.3.1.	Esquema de control DMPC base	98
	5.4.	Índice	s de desempeño	104
	5.5.	Test 2	- Variación en retraso comunicacional $\tau_d$	113
		5.5.1.	Esquema de control DMPC base	113

		5.5.2. Esquema de control DMFPC propuesto - AR	119
		5.5.3. Esquema de control DMFPC propuesto - ARX	126
		5.5.4. Esquema de control DMFPC propuesto - NN	133
	5.6.	Test 3 - Variación en resistencia de líne a $R_i$	141
		5.6.1. Esquema de control DMPC base	142
		5.6.2. Esquema de control DMFPC propuesto - AR	148
		5.6.3. Esquema de control DMFPC propuesto - ARX	154
		5.6.4. Esquema de control DMFPC propuesto - NN	160
	5.7.	Discusión	166
6.	Con	clusiones	168
	6.1.	Conclusiones y observaciones finales	169
	6.2.	Trabajos futuros	170
	6.3.	Publicaciones resultantes de esta tesis	171
		6.3.1. Paper de conferencia	171
	Bibl	liografía	183
Aj	péndi	ice A. Anexo	184
	A.1.	Test 1 - Variación en inductancia de línea $L_{i,DMPC}$	185
	A.2.	Test 1.1 - Variación en inductancia de línea $L_{i,MG}$ (con inductancia crítica $L_{i,DMPC_{crit}}$ )	186
	A.3.	Test 1.2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$ (con inductancia crítica $L_{i,DMPC_{crit}}$ )	189
	A.4.	Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$	193
	A.5.	Test 3 - Variación en resistencia de línea $R_i$	200

# Índice de Tablas

2.1.	Resumen de las arquitecturas centralizada y distribuida	13
2.2.	Resumen de las publicaciones asociadas a DMPC a nivel secundario de mi- crorredes	31
2.3.	Resumen de las publicaciones asociadas a Model-Free	33
3.1.	Resumen de características de control centralizado vs control distribuido	46
5.1.	Parámetros eléctricos de la microrred	94
5.2.	Parámetros de las unidades de generación	94
5.3.	Parámetros generales DMPC	95
5.4.	Factores de ponderación DMPC base - Test $1/1.1/1.2/2/3$	95
5.5.	Factores de ponderación DMPC model-free - Test 2	96
5.6.	Factores de ponderación DMPC model-free - Test 3	96
5.7.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo A R $\ \ldots\ \ldots\ \ldots$	106
5.8.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo ARX $\ \ldots \ \ldots$	106
5.9.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo A R $\ \ldots\ \ldots\ \ldots$	107
5.10.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo ARX	108
5.11.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Red Neuronal	110
5.12.	Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Red Neuronal	111

# Índice de Figuras

2.1.	Topología general de una microrred AC	10
2.2.	Niveles de control para la microrred	11
2.3.	Arquitecturas de control para la microrred	12
2.4.	Control droop para DGs de tipo AC	15
2.5.	Control secundario para DGs de tipo AC	16
3.1.	Esquema para sistema distribuido, adaptado de $[5]$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	47
3.2.	Esquema para Tipo 1 - Sin modelo fenomenológico, adaptado de $[6]$	50
3.3.	Esquema para Tipo 2 - Modelo ultra local, adaptado de $[6]$	51
3.4.	Esquema para Tipo 3 - Corrección de predicción, adaptado de [6] $\ . \ . \ .$	51
4.1.	Diagrama general para sistema de control DMPC base	67
4.2.	Red comunicacional para el sistema de control DMPC base	69
4.3.	Diagrama general para esquema de control DMPC model-free propuesto	78
4.4.	Modelos basados en datos: AR/ARX $\ldots$	88
4.5.	Registro de datos para entrenamiento de la red neuronal	89
4.6.	Modelo basado en datos: NN	90
5.1.	Simulador de microrred para las pruebas a realizar	93
5.2.	Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada	98

5.3.	Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada	99
5.4.	Esquema de control DMPC base - Frecuencia	101
5.5.	Esquema de control DMPC base - Voltaje	101
5.6.	Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización	103
5.7.	Predicciones a 5 pasos para potencia activa normalizada (Caso Base/AR/ARX)	)106
5.8.	Predicciones a 5 pasos para potencia reactiva normalizada (Caso Base/A-R/ARX)	107
5.9.	Predicciones a 5 pasos para potencia activa normalizada (Caso Base y Red Neuronal)	110
5.10.	Predicciones a 5 pasos para potencia reactiva normalizada (Caso Base y Red Neuronal)	111
5.11.	Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada	114
5.12.	Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada	115
5.13.	Esquema de control DMPC base - Frecuencia	117
5.14.	Esquema de control DMPC base - Voltaje	117
5.15.	Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización	119
5.16.	Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia activa normalizada	120
5.17.	Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia reactiva normalizada $\ .\ .\ .$ .	121
5.18.	Esquema de control DMFPC (AR) - Frecuencia	123
5.19.	Esquema de control DMFPC (AR) - Voltaje	123
5.20.	Esquema de control DMFPC (AR) - Tiempo de optimización	125
5.21.	Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia activa normalizada $\ .\ .\ .$ .	127
5.22.	Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia reactiva normalizada $\ .\ .\ .$	127
5.23.	Esquema de control DMFPC (ARX) - Frecuencia	129
5.24.	Esquema de control DMFPC (ARX) - Voltaje	130
5.25.	Esquema de control DMFPC (ARX) - Tiempo de optimización	132

5.26.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Potencia activa normalizada	134
5.27.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Potencia reactiva normalizada	134
5.28.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Frecuencia	136
5.29.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Voltaje	137
5.30.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Tiempo de optimización	139
5.31.	Identifica	ción de par	támetros $L_i$ y $R_i$	141
5.32.	Esquema	de control	DMPC base - Potencia activa normalizada	142
5.33.	Esquema	de control	DMPC base - Potencia reactiva normalizada	143
5.34.	Esquema	de control	DMPC base - Frecuencia	145
5.35.	Esquema	de control	DMPC base - Voltaje	146
5.36.	Esquema	de control	DMPC base - Tiempo de optimización	147
5.37.	Esquema	de control	DMFPC (AR) - Potencia activa normalizada	149
5.38.	Esquema	de control	DMFPC (AR) - Potencia reactiva normalizada	149
5.39.	Esquema	de control	DMFPC (AR) - Frecuencia	151
5.40.	Esquema	de control	DMFPC (AR) - Voltaje	152
5.41.	Esquema	de control	DMFPC (AR) - Tiempo de optimización	153
5.42.	Esquema	de control	DMFPC (ARX) - Potencia activa normalizada	155
5.43.	Esquema	de control	DMFPC (ARX) - Potencia reactiva normalizada	155
5.44.	Esquema	de control	DMFPC (ARX) - Frecuencia	157
5.45.	Esquema	de control	DMFPC (ARX) - Voltaje	158
5.46.	Esquema	de control	DMFPC (ARX) - Tiempo de optimización	159
5.47.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Potencia activa normalizada	161
5.48.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Potencia reactiva normalizada	161
5.49.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Frecuencia	163
5.50.	Esquema	de control	DMFPC (NN) - Voltaje	164

A.1. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	185
A.2. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	185
A.3. Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada	186
A.4. Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada	186
A.5. Esquema de control DMPC base - Frecuencia	187
A.6. Esquema de control DMPC base - Voltaje	187
A.7. Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización	188
A.8. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	188
A.9. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	189
A.10.Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada	189
A.11.Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada	190
A.12.Esquema de control DMPC base - Frecuencia	190
A.13.Esquema de control DMPC base - Voltaje	191
A.14.Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización	191
A.15. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	192
A.16. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	192
A.17. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	193
A.18. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	193
A.19. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	194
A.20. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	194
A.21. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	195
A.22. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}  . \ .$	195
A.23. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	196

A.24. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	196
A.25. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	197
A.26. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}  . $	197
A.27. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	198
A.28. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	198
A.29. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	199
A.30. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}$	199
A.31. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	200
A.32. Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	200
A.33. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	201
A.34. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $\omega_{s_i}$	201
A.35. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	202
A.36. Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}  . \ .$	202
A.37. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	203
A.38. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	203
A.39. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	204
A.40. Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}  . $	204
A.41. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $V_{s,i}$	205
A.42. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $\omega_{s,i}$	205
A.43. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $P_{s,i}$	206
A.44. Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria $Q_{s,i}$	206

## Capítulo 1

## Introducción

## 1.1. Motivación

En los últimos 10 años, y tras el descarte de HidroAysén, Chile ha visto un incremento exponencial en su generación eléctrica mediante energías renovables no convencionales (ERNC). En este sentido, el rechazo popular de dicho proyecto, la megasequía que azota al país y la histórica dependencia nacional frente al alza en el precio de los combustibles fósiles, entre otros, fueron motivos más que suficientes para que el Estado actuara en el asunto energético [1].

En consecuencia, y tal como se indica en [1], el marco regulatorio relativo a las licitaciones eléctricas fue modificado, favoreciendo la entrada de las energías renovables al Sistema Eléctrico Nacional (SEN). Tal fue el éxito del nuevo proyecto de ley que la cantidad de empresas privadas participantes en las licitaciones aumentó vertiginosamente, llegando a disminuir hasta en un 70 % el precio de la energía eléctrica respecto de los contratos más antiguos. Es así que el sector energético se ha convertido en el principal eje de la inversión extranjera en el país.

Lo anterior no es de extrañar, ya que la accidentada y alargada morfología del territorio nacional es capaz de brindar la mayor variedad de recursos naturales capaces de generar electricidad. Un vasto desierto en el norte del país con la mejor radiación solar del planeta y una extensa costa son fiel reflejo de aquello [2]. En razón de esto último, resulta natural buscar la integración y perfeccionamiento de dichos recursos en la cotidianeidad de la sociedad, por lo que su estudio y desarrollo es imperante.

Es aquí que las microrredes cumplen un rol fundamental. Las microrredes pueden ser descritas en términos sencillos como un sistema eléctrico controlado de pequeña escala, el cual posee diferentes componentes, tales como: cargas, sistemas de almacenamiento de energía, unidades de generación distribuida convencionales y no convencionales, etc [7]. En este sentido, las fuentes de generación en la microrred pueden ser tanto renovables (solar o eólica) como no renovables (diésel, típicamente), motivo por el cual este sistema se posiciona como una alternativa interesante para la explotación y/o aprovechamiento de tales recursos.

Por lo demás, las microrredes son capaces de conectarse y/o desconectarse a la red eléctrica principal, siendo este último caso de mayor interés dado que la regulación de sus variables eléctricas se ejerce de manera autónoma. El sistema de control de una microrred posee principalmente tres arquitecturas de control: centralizada, descentralizada y distribuida, así como una estructura jerárquica acorde a los objetivos de control a alcanzar y su nivel de complejidad: niveles primario, secundario y terciario [7]. En virtud de lo establecido previamente, el sistema de control a ejercer en los distintos niveles puede ser implementado mediante variados enfoques, técnicas u estrategias, las cuales varían en su grado de sofisticación. Ejemplo de esto es la utilización de controladores PI (Proportional Integral) o PR (Proportional Resonant) a nivel primario, o estrategias MPC/DMPC a nivel secundario/terciario. Finalmente, es importante mencionar la existencia de desafíos pendientes que vinculan tanto al área de control como de microrredes (por ejemplo, garantizar un funcionamiento rentable así como la calidad del suministro [2]), lo cual comandata a las diferentes comunidades académico-industriales a avanzar en su evolución, investigación e implementación.

### 1.2. Problema

La estrategia numérica MPC opera de manera óptima al resolver en cada instante de muestreo un problema de optimización en donde son alcanzados los objetivos de control. Sin embargo, de manera inherente este enfoque es susceptible a incertezas y errores en la estimación de parámetros así como en el modelado matemático del sistema, por lo que una discrepancia en alguno de estos ámbitos es capaz de llevar al sistema a un régimen inestable. Asociado a dicha inestabilidad, tal régimen puede estar asociado a la desregulación de frecuencia y voltaje. En particular, la operación del control droop (nivel primario de control) por naturaleza desvía tales variables de sus respectivos valores nominales. Con lo anterior, es primordial que el nivel de control secundario restaure tanto frecuencia como voltaje va que, en caso contrario, tanto la variabilidad de las cargas como la generación basada en renovables pueden llevar a la microrred a un régimen inestable. En razón de esto, existe un gran énfasis en el estudio de técnicas que permitan la restauración de tales variables, motivo por el cual el nivel de control secundario es objeto de estudio en la presente tesis. En virtud de lo establecido previamente, se tiene como inspiración los trabajos reportados en: [2] (principalmente), [3] y [4]. En particular, [2] hace uso de un enfoque distribuido en su nivel de control secundario (caso microrred AC) en donde parámetros como la inductancia del inductor de acople  $L_i$  y la resistencia de su resistor en serie  $R_i$  (ver página 67), son susceptibles a los errores previamente detallados.

A raíz de lo anterior, la estrategia propuesta en el presente trabajo busca dar respuesta a dichas susceptibilidades independizando el sistema de los errores previamente mencionados. En razón de esto, la propuesta de esta tesis consiste en un DMFPC (Distributed Model-Free Predictive Control o Control Predictivo Distribuido sin modelo fenomenológico) el cual tiene por característica principal la independencia total o parcial de modelos matemáticos que, en este caso, forman parte de la estructura de control del sistema a nivel secundario. Cabe destacar que la estrategia propuesta, DMFPC, posee este carácter dado que la revisión literaria sugiere que este enfoque no ha sido abordado para DMPC a nivel secundario en microrredes AC aisladas.

Finalmente, el reemplazo de dichos modelos matemáticos está mediado por estructuras de tipo AR, ARX y redes neuronales, las cuales tienen por meta cumplir con los objetivos de control del nivel secundario (regulación de voltaje y frecuencia y repartición normalizada de potencia activa y reactiva) a la par de mejorar su respuesta en el tiempo garantizando su confiabilidad.

## 1.3. Hipótesis

Las hipótesis que sustentan esta tesis se describen a continuación:

- I. Es viable diseñar e implementar estrategias de control predictivo distribuido sin modelo fenomenológico para abordar los principales objetivos del control secundario de microrredes AC: regulación de voltaje y frecuencia, además del consenso de potencia activa/reactiva normalizada. Éstas estrategias utilizan un modelo matemático parcial de la dinámica de los generadores distribuidos para solventar las problemáticas mencionadas con anterioridad.
- II. Es posible alcanzar los objetivos de control, mejorar la respuesta en el tiempo y garantizar la confiabilidad del sistema al utilizar un enfoque sin modelo fenomenológico mediado por estructuras de tipo AR, ARX y redes neuronales, esto, frente a incertezas en parámetros clave tales como  $L_i$  o  $R_i$ .
- **III.** Es posible demostrar que las diferentes propuestas sin modelo fenomenológico exhiben un mejor desempeño en comparación al modelo propuesto en [2]. Esto, frente a cambios en el punto de operación (sobre todo en lo relativo a los parámetros que componen el acople de cada unidad de generación distribuida con el resto del sistema).
- IV. Es viable optimizar la contribución de potencia de cada generador distribuido a la microrred al incluir la dinámica de los controladores droop del nivel de control primario así como los modelos a base de datos de transferencia de potencia activa/reactiva en un DMFPC.
- V. Una estructura de control distribuida basada en mediciones e información compartida entre unidades puede evitar el modelado completo del sistema además de hacer frente a cualquier variación de carga dentro de los límites físicos de la microrred.
- VI. La utilización del enfoque sin modelo fenomenológico no representará una sobrecarga computacional a pesar de la inclusión de nuevas variables, resolviendo así cada problema de optimización dentro del tiempo establecido por el muestreo del control secundario. En virtud de lo expuesto con anterioridad, se espera que este tiempo de cómputo maneje un orden similar al modelo reportado en [2].

### 1.4. Objetivos

#### 1.4.1. Objetivos generales

La presente tesis de Magíster tiene por objetivo general proponer una estrategia de control predictivo distribuida sin modelo fenomenológico (DMFPC) asociada al control del nivel secundario de microrredes de tipo AC aisladas, esto, mediado por estructuras de tipo AR, ARX y redes neuronales. Dicha estrategia será implementada y validada vía simulación, en donde se espera cumplir con los siguientes objetivos de control: regulación de frecuencia y voltaje y consenso de potencia activa y reactiva normalizada. Con lo anterior, al ser la propuesta independiente de incertezas y cambios en parámetros del sistema, se espera que esta sea robusta y estable en su desempeño a comparación del sistema de control DMPC base propuesto en [2].

#### 1.4.2. Objetivos específicos

- I. Diseñar, modelar e implementar controladores del tipo predictivo distribuido sin modelo fenomenológico mediados por estructuras de tipo AR, ARX y redes neuronales para el reemplazo de los modelos matemáticos asociados a la potencia activa y reactiva.
- **II.** Comparar de manera detallada, respecto del caso base reportado en [2], el desempeño de las predicciones de potencia activa y reactiva entregadas por las diferentes propuestas.
- III. Validar, respecto del caso base, las diferentes estrategias propuestas frente a variaciones en los parámetros asociados a elementos pasivos ( $L_i$  y  $R_i$ , ver página 67).
- IV. Evaluar el desempeño de la estrategia propuesta a comparación del modelo presentado en [2]. Tal evaluación será llevada a cabo de manera descriptiva mediante el análisis de variables de interés en el sistema, tales como: frecuencia, voltaje, potencia activa/reactiva y tiempo de optimización.

## 1.5. Estructura de la tesis

Para referencia y orientación del lector, se tiene que el resto de la tesis se divide en los siguientes capítulos:

El capítulo 2: "Estado del arte" tiene por objetivo dar a conocer una revisión bibliográfica de los tópicos en que se fundamenta la presente tesis. En particular, se espera establecer lo realizado por la comunidad científica en materia de: control predictivo basado en modelos (MBPC/MPC), control predictivo distribuido basado en modelos (DMBP-C/DMPC), control predictivo sin modelo fenomenológico (MFPC), control predictivo distribuido sin modelo fenomenológico (DMFPC) y redes neuronales en el contexto de microrredes. Lo anterior tendrá por conclusión el aporte de esta tesis.

El capítulo 3: "Marco teórico" tiene por objetivo dar a conocer todos aquellos conceptos, definiciones, estructuras, estrategias etc. que conforman la base teórica del presente trabajo. Se desglosarán los conceptos previamente establecidos junto a otros como: microrredes, arquitecturas de control, niveles de control y modelos AR/ARX, entre otros.

El capítulo 4: "Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto" tiene por objetivo dar a conocer la estructura del esquema de control DMPC base en el cual se inspira la presente tesis. En este sentido, se presentará tanto su estructura circuital/ comunicacional, así como las diferentes ecuaciones que lo rigen. De manera similar, se presentará el esquema de control DMFPC propuesto y sus modificaciones siguiendo el mismo formato que el caso base.

El capítulo 5: "Resultados de simulación de la propuesta" tiene por objetivo dar a conocer los resultados obtenidos por el sistema de control DMFPC propuesto frente al esquema de control DMPC base. En este sentido, para analizar el desempeño del caso base frente a la propuesta diferentes variables de interés (frecuencia, voltaje, potencia activa/reactiva normalizada y tiempo de optimización) serán expuestas para llevar a cabo la respectiva comparación. En conjunto a lo anterior, se llevará a cabo un análisis numérico de las predicciones de potencia activa/reactiva otorgadas por las diferentes estrategias, esto, con tal de evaluar la precisión de las predicciones entregadas por la estrategia propuesta respecto del caso base.

El capítulo 6: "Conclusiones" tiene por objetivo resumir el trabajo realizado así como la enumeración de los logros alcanzados tras la finalización de esta tesis. Por lo demás, diferentes tópicos a tratar serán mencionados con tal de entregar una guía para nuevas investigaciones.

## Capítulo 2

Estado del arte

## 2.1. Introducción

Este capítulo tiene por objetivo dar a conocer el estado del arte relativo a estrategias de control para microrredes. En este sentido, se iniciará por explorar el concepto de microrred para posteriormente abordar sus niveles y arquitecturas de control. Con lo anterior, se dará paso al desglose de aquellos trabajos que atiendan al tópico de la presente investigación, en particular, el énfasis estará puesto en las estrategias de control MPC, DMPC, MFPC y el uso de redes neuronales aplicado al control de microrredes. El capítulo finaliza declarando el aporte y diferenciación de la presente tesis respecto a las investigaciones disponibles en la literatura.

En vista de lo anterior, el capítulo se organiza de la siguiente manera: en la Sección 2.2 se abordarán conceptos para comprender a cabalidad la estructura de control de las microrredes, en la Sección 2.3 se detallarán los niveles de control para una microrred de tipo AC, en las Secciones 2.4 y 2.5 se darán a conocer aquellos trabajos que utilizan las estrategias MPC/DMPC en el contexto de microrredes. Posteriormente, en la Sección 2.6 se explorarán aquellos trabajos que presenten estrategias sin modelo fenomenológico y en la Sección 2.7 se abordarán aquellas investigaciones que hagan uso de redes neuronales para el control de microrredes. Finalmente, en la Sección 2.8 se destacará el aporte del presente trabajo respecto de aquellos disponibles en la literatura científica.

### 2.2. Microrredes

Una microrred es un sistema de potencia controlado de pequeña escala, el cual puede operar aislado o conectado a la red eléctrica y transitar entre ambos modos. Algunos elementos que componen la microrred son: 1) generadores, 2) cargas, 3) elementos para el almacenamiento de energía (baterías, por ejemplo), 4) convertidores de potencia y 5) sistema de control [7]. En particular, tanto el apartado de generación como de almacenamiento poseen claros límites eléctricos. Por ejemplo, en [3] se establecen límites para el voltaje promedio y potencia máxima del sistema. Tras lo anterior, es posible destacar que la microrred tiene por misión garantizar la mantención del servicio eléctrico y/o facilitar el suministro de energía en un área determinada. Adicionalmente, esta tiene por objetivos lograr una adecuada compartición de potencia activa y reactiva entre las unidades de generación distribuida (Distributed Generation units/DGs) mientras los niveles de voltaje y frecuencia se mantienen en un rango seguro [2], [7].

En virtud de lo establecido previamente, es importante notar que las microrredes poseen un papel trascendental en los sistemas de potencia presentes y futuros ya que permiten la integración de recursos energéticos distribuidos (Distributed Energy Resources/DERs). En particular, estos recursos atienden principalmente a fuentes de generación basadas en renovables las cuales actúan en conjunto a la generación eléctrica mediante combustibles fósiles. En lo que respecta a la conexión de los DERs con la microrred, cabe destacar que en la mayoría de los casos estos recursos requieren de electrónica de potencia (Power Electronics/PE) a modo de interfaz. Finalmente, estos han de ser controlados de manera coordinada y cuidadosa dado que carecen de inercia, lo cual, en última instancia, puede afectar la estabilidad de la microrred [2].

Referente a las características de la microrred, se puede destacar: 1) eficiencia, 2) confiabilidad, 3) flexibilidad, 4) expansibilidad, 5) controlabilidad y 6) baja inercia, dada por el uso de recursos renovables y eléctronica de potencia [2]. Dichas características convierten a las microrredes en una alternativa atractiva en áreas tales como: redes eléctricas terrestres, navales o aeroespaciales. Relativo a su topología, esta puede ser: DC (Direct Current), AC o Híbrida, es decir, esta puede componerse por submicrorredes de tipo AC y DC conectadas mediante convertidores de interconexión (Interlinking Converters/ILCs). Dichas topologías pueden operar bajo diferentes modos los cuales se detallan a continuación [2], [7].

En particular, si la microrred se encuentra conectada a la red eléctrica (grid-connected mode) estas pueden intercambiar energía dependiendo del déficit o excedente existente entre ambas. En cambio, si se encuentra desconectada de la red, esta puede operar de manera independiente y reconectarse en caso de ser necesario. A este modo de operación se le conoce como "modo isla" (islanded mode). No obstante, puede darse el caso de que la microrred no tenga la opción de conectarse a la red eléctrica, ya sea por motivos geográficos, técnicos o por restricciones económicas en cuyo caso esta pasará a ser considerada como aislada (isolated mode). En este modo de operación, la microrred debe ser capaz de regular tanto la amplitud del voltaje como la frecuencia de manera autónoma, en este sentido, extrema precaución ha de ser considerada ya que la cantidad de DGs disponibles para abordar problemas de sobrecarga y voltaje es limitada [2]. Lo anterior se debe principalmente a dos factores, en primer lugar, dado que la MG opera en modo aislado esta carece de la inercia asociada a la red eléctrica principal, mientras que, por otro lado, los DERs típicamente están vinculados a recursos renovables los cuales, por naturaleza, no tienen inercia. En este sentido, la falta de inercia en el sistema puede afectar la estabilidad de la microrred [2].

Tras lo anterior, en el caso de una microrred aislada de tipo AC estas operan en un esquema en donde al menos una de las unidades actúa como fuente conversora de tensión (Voltage Source Converter/VSC), regulando tanto la amplitud del voltaje como la frecuencia en la microrred. En particular, en el caso a tratar en la presente tesis todas las unidades actúan como fuentes conversoras de tensión. Por otro lado, en el caso de las microrredes DC no es necesario regular frecuencia ni potencia reactiva, reduciendo así su complejidad [2].

No obstante, a pesar de estas diferencias ambas topologías abarcan generadores basados en energías renovables, tales como turbinas eólicas o paneles fotovoltaicos (estos pueden ser apreciados en la Figura 2.1 como WT-Wind Turbine y PV-PhotoVoltaic panel) a la par de generadores basados en recursos no renovables, tales como el diésel (este puede ser apreciado

en la Figura 2.1 como DiGen). Estos generadores pueden ser conectados directamente a la red de distribución (dependiendo de su tipo y de la topología de la microrred) o a través de interfaces de eléctronica de potencia (AC/AC o DC/AC, en el caso de microrredes AC) [2]. Por lo demás, en la Figura 2.1 también se aprecian otros elementos que típicamente componen una microrred tales como cargas, baterías (Sistema de Almacenamiento de Energía/Energy Management System/ESS) e incluso vehículos eléctricos (Electric Vehicles/EV). Finalmente, se tiene un interruptor (o breaker) el cual permite a la microrred operar de manera conectada o desconectada de la red eléctrica principal (Main Grid).

En lo que respecta a las microrredes híbridas, dado este carácter se tiene que esta topología captura lo mejor de ambos mundos, AC y DC, reduciendo las etapas de conversión e incrementando la capacidad de potencia a la par de la confiabilidad de la microrred. En este sentido, para garantizar un correcto flujo de potencia entre las sub-microrredes es necesario controlar adecuadamente los conversores de interconexión [2].

En razón de lo anterior, y en virtud de la topología a tratar en el presente trabajo, en la Figura 2.1 se presenta la estructura general de una microrred de tipo AC.



Figura 2.1: Topología general de una microrred AC

Tras finalizar con el marco general en torno al concepto de microrred, a continuación se abordarán las tareas así como los niveles de control para una microrred aislada.

Por lo general, las tareas de control de una microrred aislada son divididas en diferentes niveles de control donde cada uno opera en una escala de tiempo distinta (ver Figura 2.2).

En este sentido, el nivel de control primario tiene por objetivo mantener la estabilidad de la microrred así como garantizar la correcta repartición de potencia [2], [7]. Así, de los diferentes niveles de control este es el más rápido de todos sitúandose en el orden de los milisegundos. En particular, en este nivel de control es posible encontrar controladores internos de corriente, externos de voltaje y del tipo droop. En lo que refiere al controlador droop, este permite que variaciones en la potencia activa/reactiva se reflejen en cambios de frecuencia/voltaje, motivo por el cual este tipo de controlador produce desviaciones en la amplitud del voltaje así como en la frecuencia respecto de sus valores nominales [2]. En particular, el controlador droop busca replicar el comportamiento de las máquinas sincrónicas para emular inercias virtuales. Notar, en este sentido, que si no se restablecen las variables de frecuencia y voltaje tanto la variabilidad de las cargas como la generación basada en renovables, pueden provocar excursiones en la frecuencia que lleven a la microrred a un régimen inestable [2]. Por otro lado, en lo que respecta al nivel de control secundario es posible destacar que en este se restauran los valores nominales de frecuencia y voltaje. Este nivel opera en el orden de los segundos (más lento que el nivel primario). Finalmente, aquellas tareas a largo plazo tales como el despacho económico o la coordinación de la microrred con la red principal son llevadas a cabo por el nivel terciario de control, el cual opera en el orden de los segundos-minutos (más lento que el nivel de control secundario-primario) [2]. Tras lo anterior, en la Figura 2.2 se presentan los niveles de control de la microrred, a la par de sus tareas y escalas de tiempo.





Tiempo de respuesta rápido (Menor complejidad)



En vista de lo anterior, el nivel de control a trabajar en la presente tesis será el secundario, motivo por el cual a continuación se describen las arquitecturas de control para este nivel (ver Figura 2.3). En este sentido, y al igual que en el caso anterior, típicamente se tienen tres tipos los cuales corresponden a: arquitectura de control centralizada (ver Figura 2.3(a)), distribuida (ver Figura 2.3(b)) y descentralizada (ver Figura 2.3(c)). En particular, la arquitectura centralizada es capaz de entregar una solución global, sin embargo, esta presenta un alto costo computacional y un punto común de fallo en la red comunicacional [2]. Así, tal como se aprecia en la Figura 2.3(a), es posible destacar que esta arquitectura de control posee un controlador central (CC/Central Controller) el cual se encarga de recibir mediciones y estimaciones desde las diferentes unidades para calcular las acciones de control que serán enviadas de vuelta a cada DG. Por lo demás, otras características de la arquitectura centralizada son: aplicación orientada a microrredes de pequeña escala, utilización de hardware potente, algoritmos complejos y comunicación de bajo ancho de banda.

Por otra parte, en el caso descentralizado (ver Figura 2.3(c)) existen varios controladores, en donde cada uno de estos actúa según sus mediciones locales motivo por el cual no requiere de un canal de comunicaciones. Así, al comparar los incisos (b) y (c) es claro que este último no presenta un enlace comunicacional entre los diferentes controladores locales (ver Figura 2.3(b), línea punteada verde). En consecuencia, la arquitectura descentralizada entrega un desempeño sub-óptimo dado que es difícil lograr una solución óptima [2]. Para finalizar, en lo que respecta a la arquitectura distribuida (ver Figura 2.3(b)) se tiene que esta es robusta frente a fallos comunicacionales y permite la desconexión/reconexión de los diferentes recursos distribuidos. Así, en contraparte al caso anterior, la arquitectura distribuida es capaz de alcanzar objetivos globales a través del traspaso de información entre unidades vecinas [2]. Tras lo anterior, se presentan dichas arquitecturas en la Figura 2.3.



Figura 2.3: Arquitecturas de control para la microrred

Así, para finalizar el presente apartado a continuación se indican las principales características para la arquitectura centralizada y distribuida [2].

Características	Arquitectura Centralizada	Arquitectura Distribuida	
Aplicación	• Microrredes a pequeña escala.	• Microrredes a gran escala.	
Operación	<ul> <li>Se requiere la topología de la microrred.</li> <li>Alto costo computacional.</li> <li>La escalabilidad requiere de cambios en el control.</li> <li>Decisiones basadas en comunicaciones entre todas las unidades.</li> <li>Fallos en un solo punto.</li> <li>La confiabilidad se ve degradada.</li> </ul>	<ul> <li>No se requiere la topología de la microrred.</li> <li>Bajo costo computacional.</li> <li>Fácilmente escalable.</li> <li>Decisiones basadas en medicio- nes locales y comunicación con los vecinos.</li> <li>Robustez frente a cambios en la estructura de la microrred.</li> <li>La confiabilidad se mantiene.</li> </ul>	
Diseño e Implementación	<ul> <li>Se requiere de hardware potente.</li> <li>Algoritmos complejos (información de todas las unidades es requerida).</li> <li>Comunicación de bajo ancho de banda y de menor complejidad.</li> </ul>	<ul> <li>Se requiere de controladores in- tegrados.</li> <li>Algoritmos más sencillos (ma- nejo local e información comparti- da).</li> <li>Comunicación de alto ancho de banda y de mayor complejidad.</li> </ul>	

Tabla 2.1: Rest	umen de las	arquitecturas	centralizada v	distribuida
			•/	

Tras haber expuesto a grandes rasgos el concepto de microrredes, niveles de control y arquitecturas de control a continuación se desarrollará en profundidad el control para microrredes AC, en particular, en lo referente a los distintos niveles de control. En razón de esto, a continuación se presenta el detalle para los niveles de control primario, secundario y terciario.

## 2.3. Control de microrredes AC

A raíz de lo expuesto con anterioridad, cabe destacar que la microrred a tratar en la presente tesis es del tipo AC aislada, en particular, su estudio estará centrado en el nivel de control secundario el cual poseerá una arquitectura de control distribuida. En consecuencia, se omite a continuación el análisis respectivo a los casos DC e Híbrido para centrarse exclusivamente en la topológia AC y sus niveles de control. Por lo demás, las diferentes unidades de la microrred son consideradas fuentes conversoras de tensión.

#### 2.3.1. Nivel de control primario en microrredes AC

Tal como fue mencionado con anterioridad, las tareas de control asociadas al nivel de control primario corresponden al control del voltaje y compartición de potencia. Éstos objetivos se satisfacen al controlar la corriente y el voltaje a la salida de cada unidad de generación distribuida que componen la microrred [2].

Por lo general, el tipo de controladores utilizados en éste nivel de control corresponden a: controladores internos de corriente, controladores externos de voltaje y controladores droop. Cabe destacar que los lazos de corriente son más rápidos que los relativos al voltaje. En este sentido, se requiere que la diferencia en el ancho de banda entre estos controladores sea de al menos 10 veces para garantizar su correcta operación [2].

En lo que respecta a la implementación, los controladores para corriente y voltaje pueden ser del tipo PI (proporcional-integral) o PR (proporcional-resonante). En particular, para la primera opción será utilizado el marco de referencia d - q mientras que en el segundo caso puede ser utilizado el marco de refencia natural *abc* o estacionario  $\alpha - \beta$  [2].

Ahora, en lo que respecta a los controladores de tipo droop es posible destacar que éstos dictaminan la dinámica para éste nivel de control. En este sentido, éste tipo de controlador se encarga de emular el comportamiento de las máquinas sincrónicas [2].

En particular, para llevar a cabo la implementación del controlador droop es necesario el desacople entre las potencias activa y reactiva, lo cual es logrado al ubicar un filtro de tipo LCL a la salida de cada unidad en donde el segundo inductor  $(L_i)$  es diseñado de tal forma que la impedancia asociada sea predominantemente inductiva (éste punto será retomado en secciones posteriores) [2].

Tras lo anterior, es posible observar en las Figuras 2.4(a) y 2.4(b) que para lograr la compartición de potencia activa las unidades de generación distribuida modifican la frecuencia de la microrred (ver Figura 2.4(a)). Por otro lado, para alcanzar un reparto adecuado de potencia reactiva, las unidades en cuestión modifican su voltaje (ver Figura 2.4(b)) [2].



Figura 2.4: Control droop para DGs de tipo AC

En vista de lo expuesto en la Figura 2.4, se tiene que las ecuaciones que rigen al control droop en el caso de frecuencia-potencia activa ( $\omega$ -P) y voltaje-potencia reactiva (V-Q) son las siguientes [2]:

$$\omega_i(t) = \omega_0 + M_{p\omega,i} P_i(t) \tag{2.1}$$

$$V_i(t) = V_0 + M_{qv,i}Q_i(t)$$
(2.2)

donde  $V_0$  y  $\omega_0$  son los valores nominales para frecuencia y voltaje y  $M_{p\omega,i}$  y  $M_{qv,i}$  son las pendientes de droop (asociadas a frecuencia y voltaje, respectivamente), las cuales se definen a continuación [2]:

$$M_{p\omega,i} = -\frac{\omega_0 - \omega_{min}}{P_{max}} \tag{2.3}$$

$$M_{qv,i} = -\frac{V_{max} - V_{min}}{Q_{max} - Q_{min}},\tag{2.4}$$

En particular,  $\omega_{min}$ ,  $V_{min}$  y  $V_{max}$  corresponden a los límites para frecuencia y voltaje, del mismo modo,  $P_{max}$ ,  $Q_{min}$  y  $Q_{max}$  corresponden a los límites de potencia para cada  $DG_i$  [2].

Ahora, en lo que respecta a las ventajas y desventajas del controlador droop, es posible destacar que el déficit relativo a las potencias activa y reactiva se ve reflejado a través de las mediciones de frecuencia y voltaje, motivo por el cual no se requiere de una red comunicacional. En contraparte, la principal desventaja de éste tipo de control consiste en la desviación de frecuencia y voltaje, lo cual requiere de controladores adicionales con tal de no comprometer el desempeño del controlador droop [2].

Finalmente, en caso de que la frecuencia y/o voltaje no sean restaurados puede llevar a la microrred a un régimen inestable [2]. En este sentido, restaurar dichas variables es de vital importancia y es la principal característica del nivel de control secundario, el cual es abordado a continuación.

#### 2.3.2. Nivel de control secundario en microrredes AC

Las principales características de este nivel de control consisten en, tal como fue mencionado anteriormente, restaurar la frecuencia y amplitud de voltaje a valores nominales. En este sentido, al comparar este nivel con el control primario es notable que el secundario posee un ancho de banda menor que el controlador droop y, en consecuencia, el ancho de banda de la red comunicacional también es menor [2].

En vista de lo expuesto previamente, si se tiene como referencia la Figura 2.4 es posible observar que en la presente sección las curvas de droop son desplazadas verticalmente dado que se tiene por objetivo entregar la misma cantidad de potencia a la frecuencia y tensión nominal, tal como se aprecia en la Figura 2.5 [2].



Figura 2.5: Control secundario para DGs de tipo AC

En este sentido, dicho desplazamiento vertical viene dado por la inclusión de los términos  $\omega_{s,i}$  y  $V_{s,i}$  los cuales actúan como enlace entre los niveles de control primario y secundario. En consecuencia, tras la inclusión de estos términos las ecuaciones de droop pasan a ser:

$$\omega_i(t) = \omega_0 + M_{p\omega,i} P_i(t) + \omega_{s,i}(t) \tag{2.5}$$

$$V_i(t) = V_0 + M_{qv,i}Q_i(t) + V_{s,i}(t)$$
(2.6)

Con lo anterior, el nivel de control secundario opera mediante la inclusión de las variables  $\omega_{s,i}$  y  $V_{s,i}$  las cuales vinculan al control secundario con el control primario, en particular, estas acciones de control tienen la capacidad de regular frecuencia, tensión y la equi-repartición de potencia activa y reactiva. En este sentido, desde la perspectiva del control secundario las variables  $\omega_{s,i}$  y  $V_{s,i}$  correspondan a variables manipuladas dado que estas son ajustadas para llevar a cabo el control de las variables  $\omega$ , V, P y Q, motivo por el cual estas son categorizadas como variables controladas. Ahora, si se considera solo y exclusivamente el control primario (ver ecuaciones 2.2), en tal caso las variables controladas serían P y Q mientras que las manipuladas corresponderían a  $\omega$  y V.

Finalmente, en lo que respecta a la regulación de las variables frecuencia y voltaje es importante notar que, en particular, la frecuencia de la microrred es una variable global  $(\omega_i = \omega, \forall t)$  por lo que esta puede ser medida en cualquier nodo. No obstante, en el caso del voltaje este varía de nodo a nodo por lo que es necesario definir el voltaje a utilizar en el controlador secundario. En razón de lo anterior, se regulará el voltaje promedio en la microrred al mismo tiempo que se controla la potencia reactiva [3]. Tras lo anterior, se da paso al nivel de control terciario.

#### 2.3.3. Nivel de control terciario en microrredes AC

Para finalizar el apartado de niveles de control en microrredes AC esta sección presenta el nivel de control terciario. En este sentido, y tal como fue mencionado previamente, este nivel de control actúa en escalas de tiempo mayores (en el orden de segundos-minutos). El nivel de control terciario es conocido como Energy Managment System (Sistema de Manejo de Energía/EMS), el cual tiene por funciones principales el despacho económico y la coordinación con la red eléctrica principal en caso de que la microrred opere conectada a esta [2].

Por otra parte, este nivel de control típicamente utiliza arquitecturas del tipo centralizada o distribuida las cuales requieren de la resolución de problemas de optimización off-line. A pesar de esto, la estrategia de control MPC ha sido utilizada recientemente en este nivel de control para alcanzar la operación óptima de la microrred a través del manejo eficiente de recursos, es decir, es posible establecer un despacho adecuado de las unidades de almacenamiento de energía [2]. En particular, este enfoque requiere de modelos de predicción externos (aquellos basados en redes neuronales y sistemas difusos son los más comunes), los cuales son susceptibles a incertezas tanto en la potencia asociada a la carga como a la generación [2].

Por lo demás, la aplicación de estrategias de control basadas en MPC a nivel terciario depende, en gran medida, de los modelos utilizados. En este sentido, las microrredes pueden presentar fluctuaciones en su generación así como cambios rápidos en sus cargas, lo cual, en última instancia, puede desviar las predicciones del punto de operación real de la microrred. A raíz de esto último, se busca equiparar la escala de tiempo del control terciario con la del nivel secundario con tal de evitar dicha desviación [2]. Algunos trabajos que han asentado esta idea son los siguientes: [8], [9], [10], [11], [12], [13] y [14].

Finalmente, tras haber explorado los conceptos base asociados a los niveles de control de las microrredes de tipo AC se presenta a continuación el estado del arte para el control de microrredes mediante estrategias MPC, DMPC, MFPC y redes neuronales.

### 2.4. Control predictivo basado en modelos

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer diferentes trabajos publicados en el área de microrredes que utilizan la estrategia de control MPC. Esta estrategia también es conocida por las siglas MBPC, es decir, Model-based Predictive Control, mientras que las siglas MPC corresponden, de manera análoga, a Model Predictive Control. Con esto, su búsqueda en la literatura en español responde a Control Predictivo basado en Modelos.

Tras lo anterior, para facilitar la comprensión y análisis de los trabajos previamente mencionados estos fueron separados según los niveles de control inherentes a la estructura de control de la microrred, es decir: primario, secundario y terciario. A continuación se presentan los trabajos reportados asociados a este nivel de control.

#### 2.4.1. Nivel de control primario

Algunos trabajos que utilizan la estrategia MPC a nivel primario son los siguientes: [15], [16], [17], [18]. Estos tienen por objetivo mantener la estabilidad de la microrred (control de voltaje) y la correcta repartición de potencia. Cabe destacar que los detalles asociados a este nivel de control fueron expuestos en la subsección 2.3.1, por lo que se refiere al lector a esta para mayor información.

A modo de desglose, es posible destacar que [17] utiliza conjuntos de control finito (FC-S/Finite Control Set) en conjunto a la estrategia MPC para llevar a cabo el control en una microrred de tipo AC. Lo anterior tiene por objetivo mejorar la respuesta transitoria así como la robustez del sistema a comparación de los trabajos disponibles en la literatura. En particular, [17] utiliza el esquema control droop para generar a su salida una referencia de voltaje. En razón de esto, la estrategia MPC tiene por objetivo la regulación de voltaje mientras se penaliza el esfuerzo de conmutación (switching effort). Finalmente, este trabajo fue validado mediante simulación y experimentos.

En lo que respecta a [15], en éste artículo se elimina cualquier controlador de tipo PID y se separa la estrategia MPC en dos, una parte para potencia (MPPC - Model Predictive Power Control) y otra para voltaje (MPVC - Model Predictive Voltage Control). Ésta última opera en conjunto al método de control droop para garantizar los objetivos de control propios del nivel primario, en particular, se busca regular el voltaje en el condensador de filtro mientras que con la estrategia MPPC se busca mantener el voltaje en el bus DC. Por lo demás, [15] fue desarrollado para el control de una microrred AC, demostrando ser un esquema más simple y de mejor desempeño comparado con el tradicional control en cascada. Finalmente, la validación del trabajo ha sido mediante simulación vía MATLAB/Simulink @y la plataforma de pruebas de laboratorio en tiempo real OP5700 de OPAL.

De modo similir al trabajo presentado en [17], [16] utiliza la estrategia FCS-MPC en una microrred AC. En particular, [16] utiliza el método de control droop en conjunto a impedancias virtuales resistivas para incrementar el ancho de banda del nivel secundario. En este sentido, los objetivos de control de [16] atienden principalmente a la regulación de voltaje en el filtro LC, al mismo tiempo que se limita la corriente y se penaliza la conmutación. Gracias a ésto dicho valor aumentó en dos órdenes de magnitud, logrando restaurar tanto la frecuencia como el voltaje 400 veces más rápido a comparación de trabajos recientes en el área. Finalmente, para la validación experimental de ésta investigación fue utilizada una plataforma de control externa DSpace MicroLabBox para el control de los inversores.

Finalmente, en [18] también se separa en dos la estrategia MPC y se elimina los controladores de tipo PID, sin embargo, cada estrategia agrupa dos variables de interés del modelo. El primer caso corresponde a potencia y corriente (MPCP - Model Predictive Current and Power) y en segunda instancia potencia y voltaje (MPVP - Model Predictive Voltage and Power), esto, en el contexto de microrredes híbridas. En particular, [18] no utiliza el esquema de control droop y tiene por objetivos de control la regulación de voltaje en el bus AC y DC en adición al correcto flujo de potencia entre la microrred y la red principal. La anterior propuesta demostró ser más simple y de mejor desempeño comparada con el control en cascada. Por lo demás, [18] posee un esquema para la gestión de la energía en donde elementos como el precio de ésta son incluídos. Finalmente, la presente investigación fue validada vía simulación a través de MATLAB/Simulink **@**.

Tras lo anterior, se presentan a continuación aquellos trabajos que utilizan la estrategia de control MPC a nivel secundario.

#### 2.4.2. Nivel de control secundario

Algunos trabajos que utilizan la estrategia MPC a nivel secundario son los siguientes: [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26], [27], [28], [29]. Estos tienen por objetivo restaurar el valor nominal de la frecuencia y/o voltaje, además de mejorar la distribución de potencia entre las diferentes DGs. Cabe destacar que los detalles asociados a este nivel de control fueron expuestos en la subsección 2.3.2, por lo que se refiere al lector a esta para mayor información. A modo de desglose, es posible destacar que en [19] se presentan dos estrategias a nivel secundario para cumplir con los objetivos de control propios de éste nivel, en este caso, la regulación de frecuencia y la penalización de su respectiva acción de control en el contexto de microrredes AC aisladas. En primer lugar se tiene una formulación MPC mientras que, por otra parte, se utiliza un predictor de tipo Smith como base para la formación del segundo esquema de control. En este sentido, ambas alternativas consideran retardos en la comunicación como principal objeto de estudio y utilizan el esquema de control droop a nivel primario. Por lo demás, éstas son comparadas con el enfoque tradicional PID, obteniendo así que la estrategia MPC posee mejor desempeño dada su robustez en términos del máximo retardo permitido. Finalmente, la validación de éste artículo es vía simulación a través de MATLAB/Simulink (a).

De [20] cabe mencionar que su enfoque está asociado a la regulación de frecuencia para las cargas en el contexto de microrredes híbridas, esto, sumado a la inclusión de retardos en la comunicación, perturbaciones en la cargas y fluctuaciones de la potencia eólica en el modelado del sistema. En particular, éste sistema de control no utiliza el esquema de control droop. La efectividad de la propuesta es analizada tras ser comparada con un esquema PI equivalente. Finalmente, el trabajo es validado vía simulación numérica.

Por otra parte, en [21] se estudian los efectos de retardos en la comunicación para la regulación de frecuencia en el contexto de microrredes híbridas aisladas. En este sentido, para compensar dichos retardos se utiliza el enfoque "gain scheduling" el cual es capaz de robustecer las comunicaciones en el sistema. Cabe destacar que [21] utiliza el esquema de control droop a nivel primario. Finalmente, la propuesta fue validada vía simulación a través de MATLAB/SimPower (a).

En lo que respecta a [22], se utiliza la estrategia MPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas (modelo lineal) la cual tiene por objetivos de control: regular la frecuencia frente a incertidumbres en la carga y perturbaciones ambientales. En particular, la microrred bajo estudio está compuesta por: generador diésel, micro turbina, pila de combustible, cargas, paneles fotovoltaicos, baterías, volante de inercia (flywheel) y turbinas eólicas. Tras lo anterior, el trabajo en cuestión busca comparar tres diferentes estrategias para el control secundario de frecuencia, a saber: MPC, LQ-Servo (Linear Quadratic Servo) y PI (controlador proporcional-integral). Por lo demás, el trabajo presentado en [22] no menciona explicitamente la utilización del esquema de control droop y solo se refiere a éste como opción válida para llevar a cabo el control a nivel primario. Finalmente, para verificar las diferentes propuestas fueron llevadas a cabo simulaciones a través del software MATLAB®, en donde se evaluaron los escenarios: fluctuación potencia de viento, fluctuación de carga y fluctuación de potencia solar.

En [23], se utiliza la estrategia MPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas la cual tiene por objetivo de control la restauración de voltaje utilizando especificaciones de lógica temporal (TLSs/Temporal Logic Specifications). En particular, la microrred bajo estudio está compuesta por: generador diésel, cargas y un sistema de almacenamiento de energía (ESS/Energy Storage System). Tras lo anterior, el trabajo en cuestión busca inyectar potencia reactiva proveniente desde el sistema de almacenamiento de energía para llevar a cabo la restauración de voltaje. En este sentido, es necesario el cálculo de señales de entrada de control óptimas que minimicen el esfuerzo de control. Por lo demás, el trabajo presentado en [23] no menciona explícitamente la utilización del esquema de control droop. Finalmente, para verificar la propuesta fueron llevadas a cabo simulaciones en donde se comparó a la propuesta (MPC-TLSs) con el caso base, es decir, MPC sin TLSs en donde se logró demostrar que el control en éste último caso toma más tiempo para restaurar el voltaje, violando así restricciones temporales.

De modo similar en [24], se utiliza la estrategia MPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas la cual tiene por objetivo de control la restauración de frecuencia utilizando dos sistemas de almacenamiento de energía: uno compuesto por baterías (BESS/Battery Energy Storage System) y otro por volantes de inercia (FESS/Flywheel Energy Storage System). A raíz de esto, es posible destacar que el sistema asociado al volante de inercia posee una dinámica más rápida y menor densidad enérgetica que el sistema compuesto por baterías, el cual, en contraparte, se caracteriza por dinámicas lentas y alta densidad energética. Por lo tanto, frente a perturbaciones en la microrred se espera que FESS actúe primero y que posteriormente BESS compense gradualmente. En razón de esto, es posible mencionar que la microrred bajo estudio está compuesta por: turbinas eólicas, volante de inercia (FESS), baterías (BESS), cargas y generador diésel. Por lo demás, el trabajo presentado en [24] no menciona explícitamente la utilización del esquema de control droop y solo se refiere a éste como alternativa válida para llevar a cabo el control en el nivel primario. Finalmente, para verificar la propuesta fueron llevadas a cabo simulaciones en donde se comparó a la propuesta MPC con un controlador PI. En este sentido, los casos bajo estudio corresponden a: impactos de carga y fluctuaciones en el viento.

En contraparte, en [25] se utiliza la estrategia MPC en el contexto de microrredes AC aisladas la cual tiene por objetivo de control la restauración de frecuencia a su valor nominal (50[Hz]). En lo que respecta a la función de costos, ésta se compone por: seguimiento para la referencia de frecuencia durante el régimen transitorio, penalización para variaciones en la acción de control y penalización en la acción de control. El resto de variables presentes en la función de costos garantizan la factibilidad del problema de optimización. Ahora, en términos de restricciones existen limitaciones tanto para la potencia activa (de entrada y salida) como para la frecuencia y variaciones en ésta. Por lo demás, el trabajo presentado en [25] utiliza el esquema de control droop para llevar a cabo el control en el nivel primario. Finalmente, para verificar la propuesta fueron llevadas a cabo simulaciones en donde se comparó la propuesta MPC con un controlador PI centralizado. En este sentido, los casos bajo estudio corresponden a: impactos de carga, impactos de retardos comunicacionales e impacto de líneas resistivas.

En [26], se utiliza la estrategia MPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas
la cual presenta dos tipos de controladores: uno para el nivel secundario y otro para el nivel terciario (en razón de esto, 26] también es válido como ejemplo de MPC a nivel terciario para la subsección 2.4.3). En particular, el controlador del nivel secundario tiene por objetivos de control la regulación de frecuencia a la par del seguimiento de referencias provenientes del nivel terciario. Por lo demás, éste controlador posee restricciones asociadas a los niveles de potencia y frecuencia. En lo que respecta al nivel de control terciario, se puede destacar que el problema de optimización busca minimizar los costos asociados a la generación de potencia activa y reactiva en donde se tienen restricciones asociadas al modelo de la batería, balance de potencia, límites de tamaño y relaciones entre la potencia activa y reactiva. Con lo anterior, cabe destacar que la microrred está compuesta por: generador diésel, paneles fotovoltaicos, sistemas de almacenamiento de energía y cargas. Más aún, ésta corresponde a una porción de la microrred de poligeneración inteligente (SPM/Smart Polygeneration Microgrid) de la Universidad de Génova. Por lo demás, el trabajo presentado en [26] no menciona explícitamente la utilización del esquema de control droop para llevar a cabo el control en el nivel primario. En lo que respecta a los resultados, para verificar la propuesta el controlador para el nivel terciario fue probado mediante la utilización de la base de datos asociada a la microrred de la universidad. Con lo anterior, el controlador para el nivel secundario recibe los puntos de operación del nivel terciario y ejecuta entradas para el nivel primario. Finalmente, las variables bajo estudio corresponden a: demanda eléctrica, potencia óptima de la máquina, frecuencia, intercambio de energía con el sistema de almacenamiento, potencia de energías renovables y estado de carga de las baterías.

Por otro lado, en el contexto de microrredes aisladas inteligentes [27] presenta una técnica de control jerárquica robusta (algoritmo de optimización de búsqueda). En particular, ésta se divide en tres niveles de control: primario (en donde se utiliza un esquema de control droop), secundario y terciario. Con lo anterior, ésta propuesta tiene por objetivos de control: regulación de voltaje y frecuencia y mejorar la calidad de la potencia al reducir la distorsión armónica total (THD/Total Harmonic Distortion). En razón de esto, la propuesta es comparada con un controlador MPC el cual también utiliza el esquema de control droop a nivel primario. En particular, el esquema MPC tiene por objetivos de control regular el voltaje y frecuencia de la microrred. Finalmente, la microrred utilizada para llevar a cabo las simulaciones se compone de tres unidades y ha sido implementada en MATLAB/Simulinka A raíz de esto, para realizar la comparación entre ambos esquemas se definen índices para la máxima desviación de frecuencia, integral del error cuadrático (ISE/Integral Square Error), THD y tiempo de respuesta del controlador. Por lo demás, se tienen análisis de robustez y estabilidad. En lo que respecta a la robustez, éste análisis es llevado a cabo al considerar el impacto de cambios en la impedancia de línea y variaciones en parámetros del filtro. Por otro lado, en el caso de la estabilidad se tiene la respuesta del sistema frente a una entrada escalón, descomposición en valores singulares (SVD/Singular Value Decomposition) y diagramas de Bode.

Ahora, en lo que respecta a los trabajos [28] y [29], es posible destacar que éstos tienen en común la integración de vehículos eléctricos. En particular, en [28] se utilizan controladores

de droop adaptativos (ADC/Adaptative Droop Control) y MPC en el contexto de microrredes híbridas aisladas, la cual tiene por objetivos de control la regulación de frecuencia y potencia, además de la integración de sistemas de almacenamiento de energía y vehículos eléctricos. En este sentido, la microrred bajo estudio está compuesta por: paneles solares, turbinas eólicas, vehículos eléctricos, generador diésel, baterías y cargas. Con lo anterior, cabe destacar que el MPC controlará el sistema de almacenamiento de baterías acorde a la desviación de frecuencia mientras que el ADC estará vinculado al control de potencia de los vehículos eléctricos. Los parámetros de ambos controladores son determinados por un algoritmo genético avanzado (GA/Genetic Algorithm, ver GAOT-ECM) para obtener un desempeño óptimo. Por lo demás, el controlador MPC será comparado posteriormente con un controlador PI y otro de lógica difusa proporcional-integral (FLPI/Fuzzy Logic Proportional-Integral) los cuales también serán optimizados bajo dicho algoritmo. Finalmente, el trabajo presentado en [28] es validado vía simulación a través de MATLAB/Simulink(R2019b)@. En este sentido, los casos de estudio corresponden a: perturbación de carga (para MPC, FLPI y PI), variaciones en potencia del viento y en el sistema solar fotovoltaico (para MPC, FLPI y PI), variación de carga (se incluyen los vehículos eléctricos, para MPC/FLPI/PI en donde cada uno incorpora el controlador ADC) y, a modo de cierre, para el último caso se estudio se consideran datos reales de velocidad del viento e irradiación solar. Como conclusión, la mejor propuesta corresponde a MPC-ADC al considerar factores como: sobrepasos, tiempo de asentamiento, amortiguamiento y el mantenimiento de la frecuencia dentro de los límites deseados.

Sobre [29], es posible mencionar la utilización de la estrategia MPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas, la cual tiene por objetivo de control la regulación de frecuencia en las cargas. En razón de esto, el sistema presenta restricciones asociadas a incrementos en la potencia de salida, variaciones en ésta variable y perturbaciones en la carga. En este sentido, la microrred bajo estudio está compuesta por: vehículos eléctricos, generador diésel y cargas. En lo que respecta al control droop, es posible destacar que no existen menciones de su aplicación a nivel primario en [29]. Finalmente, el trabajo es validado vía simulación mediante cambios de carga escalonados (la carga original sufre un aumento de 5%) en donde las variables bajo estudio corresponden a: desviación de frecuencia en la microrred con vehículos eléctricos, potencia de salida y su variación para las vehículos eléctricos y entradas de control para la microrred con vehículos eléctricos. Con lo anterior, la estrategia MPC es capaz de llevar la desviación de frecuencia a cero mientras se satisfacen restricciones equivalentes de los vehículos eléctricos y del generador diésel, confirmando así sus beneficios.

Tras lo anterior, se presentan a continuación aquellos trabajos que utilizan la estrategia de control MPC a nivel terciario.

#### 2.4.3. Nivel de control terciario

Algunos trabajos que utilizan la estrategia MPC a nivel terciario son los siguientes: [30], [31], [32], [33], [34], [35]. Estos tienen por objetivo la operación óptima de la microrred a través de, por ejemplo, el manejo de congestión y/o despacho económico. Cabe destacar que los detalles asociados a este nivel de control fueron expuestos en la subsección 2.3.3, por lo que se refiere al lector a esta para mayor información.

A modo de desglose, es posible destacar que en [33] se hace uso de un MILP (Mixed Integer Linear Program) en conjunto a un MPC para llevar a cabo la estrategia de control en una microrred híbrida conectada a la red. En particular, ésta tiene por objetivo minimizar los costos de operación acumulados y se compone de paneles fotovoltaicos, baterías y generadores térmicos. Dicha formulación no utiliza control droop e incluye restricciones asociadas al estado de carga de las baterías, las cuales se ven satisfechas frente a perturbaciones. El desempeño de la propuesta es verificado vía simulación en un intervalo de 30 días.

Por otro lado, en [35] se hace uso de una estructura MPC para la coordinación entre generación eólica y vehículos eléctricos enchufables (PEVs/Plug-in Electric Vehicles), es decir, la microrred en discusión es del tipo híbrida. La estructura de control es dividida en dos, una superior estocástica y otra inferior en donde las referencias calculadas en la capa superior se ven ejecutadas. En este sentido, la capa superior tiene por objetivo garantizar el equilibrio entre la oferta y la demanda de energía en la microrred mientras que la capa inferior se atiene a mantener a la potencia dentro de un rango determinado. Finalmente, [35] no utiliza esquemas de control droop y la validación y/o efectividad de ésta propuesta se encuentra mediada por la simulación de datos obtenidos en la realidad a través de MATLABR.

De [34] es posible rescatar el uso de la estrategia EMPC (Economic Model Predictive Control) para un microrred inteligente de tipo híbrida. En particular, si la demanda y el precio de la energía son conocidos se tiene que ésta estrategia es económicamente superior a otras estrategias basadas en MPC. Por lo demás, ésta estrategia carece del esquema de control droop y ha sido validada vía simulación para un rango de 96 horas. Finalmente, los principales objetivos de la estrategia EMPC son la minimización de los costes de producción y distribución, así como garantizar la disponibilidad de energía para satisfacer las demandas de carga en cualquier momento.

En lo que refiere al trabajo presentado en [30], vale la pena mencionar que diferentes enfoques para el manejo óptimo de recursos han sido propuestos (esquemas distribuidos, métodos heurísticos, algoritmos de optimización, etc.), en particular, [30] diseña conceptualmente un sistema centralizado de gestión energética o CEMS (Centralized Energy Management System) en el contexto de microrredes híbridas operando en modo stand-alone. En este sentido, a modo general, éste trabajo hace uso del control droop y tiene por objetivo el despacho económico acorde a lo establecido en la función de costos. Su validez es mediada a través de distintas pruebas protocolares para analizar el desempeño del sistema. En [31] se trata con un microrred híbrida aislada, la cual, y al igual que en [30], posee un sistema centralizado de gestión energética. El problema es descompuesto en dos: Compromiso unitario (UC/Unit Commitment) y Flujo de potencia óptimo (OPF/Optimal Power Flow). En particular, éste trabajo utiliza esquemas de control droop y tiene por objetivo el manejo de energía en la microrred. Su validación ha sido a través de una red de media tensión (CIGRE) en una simulación de 24 horas con actualizaciones cada 5 minutos. Finalmente, los resultados expuestos en este trabajo levantan la necesidad de modelos trifásicos más detallados para microrredes.

Para finalizar la presente subsección, [32] usa la técnica MPC en una red inteligente de microrredes híbridas las cuales operan de manera coordinada. Se busca determinar la secuencia óptima para maximizar los beneficios globales a nivel de red mientras se satisface el balance de potencia así como la restricciones asociadas al sistema de almacenamiento de energía y el intercambio de ésta. Para ésto, el sistema hace uso, por ejemplo, del precio de la energía. En particular, [32] no utiliza esquemas de control droop. Así, el trabajo previamente mencionado es validado vía simulación (se utiliza el software Lingo de optimización) para comprobar que la cooperación entre microrredes acarrea beneficios y ventajas comparado con el caso en donde éstas operan por sí solas.

Tras lo anterior, a continuación se presentan los trabajos disponibles en la literatura que utilizan la estrategia de control DMPC en el contexto de microrredes.

# 2.5. Control predictivo distribuido basado en modelos

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer diferentes trabajos publicados en el área de microrredes que utilizan la estrategia de control DMPC. Esta estrategia también es conocida por las siglas DMBPC, es decir, Distributed Model-based Predictive Control, mientras que las siglas DMPC corresponden, de manera análoga, a Distributed Model Predictive Control. Con esto, su búsqueda en la literatura en español responde a Control Predictivo Distribuido basado en Modelos. En particular, la sección 2.5 está enfocada en aquellos trabajos que utilizan la estrategia DMPC en el contexto de microrredes AC. No obstante, también se incluyeron microrredes del tipo DC e híbridas.

En razón de lo anterior, para facilitar la comprensión y análisis de los trabajos previamente mencionados estos fueron separados según los niveles de control inherentes a la estructura de control de la microrred, es decir: primario, secundario y terciario. Así, en el nivel de control primario es posible destacar los siguientes trabajos:

#### 2.5.1. Nivel de control primario

En lo que respecta al nivel de control primario es posible destacar que no se han encontrado trabajos que hagan uso de la técnica DMPC. Por lo demás, y al igual que en el caso MPC, se tiene que en este nivel de control las estrategias basadas en control droop y control proporcional-resonante son predominantes.

Con lo anterior, se presentan a continuación aquellos trabajos que utilizan la estrategia de control DMPC a nivel secundario para el control de microrredes.

#### 2.5.2. Nivel de control secundario

Algunos trabajos que utilizan la estrategia DMPC a nivel secundario son los siguientes: [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50].

A modo de desglose, es posible destacar que en [36] se utiliza la estrategia DMPC a nivel secundario en el contexto de microrredes AC, en particular, ésta utiliza un modelo predictivo basado en: ecuaciones de transferencia de potencia, control droop y desviación de ángulo de fase. Los objetivos de control atienden a la regulación de frecuencia y voltaje a la par del consenso en potencia activa y reactiva. En adición, se penalizan las acciones de control asociadas a la frecuencia y voltaje. Se incluyen, por lo demás, aspectos como conectividad y latencia en lo que refiere a la red de comunicaciones y restricciones operacionales asociadas a los límites físicos del sistema. Finalmente, éste trabajo fue validado mediante simulaciones y experimentos.

En [40], se busca regular la frecuencia al mismo tiempo que el voltaje es controlado según las restricciones operacionales del modelo, esto, bajo diferentes topologías y modos de operación en el contexto de microrredes interconectadas (networked microgrids, híbrida). Así, las simulaciones realizadas muestran resultados satisfactorios, en donde la desviación de la frecuencia causada por la fluctuación propia de las energías renovables se ve mitigada a la par que el voltaje se mantiene restringido. De este modo, la propuesta muestra un buen desempeño comparado con un controlador centralizado. Para finalizar, cabe recalcar que éste trabajo utiliza el esquema de control droop y, tal como fue mencionado previamente, ha sido validado vía simulación.

En el trabajo publicado en [38] se presenta un esquema de control DMPC para la regulación de frecuencia y voltaje en el contexto de microrredes AC aisladas. En particular, éste utiliza el esquema de control droop mientras que la restauración de frecuencia hace uso del método distribuido proporcional-integral en conjunto a un observador de tiempo finito para estimar la referencia global. La propuesta presenta capacidad plug and play, robustez y una distribución precisa en la repartición de potencia activa. Finalmente, el trabajo presentado en [38] es validado vía simulación. En [37] es presentada una estrategia DMPC en el contexto de microrredes AC para la regulación de frecuencia a su valor nominal y despacho económico de cargas (ELD/Economic Load Dispatch), en donde se busca minimizar el costo de producción. Restricciones terminales de igualdad son incorporadas para garantizar estabilidad y convergencia al valor deseado al final del horizonte de predicción. Dicha estabilidad asintótica es probada mediante funciones de Lyapunov. Finalmente, el trabajo utiliza el esquema de control droop y es validado vía simulación a través de MATLAB® al ser comparado con un esquema de control DAI (Distributed Averaging Integrator).

Por otra parte, en [41] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes AC aisladas con el fin de llevar a cabo la compartición de desbalances en el sistema (imbalance sharing). En este sentido, el trabajo en cuestión utiliza el esquema de control droop a nivel primario y tiene por objetivos de control: consenso de potencia reactiva normalizada en las fases a, b y c (utilizado para la compartición de desbalances), consenso de potencia activa trifásica normalizada y regulación de voltaje y frecuencia. En adición, se penalizan las acciones de control relativas al voltaje en cada fase a la par de la acción de control de frecuencia. Finalmente, la validación de éste trabajo ha sido mediante simulaciones y hardware in the loop (HIL). Con lo anterior, el modelo eléctrico de la microrred fue implementado en PLECS/blockset® mientras que los controladores primario y secundario fueron desarrollados en MATLAB/Simulink®. En lo que respecta a la validación mediante hardware in the loop ésta fue a través de la plataforma OP4510 OPAL-RT.

De manera similar, en [42] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes AC aisladas con el fin de restaurar la frecuencia a su valor nominal a la par que se considera el despacho óptimo del sistema. En este sentido, el trabajo en cuestión utiliza el esquema de control droop a nivel primario y tiene por objetivos de control: restauración de frecuencia y despacho económico a través de la teoría de consenso. Cabe destacar, por lo demás, que la función de costos también penaliza la acción de control asociada a la frecuencia, la cual es capaz de cumplir con los objetivos de control previos a la vez. Finalmente, la validación de éste trabajo ha sido experimental, en donde la microrred está compuesta por 3 unidades: PM15F120( $DG_1$ ) y  $DG_2$ ) y PM5F60( $DG_3$ ) Triphase en donde cada una de estas es controlada por un computador RTT (real-time target).

Ahora, en [43] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes híbridas la cual tiene por objetivos de control (para la sub-microrred AC): regulación de frecuencia, regulación del voltaje promedio, consenso de potencia activa normalizada y consenso de potencia reactiva normalizada. Cabe destacar que al tratarse de una microrred híbrida, la sub-microrred AC debe regular tanto frecuencia como voltaje mientras que aquellas del tipo DC solo deben regular voltaje. En adición, se tiene la inclusión de convertidores de interconexión (Interlinking Converters/ILCs). Así, para finalizar el apartado de los objetivos de control para la sub-microrred AC es posible destacar que aquellas acciones de control vinculadas a la frecuencia y el voltaje también son penalizadas. En lo relativo a las sub-microrreds DC, se tienen los objetivos de control: regulación del voltaje DC en la sub-microrred, consenso de potencia activa y minimización de la acción secundaria de control asociada al voltaje. Para finalizar, los ILCs tienen por objetivos de control: penalizar la acción de control asociada al consenso de potencia, ponderar la diferencia existente en la contribución de potencia entre las sub-MGs AC y DC y garantizar que la potencia activa transferida desde cada ILC sea proporcional a su capacidad nominal. En lo que respecta a las restricciones, éstas limitan los niveles de voltaje, potencia y frecuencia (dependiendo del caso). En un punto aparte, el trabajo presentado en [43] utiliza el esquema de control droop a nivel primario y, gracias al esquema DMPC, éste es capaz de lidiar con problemas comunicacionales asociados a los retardos en la red de comunicación. Finalmente, el modelo eléctrico de la microrred fue implementado en PLECS/blockset@ mientras que los controladores primario y secundario fueron desarrollados en MATLAB/Simulink@.

De manera similar, en [44] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes híbridas la cual tiene por objetivos de control (para la sub-microrred AC): consenso en costos incrementales (IC/Incremental Cost) para las sub-microrredes AC, consenso en costos incrementales para las sub-microrredes DC. Notar que éste último objetivo solo opera cuando se habilitan los convertidores de interconexión. Los demás objetivos de control atienden a: consenso en el costo marginal reactivo (RMC/Reactive Marginal Cost, el cual garantiza el despacho óptimo de potencia reactiva), regulación de frecuencia, regulación de voltaje AC promedio (en bandas) y, adicionalmente, se penalizan aquellas variables asociadas a la variación en las acciones de control de frecuencia y voltaje. En el caso de la sub-microrred DC, ésta comparte aquellos objetivos de control asociados al consenso en los ICs mientras que el resto se omite. En adición, se incluyen los siguientes objetivos: regulación del voltaje DC promedio (en bandas) y penalización del esfuerzo de control asociado al cumplimiento de todos los objetivos. Respecto de los ILCs, se puede destacar que éstos tienen por objetivos de control: igualar los costos incrementales entre las diferentes sub-microrredes, penalizar la variación en la secuencia de acciones de control y garantizar que la potencia transferida desde cada ILC sea proporcional a su capacidad nominal. En lo que respecta a las restricciones, éstas limitan tanto los niveles de voltaje, potencia y frecuencia (dependiendo del caso). En un punto aparte, en este trabajo se utiliza el esquema de control droop a nivel primario y, gracias al esquema DMPC, este es capaz de lidiar con problemas en la red de comunicaciones asociados a los retardos. Finalmente, el modelo eléctrico de la microrred fue implementado en PLECS/blockset@mientras que los controladores primario y secundario fueron desarrollados en MATLAB/Simulink R.

En contraparte, en [45] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes DC la cual tiene por objetivos de control: consenso en los costos incrementales predichos, regulación del voltaje promedio en la microrred y penalización de la acción de control asociada al voltaje. En lo que respecta a las restricciones, éstas limitan tanto los niveles de voltaje como de potencia en el sistema. Por lo demás, el trabajo presentado en [45] utiliza el esquema de control droop a nivel primario y, gracias al esquema DMPC, este es capaz de lidiar con problemas en la red de comunicación asociados a los retardos. Finalmente, para comprobar la validez de la propuesta fue utilizada una microrred DC experimental. En este sentido, la microrred en cuestión está compuesta por tres unidades las cuales son emuladas por PM15I6F06 TriphaseQunits en donde cada una de éstas es controlada por un computador RTT (real-time target).

Ahora, en el contexto de microrredes AC es posible destacar el trabajo presentado en [46], en el cual se utiliza la estrategia DMPC para satisfacer los siguientes objetivos de control: consenso en los costos incrementales predichos (despacho económico), consenso en potencia reactiva normalizada, regulación de frecuencia promedio y voltaje promedio en bandas y minimizar las variaciones en las acciones de control relativas a la frecuencia y voltaje. En lo que respecta a las restricciones, éstas limitan los niveles de voltaje, potencia y frecuencia en el sistema. Por lo demás, el trabajo presentado en [46] utiliza el esquema de control droop a nivel primario y, gracias al esquema DMPC, este es capaz de lidiar con problemas en la red de comunicación asociados a los retardos. Finalmente, el modelo eléctrico de la microrred (compuesta por cuatro unidades de generación) fue implementado en PLECS/blockset@ mientras que los controladores primario y secundario fueron desarrollados en MATLAB/Simulink@.

En lo que respecta a [47], se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes aisladas la cual tiene por objetivos de control: regulación de frecuencia y voltaje. En este sentido, las dinámicas de cada unidad son no-lineales motivo por el cual éstas son linealizadas y, en consecuencia, se tiene un DMPC lineal de primer orden el cual es asignado a cada *DG* para llevar a cabo las tareas del control secundario. Tras esto, se implementa un controlador distribuido integral-proporcional para la restauración de frecuencia mientras se mantiene la compartición de potencia activa. Por lo demás, el trabajo presentado en [47] utiliza el esquema de control droop a nivel primario y, gracias al esquema DMPC, éste es capaz de lidiar con problemas de comunicación asociados a los retardos. Finalmente, para la validación vía simulación del trabajo previo se tiene que el modelo eléctrico de la microrred (compuesta por cuatro unidades de generación) fue implementado en MATLAB/Simulink@.

Por otra parte, en [48] se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas, la cual está compuesta por: paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas, micro turbinas de gas, pilas de combustible, generadores diésel, baterías y cargas. Ésta tiene por objetivos de control: regulación de frecuencia y despacho económico. En este sentido, el trabajo presentado en [48] incorpora el despacho económico al nivel secundario de control obteniendo, en consecuencia, una estrategia DMPC para control económico secundario. Importante notar que típicamente en la estructura jerárquica de control en las microrredes se tiene que el nivel secundario opera en una escala de tiempo distinta (más rápida) del nivel terciario, lo cual conlleva un desempeño económico menos eficiente. Tras lo anterior, el problema de optimización se divide en: combustible y costos operacionales, desviación de frecuencia, variable auxiliar de control para la desviación de frecuencia y desviación de potencia. Por lo demás, el trabajo presentado en [48] utiliza el esquema de control droop a nivel primario. Finalmente, para la validación de este trabajo se tiene que el esquema propuesto es comparado con otros dos enfoques (vía simulación): uno centralizado y otro distribuido en el que el nivel de control

secundario y terciario operan en escalas de tiempo diferentes.

En lo que respecta a [49], en éste caso se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes aisladas híbridas, la cual está compuesta por: paneles fotovoltaicos, baterías, cargas, vehículos eléctricos, etc. Ésta tiene por objetivos de control: regulación de frecuencia y desempeño económico. Tras lo anterior, la función de costos se divide en dos partes: garantizar la precisión en la recuperación de frecuencia y reducir el coste global de regulación de frecuencia en el sistema. Por lo demás, el trabajo presentado en [49] no menciona la utilización de esquemas de control droop a nivel primario. En lo relativo a la validación del trabajo en cuestión, ésta es vía simulación.

En [50], se utiliza la estrategia DMPC en el contexto de microrredes AC aisladas. Ésta tiene por objetivos de control: control en frecuencia de cargas y restauración de voltaje. Tras lo anterior, la función de costos se divide en: minimización del error de seguimiento entre la predicción de frecuencia medida en el sistema y su valor nominal, minimización del error de seguimiento entre la predicción de voltaje medida en el sistema y su valor nominal, minimización del error de seguimiento entre la predicción de control (igual para frecuencia y voltaje). Por lo demás, el trabajo presentado en [49] utiliza esquemas de control droop a nivel primario. En lo relativo a la validación del trabajo en cuestión, ésta es vía simulación.

Finalmente, en [39] se busca la regulación de voltaje y el consenso de potencia para una microrred DC aislada. Cada submodelo en las unidades de generación tiene origen en un marco de referencia rotatorio, cuya combinación entrega el modelo completo (no lineal). Esta propuesta hace uso del control droop y es validada vía simulación, en donde el voltaje alcanza el valor de referencia deseado.

Con lo anterior, se presenta la tabla 2.2 en donde se resumen y comparan los trabajos previamente descritos considerando los siguientes aspectos: tipo de microrred, regulación de frecuencia/voltaje, consenso de potencia activa/reactiva, ELD (Economic Load Dispatch/Despacho Económico de Carga), restricciones matemáticas/físicas en el modelo, control droop y validación experimental o vía simulación.

Ref.	Tipo	Freq./Volt.	Consenso P/Q	ELD	Restricc.	Droop	Validación	
Microrredes AC								
[36]	AC	$\checkmark$	$\checkmark$	X	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[37]	AC	$\checkmark$	×	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[38]	AC	$\checkmark$	$\checkmark$	X	×	$\checkmark$	$\checkmark$	
[46]	AC	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[50]	AC	$\checkmark$	X	X	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[41]	AC	$\checkmark$	$\checkmark$	X	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[42]	AC	$\checkmark$	×	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
Microrredes Híbridas								
[43]	Híbrida	$\checkmark$	$\checkmark$	X	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[44]	Híbrida	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[48]	Híbrida	$\checkmark$	×	$\checkmark$	×	$\checkmark$	$\checkmark$	
[49]	Híbrida	$\checkmark$	×	$\checkmark$	×	X	$\checkmark$	
[40]	Híbrida	$\checkmark$	×	X	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[47]	Híbrida	$\checkmark$	$\checkmark$	X	×	$\checkmark$	$\checkmark$	
Microrredes DC								
[45]	DC	$\checkmark$	×	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	$\checkmark$	
[39]	DC	$\checkmark$	$\checkmark$	X	×	$\checkmark$	$\checkmark$	

Tabla 2.2: Resumen de las publicaciones asociadas a DMPC a nivel secundario de microrredes

Tras la exposición previa, se presentan a continuación aquellos trabajos que utilizan la estrategia DMPC a nivel terciario.

#### 2.5.3. Nivel de control terciario

Algunos trabajos que utilizan la estrategia DMPC a nivel terciario son los siguientes: [51], [52], [53], [54], [55].

A modo de desglose, es posible destacar que en [52] se presenta un despacho energético coordinado para microrredes aisladas el cual posee dos niveles. En particular, el nivel superior se encarga del intercambio de energía entre el gestor de la red de distribución (DNO/Distribution Network Operator) y las microrredes mientras que el nivel inferior se encarga del seguimiento entre oferta y demanda. En este sentido, el trabajo en cuestión tiene por objetivos optimizar el despacho energético y mejorar la fiabilidad del suministro. Finalmente, la efectividad de la propuesta es comprobada vía simulación.

En [54] se utiliza la estrategia DMPC para una microrred híbrida compuesta por baterías, paneles solares y turbinas eólicas, cuyos objetivos económicos están basados en satisfacer la demanda total, hacer uso de toda la energía generada, optimizar el estado de carga de las baterías (SOC/State of Charge) y reducir las fluctuaciones en el intercambio de energía con la red. En particular, no se aprecian menciones respecto del esquema control droop. La validez de la propuesta es corroborada vía simulación en MATLABR.

En lo que refiere a [51], éste trabajo aborda un distrito urbano en el cual las microrredes (híbridas, conectadas o no a la red eléctrica) tienen diferentes objetivos de control, entre los cuales cabe destacar la minimización de: La energía transferida con la red de distribución y los costos totales de energía. La evaluación e implementación de la propuesta está dada por simulaciones de las microrredes en cuestión que garantizan la fiabilidad de la estrategia. En particular, no se aprecian menciones respecto del esquema de control droop. Finalmente, cabe destacar que éste enfoque resalta la importancia de la cooperación entre microrredes y el manejo eficiente de los recursos energéticos en entornos urbanos.

Por otra parte, [55] utiliza una estrategia EMPC distribuida para simular una microrred híbrida compuesta por paneles fotovoltaicos y baterías redox de vanadio. En este sentido, el trabajo en cuestión busca introducir un mercado energético de microrredes en donde prime el interés del usuario. Aspectos tales como esquemas de precio, desempeño y estabilidad de la microrred son abordados. En particular, [55] no hace mención sobre esquemas de control droop. Por lo demás, el objetivo principal de éste consiste en reducir el impacto de las fluctuaciones tanto en la generación de las energías renovables como en el consumo de energía por parte de la red eléctrica principal. Finalmente, éste es validado vía simulación.

Finalmente, en [53] se utiliza la estrategia DMPC para optimizar el despacho energético en una microrred híbrida conectada a la red eléctrica, esto, sumado al mejoramiento en su desempeño medio ambiental y económico. En particular, no se aprecian menciones respecto del esquema de control droop. Por lo demás, el trabajo en cuestión acredita la propiedad plug and play así como su baja carga computacional. Para concluir, su validez es corroborada vía simulación.

Con lo anterior, se presentan a continuación aquellos trabajos que utilizan la estrategia de Control Predictivo sin modelo fenomenológico (Model-Free Predictive Control/MFPC).

# 2.6. Control Predictivo sin modelo fenomenológico

A pesar de que la tónica de la presente tesis atiende al mundo de las microrredes es necesario destacar los trabajos realizados en el área de convertidores de potencia/máquinas, esto, ya que la estrategia de control predictivo sin modelo fenomenológico es predominante en estos sectores. Lo anterior es posible de ratificar ya que en el área de microrredes no fue posible encontrar trabajos que hicieran uso de esta estrategia. Importante notar que, de ahora en adelante, Model-free Predictive Control (MFPC) y Control Predictivo sin modelo fenomenológico serán utilizados de manera indistinta, del mismo modo, esto también aplica al enfoque distribuido en donde Distributed Model-free Predictive Control (DMFPC) y Control Predictivo Distribuido sin modelo fenomenológico son equivalentes. Así, tras la revisión bibliográfica realizada en [6], es de notar que este enfoque es fuerte en las áreas de máquinas y convertidores de potencia. En particular, esta estrategia puede ser agrupada en tres tipos diferentes, los cuales reciben por nombre: tipo 1 (sin modelo fenomenológico), tipo 2 (modelo ultra local) y tipo 3 (corrección de predicción).

En este sentido, el tipo 1 se caracteriza por la utilización de tablas de referencia (o lookup tables) en sus esquemas de predicción. En particular, este tipo de MFPC no utiliza un modelo fenomenológico, en cambio, las predicciones son estimadas a través de entradas y salidas previas del sistema. En lo que respecta al tipo 2, este utiliza un modelo parcial del sistema el cual posee parámetros indeterminados que han de ser estimados continuamente mediante entradas y salidas pasadas. Para concluir, el tipo 3 utiliza un modelo ideal el cual mediante datos del sistema calcula diferentes factores de corrección. Este tipo se subdivide en dos: enfoques a y b, en donde el enfoque "a" compensa las predicciones del sistema y el enfoque "b" compensa las acciones de control aplicadas [6].

Finalmente, a continuación la tabla 2.3 presenta un resumen en donde los diferentes trabajos relativos a esta sección serán clasificados según los tipos previamente mencionados y su área de investigación.

Ref.	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3	Convertidores	Máquinas
[56], [57], [58], [59], [60]	$\checkmark$	X	X	X	$\checkmark$
[61], [62], [63], [64], [65]	$\checkmark$	X	X	×	$\checkmark$
[66], [67]	$\checkmark$	X	X	$\checkmark$	×
[68], [69], [70], [71], [72], [73]	X	$\checkmark$	X	X	$\checkmark$
[74], [75], [76], [77], [78], [79]	X	$\checkmark$	X	×	$\checkmark$
[80], [81], [82], [83], [84]	X	$\checkmark$	X	$\checkmark$	×
[85], [86], [87], [88], [89]	X	X	✓ (a)	X	$\checkmark$
[90]	X	X	✓ (a)	$\checkmark$	×
[91], [92], [93], [94], [95], [96], [97]	X	X	<b>√</b> (b)	×	$\checkmark$
[98], [99], [100]	X	X	✓ (b)	$\checkmark$	×

Tabla 2.3: Resumen de las publicaciones asociadas a Model-Free

Así, tras haber resumido las publicaciones relativas al enfoque model-free en la tabla 2.3, es posible destacar que en el tipo 1 los trabajos están agrupados principalmente en el área de máquinas, lo cual también es cierto para los tipos 2 y 3 (incluyendo los enfoques a y b). Por lo demás, el tipo que presenta una mayor cantidad de trabajos citados, entre convertidores y máquinas, corresponde al tipo 2 con 17 publicaciones (seguido por el tipo 3 con 16 publicaciones y, en último lugar, el tipo 1 con 12 publicaciones) situándolo, a efectos de este resumen, como el enfoque más recurrente. En este sentido, el tipo 2: "Modelo ultra local", será el enfoque utilizado en esta tesis para implementar la estrategia de control DMFPC. Tras lo anterior, se da paso a la sección: "Redes neuronales en el contexto de microrredes".

# 2.7. Redes neuronales en el contexto de microrredes

Con tal de dar conclusión al presente capítulo, esta sección tiene por objetivo dar a conocer aquellos trabajos disponibles en la literatura científica que hacen uso de redes neuronales en el contexto de microrredes.

En particular, en el área de microrredes se pueden destacar los siguientes trabajos: [101], [102], [103], [104], [105], [106], [107]. En lo que respecta a [101], éste utiliza una estrategia de control basada en redes neuronales adaptativas (entrenadas online) en el contexto de microrredes híbridas conectadas a la red eléctrica. En este sentido, la microrred en cuestión está compuesta por: paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas, pilas de combustible de óxido sólido (SOFC/Solid Oxide Fuel Cell), baterías (que conforman el sistema de almacenamiento de energía) y cargas AC y DC. Con lo anterior, la red neuronal en cuestión es utilizada para rastrear el punto de máxima potencia de los generadores de energía renovable y controlar la potencia intercambiada entre el convertidor front-end y la red eléctrica. Ahora, para minimizar la energía adquirida desde la red eléctrica es propuesto un sistema de manejo de energía basado en lógica difusa. Finalmente, la validación de [101] es vía simulación, en donde su implementación es mediada por MATLAB/Simulinka. Con lo anterior, los casos de estudio analizados corresponden a: irradiación solar variable y cambios en la velocidad del viento, demanda variable de cargas, perturbaciones en la red, temperatura variable y velocidad del viento con ruido, los cuales demuestran la eficacia, robustez y capacidad de autoadaptación del sistema de control propuesto.

En [102], es propuesto un sistema de manejo de energía dinámico (EMS/Energy Management System) el cual incorpora la operación de un sistema de almacenamiento de energía (ESS/Energy Storage System) para una microrred en tiempo real. En particular, la microrred en cuestión es híbrida y está compuesta por: paneles fotovoltaicos, turbinas eólicas, generador diésel convencional, cargas, cargas controlables y baterías. En razón de lo anterior, es posible destacar restricciones asociadas al flujo de potencia, incertezas en la carga, generación a partir de energías renovables y precio de la electricidad. Así, para derivar una política de programación en tiempo real cuasi-óptima se emplea la programación dinámica aproximada (APD/Approximate Dynamic Programming) y el aprendizaje mediante redes neuronales recurrentes profundas (RNN/Recurrent Neural Network). Finalmente, el esquema propuesto en [102] es validado vía simulación a través de datos reales obtenidos desde el Operador Independiente del Sistema de California (CAISO, por sus siglas en inglés). En lo que respecta a los casos de estudio, estos atienden a tópicos tales como: comparación con otros métodos, beneficios del aprendizaje profundo (DL/Deep Learning), flexibilidad de la demanda y análisis del flujo de potencia AC.

En lo que respecta a [103], este trabajo propone una estrategia basada en aprendizaje distribuido en el contexto de microrredes aisladas para resolver el problema de la asignación óptima de potencia (OPA/Optimal Power Allocation), ya que los métodos de optimización numérica existentes en la literatura mantienen una brecha importante entre el análisis teórico y la implementación en tiempo real. Con lo anterior, en primera instancia se busca obtener una solución aproximada para dicho problema, razón por la cual se emplean redes neuronales profundas distribuidas (DNNs/Distributed Deep Neural Networks) entrenadas off-line en conjunto a un algoritmo de consenso medio dinámico (DAC/Dynamic Average Consensus). En particular, la formulación del OPA tiene por objetivo asignar la potencia de salida con el menor costo de generación, sujeto a restricciones tales como: demanda total de las cargas, de generación local y límites para el valor de potencia. Posteriormente, con tal de mejorar la respuesta previa y obtener la solución óptima factible es diseñado un algoritmo distribuido para el balance entre generación y demanda. Finalmente, [103] es validado experimentalmente a través de diferentes casos de estudio en donde la microrred en cuestión está compuesta por seis unidades. En particular, dichos casos de estudio corresponden a: demanda de carga estática con y sin restricciones de generación, perfil de carga dinámico, evaluación mediante un sistema de potencia y tiempo de cómputo del algoritmo. Para éste último caso de estudio se tienen tres sistemas de potencia a gran escala compuestos por 100, 500 y 1000 DGs para comparar en tiempo real el desempeño del esquema propuesto frente a algoritmos numéricos tradicionales, tales como: optimización jerárquica descentralizada (HDO/Hierarchical Decentralized Optimization) y método de los multiplicadores en sentido alterno (ADMM/Alternating Direction Method of Multipliers). En razón de esto, la propuesta exhibe soluciones óptimas similares a los métodos típicos, mientras que ésta es superior en términos de simplicidad y capacidad.

Por otra parte, en [104] es propuesto un controlador basado en una red neuronal no lineal autorregresiva de entrada exógena (NARX-NN/Nonlinear Auto Regressive Exogenous Input Neural Network) para mejorar la calidad de la potencia en el contexto de microrredes híbridas. En este sentido, la microrred en cuestión está compuesta por: turbinas eólicas, paneles solares, pilas de combustible y baterías. Ahora, respecto de la calidad de la potencia ésta se encuentra vinculada principalmente a aspectos tales como: distorsión armónica (THD), factor de potencia, desbalance de voltaje, subidas o caídas de tensión y transitorios de potencia. Con lo anterior, el controlador propuesto busca mantener éstas variables dentro de lo establecido por la normativa estándar (ya sea de la IEEE-Institute of Electrical and Electronics Engineers o de la IEC-International Electrotechnical Commission). Por lo demás, el desempeño de esta propuesta es comparado con controladores del tipo PID y PID-difuso. Finalmente, para probar la factibilidad del controlador se diseña una microrred trifásica realista a gran escala a partir de la microrred original, la cual incorpora aspectos tales como: impedancia de línea, retrasos comunicacionales y respuesta a la demanda. En este sentido, la propuesta NARX-NN es validada a través de diferentes casos de estudio simulados en MATLAB/Simulink® y mediante implementación en tiempo real a través de la técnica procesador en bucle (PIL/Processor-in-Loop), el cual utiliza como base el procesador digital de señales TMS320. En razón de lo anterior, los casos de estudio son variados y dependen de la microrred bajo estudio, en donde algunos de éstos corresponden a: Mejora en la calidad de potencia a través de desviación de voltaje, THD, frecuencia y factor de potencia; influencia de la impedancia de línea en parámetros asociados a la calidad de potencia e investigación de respuesta a la demanda.

En particular, los trabajos [105] y [106] tienen en común el tópico de ciberataques en microrredes, en particular, en lo que respecta a FDIAs (False Data Injection Attacks/Ataques de invección de datos falsos). En este sentido, los FDIAs son un tipo de ciberataque el cual, tal como indica su nombre, consiste en la inyección de datos falsos en el sistema de control. En el caso de las microrredes DC, éste tipo de ciberataque puede destruir el sistema de control al atentar contra los objetivos de control propios de ésta topología, es decir, compartición de corriente y regulación de voltaje. En lo que respecta a [105], éste propone un método basado en redes neuronales recurrentes para detectar y mitigar FDIAs en el contexto de microrredes DC cuya estructura posee convertidores DC/DC paralelos. Más aún, ésta estrategia es capaz de seguir referencias (provenientes de la red neuronal) y estimar el valor de los FDIAs que, en éste caso, serán aplicados en las mediciones de corriente para así afectar su repartición. En lo que respecta a su arquitectura de control, es posible destacar que ésta es decentralizada motivo por el cual solo necesita información local. Finalmente, la validación de [105] es vía simulación a través de MATLAB/Simulink® en donde es implementada la microrred. Más aún, se presentan tres casos de estudio que demuestran la efectividad de la propuesta, los cuales son: evaluación del desempeño de la ANN (Artificial Neural Network), FDIA y cambios de carga y FDIA y más unidades (en éste caso de estudio los convertidores DC/DC paralelos pasan de dos a ocho).

Ahora, el trabajo propuesto en [106] es similar a [105] por lo que aquellas apreciaciones y/o observaciones relativas a FDIAs y microrredes DC se mantienen. En particular, [106] discute los efectos de los FDIAs en microrredes DC cuya estructura posee convertidores DC/DC en paralelo. En este sentido, ambos trabajos son similares, sin embargo, [106] utiliza esquemas de control droop a nivel primario para mantener el voltaje DC. Con lo anterior, la estrategia propuesta en este trabajo consiste en redes neuronales artificiales para el seguimiento de referencias y la eliminación de FDIAs en microrredes DC a través de detección y mitigación, es decir, la ANN implementada es una estrategia basada en datos que previene la conversión de datos reales en datos falsos. Más aún, la red neuronal produce una referencia para un controlador PI cuya salida logra mitigar los FDIA. Finalmente, el esquema propuesto en [106] es validado vía simulación mediante los siguientes casos de estudio: cambio de carga y FDIA, FDIA variante en el tiempo, retraso (delay) y FDIA y más unidades y FDIA (en éste caso de estudio los convertidores DC/DC paralelos pasan de dos a seis). En consecuencia, dichos casos de estudio demuestran la efectividad de la propuesta.

Así, para finalizar el apartado de redes neuronales en el contexto de microrredes se tiene el trabajo presentado en [107]. Con lo anterior, [107] tiene por objetivo la reducción en el número de sensores de voltaje en la microrred aislada bajo estudio, motivo por el cual se propone un enfoque para la estimación on-line de voltaje (sin sensores) y de THD en una barra de distribución deseada. En particular, el voltaje es estimado y, posteriormente, el valor de THD es calculado haciendo uso de información asociada a las  $DG_s$ , tales como mediciones de corriente y voltaje. En este sentido, dicho enfoque está basado en redes neuronales artificiales (ANNs, compuesta por una capa de entrada, una capa oculta y una capa de salida) otorgando un carácter costo-efectivo, confiable e inteligente a la propuesta. Más aún, dado que las

redes neuronales son modelos no paramétricos la estimación de voltaje y THD no requiere de información asociada a la impedancia de línea, parámetros de las unidades de generación, etc. Ahora, respecto del entrenamiento off-line de la ANN es posible destacar que éste es llevado a cabo mediante datos correspondientes a: voltaje y corriente de salida de las unidades de generación y voltaje en la barra de distribución deseada. Por lo demás, la propuesta presentada en [107] hace uso del esquema de control droop y controladores internos (de corriente y voltaje) a nivel primario. Finalmente, la propuesta es validada vía simulación para una microrred aislada compuesta por seis barras de distribución y dos unidades de generación. Con lo anterior, los casos de estudio corresponden a: estimación monofásica, estimación trifásica, cambio de carga y análisis de retrasos comunicacionales. En conclusión, la propuesta es capaz de estimar el voltaje y calcular el THD en cualquier barra de la microrred.

Tras haber finalizado el apartado de microrredes, se tienen los siguientes trabajos publicados en el área de convertidores de potencia que hacen uso de redes neuronales: [108], [109], [110]. En lo que respecta a [108], éste utiliza aprendizaje reforzado profundo (DRL/Deep Reinforcement Learning) como estrategia de control para un convertidor front-end activo (AFE/Active Front-end) conectado a la red eléctrica. En este sentido, el sistema de control en cuestión tiene por objetivo encontrar una política de control óptima que aproveche las capacidades del aprendizaje reforzado profundo para mejorar el rendimiento en el control del convertidor front-end, del cual se desconocen tanto su dinámica como sus parámetros. Más aún, la estrategia de control es diseñada para garantizar la adaptabilidad del convertidor para diferentes escenarios. Con lo anterior, la estrategia en cuestión incorpora lazos de control para voltaje y corriente en donde, en éste último caso, se incorpora el agente entrenado vía aprendizaje profundo. Cabe destacar que para hallar la acción de control óptima es necesario minimizar una función de recompensa, la cual se compone de los siguientes términos: corriente medida en ejes dq, referencia de corriente, voltaje en el enlace DC, referencia para el voltaje en el enlace DC y acción de control, en donde la propuesta exhibe un desempeño sólido en el control de corriente y de voltaje en el enlace DC. Finalmente, el esquema propuesto en [108] es validado vía simulación en MATLAB 2023a/Simulinka con ayuda del Reinforcement Learning Toolbox, en donde se tienen los siguientes casos de estudio: variación en los parámetros del controlador PI (lazo de voltaje), variación en los valores de carga (resistencia e inductancia), variación en la frecuencia de conmutación (se utilizan 20[kHz], siendo el valor nominal igual a 10[kHz]), variación en los parámetros principales (voltaje y frecuencia) y desempeño frente a diferentes impactos de carga. Tras lo anterior, se comprueba que la metodología de control propuesta es robusta y capaz de manejar, corregir o atenuar incertezas propias del conversor o asociadas a parámetros desconocidos del sistema, como: valores de carga, parámetros principales o valores para los elementos del filtro. En este sentido, la propuesta es capaz de adaptarse directamente a incertezas, no linealidades y ruido.

Por otro lado, en [109] se presenta un controlador predictivo sin modelo fenomenológico basado en redes neuronales para el control de un convertidor de potencia trifásico. En este sentido, se busca mitigar todas aquellas incertezas y/o discordancia de parámetros entre la planta y el controlador, esto, en el contexto de microrredes. En particular, lo expuesto anteriormente está asociado al objetivo de control de la propuesta, ya que al resolver éstos puntos mejora la robustez y el comportamiento dinámico del sistema. Más aún, la propuesta presenta un controlador predictivo sin modelo fenomenológico para corriente basado en redes neuronales en el espacio de estados (ssNN/state-space Neural Network) para el control de dicho convertidor. Con lo anterior, la actualización de los pesos de la red neuronal es llevada a cabo mediante optimización por enjambre de partículas (PSO/Particle Swarm Optimization) para una convergencia más rápida y una menor carga computacional. Así, tras haber definido el carácter del controlador predictivo sin modelo-fenomenológico éste es comparado con un FCS-MPC convencional para diferentes escenarios. Finalmente, el esquema propuesto en [109] es validado vía simulación (los datos para el entrenamiento de la red neuronal fueron obtenidos vía MATLAB/Simulinka), en donde los casos de estudio corresponden a: simulación para una carga resistiva e inductancia de filtro específicas y simulación para el doble de la carga resistiva y la mitad de la inductancia de filtro originales. En adición, se consideran cinco casos adicionales para diferentes combinaciones de carga resistiva e inductancia de filtro. Tras lo anterior, la propuesta logra demostrar mayor robustez y una convergencia más rápida a comparación del FCS-MPC convencional.

En lo que respecta a [110], éste presenta una estrategia basada en un MPC de conjunto finito (FS-MPC) y redes neuronales artificiales (ANNs/Artificial Neural Networks) para determinar de manera automática los ponderadores de la función de costos del FS-MPC en una fuente de conversión de voltaje (VSC/Voltage Source Converter) para un sistema de potencia suplementaria ininterrumpida (UPS/Uninterruptible Power Supply). En este sentido, es necesario realizar múltiples simulaciones o experimentos con diferentes ponderadores para la obtención de datos que serán de utilidad para el entrenamiento de la red neuronal. Con lo anterior, índices como la distorsión total armónica (THD) o la conmutación promedio del convertidor son consideradas métricas clave a extraer. En consecuencia, la red neuronal pasa a ser un modelo sustitutivo del convertidor de potencia, permitiendo así una rápida y automática selección de los factores de ponderación óptimos. En particular, la función de costos del FS-MPC utilizada en [110] es a 1 paso e incluye los siguientes términos: regulación de voltaje AC (en el filtro LC del convertidor UPS), referencia de corriente (para mejorar el desempeño en régimen permanente), limitación de corriente y penalización de conmutación. En razón de lo anterior, los factores de ponderación a determinar acompañan a los términos asociados a la referencia de corriente y a la penalización de conmutación, cuya selección posee una gran influencia en el desempeño del sistema. En lo que respecta a la recopilación de datos fue utilizada una simulación implementada en MATLAB/Simulink®. Cabe destacar que dichos datos tienen por objetivo la minimización del índice THD estándar y THD con baja frecuencia de conmutación. Finalmente, el trabajo fue validado experimentalmente para verificar la elección de los ponderadores óptimos, en donde se comprobó el impacto de éstos en el régimen transitorio y frente a variaciones en los parámetros del filtro LC.

Con lo anterior, se da paso a la última sección de este capítulo en donde será declarado

el aporte de la presente tesis tras haber analizado el estado del arte.

# 2.8. Resumen y aporte

Tras lo observado a través de las diferentes secciones de este capítulo, es posible destacar que los trabajos expuestos abordan variedad de áreas de investigación, topologías, estrategias y contextos, sin embargo, ninguno de estos ha propuesto la utilización de la estrategia DMFPC (Distributed Model-Free Predictive Control o Control Predictivo Distribuido sin modelo fenomenológico) para el control secundario de microrredes.

En vista de lo anterior, he aquí el aporte de la presente tesis ya que esta propone una estrategia distribuida de control a nivel secundario basada en **control predictivo sin modelo fenomenológico** para microrredes AC aisladas. En particular, este esquema hará uso de estructuras AR, ARX y redes neuronales para reemplazar los modelos fenomenológicos de potencia activa y reactiva presentados en [3]. Con lo anterior, estos modelos fueron electos por su uso recurrente en la literatura. En este sentido, el cálculo de predicciones de potencia mediante estas estructuras dotará (parcialmente) del carácter model-free al sistema bajo estudio, es decir, la estrategia en cuestión puede ser categorizada dentro del tipo 2: "Modelo ultra local". En consecuencia, falencias inherentes a las familias MPC/DMPC, tales como la dependencia de modelos fenomenológicos y errores frente a incertezas en parámetros clave serán remediadas.

Finalmente, la estrategia propuesta será comparada con un esquema DMPC que modela tanto la potencia activa como reactiva [3] y buscará resolver un problema de optimización local en cada instante de muestreo, en contraparte a aquellos trabajos que presentan estrategias MPC en donde son utilizados conjuntos de control finitos (FCS-MPC). Tras lo expuesto con anterioridad, se da paso al capítulo: "Marco teórico".

# Capítulo 3

Marco Teórico

# 3.1. Introducción

El capítulo "Marco teórico" tiene por objetivo abordar el marco teórico que sustenta la presente tesis. En este sentido, aquellas estrategias, conceptos, estructuras, etc. que resultan clave para asentar la base teórica de este trabajo serán tratados a continuación.

Tras lo anterior, el capítulo se organiza de la siguiente manera: en la Sección 3.2 se presentará la estrategia de control MPC, mientras que en la Sección 3.3 se abordará su versión distribuida, es decir, DMPC. Posteriormente, en la Sección 3.4 se abordará la estrategia model-free o sin modelo fenomenológico, en la Sección 3.5 se presentarán las estructuras AR y ARX a la par que en la Sección 3.6 se introducirán las redes neuronales y sus algoritmos de entrenamiento.

# 3.2. Control predictivo basado en modelos (MPC)

El control predictivo es una estrategia de control óptimo en línea basada en optimización numérica, la cual ha sido reportada en la literatura bajo diferentes nombres, tales como: Model-Based Predictive Control (MBPC o MPC), Receding Horizon Predictive Control (RHPC), Open Loop Optimal Feedback y Reactive Scheduling, siendo MPC la más popular a día de hoy [111], [112]. Por lo demás, es importante notar que: "El término Control Predictivo de Modelos no designa una estrategia de control específica, sino, una amplia gama de métodos de control que utilizan explícitamente un modelo del proceso" [113].

En consecuencia, y tal como se indica en [111], el algoritmo de la estrategia MPC puede ser resumido de la siguiente manera: "Predecir el comportamiento futuro utilizando un modelo del sistema, dadas las mediciones o estimaciones del estado actual de éste y una hipotética trayectoria futura de la entrada o una política de control de realimentación. En este marco, las entradas futuras se caracterizan por un número finito de grados de libertad, que se utilizan para optimizar un coste previsto. Sólo se aplica la primera entrada de control de la secuencia de control óptima y, para introducir retroalimentación en esta estrategia, el proceso se repite en el siguiente instante de muestreo utilizando la nueva información disponible sobre el estado del sistema".

En conjunción a lo previamente establecido, cabe destacar que esta estrategia posee variedad de virtudes y/o características, las cuales se enumeran a continuación [111], [114]: 1) La optimización del desempeño futuro del sistema controlado puede estar sujeto a restricciones económicas, físicas, relativas a la tasa de cambio de las entradas, etc., 2) Es una técnica estándar en automatización industrial, 3) Normalmente esta estrategia es estudiada desde un punto de vista de control **centralizado**, en el que todas las entradas manipuladas de un sistema de control se optimizan con respecto a una función objetivo en un único problema de optimización, 4) Existe un compromiso entre optimalidad y eficiencia computacional/velocidad de computación, 5) Posee aplicaciones en diferentes industrias, tales como: energía, automotriz, aeroespacial, minería, etc., 6) Solidez teórica. Esta estrategia vio sus orígenes a finales de los años setenta. Su desarrollo teórico tuvo lugar en el periodo 90s-00s, demostrando estabilidad y generando nuevos enfoques (robusto, estocástico, distribuido, híbrido, etc.), 7) Enfoque eficaz para tratar grandes problemas de control con restricciones multivariables y 8) La retroalimentación se encarga de compensar errores de modelado y perturbaciones.

Desde [113], se pueden agregar las siguientes características: 9) Intuitivo. "Resulta especialmente atractivo para el personal con escasos conocimientos de control dado que los conceptos son muy intuitivos y al mismo tiempo la puesta a punto es relativamente fácil", 10) "Puede utilizarse para controlar una gran variedad de procesos, desde los que tienen una dinámica relativamente sencilla hasta los más complejos, incluyendo sistemas con tiempos de retardo largos o de fase no mínima o inestables", 11) "El caso multivariable puede tratarse fácilmente", 12) "Intrínsecamente compensa los tiempos muertos", 13) "Introduce el control feed forward de manera natural para compensar las perturbaciones medibles", 14) "El controlador resultante es una ley de control fácil de implementar", 15) "Su extensión al tratamiento de las restricciones es conceptualmente sencilla, y estas pueden incluirse sistemáticamente durante el proceso de diseño", etc.

Sin embargo, a pesar de lo destacado anteriormente, y como era de esperar, esta estrategia posee inconvenientes tales como [113], [114], [115]:

- 1. En comparación a los controladores PID clásicos, la obtención de su ley de control consta de un proceso más complejo, esto, a pesar de su fácil aplicabilidad.
- 2. Es imperante disponer de un modelo y/o estructura adecuada al proceso. En este sentido, la estructura del sistema puede ser flexible y, por lo tanto, imposible que el modelo sea constante. Más aún, incertezas en la estructura del sistema dificultan la implementación de esquemas clásicos de control centralizado o jerárquico (los sistemas plug-and-play son ejemplos de esto).
- 3. Capacidad y tiempo de cómputo. Dependiendo del sistema a trabajar, el problema de optimización MPC puede no ser resuelto lo suficientemente rápido debido a la complejidad de las dinámicas relevantes en este, en consecuencia, el tiempo de cómputo de las acciones de control debe ser inferior al tiempo de muestreo del sistema.

Respecto a estos puntos, de 1) es importante mencionar que en el caso del control adaptativo los cálculos han de ser realizados en cada instante de muestreo, lo cual sumado a la inclusión de restricciones aumenta considerablemente el costo computacional. No obstante, el poder de cómputo disponible a día de hoy es capaz de sortear este inconveniente, descartando este inciso como fuente de problemas para el MPC. Ahora, relativo a 2), se tiene que: "Los beneficios obtenidos se verán afectados por las discrepancias existentes entre el proceso real y el modelo utilizado", por lo que errores en el modelado matemático o en la estimación de parámetros conllevarán irremediablemente un detrimento en la eficiencia de las acciones de control calculadas y, en consecuencia, en el desempeño generalizado del sistema siendo esta una falla inherente a la estructura del MPC [113], [114].

En relación a los puntos 2) y 3) es posible observar que 3) se encuentra estrechamente vinculado con lo expuesto en el inciso 1). En este sentido, lo expuesto en el primer punto es cierto, no obstante, es posible hallar problemas de optimización bajo la estrategia MPC que poseen dinámicas complejas lo cual conlleva que dicho problema de optimización no sea resuelto lo suficientemente rápido. Lo anterior está principalmente ligado al cálculo de las acciones de control, las cuales han de ser obtenidas dentro del tiempo de muestreo del sistema de control. En particular, las dimensiones de dichas acciones de control estarán delimitadas por las dinámicas del sistema controlado por lo que si el sistema es complejo la resolución del problema de optimización llevará mucho tiempo [115].

Ahora, en lo que respecta al punto 2) si la estructura del sistema es flexible por definición resulta imposible obtener un modelo de estructura constante. En este sentido, incertezas en la estructura del sistema obstaculizan la implementación de controladores centralizados, tal es el caso de sistemas plug-and-play en donde los subsistemas pueden ser conectados y/o desconectados en cualquier instante de tiempo. A raíz de esto, resulta complejo construir el modelo del sistema requerido por el MPC al mismo tiempo de mantener su validez a través del tiempo y en tiempo real. Finalmente, esto resulta particularmente preocupante si el sistema a tratar posee una gran cantidad de subsistemas y eventos de conexión/desconexión [115].

Así, tras dar a conocer su definición, ventajas y desventajas, se tiene que la formulación estándar para MPC es la siguiente ([111], [112]):

### 3.2.1. Formulación MPC estándar

El presente apartado tiene por objetivo dar a conocer la formulación estándar para un problema MPC. En este sentido, el problema de optimización ligado a esta formulación posee componentes tales como: Función de costos (costos parciales y terminales), restricciones dinámicas, restricciones operacionales (tanto en el estado como en la entrada), restricciones terminales (solo para el estado), etc. Dicha formulación se presenta en (3.1) y sus componentes son discutidos a continuación:

$$\begin{array}{ll}
\min_{x_{k+1},\dots,x_{k+N},u_k,\dots,u_{k+N-1}} & V_N(x_{k+N}) + \sum_{j=0}^{N-1} \ell(x_{k+j},u_{k+j}) \\ \text{s.t.} & x_{k+j+1} = f(x_{k+j},u_{k+j}), \quad j = 0,\dots,N-1, \\ & (x_{k+j},u_{k+j}) \in \mathbb{X} \times \mathbb{U}, \quad j = 0,\dots,N-1, \\ & x_{k+N} \in \mathbb{X}_f \end{array}$$

$$(3.1)$$

De lo anterior se puede destacar que:

- 1. k corresponde al instante de tiempo (discreto). Notar que el problema de optimización en (3.1) es resuelto en cada instante.
- 2. x corresponde al estado del sistema, el cual puede ser escalar o vectorial dependiendo del contexto y u corresponde a la entrada/acción de control del sistema.
- 3.  $V_N$  corresponde al costo terminal de la función de costos y  $\ell$  corresponde a los costos por etapa/parciales de la función de costos.
- 4. N corresponde al horizonte de predicción del sistema.
- 5. f corresponde a la restricción dinámica del sistema, X corresponde al conjunto de restricciones para el estado, U corresponde al conjunto de restricciones para la acción de control y X<sub>f</sub> corresponde al conjunto de restricción terminal para el estado.

Notar que el horizonte de predicción N se suele subdividir en  $N_y$  y  $N_u$  para remarcar la diferencia existente entre los horizontes de predicción del estado y la acción de control, respectivamente.

Finalmente, tras haber expuesto los detalles relativos al control predictivo basado en modelos cabe destacar que este de manera inherente posee problemas en su estructura, los cuales no pueden ser aliviados ni siquiera mediante el avance de la tecnología. En particular, dichas deficiencias atienden principalmente a temas comunicacionales, en consecuencia, ejemplos de este último punto son tratados a continuación:

- Restricciones técnicas en relación a la transmisión de información pueden verse incrementadas debido a la manera en que fue implementado el sistema de control. Con lo anterior, un uso excesivo de la red comunicacional puede comprometer la autonomía de dispositivos que operan mediante baterías o, por otra parte, problemas pueden surgir debido a la falta de fiabilidad en las transmisiones [115].
- Del mismo modo, pueden existir restriciones respecto del flujo de información. A modo de ejemplo, esto resulta evidente en aquellos casos donde los sistemas a tratar se extienden por grandes zonas geográficas [115].

En relación a lo anterior, es posible notar que existen casos en que la estrategia MPC no parece adecuada dado su carácter general que requiere de modificaciones frente a requerimientos específicos. En consecuencia, se tiene por alternativa la estrategia distribuida DMPC la cual será tratada a continuación.

# 3.3. Control predictivo distribuido basado en modelos (DMPC)

En lo que refiere a DMPC, este hereda las características basales de la estrategia MPC e incorpora propiedades nuevas dada su estructura comunicacional **distribuida**. En consecuencia, bajo esta perspectiva el sistema es dividido en subsistemas los cuales son controlados de manera local por unidades de control llamadas "agentes". Son precisamente estos controladores locales los encargados de ejecutar el algoritmo previamente establecido, sin embargo y a diferencia del caso anterior, en el enfoque distribuido serán las decisiones combinadas de los diferentes agentes lo que determinará la respuesta total del sistema [5].

En razón de lo anterior, el rendimiento global del sistema está supeditado al acople existente entre los diferentes subsistemas, ya sea en los objetivos de control o en las restricciones del sistema. En contraparte, cabe resaltar que la respuesta local de los agentes depende de su conocimiento general del sistema, sin embargo, la información de la cual dispone cada agente suele estar restringida a un nivel local, lo que implica cierto grado de incertidumbre sobre el impacto de sus propias acciones y las de sus vecinos [5].

Algunas características de este enfoque son las siguientes: 1) Alternativa electa para hacer frente a problemas de control en red, 2) Intercambio de información entre controladores, esto, con el objetivo de coordinar su actuación y minimizar interacciones mutuas no deseadas, 3) Escalabilidad superior en aplicaciones a gran escala, 4) Aplicable con preferencia en áreas tales como: redes inteligentes, sistemas de agua, control de tráfico, etc., 5) Esta estrategia puede manejar problemas constantemente más grandes como consecuencia del desarrollo de las tecnologías de información y comunicación, 6) En el contexto de ciberataques, es posible agrupar controladores con el fin de separar aquellos agentes "sanos" de los que no, en este sentido, serán catalogados como sanos aquellos que no se hayan visto afectados por dicho ataque, 7) Flexibilidad, 8) Es capaz de tratar con cambios no predichos en la red comunicacional inter-agente, 9) La incertidumbre puede ser solucionada estableciendo redes comunicacionales entre los controladores, 10) Esto último permite la negociación de las acciones de control, logrando alcanzar un desempeño óptimo (centralizado), 11) Existen diferentes formas de clasificar los algoritmos DMPC, a saber: a) Según la topología de la red comunicacional, b) Según los protocolos comunicacionales de los controladores locales y c) Según la función de costos del problema de optimización del controlador local (DMPC cooperativo y no cooperativo), 12) Elimina la unidad de control central y 13) Una de sus principales desventajas consiste en la coordinación de las decisiones realizadas por los diferentes agentes [5], [114].

En vista de lo profesado previamente, es importante notar que la alternativa distribuida puede ser la única arquitectura de control válida sobre todo si se tiene en consideración aplicaciones en donde la implementación de un controlador centralizado es inviable, ya sea por el tamaño del problema o por la existencia de múltiples entidades independientes que han de tomar decisiones [5]. A raíz de esto, y a modo de resumen, en la tabla 3.1 se comparan las estrategias MPC y DMPC [7].

Características	Control Centralizado - MPC	Control Distribuido - DMPC						
Características Generales								
Costo Computacional	Alto	Bajo						
Robustez frente a fallos en un solo punto	Baja	Alta						
Comunicación								
Complejidad	Baja	Alta						
Robustez	Baja	Alta						
Ancho de banda	Bajo ancho de banda	Alto ancho de banda						
Operación								
Confiabilidad	En caso de fallo en el control cen- tral, se pierde la restauración y operación óptima de la microrred.	Si un controlador DER falla, la res- tauración y la operación óptima se mantienen.						
Escalabilidad del sistema de control	Cuando se agrega una nueva uni- dad DER en la microrred, se debe modificar el controlador central.	Cuando se agrega una nueva uni- dad DER en la microrred, el con- trol distribuido no necesita modifi- cación.						
Flexibilidad	Baja robustez en la operación plug and play.	Capacidad plug and play.						
Diseño e Implementación								
Complejidad del diseño	Se requieren algoritmos complejos.	Algoritmo de control sencillo, por ejemplo, basado en control propor- cional integral (PI).						
Control de hardware	Se requiere una computadora po- tente.	Un controlador integrado es sufi- ciente (económico).						
Escalas de tiempo	El control primario, el control se- cundario y el despacho óptimo tie- nen diferentes escalas de tiempo. El despacho óptimo centralizado requiere largos tiempos de cálculo para resolver el problema de opti- mización.	El control secundario y el despa- cho óptimo tienen una escala de tiempo similar. El despacho ópti- mo distribuido no requiere resolver un problema de optimización.						
Implementación	Algoritmos complejos.	Fácil y directo de diseñar e imple- mentar ya que solo maneja infor- mación local.						

Tabla 3.1: Resumen de características de control centralizado vs control distribuido

Finalmente, tras haber resaltado las diferencias existentes entre las estrategias MPC y DMPC a continuación se presenta la formulación general para DMPC [5]:

#### 3.3.1. Formulación DMPC estándar

Para llevar a cabo el control del sistema se tiene un conjunto de M agentes locales (denotado por  $A, A = \{A_1, \ldots, A_M\}$ ) donde cada uno es asignado a un subsistema acoplado  $S_i$  ( $S = \{S_1, \ldots, S_M\}$ ). En este sentido, cada agente mide las variables locales y maneja las entradas del subsistema a cargo [5].

En lo que respecta a la red de comunicaciones, es posible destacar que los controladores locales están conectados mediante una red de datos la cual permite su comunicación, así como la realización de tareas de manera coordinada. Con lo anterior, la estructura general del sistema puede ser resumida a través de dos grafos,  $\mathcal{G}_a$  y  $\mathcal{G}_s$ , en donde el primero está asociado a la red de agentes ( $\mathcal{G}_a = (A, \mathcal{E}_a)$ ) mientras que el segundo modela las dinámicas del sistema ( $\mathcal{G}_s = (A, \mathcal{E}_s)$ ). En particular, el término  $\mathcal{E}_a$  representa los enlaces de comunicación que permiten a los agentes intercambiar información y coordinar su actuación mientras que, por otro lado,  $\mathcal{E}_s$  modela el acople existente entre los subsistemas [5].

Finalmente, en caso de que  $\mathcal{E}_a$  y  $\mathcal{E}_s$  no coincidan se tiene que no todos los controladores acoplados se pueden comunicar, lo cual, en última instancia, restringe la capacidad de coordinación del sistema distribuido [5]. Tras lo anterior, en la Figura 3.1 se detalla la estructura para el sistema distribuido.



Figura 3.1: Esquema para sistema distribuido, adaptado de 5

Así, la estructura del sistema distribuido presentado en la Figura 3.1 está compuesta por dos subsistemas  $S_i$  y  $S_j$ , los cuales están asignados a los agentes MPC distribuidos  $MPC_i$  y  $MPC_j$ , respectivamente. En lo que respecta a la red de agentes, esta se ve representada por la línea que une a  $MPC_i$  con  $MPC_j$  (modelado por el grafo  $\mathcal{G}_a = (A, \mathcal{E}_a)$ ) mientras que, por otro lado, las interacciones entre los diferentes subsistemas son descritas por  $\mathcal{G}_s = (A, \mathcal{E}_s)$ . En este sentido, los límites en  $\mathcal{E}_s$  conectan dinámicamente a los subsistemas acoplados. Por lo demás, los enlaces comunicacionales que permiten la interacción entre agentes y sus respectivos subsistemas aparecen en líneas punteadas [5].

Por otra parte, y en adición a los grafos previamente detallados, se tiene la matriz de adyacencia la cual, a grandes rasgos, se encarga de resumir la topología comunicacional de la red. En este sentido, si existe comunicación entre dos agentes esto será representado por un 1 mientras que, en caso contrario, este valor será 0. Dichos coeficientes reciben por nombre "términos de adyacencia" y son denotados por  $a_{ij}$ . Con lo anterior, a continuación se presenta un ejemplo de matriz de adyacencia de dimensiones  $4 \times 4$ :

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \implies A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(3.2)

Así, en vista de las matrices expuestas previamente es posible destacar que la comunicación es bidireccional, es decir,  $a_{ij} = a_{ji}$ . En particular, estos términos pueden ser utilizados en la función de costos de cada agente para descartar la intervención de aquellas unidades vecinas con las que no existe comunicación.

Ahora, en lo que respecta a la dinámica del sistema esta es modelada de manera matemática para predecir el comportamiento general de este como la suma de las dinámicas de los subsistemas que lo componen. En este sentido, si se considera la formulación para espacio de estados se tiene que las dinámicas de cada  $S_i$  están descritas por modelos de la forma [5]:

$$x_i(k+1) = f_i\left(x_i(k), u_i(k), [x_j(k), u_j(k)]_{j \in \mathcal{N}_i}, d_i(k)\right)$$
(3.3)

donde  $x_i(k)$ ,  $u_i(k)$  corresponden al estado y a la entrada del subsitema i,  $x_i(k+1)$  es el estado siguiente,  $d_i(k)$  corresponde a perturbaciones y  $f(\cdot)$  es una función acorde [5]. Por lo demás,  $\mathcal{N}_i$  contiene al conjunto de vecinos cuyos estados y entradas afectan las dinámicas del subsistema i, es decir,  $\mathcal{N}_i = \{j \in S \setminus \{i\} \mid [A_{ij}, B_{ij}] \neq \mathbf{0}\}$ . En caso de requerir una formulación lineal de la ecuación (3.3), esta puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$x_i(k+1) = A_{ii}x_i(k) + B_{ii}u_i(k) + w_i(k)$$
(3.4)

$$w_i(k) = \sum_{j \in \mathcal{N}_i} [A_{ij} x_j(k) + B_{ij} u_j(k)] + d_i(k)$$
(3.5)

En particular,  $w_i$  corresponde a un vector de perturbaciones el cual captura tanto posibles perturbaciones externas como el acople con subsistemas vecinos. Así, tras la descripción del marco general previo la formulación para el control predictivo distribuido es la siguiente:

$$\mathbf{J}(x,\mathbf{u}) = \sum_{i \in [1,M]} \sum_{n=0}^{N_h - 1} \left( ||x_i(n) - x_{ref,i}||_{Q_i}^2 + ||u_i(n)||_{R_i}^2 \right)$$
(3.6)

En donde el objetivo global  $\mathbf{J}(x, \mathbf{u})$  añade los objetivos de los subsistemas respecto a sus trayectorias de estado y entrada. En particular, el término correspondiente a:

$$\sum_{n=0}^{N_h-1} \left( ||x_i(n) - x_{ref,i}||_{Q_i}^2 + ||u_i(n)||_{R_i}^2 \right)$$
(3.7)

Representa el objetivo local de cada agente. Tras lo anterior, en dichas funciones de costo  $x = [x_i]_{i \in [1,M]}$  corresponde al estado global, M es la cantidad de agentes locales,  $N_h$  es el horizonte de predicción,  $x_{ref,i}$  denota la referencia para el estado del subsitema i,  $Q_i \ge 0$  y  $R_i > 0$  son matrices ponderadoras. Por lo demás, **u** denota la secuencia global de entradas para el horizonte de predicción  $N_h$ , es decir,  $\mathbf{u} = [\mathbf{u}]_{i \in [1,M]}$  siendo  $\mathbf{u}_i = [u_i^T(0), u_i^T(1), ..., u_i^T(N_h-1)]^T$ .

Finalmente, es importante destacar que para el correcto funcionamiento de la estrategia DMPC la red de comunicación debe ser "spanning tree", es decir, existe un camino entre cada unidad y sus vecinos. En este sentido, el punto anterior es clave dado que se considera requisito para garantizar la estabilidad del sistema (ver [7], [2]). Así, tras haber expuesto los detalles de la estrategia de control DMPC se da paso al enfoque sin modelo fenomenológico o model-free.

## 3.4. Control predictivo sin modelo fenomenológico (MFPC)

Tras lo expuesto con anterioridad, y tal como se indica en [6], resulta evidente que el desempeño de ambas estrategias, tanto MPC como DMPC, está profundamente ligado al conocimiento que existe del sistema. De hecho, tan delicada y estrecha es esta relación que: "Desajustes entre el modelo y los parámetros del controlador pueden provocar una degradación del rendimiento, e incluso en algunos casos la inestabilidad del control" [6]. Con esto, las estrategias model-free (o sin modelo fenomenológico) vienen a dar respuesta a estas deficiencias inherentes a ambos enfoques, ya sea eliminando el modelamiento matemático del sistema o disminuyendo su influencia. Lo anterior ha despertado interés e incrementado su participación en áreas tales como convertidores de potencia o máquinas a través de diferentes esquemas, pero siempre manteniendo el espíritu de:"... las predicciones han de ser libres de un modelo fenomenológico del sistema o, al menos, no tan dependientes de él" [6].

Finalmente y en vista de los esquemas aludidos con anterioridad, la literatura destaca tres categorías para clasificar a controladores predictivos sin modelo fenomenológico, las cuales son: tipo 1, 2 y 3 [6].

#### 3.4.1. Tipo 1: Sin modelo fenomenológico

Este tipo se caracteriza por no usar ningún tipo de modelo para llevar a cabo las predicciones, en cambio, estas son calculadas haciendo uso de entradas y salidas pasadas del sistema (los datos son registrados en una tabla de consulta o "look-up table"). Dicha tabla de consulta contiene los valores de las variaciones en la salida correspondientes a todas las entradas disponibles del sistema de control. Por lo demás, los datos almacenados pueden obtenerse midiendo directamente la salida en cada instante de muestreo o estimándola mediante mediciones y ecuaciones matemáticas apropiadas. Finalmente, dicha tabla es actualizada en cada instante de muestreo, para posteriormente ser linealizada y usada para predecir el comportamiento del sistema [6]. El esquema relativo al tipo 1 es presentado a continuación en la Figura 3.2:



Figura 3.2: Esquema para Tipo 1 - Sin modelo fenomenológico, adaptado de [6]

Así, de la Figura 3.2 se puede destacar que  $Y_{ref}$  es la referencia para la salida, U(k) es la entrada, Y(K) es la salida y  $Y_{est}(k+1)$  corresponde a la predicción para la salida en el instante de tiempo k + 1. Tras lo anterior, se da paso a la descripción del tipo 2: modelo ultra local.

#### 3.4.2. Tipo 2: Modelo ultra local

El tipo 2 para MFPC (Model-free predictive control) se caracteriza por utilizar un modelo con uno o varios términos inciertos que han de ser estimados continuamente a través de los datos de entrada y salida del sistema. El modelo ultra local en cuestión forma parte de la etapa de predicción del sistema de control y, a diferencia del caso anterior, no requiere de tablas de consulta por lo que fenómenos asociados a su aplicación desaparecen (estancamiento en la actualización) [6]. Tras lo anterior, el esquema relativo al tipo 2 es presentado a continuación en la Figura 3.3:



Figura 3.3: Esquema para Tipo 2 - Modelo ultra local, adaptado de [6]

En particular, la notación anteriormente establecida se mantiene. Así, en vista de lo expuesto previamente se da paso a la descripción del tipo 3: corrección de predicción.

#### 3.4.3. Tipo 3: Corrección de predicción

Tal como indica su nombre, el tipo 3 para los controladores predictivos sin modelo fenomenológico utilizan un modelo ideal de la planta que mediante datos de entrada, salida y predicciones previas del sistema, calcula factores de corrección para compensar las predicciones. Otro enfoque común dentro de esta categoría consiste en compensar las acciones de control que se van a aplicar a la planta en el siguiente instante de muestreo [6]. Tras lo anterior, el esquema relativo al tipo 3 es presentado a continuación en la Figura 3.4:



Figura 3.4: Esquema para Tipo 3 - Corrección de predicción, adaptado de [6]

Así, de la Figura 3.4 se puede destacar que  $Y_{0,est}$  corresponde a la salida predicha por un

modelo ideal de la planta con parámetros nominales,  $F_{est}$  es la correción de predicción (ya sea compensando la salida predicha o la acción de control) y  $Y_{0,est}|_{U(k-1)}$  es la salida predicha en base a la acción de control en el instante k - 1.

En vista de lo expuesto con anterioridad, la estrategia de control DMFPC propuesta en la presente tesis se ve categorizada bajo el tipo 2, esto, ya que el reemplazo de los modelos matemáticos de potencia activa y reactiva será mediado por estructuras de tipo AR, ARX y redes neuronales, las cuales estarán encargadas de entregar las predicciones asociadas a dichas variables tras utilizar mediciones de potencia, voltaje y frecuencia (cabe destacar que la utilización de estas variables dependerá del tipo de estructura encargada de realizar las predicciones).

Por lo anterior, en las siguientes subsecciones se presentan los modelos AR, ARX y redes neuronales.

# 3.5. Modelos AR/ARX

En vista de lo expuesto en la sección previa, para llevar a cabo el reemplazo de los modelos fenomenológicos asociados a potencia activa y reactiva es necesario establecer modelos basados en datos o model-free. En razón de esto, estructuras AR y ARX, así como redes neuronales, serán utilizadas para predecir estas variables. Con lo anterior, se introduce a continuación los modelos AR, en primera instancia, y ARX posteriormente.

#### 3.5.1. Modelo AR

Desde [116], [117] se puede destacar que el término AR proviene del inglés "Autoregressive" (Autorregresivo), en donde son definidos como modelos de estructura AR de orden  $n_a$ aquellos datos de series temporales que no poseen entradas, contienen una salida y además hacen uso del polinomio A de orden  $n_a$ . En consecuencia, el modelo AR está definido mediante la siguiente igualdad (compacta):

$$A(q)y(t) = e(t), \tag{3.8}$$

donde  $n_a$  corresponde al orden del modelo AR y el polinomio A de orden  $n_a$  se define de la siguiente manera:

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_{na} q^{-na},$$
(3.9)

donde q es el operador de retardo. Con lo anterior, la ecuación (3.8) puede ser escrita en su forma extendida como:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \ldots + a_{na} y(t-n_a) = e(t)$$
(3.10)

Tras lo anterior, los diferentes elementos que componen las ecuaciones para el modelo AR son detallados a continuación:

- 1. y(t) corresponde a la salida en el tiempo t
- 2.  $n_a$  corresponde al número de polos
- 3.  $y(t-1), \ldots, y(t-n_a)$  corresponden a las salidas anteriores de las que depende la salida actual
- 4. e(t) corresponde al valor de la perturbación de ruido blanco

#### 3.5.2. Modelo ARX

Desde [116], [117] se puede destacar que el término ARX proviene del inglés "Autoregressive with Extra Input" (Autorregressivo con Entrada Extra) o de manera equivalente "Autoregressive with Exogenous Variables" (Autorregressivo con Variables Exógenas). Su estructura general viene dada por la ecuación:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \ldots + a_{na} y(t-n_a) = b_1 u(t-n_k) + \ldots + b_{nb} u(t-n_b-n_k+1) + e(t) \quad (3.11)$$

De esta igualdad se puede destacar que los parámetros  $n_a$  y  $n_b$  son los órdenes del modelo ARX mientras que  $n_k$  corresponde al retraso discreto en la señal de entrada. Notar que dependiendo de la notación a usar el termino  $n_k$  o e(t) pueden ser omitidos. Con esto, el resto de términos poseen la siguiente definición:

- 1. y(t) corresponde a la salida en el tiempo t
- 2.  $n_a$  corresponde al número de polos
- 3.  $n_b$  corresponde al número de ceros
- 4.  $n_k$  corresponde al número de muestras de entrada que se producen antes de que la entrada afecte a la salida, también llamado tiempo muerto del sistema

- 5.  $y(t-1), \ldots, y(t-n_a)$  corresponden a las salidas anteriores de las que depende la salida actual
- 6.  $u(t n_k), \ldots, u(t n_k n_b + 1)$  corresponden a las entradas anteriores y retardadas de las que depende la salida actual
- 7. e(t) corresponde al valor de la perturbación de ruido blanco

De manera análoga, es frecuente encontrar una forma más compacta de escribir la ecuación de diferencia expuesta en (3.11), esto corresponde a:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t - n_k) + e(t)$$
(3.12)

donde q es el operador de retardo y

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_{na} q^{-na}$$
(3.13)

$$B(q) = b_1 + b_2 q^{-1} + \ldots + b_{nb} q^{-nb+1}$$
(3.14)

Notar que en general la salida posee un orden mayor al de la acción de control, lo cual puede ser regulado de manera sencilla igualando coeficientes  $b_i$  a 0. De este tipo de estructuras cabe mencionar que su gran ventaja consiste en que pueden ser obtenidas directamente por medio de experimentos y son fácilmente interpretables, a pesar de que algunos estados puedan ser no medibles. Por lo demás, transicionar a un modelo en variables de estado y viceversa resulta sencillo, por lo que adoptar las formas canónicas controlable/observable será de sumo interés dependiendo del contexto [117].

#### Algoritmo para estimación de mínimos cuadrados

Tal como se indica en [116], despejar (3.11) entrega una formulación para determinar el valor de la siguiente salida dadas observaciones previas:

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \ldots - a_{na} y(t-n_a) + b_1 u(t-n_k) + \ldots + b_{nb} u(t-n_b-n_k+1) + e(t) \quad (3.15)$$

Con lo anterior, es posible definir un vector  $\theta$ , el cual contenga todos los coeficientes asociados a las observaciones previas:

$$\theta = [-a_1 \dots - a_{na} + b_1 \dots + b_{nb} + 1] \tag{3.16}$$

Esto último es de utilidad en caso de existir un registro de datos tanto para las salidas como para las entradas pero se desconozcan los coeficientes numéricos que acompañen a cada regresor (caso ARX). Para esto se hará uso del método de mínimos cuadrados.

Esto último también es cierto en el caso AR, para lo cual es necesario modificar las ecuaciones previas. Con lo anterior, las ecuaciones en cuestión son:

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - \dots - a_{na} y(t-n_a) + e(t)$$
(3.17)

Con  $\theta$  igual a:

$$\theta = [-a_1 \dots - a_{na} + 1] \tag{3.18}$$

Así, con tal de llevar a cabo este procedimiento es importante destacar la importancia de la factorización QR, dado que esta resuelve el conjunto de ecuaciones lineales que constituye el problema de estimación relativo a mínimos cuadrados. En razón de lo anterior, el algoritmo de dicha factorización se describe a continuación [118]:

Básicamente, la idea consiste en factorizar una matriz como el producto de una matriz triangular superior R y otra ortogonal unitaria Q, en donde la inversión de esta última es sencilla ya que por definición se tiene que  $Q^{-1} = Q^*$ .

Con lo anterior, para resolver el sistema Ax = b es necesario seguir los siguientes pasos: 1) Factorización: Se procede a encontrar una matriz ortogonal Q tal que  $Q^*A = R$  sea una matriz triangular superior, 2) Actualización del lado derecho: Se calcula  $Q^*b$  y 3) Sustitución hacia atrás: Se procede a resolver el sistema triangular  $Rx = Q^*b$ .

Así, si establecemos las siguientes equivalencias:  $R = J^T J$ ,  $x = \theta$ ,  $J^T = Q^* e y = b$ , es posible obtener el vector de parámetros del modelo ARX (sin regularización),  $\theta$ , a través de la siguiente ecuación:

$$(J^T J)\theta = J^T y \tag{3.19}$$

donde J es la matriz de regresores (compuesta por valores de observaciones previas) e y es la salida medida. Por lo tanto,  $\theta$  puede ser despejado mediante algebra matricial tal que así:

$$\theta = (J^T J)^{-1} J^T y \tag{3.20}$$

Ahora, en caso de enfrentarse a un problema mal condicionado será necesario regularizar mediante la inclusión de los términos  $\lambda$  y R a la ecuación:

$$\theta = (J^T J + \lambda R)^{-1} J^T y \tag{3.21}$$

en donde estos nuevos componentes serán constantes de regularización. En este sentido, la regularización es una técnica útil frente a problemas en donde se tienen matrices con un determinante cercano a 0 (equivalente a un alto número de condición), ya que dicha característica está ligada a problemas numéricos ocasionados por la sensibilidad del sistema frente a leves cambios en las matrices que lo componen.

# **3.6.** Redes Neuronales

Tal como indica su nombre, las redes neuronales se han visto inspiradas en la unidad básica del sistema nervioso, es decir, la neurona o célula nerviosa. En consecuencia, estas buscan emular tanto el funcionamiento como la arquitectura de los sistemas neuronales, siendo su principal característica la capacidad de modelar sistemas no lineales, ya sean estos dinámicos o no. En particular, los apuntes de esta sección son una adaptación del trabajo presentado en [119].

En lo que respecta al presente trabajo, su aplicación se verá ligada a procesos de identificación y control, sin embargo, también se destaca su participación en áreas tales como: reconocimiento de voz, procesamiento de imágenes, medicina, etc. Por lo demás, referente a su tipo se puede destacar que este viene definido por las interconexiones existentes entres las diferentes neuronas, siendo las principales: 1) Redes perceptrón multicapa, 2) Redes recurrentes y 3) Redes de funciones de base radiales (RBFN).

Tras lo anterior, se puede destacar que la estructura de una red neuronal artificial es reflejada en el siguiente par de ecuaciones:

$$u = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i, \tag{3.22}$$

$$y = f(u) = f(\sum_{i=1}^{n} w_i x_i - \theta),$$
 (3.23)

donde cada término se define tal que así:

- 1. u es la entrada a la función de activación y está definida por la ecuación (3.22).
- 2. y es la salida de la neurona y está definida por la ecuación (3.23). En parámetros biológicos, este término sería un símil del axón.
- 3.  $w_i$  representa los pesos de la neurona. En parámetros biológicos, este término sería un símil de la sinápsis.

- 4.  $f(\cdot)$  es la función de activación (en general no lineal). En parámetros biológicos, este término sería un símil del cuerpo celular. Las funciones de activación más utilizadas corresponden a las de tipo: Limitador duro, sigmoidal o hiperbólica.
- 5.  $\theta$  es el sesgo.
- 6. n es el número de entradas a la neurona.
- 7.  $x_i$  son las entradas a la neurona.

En vista de lo expuesto con anterioridad, son las redes perceptrón multicapa las que resultan de interés para la presente tesis ya que la implementación de la red neuronal utiliza éste tipo de manera predeterminada, en consecuencia, a continuación se presentan sus características.

#### 3.6.1. Redes perceptrón multicapa

Compuesta por una variedad de capas de neuronas entrelazadas, cuyas entradas corresponden a las salidas de las capas previas. Su estructura es eminentemente jerarquizada y los tipos de capa que componen este tipo de red son tres, los cuales se definen a continuación:

- Capa de entrada: Compuesta por *n* entradas, las cuales simplemente distribuyen señales a la capa siguiente
- Capas ocultas: De número variable, no interactúa con el exterior
- Capa de salida: Compuesta por m neuronas. Sus salidas corresponden al vector de salida de la red

Los modelos dinámicos neuronales se rigen por la siguiente función:

$$y(k) = NN(y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k-1), \dots, u(k-n_u)))$$
(3.24)

Donde NN corresponde a la red neuronal.

Así, tras exponer las características de este tipo de red es importante notar que las redes perceptrón multicapa son las más utilizadas para llevar a cabo el proceso de identificación de sistemas, el cual consiste en la obtención de un modelo matemático de un sistema dinámico a través de mediciones.
En razón de lo anterior, para la modelación de la red neuronal es necesario determinar sus pesos a través de un conjunto de datos que ejemplifique como se relacionan las salidas con las entradas para todo el rango de operación. Este proceso lleva el nombre de entrenamiento.

En consecuencia, si el registro de datos existe este puede ser divido en diferentes conjuntos, los cuales reciben por nombre: entrenamiento, prueba y validación.

## Conjunto de entrenamiento

Utilizado para determinar los parámetros del modelo. La literatura indica que este conjunto a de ser igual al 50% - 70% del total de datos [119].

## Conjunto de prueba

En contraparte, el porcentaje de datos correspondientes al conjunto de pruebas oscila entre un 15% - 25%. Este se caracteriza por comparar distintas estructuras para los modelos generados [119].

## Conjunto de validación

El conjunto de validación comparte, como regla general, el mismo rango de datos que el conjunto de prueba. En particular, este conjunto pone a prueba la capacidad de generalización del modelo óptimo obtenido mediante la utilización de un conjunto de datos distintos al de entrenamiento/prueba, verificando así el sobreajuste de éste [119].

Con lo anterior, es importante notar que combinaciones porcentuales entre los diferentes conjuntos es viable, por lo que una distribución 60% - 20% - 20% es buena opción como punto intermedio. Por lo demás, es primordial definir aquellas variables de interés a utilizar las cuales típicamente corresponden a regresores de las entradas y salidas del sistema con la forma [119]:

$$x_i: y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k-1), \dots, u(k-n_u)$$
(3.25)

Finalmente, para ajustar los pesos y sesgos de una red se utiliza comúnmente el algoritmo backpropagation (o de retropropagación), el cual tiene por fin minimizar la suma del cuadrado de los errores de ajuste. Sus detalles se presentan a continuación, destacando que este opera en conjunto a la modificación Levenberg-Marquardt.

## 3.6.2. Algoritmo de retropropagación

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer los detalles del algoritmo de retropropagación (Backpropagation Algorithm/BA), el cual corresponde a un método iterativo de optimización de descenso según el gradiente. En consecuencia, tanto las ecuaciones, como la notación, apuntes, etc. son extraídos desde [120].

Así, para establecer el algoritmo en cuestión se considera una red multicapa feedforward, en donde la entrada neta de la unidad i en la capa k + 1 viene dada por la ecuación:

$$n^{k+1}(i) = \sum_{j=1}^{Sk} w^{k+1}(i,j)a^k(j) + b^{k+1}(i)$$
(3.26)

en donde  $w^{k+1}(i, j)$  corresponde al peso entre el nodo *i* de la capa k + 1 y el nodo *j* de la capa  $k, b^{k+1}(i)$  representa el sesgo (o bias) de la unidad *i* en la capa k + 1 y Sk es el número de nodos en la capa k que están conectados a la unidad *i* en la capa k + 1.

De modo equivalente, la salida para la unidad i se rige por:

$$a^{k+1}(i) = f^{k+1}(n^{k+1}(i))$$
(3.27)

en donde  $f(\cdot)$  corresponde a la función de activación de la unidad *i* en la capa k + 1. Ahora, si la red en cuestión se encuentra compuesta por *M* capas entonces las ecuaciones del sistema pueden ser escritas de manera matricial tal que así:

$$\underline{a}^0 = \underline{p} \tag{3.28}$$

$$\underline{a}^{k+1} = \underline{f}^{k+1}(W^{k+1}\underline{a}^k + \underline{b}^{k+1}) \quad k = 0, 1, \dots, M-1$$
(3.29)

Cabe destacar que el objetivo de la red es aprender/identificar las asociaciones existentes en un conjunto compuesto por pares entrada/salida  $\{(\underline{p}_1, \underline{t}_1), (\underline{p}_2, \underline{t}_2), \dots, (\underline{p}_Q, \underline{t}_Q)\}$ , del cual se desprende que p corresponde a las entradas de la red neuronal, t a las salidas de ésta y Qal total de pares entrada/salida.

Con lo anterior, el índice de desempeño de la red viene dado por:

$$V = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^{Q} (\underline{t}_q - \underline{a}_q^M)^T (\underline{t}_q - \underline{a}_q^M) = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^{Q} \underline{e}_q^T \underline{e}_q$$
(3.30)

De esta última ecuación es importante notar que el término  $\underline{a}_q^M$  corresponde a la salida de la red para la q-ésima entrada,  $\underline{p}_q$ . Por lo demás, de aquí se obtiene la definición para el error de la q-ésima entrada, es decir:

$$\underline{e}_q = \underline{t}_q - \underline{a}_q^M \tag{3.31}$$

En consecuencia, (3.30) puede ser reformulada por:

$$\hat{V} = \frac{1}{2} \underline{e}_q^T \underline{e}_q \tag{3.32}$$

Lo anterior es posible dada una regla de aproximación asociada al método de descenso según el gradiente. En este sentido, el algoritmo asociado a este método se rige por las ecuaciones:

$$\Delta w^{k}(i,j) = -\alpha \frac{\partial \dot{V}}{\partial w^{k}(i,j)}$$
(3.33)

$$\Delta b^k(i) = -\alpha \frac{\partial \hat{V}}{\partial b^k(i)} \tag{3.34}$$

Donde el factor  $\alpha$  corresponde a la tasa de aprendizaje. En conjunto a lo establecido previamente, se define la sensibilidad del índice de desempeño frente a cambios en la entrada neta de la unidad *i* perteneciente a la capa *k* de la siguienta manera:

$$\delta^k(i) = \frac{\partial \hat{V}}{\partial n^k(i)} \tag{3.35}$$

Gracias a esta definición, es posible notar que al usar (3.26), (3.32) y (3.35) se obtiene:

$$\frac{\partial \hat{V}}{\partial w^k(i,j)} = \delta^k(i)a^{k-1}(j) \tag{3.36}$$

$$\frac{\partial \hat{V}}{\partial b^k(i)} = \delta^k(i) \tag{3.37}$$

Del mismo modo, es posible demostrar que las sensibilidades cumplen con la siguiente relación de recurrencia:

$$\underline{\delta}^{k} = \dot{F}^{k}(\underline{n}^{k})W^{k+1^{T}}\underline{\delta}^{k+1}$$
(3.38)

en donde los términos  $\dot{F}^k(\underline{n}^k)$  y  $\dot{f}^k(n)$  se definen según el siguiente par de ecuaciones:

$$\dot{F}^{k}(\underline{n}^{k}) = \begin{pmatrix} \dot{f}^{k}(n^{k}(1)) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \dot{f}^{k}(n^{k}(2)) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \dot{f}^{k}(n^{k}(Sk)) \end{pmatrix}$$
(3.39)  
$$\dot{f}^{k}(n) = \frac{df^{k}(n)}{dn}$$
(3.40)

Esta relación de recurrencia es inicializada en la capa final.

$$\underline{\delta}^{M} = -\dot{F}^{M}(\underline{n}^{M})(\underline{t}_{q} - \underline{a}_{q}) \tag{3.41}$$

Para finalizar este apartado, cabe mencionar que el algoritmo de aprendizaje en su conjunto opera tal que así:

- 1) Propagar la entrada hacia adelante utilizando (3.28) y (3.29).
- 2) Propagar las sensibilidades hacia atrás utilizando (3.41) y (3.35).
- 3) Actualizar los pesos y desfases utilizando (3.33), (3.34), (3.36) y (3.37).

## 3.6.3. Modificación de Levenberg-Marquardt

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer los detalles del algoritmo Levenberg-Marquardt en el contexto de entrenamiento de redes neuronales [120], [121]. En consecuencia, es posible destacar lo siguiente:

El algoritmo de Levenberg-Marquardt es una aproximación al método de Newton, en donde este último entrega el siguiente resultado preliminar:

$$\Delta \underline{x} = -[\nabla^2 V(\underline{x})]^{-1} \nabla V(\underline{x}) \tag{3.42}$$

En donde, para fines de éste desarrollo, <u>x</u> es un véctor de parámetros,  $\nabla^2/\nabla$  representan al Hessiano/gradiente de la función  $V(\underline{x})$  la cual está siendo minimizada respecto de  $\underline{x}$ . Se asume a continuación que V es una función de suma de cuadrados:

$$V(\underline{x}) = \sum_{i=1}^{N} e_i^2(\underline{x})$$
(3.43)

Donde  $e_i$  corresponde al vector de errores. Ahora, de (3.43) es posible obtener las siguientes identidades:

A ( )

$$\nabla V(\underline{x}) = J^T(\underline{x})\underline{e}(\underline{x}) \tag{3.44}$$

$$\nabla^2 V(\underline{x}) = J^T(\underline{x}) J(\underline{x}) + S(\underline{x})$$
(3.45)

donde J es la matriz jacobiana:

$$J(\underline{x}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial e_1(\underline{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial e_1(\underline{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial e_1(\underline{x})}{\partial x_n} \\ \frac{\partial e_2(\underline{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial e_2(\underline{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial e_2(\underline{x})}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial e_N(\underline{x})}{\partial x_1} & \frac{\partial e_N(\underline{x})}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial e_N(\underline{x})}{\partial x_n} \end{pmatrix}$$
(3.46)

y S puede ser definido en función del error tal que así:

$$S(\underline{x}) = \sum_{i=1}^{N} e_i(\underline{x}) \nabla^2 e_i(\underline{x})$$
(3.47)

Como la presente exposición inició estableciendo la relación existente entre Levenberg-Marquardt y Newton, cabe mencionar que en el caso de este último el término S(x) es aproximadamente 0. Por lo tanto, la ecuación (3.42) se transforma en (notar la similitud con la ecuación (3.20):

$$\Delta \underline{x} = [J^T(\underline{x})J(\underline{x})]^{-1}J^T(\underline{x})\underline{e}(\underline{x})$$
(3.48)

En contraparte, la modificación realizada por Levenberg-Marquardt al método de Newton luce tal que así:

$$\Delta \underline{x} = [J^T(\underline{x})J(\underline{x}) + \mu I]^{-1}J^T(\underline{x})\underline{e}(\underline{x})$$
(3.49)

De donde se desprende que la actualización para  $\underline{x}$  posee la forma:

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{x}_k - [J^T(\underline{x})J(\underline{x}) + \mu I]^{-1}J^T(\underline{x})\underline{e}(\underline{x})$$
(3.50)

Tras lo anterior, existen los siguientes puntos a destacar:

- 1. Se tiene por objetivo minimizar  $V(\underline{x})$ .
- 2. En este algoritmo la clave pasa por el cómputo de la matriz jacobiana.
- 3. Levenberg-Marquardt puede ser interpretado como una modificación a la región de confianza de Gauss-Newton. Así, mientras Levenberg-Marquardt es una aproximación al método de Newton el algoritmo de retropropagación es de gradiente descendente.
- 4.  $\mu$  actúa siendo un símil de regulador, ya que frente a incrementos en  $V(\underline{x})$  este es multiplicado por un factor  $\beta$ . En caso contrario, se pondera por un coeficiente igual a  $\frac{1}{\beta}$ .
- 5. Notar que para un valor alto de  $\mu$  el algoritmo pasa a ser de gradiente descendente con un paso pequeño  $\frac{1}{\mu}$ , mientras que, en caso contrario, este pasa a ser del tipo Gauss-Newton vía aproximación de la matriz Hessiana.
- 6. Finalmente, la idea central tras el algoritmo es la siguiente: "El método de Newton es más rápido y preciso y tiene un margen de error mínimo, por lo que el objetivo es pasar a utilizar el método de Newton lo antes posible. Por lo tanto,  $\mu$  disminuye tras cada paso realizado con éxito y aumenta solo cuando un paso tentativo aumenta la función de rendimiento. De este modo, la función en cuestión siempre se reduce en cada iteración del algoritmo" [121].

En consecuencia, para generar el nexo entre la presente sección y el algoritmo de retropropagación es importante notar que las ecuaciones (3.30) y (3.43) son equivalentes. En este sentido, a través de una modificación a este algoritmo es posible calcular los términos del jacobiano asociados al problema de mapeo de la red neuronal, en donde la retropropagación estándar computa términos del estilo:

$$\frac{\partial \hat{V}}{\partial w^k(i,j)} = \frac{\partial \sum_{m=1}^{SM} e_q^2(m)}{\partial w^k(i,j)}$$
(3.51)

en donde SM es la cantidad de nodos en la capa M. Ahora, en lo que respecta a Levenberg-Marquardt se tiene que el jacobiano necesita el cálculo de términos iguales a:

$$\frac{\partial e_q(m)}{\partial w^k(i,j)} \tag{3.52}$$

Finalmente, los términos de la ecuación anterior pueden ser hallados utilizando el algoritmo de retropropagación estándar al modificar la capa final:

$$\Delta^M = -\dot{F}^M(\underline{n}^M) \tag{3.53}$$

A modo de resumen, la operación conjunta de ambos algoritmos se detalla a continuación:

- 1. Utilizar las entradas para el cálculo de las salidas haciendo uso de las ecuaciones (3.28) y (3.29). Calcular los errores mediante (3.31). Realizar el cómputo de  $V(\underline{x})$ .
- 2. Calcular el jacobiano a través de las ecuaciones (3.53), (3.38), (3.36), (3.37) y (3.46).
- 3. Calcular (3.49) para obtener el término  $\Delta \underline{x}$ .
- 4. Con lo anterior, es necesario recalcular la suma de errores cuadrados utilizando el término  $\underline{x} + \Delta \underline{x}$  y se procede tal como fue señalado previamente, es decir, si la nueva suma es más pequeña que la calculada en el paso 1 entonces  $\mu$  es dividido por  $\beta$ ,  $\underline{x} = \underline{x} + \Delta x$  y el algoritmo vuelve al paso 1. En caso contrario, si la suma no se ve reducida entonces  $\mu$  es multiplicado por  $\beta$  y el algoritmo pasa al punto 3.
- 5. Finalmente, se asume la convergencia del algoritmo en dos casos, a) si la norma del gradiente es menor a un valor predeterminado o b) si la suma de cuadrados se ve reducida por debajo de un objetivo de error.

Así, tras haber generado el marco teórico de la presente tesis abordando conceptos tales como: MPC, DMPC, MFPC, estructuras AR/ARX y redes neuronales cabe destacar que dichas estructuras (AR/ARX y redes neuronales) serán utilizadas a continuación con tal de pasar de un esquema de control DMPC a uno model-free. En este sentido, serán los modelos fenomenológicos de potencia activa y reactiva los que serán reformulados para llevar a cabo el cambio de enfoque en los esquemas.

Con lo anterior, dichos modelos pasarán a ser basados en datos, en donde la predicción de potencia activa y reactiva será mediada por las estructuras previamente mencionadas. En consecuencia, la utilización de los modelos AR/ARX y de la red neuronal será detallada en el próximo capítulo en conjunto a la formulación del sistema de control DMPC base y DMPC model-free.

## Capítulo 4

# Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto

Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.1. Introducción

## 4.1. Introducción

El capítulo "Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto para microrredes AC aisladas" tiene por objetivo dar a conocer la estructura general del sistema de control DMPC base y del esquema de control DMPC model-free propuesto en el contexto de microrredes AC aisladas. En lo que refiere al sistema de control DMPC base, cabe destacar que en cada DG éste es capaz de restaurar tanto la frecuencia como el voltaje de la microrred a sus valores nominales a la par de alcanzar el consenso para potencia activa y reactiva mientras se satisfacen los límites físicos del sistema.

En razón de esto, se presentarán tanto los modelos locales como la función de costos capaces de satisfacer tales objetivos de control. En este sentido, un modelo de predicción local del nivel de control primario de cada  $DG_i$  es incluido en los diferentes DMPC para predecir su comportamiento futuro. Lo anterior se ve reflejado a través de las ecuaciones de droop y de transferencia de potencia. Por lo demás, la estrategia DMPC propia del sistema de control base ha de ser capaz de responder a los siguientes fenómenos externos a la microrred: retrasos comunicacionales, errores en la comunicación y desconexión/reconexión de las unidades de generación [2].

Tras lo anterior, el resto de las secciones se organizan de la siguiente manera: La sección 4.2 introduce el esquema de control DMPC base mientras que en 4.3 se detalla el esquema de control model-free propuesto. Finalmente, en la sección 4.4 se enseñará en detalle como será llevada a cabo la implementación de los modelos basados en datos a través de las estructuras AR/ARX y redes neuronales.

## 4.2. Esquema de control DMPC base

El presente apartado tiene por objetivo introducir el sistema de control DMPC base, en donde las explicaciones así como el análisis matemático es general y válido para cada una de las unidades de generación distribuida.

Con lo anterior, es posible afirmar que el controlador propuesto en [2] solo utiliza mediciones en el filtro de salida así como observadores de voltaje, lo cual se traduce en que este no depende de la topología eléctrica de la microrred ni de mediciones físicas adicionales [2]. Así, dicho filtro se encuentra a la salida de cada  $DG_i$  siendo este del tipo LCL, en donde su segundo inductor  $(L_i)$  es diseñado para garantizar un comportamiento predominantemente inductivo en la impedancia, tal como se aprecia en la Figura 4.1.



Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.2. Esquema de control DMPC base

Figura 4.1: Diagrama general para sistema de control DMPC base

En razón de esto, es posible el desacople entre las potencias activa y reactiva permitiendo, en última instancia, la implementación de controladores droop en los convertidores de potencia [2]. Así, para establecer la contribución de potencia de cada  $DG_i$  es necesario determinar la desviación del ángulo de fase  $(\delta \theta_i)$  existente entre cada unidad local y la microrred. Con tal de lograr esto, es necesario el voltaje medido  $(V_i)$  a la salida del filtro LC en donde a través de un phase locked loop (PLL) se logra estimar tanto su frecuencia  $(\omega_i)$  como el ángulo de fase  $(\theta_i)$  [2]. En lo que respecta a las variables estimadas, el voltaje  $(V_i^*)$  en el nodo de la barra de conexión (posterior a la inductancia de acople  $L_i$ ) es calculado mediante un observador. Por otro lado, tanto la frecuencia de la microrred  $(\omega_i^*)$  como al ángulo de fase  $(\theta_i^*)$  son estimados mediante un PLL.

Por otro lado, referente a las distintas unidades de generación se tiene que éstas son consideradas como convertidores de fuente de tensión (Voltage Source Converter/VSC) con su respectivo filtro LCL a la salida. En este sentido, en la Figura 4.1 es posible apreciar dos niveles de control: uno primario y otro secundario. En particular, el nivel primario presenta controladores droop para  $\omega - P$  y V - Q así como controladores internos para un lazo de

corriente y otro de voltaje, en donde éste último se caracteriza por ser más lento [2]. Notar que ambos controladores operan en el marco de referencia d-q [3] y que, tal como se aprecia en la Figura 4.1, el controlador para voltaje recibe por nombre VCL (Voltage Control Loop) mientras que el de corriente es denominado CCL (Current Control Loop). Finalmente, el observador de voltaje también opera en éste nivel de control.

Ahora, relativo al nivel secundario es posible destacar que éste recibe a modo de entradas tanto mediciones como estimaciones  $(P_i(k), Q_i(k), V_i(k), \omega_i(k), \theta_i(k), V_i^*(k), \omega_i^*(k), \theta_i^*(k))$  de la i-ésima unidad de generación distribuida,  $DG_i$ , sumado a los resultados de los problemas de optimización de aquellos vecinos con los que existe comunicación. Esto se ve expresado a través de  $X_{p,ij}$  [2]. Por lo demás, el controlador presenta tres salidas las cuales corresponden a las acciones de control de frecuencia y voltaje (vectores  $\Delta \omega_{s,i}$  y  $\Delta V_{s,i}$ ) y los resultados del problema de optimización local ( $X_{p,i}$ , vector de valores predichos), en donde dichas acciones de control pasan por un integrador discreto para garantizar un error igual a 0 en régimen permanente mientras que el vector  $X_{p,i}$  es enviado a través de la red comunicacional al resto de unidades [2].

Finalmente, cabe destacar que  $\Delta \omega_{s,i}$  cumple con los objetivos de control asociados a la regulación de frecuencia y consenso de potencia activa normalizada, es decir, ambos con una sola acción de control. Esto también es cierto en el caso de  $\Delta V_{s,i}$  y los objetivos de control asociados a la regulación de voltaje y consenso de potencia reactiva normalizada.

Tras lo anterior, a continuación se presentan los modelos dinámicos que rigen el comportamiento del sistema de control DMPC base.

## 4.2.1. Modelos dinámicos utilizados para el diseño de la estrategia DMPC base

## Modelo de la red comunicacional

Un esquema de control distribuido requiere del intercambio de información, por lo que la red comunicacional a considerar es del tipo full-duplex. En este sentido, este tipo de red permite cumplir con aquellos objetivos de control asociados al consenso a través de la cooperación entre las diferentes unidades de la microrred. Así, para cumplir con dichos objetivos es necesario que todos los controladores converjan al mismo valor en régimen permanente (más conocido como valor de consenso) [2].

Con lo anterior, es importante destacar que la formulación del esquema de control DMPC base considera diferentes fenómenos comunicacionales, tales como latencia y conectividad. En particular, la latencia puede ser definida como el intervalo de tiempo ( $\tau_{ij}$  con  $\tau_{ij} \ge 1$ , medido en periodos de muestreo) que le toma a un paquete de datos viajar desde su fuente hasta su destino mientras que, en contraparte, la conectividad es representada por la matriz de adyacencia A de dimensiones  $N \times N$ . Un ejemplo de ésta matriz es apreciable en la Figura 4.2. Por lo demás, en lo que refiere a los coeficientes de dicha matriz  $(a_{ij})$  se tiene que aquellos elementos distintos de 0 representan el flujo de información entre las diferentes unidades de generación en el instante de tiempo k [2].

$$a_{ij}(k) = \begin{cases} 1 & \text{si los datos de } DG_j \text{ llegan a } DG_i \text{ en } k, \\ 0 & \text{si los datos de } DG_j \text{ no llegan a } DG_i \text{ en } k, \\ 0 & \text{si } j = i. \end{cases}$$
(4.1)

donde  $k = nT_{sec}$  con  $n \in \mathbb{Z}^+$  y  $T_{sec}$  es el tiempo de muestreo del controlador (usado en el control del nivel secundario). Por lo demás, ya que la comunicación es bidireccional se tiene que  $\tau_{ij} = \tau_{ji}$  y  $a_{ij} = a_{ji}$ . Cabe destacar que ésta topología puede variar siempre y cuando exista al menos un camino entre todas las DGs de la microrred [2] (ver spanning tree [7]).

En razón de lo anterior, en la Figura 4.2 se presenta una matriz de adyacencia para una microrred compuesta de cuatro unidades de generación distribuida. En particular, dicha matriz codifica la topología comunicacional de la microrred en donde todas las DGs están conectadas entre sí.



Figura 4.2: Red comunicacional para el sistema de control DMPC base

Así, al principio de la simulación se inicializa la matriz de adyacencia acorde a la topología comunicacional en ese instante de muestreo. Posteriormente, la matriz es actualizada en cada instante de muestreo basado en la información recibida por cada DG desde el resto de unidades con las que mantenga comunicación. Finalmente, notar que cada unidad interactúa solo con sus enlaces de comunicación directos y no con toda la red [2].

Con lo anterior, a continuación se introducen los modelos dinámicos del sistema.

## Modelos dinámicos

En una microrred las variables asociadas a frecuencia, voltaje, potencia activa y reactiva están acopladas, lo cual se verá reflejado en el sistema de control DMPC base a través de las subsecciones relativas a ecuaciones de droop, de ángulo de fase y de transferencia de potencia. Por lo demás, el modelo para la red comunicacional descrito en (4.2.1) formará parte de dicho sistema de control a través de términos como la latencia (definida por los términos asociados al retraso  $z^{-\tau_{ij}}$ ) y la conectividad (definida por los términos de adyacencia  $a_{ij}$ ) [3].

## A. Ecuaciones de droop

El control droop se caracteriza por proveer estatismo a la microrred, así, frente a perturbaciones tanto la frecuencia como el voltaje varían para garantizar el suministro de potencia activa y reactiva. En este sentido, de las ecuaciones (4.2) y (4.3) se puede destacar que estas definen la relación lineal existente entre las variables  $\omega$ -P y V-Q, respectivamente [3].

Por lo demás, se puede destacar que los términos  $\omega_0$  y  $V_0$  representan a la frecuencia y voltaje nominales, del mismo modo,  $M_{p\omega,i}$  y  $M_{qv,i}$  son las pendientes de droop y  $\omega_{s,i}/V_{s,i}$  son las acciones de control secundarias para la i-ésima unidad. Cabe destacar que la inclusión de dichas ecuaciones en el nivel del control secundario se debe a que éstas actúan como punto de unión entre éste nivel y el primario [3]. Con lo anterior, las ecuaciones para droop son las siguientes:  $\omega_i(t) = \omega_0 + M_{mini}P_i(t) + \omega_{mini}(t)$  (4.2)

$$\omega_i(t) = \omega_0 + M_{p\omega,i} P_i(t) + \omega_{s,i}(t) \tag{4.2}$$

$$V_i(t) = V_0 + M_{qv,i}Q_i(t) + V_{s,i}(t)$$
(4.3)

#### B. Ecuación de ángulo de fase

En lo que respecta a la ecuación de ángulo de fase, se tiene que la desviación  $\delta\theta_i$  generada en la i-ésima unidad por la inductancia de acople  $L_i$  viene dada por la ecuación (4.4). En particular,  $L_i$  es un elemento pasivo comúnmente utilizado para conectar la salida del filtro pasa bajos al resto de la microrred. En lo relativo al controlador, la desviación del ángulo de fase es clave para estimar el flujo de potencia activa y reactiva de cada unidad hacia el resto del sistema, en este sentido, dicha estimación es llevada a cabo via PLLs (phase-locked loops) ubicados en el filtro de salida y en el nodo de medición adyacente (posterior a la inductancia de acople  $L_i$ ) [3]. Con esto, la ecuación en cuestión es:

$$\delta\theta_i(t) = \theta_i(t) - \theta_i^*(t) = \int_0^t [\omega_i(\tau) - \omega_i^*(\tau)] d\tau$$
(4.4)

donde  $\theta_i$ ,  $\omega_i$  son el ángulo de fase y frecuencia antes de la inductancia de acople  $(L_i)$ mientras que  $\theta_i^*$ ,  $\omega_i^*$  corresponden al ángulo de fase y frecuencia después de la inductancia de acople [2].

#### C. Ecuaciones de transferencia de potencia

Estimar la contribución de potencia de cada unidad es necesario para alcanzar el consenso en la microrred. En este sentido, el esquema de control DMPC está basado en la potencia transferida a través de la inductancia de acople  $(L_i)$  [3]. Las ecuaciones asociadas a dicha transferencia entre la i-ésima unidad y la microrred se presentan en (4.5) y (4.6), donde  $B_i = \frac{1}{L_i \omega_0}$  [3].

$$P_i(t) = B_i V_i(t) V_i^*(t) \sin(\delta \theta_i(t))$$
(4.5)

$$Q_i(t) = B_i [V_i(t)^2 - V_i(t) V_i^*(t) \cos(\delta \theta_i(t))]$$
(4.6)

donde  $V_i$  y  $V_i^*$  corresponden al voltaje antes y después de la inductancia de acople.

## Modelos de tiempo discreto

Para derivar el modelo predictivo las ecuaciones (4.2)-(4.6) son discretizadas utilizando el método de Euler hacia delante. Notar que en este apartado  $t_n$  es análogo a k según la definición realizada en (4.2.1) y que , tal como fue mencionado con anterioridad, a la salidas del DMPC se conectan integradores discretos para eliminar el error en régimen permanente [3].

Por lo demás, se define en (4.7) el operador incremental  $\Delta$  el cual es aplicado a (4.2) y (4.3) para computar los términos  $\Delta \omega_{s,i}$  y  $\Delta V_{s,i}$  [3].

$$\Delta f(t_n) = [f(t_n) - f(t_{n-1})]$$
(4.7)

Posteriormente, en torno al punto de operación  $(\omega_i(t_n), \omega_i^*(t_n), V_i(t_n), V_i^*(t_n), \delta\theta_i(t_n)$  $P_i(t_n), Q_i(t_n))$  se aplica una expansión de Taylor a las ecuaciones (4.5) y (4.6). Así, tras la simplificación del problema se presentan a continuación las ecuaciones para el modelo lineal y discreto: Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.2. Esquema de control DMPC base

$$\omega_i(t_{n+1}) = \omega_i(t_n) + M_{p\omega,i}[P_i(t_{n+1}) - P_i(t_n)] + \Delta\omega_{s,i}(t_n)$$
(4.8)

$$V_i(t_{n+1}) = V_i(t_n) + M_{qv,i}[Q_i(t_{n+1}) - Q_i(t_n)] + \Delta V_{s,i}(t_n)$$
(4.9)

$$\delta\theta_i(t_{n+1}) = \delta\theta_i(t_n) + T_{sec}[\omega_i(t_{n+1}) - \omega_i^*(t_n)] \tag{4.10}$$

$$P_i(t_{n+1}) = P_i(t_n) + [V_i(t_{n+1}) - V_i(t_n)]B_i V_i^*(t_n)\sin(\delta\theta_i(t_n))$$
(4.11)

$$+ [\delta\theta_i(t_{n+1}) - \delta\theta_i(t_n)]B_iV_i(t_n)V_i^*(t_n)\cos(\delta\theta_i(t_n))$$

$$Q_{i}(t_{n+1}) = Q_{i}(t_{n}) + [V_{i}(t_{n+1}) - V_{i}(t_{n})]B_{i}[2V_{i}(t_{n}) - V_{i}^{*}(t_{n})\cos(\delta\theta_{i}(t_{n}))] + [\delta\theta_{i}(t_{n+1}) - \delta\theta_{i}(t_{n})]B_{i}V_{i}(t_{n})V_{i}^{*}(t_{n})\sin(\delta\theta_{i}(t_{n}))]$$

$$(4.12)$$

Finalmente, los diferentes modelos descritos con anterioridad serán incluidos en la estrategia DMPC base como se indica en la siguiente sección.

## 4.2.2. Formulación del DMPC base

Uno de los principales desafíos en la familia MPC consiste en su implementación a nivel secundario dada la búsqueda de un problema de optimización con bajo costo computacional el cual pueda ser resuelto en un corto periodo de muestreo [2]. Con lo anterior, el problema de optimización se detalla a continuación.

## Función de costos

Referente a la función de costos del problema de optimización (4.13), esta refleja en su formulación los objetivos de control de la microrred. Estos objetivos son seis en total y cada uno es ponderado por un factor  $\lambda_i$ , el cual determinará la importancia e influencia de estos a la hora de calcular las diferentes variables de optimización. Los objetivos de control en cuestión son enumerados a continuación: 1) Regulación de frecuencia, 2) Regulación de voltaje, 3) Penalización de acción de control secundaria  $\Delta \omega_{s,i}$ , 4) Penalización de acción de control secundaria  $\Delta V_{s,i}$ , 5) Consenso de potencia activa (normalizada) y 6) Consenso de potencia reactiva (normalizada). En razón de lo anterior, la función de costos se presenta a continuación:

$$J_{i}(t_{n}) = \sum_{k=1}^{N_{y}} \left[ \lambda_{1i} (\overline{\omega_{i}}(t_{n+k}) - \omega_{0})^{2} + \lambda_{2i} (\overline{V_{i}}(t_{n+k}) - V_{0})^{2} \right] + \sum_{k=1}^{N_{u}} \left[ \lambda_{3i} (\Delta \omega_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} + \lambda_{4i} (\Delta V_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} \right] + \sum_{j=1, j \neq i}^{p} \sum_{k=1}^{N_{y}} \lambda_{5i} a_{ij}(t_{n}) \left( \frac{P_{i}(t_{n+k})}{|S_{imax}|} - \frac{P_{j}(t_{n+k-\tau_{ij}})}{|S_{jmax}|} \right)^{2} + \sum_{j=1, j \neq i}^{p} \sum_{k=1}^{N_{y}} \lambda_{6i} a_{ij}(t_{n}) \left( \frac{Q_{i}(t_{n+k})}{|S_{imax}|} - \frac{Q_{j}(t_{n+k-\tau_{ij}})}{|S_{jmax}|} \right)^{2}$$

$$(4.13)$$

En particular, respecto a los primeros dos términos de la función de costos, regulación de voltaje/frecuencia promedio, es posible afirmar que a pesar del carácter local de cada problema de optimización dicha regulación actúa de manera global sobre la microrred ya que estos términos están basados en predicciones compartidas a través de la red comunicacional. En contraparte, el tercer y cuarto término, minimizan las acciones de control requeridas por cada  $DG_i$  para alcanzar los objetivos de control. Finalmente, los últimos dos términos apuntan al consenso de potencia activa y reactiva entre diferentes unidades vecinas [3].

Tras lo anterior, se da paso a la descripción de los modelos predictivos y sus restricciones para el sistema de control DMPC base.

#### Modelos predictivos

La presente subsección tiene por objetivo generalizar las ecuaciones enseñadas en (4.2.1). En este sentido, dichas ecuaciones pueden ser utilizadas para determinar el comportamiento de cada unidad en el instante  $t_{n+k}$  donde  $k \in \mathbb{Z}^+$ . Con lo anterior, es importante notar que tras la linealización de las ecuaciones (4.5) y (4.6) sus coeficientes son actualizados en cada instante de muestreo y considerados constantes a lo largo del horizonte de predicción [3]. En consecuencia, la ecuaciones en  $t_{n+k}$  son las siguientes:

$$\omega_i(t_{n+k}) = \omega_i(t_{n+k-1}) + M_{p\omega,i}[P_i(t_{n+k}) - P_i(t_{n+k-1})] + \Delta\omega_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.14)

$$V_i(t_{n+k}) = V_i(t_{n+k-1}) + M_{qv,i}[Q_i(t_{n+k}) - Q_i(t_{n+k-1})] + \Delta V_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.15)

$$\delta\theta_i(t_{n+k}) = \delta\theta_i(t_{n+k-1}) + T_{sec}[\omega_i(t_{n+k}) - \omega_i^*(t_n)]$$

$$(4.16)$$

$$P_{i}(t_{n+k}) = P_{i}(t_{n}) + [V_{i}(t_{n+k}) - V_{i}(t_{n})]B_{i}V_{i}^{*}(t_{n})\sin(\delta\theta_{i}(t_{n})) + [\delta\theta_{i}(t_{n+k}) - \delta\theta_{i}(t_{n})]B_{i}V_{i}(t_{n})V_{i}^{*}(t_{n})\cos(\delta\theta_{i}(t_{n}))$$
(4.17)

$$Q_{i}(t_{n+k}) = Q_{i}(t_{n}) + [V_{i}(t_{n+k}) - V_{i}(t_{n})]B_{i}[2V_{i}(t_{n}) - V_{i}^{*}(t_{n})\cos(\delta\theta_{i}(t_{n}))] + [\delta\theta_{i}(t_{n+k}) - \delta\theta_{i}(t_{n})]B_{i}V_{i}(t_{n})V_{i}^{*}(t_{n})\sin(\delta\theta_{i}(t_{n}))]$$
(4.18)

#### **Restricciones** operacionales

Con tal de garantizar el desempeño de cada unidad dentro de los límites físicos del sistema se presenta a continuación un conjunto de restricciones operacionales compuestas por igualdades y desigualdades:

$$\overline{\omega}_{i}(t_{n+k}) = \frac{\omega_{i}(t_{n+k}) + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})\omega_{j}(t_{n+k-\hat{\tau}_{ij}})}{1 + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})}$$
(4.19)

$$\overline{V}_{i}(t_{n+k}) = \frac{V_{i}(t_{n+k}) + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})V_{j}(t_{n+k-\hat{\tau}_{ij}})}{1 + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})}$$
(4.20)

$$\overline{\omega}_i(t_{n+Ny}) = \omega_0 \tag{4.21}$$

$$\overline{V}_i(t_{n+Ny}) = V_0 \tag{4.22}$$

$$\overline{V}_{min} \le \overline{V}_i \left( t_{n+k} \right) \le \overline{V}_{max} \tag{4.23}$$

$$|P_{i}(t_{n})| + |Q_{i}(t_{n})| + \operatorname{sign}(P_{i}(t_{n}))[P_{i}(t_{n+k}) - P_{i}(t_{n})]$$

$$+ \operatorname{sign}(Q_{i}(t_{n}))[Q_{i}(t_{n+k}) - Q_{i}(t_{n})] \leq S_{\max}$$

$$(4.24)$$

Notar que las ecuaciones (4.19) y (4.20), las cuales definen tanto a la frecuencia como al voltaje promedio, incluyen los parámetros  $a_{ij}$  y  $\hat{\tau}_{ij}$ . En consecuencia, los coeficientes  $a_{ij}$ fuerzan a que solo la información recibida sea parte de la estimación y predicción de dichos promedios, proveyendo robustez contra fallos de comunicación y pérdida de datos. Por otro lado,  $\hat{\tau}_{ij}$  representa el retraso estimado en el proceso comunicacional llevado a cabo para compensar la latencia de red sobre los promedios predichos [3].

En lo que respecta a las ecuaciones (4.21) y (4.22), estas fuerzan a los valores promedio a converger al final del horizonte de predicción  $N_y$ . Por lo demás, las desigualdades (4.23) y (4.24) garantizan que tanto el voltaje promedio de la microrred como la potencia aparente de cada  $DG_i$  se mantengan dentro de un rango predeterminado [3].

Finalmente, la desigualdad (4.24) es una aproximación de (4.25) usando la desigualdad triangular.

$$|S_i(t)| = \left(P_i(t)^2 + Q_i(t)^2\right)^{1/2} < S_{máx}$$
(4.25)

Tras la exposición previa, se presenta a continuación la formulación QP para el problema de optimización de cada controlador local.

## Formulación QP

Es posible definir las matrices y vectores  $H_i$ ,  $F_i$ ,  $A_i$ ,  $b_i$ ,  $A_{eq,i}$  y  $b_{eq,i}$  para la construcción de un problema QP para cada DG en la microrred, esto, a través de la función de costos (4.13) y de las ecuaciones presentadas en (4.2.2) y (4.2.2) a modo de restricciones. Tras lo anterior, el vector de salida  $X_i$  es definido en la ecuación (4.27), donde el conjunto de variables predichas está representado por  $X_{p,i}$  en (4.28) mientras que las secuencias de control óptimo  $X_{\Delta,i}$  están definidas en (4.29) [3]. Lo anterior se ve reflejado en la formulación del problema QP:

minimize 
$$\frac{1}{2} \mathbb{X}_{i}^{T} H_{i} \mathbb{X}_{i} + F_{i}^{T} \mathbb{X}_{i}$$
  
subject to  $A_{i} \mathbb{X}_{i} \leq B_{i}$  (4.26)

$$A_{eq,i} \mathbb{X}_i = B_{eq,i}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{X}_{i} &= [\mathbb{X}_{p,i}, \mathbb{X}_{\Delta,i}] \\
\mathbb{X}_{p,i} &= [\omega_{i}(t_{n+k}), \delta\theta_{i}(t_{n+k}), V_{i}(t_{n+k}), \\
\end{aligned}$$
(4.27)

$$P_i(t_{n+k}), Q_i(t_{n+k}), \overline{\omega}_i(t_{n+k}), \overline{V}_i(t_{n+k})]_{k=1}^{N_y}$$
 (4.28)

$$\mathbb{X}_{\Delta,i} = [\Delta V_{s,i}(t_{n+k-1}), \Delta \omega_{s,i}(t_{n+k-1})]_{k=1}^{N_u}$$
(4.29)

Tras lo anterior es importante notar que las ecuaciones (4.21)-(4.24) garantizan que el sistema opere dentro de los límites físicos del sistema, lo cual está ligado a la factibilidad del problema QP. En este sentido, la estabilidad del control predictivo requiere de una solución factible al problema de optimización. En lo que respecta a la condición inicial, para que ésta sea factible se habilita el DMPC una vez que la microrred opera en torno a  $\omega_0$  y  $V_0$ , sin embargo, de obtenerse una solución infactible las acciones de control secundarias  $\Delta \omega_{s,i}(t_{n+1})$ y  $\Delta V_{s,i}(t_{n+1})$  serán iguales a 0 [3].

Ahora, en términos de costos computacionales es importante mencionar que éstos se ven reducidos por la limitación existente en el espacio de soluciones factibles del problema QP dada la inclusión de restricciones que limitan tanto el rango de operación como el valor final en las variables de voltaje, frecuencia y potencia [3].

Para finalizar la presente sección relativa a los detalles del esquema de control DMPC base es importante destacar que el trabajo asociado al desarrollo de dicho esquema es propiedad del sr. Alex Navas, co-guía de la presente tesis. En este sentido, se refiere al lector a los siguientes trabajos [3] y [2] para profundizar en los pormenores de ésta sección. Del mismo modo, las Figuras disponibles en: 2.1, 2.4, 2.5, 4.1, 4.2, 4.3, 5.1 y 5.31 son propiedad del sr. Alex Navas. En razón a este punto, es importante destacar que éstas fueron cedidas por el sr. Navas para el desarrollo de ésta tesis, así, dependiendo del contexto dichas figuras fueron modificadas (o no) para acoplarse al desarrollo de la presente tesis. Por lo demás, en adición a las figuras previamente señaladas tanto los simuladores como los trabajos disponibles en [3] y [2] fueron cedidos por parte del sr. Navas para el desarrollo del presente trabajo.

En vista de lo anterior, los trabajos previamente señalados hacen uso de la estrategia DMPC para el control del nivel secundario. Éste punto no es trivial, ya que las familias MPC/DMPC presentan desventajas inherentes a su estructura, las cuales fueron tratadas en la sección 3.2 y pueden ser resumidas, principalmente, en el hecho de que éstas estrategias requieren de un modelo matemático preciso del sistema a controlar por lo que errores en dicho modelado o en la estimación de parámetros conllevan un detrimento en las acciones de control y, en última instancia, en el desempeño general del sistema.

A raíz de lo anterior, el esquemo propuesta en la presente tesis busca dar respuesta a dicha problemática característica de la familia basada en modelos, en consecuencia, para llevar a cabo dicha tarea la presente tesis propone un esquema de control DMPC modelfree, el cual elimina los modelos matemáticos de potencia activa y reactiva para establecer modelos basados en datos. En virtud de éste punto, el esquema de control DMPC base pasa a ser una combinación de modelos fenomenológicos y basados en datos con lo cual se espera eliminar la dependencia del esquema base respecto de los modelos matemáticos que lo rigen.

Finalmente, el esquema propuesto actúa como una modificación sobre el sistema base por lo que se espera que ésta nueva versión sea resiliente frente a variación en parámetros sensibles, tales como la inductancia de línea y su respectiva resistencia. Con lo anterior, a continuación se presenta el desarrollo correspondiente al esquema de control DMPC modelfree propuesto.

## 4.3. Esquema de control DMPC model-free propuesto

## 4.3.1. Introducción

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer la estructura general del esquema de control DMPC model-free propuesto en el contexto de microrredes AC aisladas. En este sentido, dicha exposición utilizará como referencia la estructura previamente establecida para el desarrollo del sistema de control DMPC base, por lo que las siguientes subsecciones buscarán resaltar aquellas diferencias existentes entre dicho sistema de control y el esquema de control DMPC model-free propuesto.

Con lo anterior, cabe destacar que el esquema propuesto utiliza al sistema de control presentado en [3] como base para su construcción, motivo por el cual diferentes características, modelos, propiedades, estructuras, etc. serán heredadas directamente a la estrategia propuesta y modificadas cuando corresponda. En este sentido, el esquema de control DMPC model-free propuesto buscará cumplir con objetivos de control similares a los del caso base, respondiendo a fenómenos externos y respetando los límites físicos del sistema.

Finalmente, el resto de las secciones se organizan de la siguiente manera: La Sección 4.3.2 introduce el esquema de control DMPC model-free propuesto, en la Sección 4.3.3 se presentan los modelos de predicción dinámicos y en la Sección 4.3.4 se describe la formulación para el DMPC model-free propuesto.

## 4.3.2. Esquema de control DMPC model-free propuesto

El presente apartado tiene por objetivo introducir el esquema de control DMPC modelfree propuesto, en donde a grandes rasgos aspectos clave de la exposición realizada en la Sección 4.2 se mantienen, sin embargo, existen diferencias y estas serán tratadas a continuación.

En particular, una de las mayores diferencias existentes entre el sistema de control DMPC base y el esquema de control DMPC model-free propuesto recae en el cálculo de las potencias activa y reactiva. Lo anterior se debe principalmente a que en el sistema de control DMPC base era clave estimar la desviación del ángulo de fase  $\delta \theta_i$  para calcular la contribución de potencia activa/reactiva de cada unidad con el resto de la microrred. Así, para realizar dicha tarea tanto mediciones (a la salida del filtro LC) como estimaciones (en el nodo de la barra de conexión) son llevadas a cabo haciendo uso de PLLs y de observadores, en donde se requiere conocer con exactitud el valor de la inductancia de acople  $L_i$ .

En este sentido, errores en la estimación de dicho parámetro pueden llevar al sistema a un régimen inestable razón por la cual el esquema de control DMPC model-free propuesto modifica los modelos de potencia activa y reactiva, pasando a ser "basados en datos" mediante estructuras AR, ARX y redes neuronales encargadas de calcular las predicciones para tales variables. Gracias a esto, es posible eliminar el observador de voltaje a la par de aquellas ecuaciones vinculadas a la desviación del ángulo de fase. Lo anterior se ve reflejado en la Figura 4.3.

Ahora, en lo que respecta al nivel de control secundario este también presenta modificaciones. Lo anterior viene dado principalmente por los cambios originados tanto en las entradas como en las salidas. En lo que respecta a las entradas, es posible destacar que estas pasan a ser  $\mathbb{X}_{p,ij}$  (resultados de optimización de los vecinos) y ( $\hat{P}_i(k)$ ,  $\hat{Q}_i(k)$ ,  $V_i(k)$ ,  $\omega_i(k)$ ,  $\theta_i(k)$ ), es decir, aquellas variables previamente estimadas son elimininadas mientras que, por otra parte, las salidas se mantienen en dos siendo estas los vectores  $\Delta \omega_{s,i}$  y  $\Delta V_{s,i}$ . Así, y al igual que en el caso anterior, estas pasan por un integrador discreto para garantizar un error igual a 0 en régimen permanente. Por lo demás, la inclusión de las variables  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ modifica el vector  $\mathbb{X}_{\Delta,i}$  y, en consecuencia, a  $\mathbb{X}_i$ . Las modificaciones previamente señaladas son apreciables en la Figura 4.3. Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.3. Esquema de control DMPC model-free propuesto



Figura 4.3: Diagrama general para esquema de control DMPC model-free propuesto

A modo de resumen se destaca a continuación aquellas características que diferencian al sistema de control DMPC base del esquema de control DMPC model-free propuesto en esta tesis. Tales disparidades son:

- 1. El bloque llamado "Power calculations and voltage observer" (ver Figuras 4.1 y 4.3) pasó a ser llamado "Power calculations". Esto se debe a que el sistema de control DMPC base utiliza un observador para estimar la desviación del ángulo de fase  $(\delta \theta_i)$  asociado al inductor de acople  $(L_i)$ , ya que este término es vital para la repartición de potencia activa y reactiva con el resto de la microrred. En la estrategia propuesta esto no es necesario ya que estas variables son predichas a través del bloque "Data-based model (AR/ARX/NN)". En razón de lo anterior, las ecuaciones del sistema de control DMPC base que son modificadas corresponden a (4.17) y (4.18), relativas a la potencia activa y reactiva respectivamente. Del mismo modo, la ecuación (4.16) asociada a la desviación del ángulo de fase es desestimada.
- 2. El bloque "Data-based model (AR/ARX/NN)" es incorporado al esquema. Este tiene por objetivo generar las predicciones asociadas a la potencia activa y reactiva para lo cual hace uso de las mediciones de dichas variables (en particular, el modelo ARX también hace uso del voltaje V y de la frecuencia w). Originalmente estas predicciones eran obtenidas a través de modelos matemáticos utilizados por el problema de

optimización, en particular, dicho modelos para la potencia activa y reactiva fueron presentados previamente en (4.17) y (4.18).

3. Las predicciones calculadas por el bloque "Data-based model (AR/ARX/NN)" son utilizadas por el problema de optimización, el cual entrega a su salida las acciones de control secundarias  $\Delta \omega_{s,i}$  y  $\Delta V_{s,i}$ . Este punto es apreciable en la Figura 4.3, en particular, en la parte superior de esta se encuentra el apartado de control propuesto en donde reside el optimizador. Por lo demás, las variables  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  pasan a formar parte de la función de costos y del modelo basado en datos para potencia activa y reactiva. Dichas ecuaciones serán presentadas a continuación en las subsecciones 4.3.4 y 4.3.4.

Finalmente, los cambios en la estructura del sistema de control DMPC base tienen una consecuencia primordial dado que este abandona el carácter DMPC (es decir, basado en modelos) para pasar a ser DMFPC, es decir, parcialmente model-free o sin modelo fenomenológico ya que este combina modelos fenomenológicos y a base de datos.

Tras lo anterior, se presentan a continuación los diferentes modelos dinámicos utilizados para el diseño de la estrategia DMPC model-free propuesta.

## 4.3.3. Modelos dinámicos utilizados para el diseño de la estrategia DMPC model-free

## Modelo de la red comunicacional

Siguiendo con la estructura utilizada para el desarrollo del sistema de control DMPC base la presente sección inicia con el modelo de la red comunicacional. En particular, dicho modelo, así como las descripciones realizadas en el inciso (4.2.1), se mantienen intactas, motivo por el cual la red comunicacional utilizada por la estrategia DMPC model-free propuesta es idéntica a la del sistema de control DMPC base. A raíz de lo anterior, no se presentan observaciones en este apartado.

## Modelos dinámicos

En contraparte al caso anterior, el apartado "Modelos dinámicos" presenta modificaciones a raíz de la eliminación del observador de voltaje y de aquellas ecuaciones relativas al cálculo/estimación de la desviación del ángulo de fase  $\delta \theta_i$ .

En particular, esto viene dado por el cambio en los modelos de potencia activa y reactiva los cuales pasarán a ser basados en datos. En consecuencia, si las ecuaciones de potencia Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.3. Esquema de control DMPC model-free propuesto

relativas al sistema de control DMPC base son eliminadas, el término  $\delta\theta_i$  (que calcula su contribución con la microrred) se vuelve innecesario y, del mismo modo, sus ecuaciones (ver (4.17), (4.18) y (4.16), para las ecuaciones de potencia activa, reactiva y desviación del ángulo de fase, respectivamente).

En razón de esto, es posible destacar que las ecuaciones presentadas en "A. Ecuaciones de droop (4.2.1)" se mantienen mientras que aquellas pertenecientes a "B. Ecuación de ángulo de fase (4.2.1)" y "C. Ecuaciones de transferencia de potencia (4.2.1)" son desestimadas. Con lo anterior, se mantienen las ecuaciones:

$$\omega_i(t) = \omega_0 + M_{p\omega,i}P_i(t) + \omega_{s,i}(t) \tag{4.30}$$

$$V_i(t) = V_0 + M_{qv,i}Q_i(t) + V_{s,i}(t)$$
(4.31)

Mientras que las ecuaciones enseñadas a continuación son desestimadas:

$$\delta\theta_i(t) = \theta_i(t) - \theta_i^*(t) = \int_0^t [\omega_i(\tau) - \omega_i^*(\tau)] d\tau$$
(4.32)

$$P_i(t) = B_i V_i(t) V_i^*(t) \sin(\delta \theta_i(t))$$
(4.33)

$$Q_i(t) = B_i [V_i(t)^2 - V_i(t) V_i^*(t) \cos(\delta \theta_i(t))]$$
(4.34)

Finalmente, es posible destacar que las ecuaciones de potencia activa y reactiva para la estrategia DMPC model-free propuesta son las siguientes:

$$P_i(t) = \hat{P}_i(t) + P_{s,i}(t)$$
(4.35)

$$Q_i(t) = Q_i(t) + Q_{s,i}(t)$$
(4.36)

Es decir, tanto la potencia activa como reactiva serán iguales a su respectiva predicción  $(\hat{P}_i(t) \neq \hat{Q}_i(t))$  en adición a las acciones de control secundarias  $(P_{s,i}(t) \neq Q_{s,i}(t))$ , cuya inclusión pretende modelar el error existente entre predicción y valor real al mismo tiempo que lo limita.

#### Modelos de tiempo discreto

A raíz de lo establecido previamente, el apartado "Modelos de tiempo discreto" es uno de los que presenta mayores modificaciones. En este sentido, y tal como fue señalado en el

Capítulo 4.	Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free
propuesto	4.3. Esquema de control DMPC model-free propuesto

inciso anterior, aquellas ecuaciones relativas al control droop se mantienen motivo por el cual no se observan diferencias respecto del sistema de control DMPC base (ver (4.2.1), en particular, (4.8) y (4.9)).

No obstante, la ecuación asociada a la desviación del ángulo de fase es desestimada (ver (4.2.1), en particular, (4.10)) ya que en el esquema propuesto el cálculo para la contribución de potencia activa y reactiva es mediado por modelos basados en datos a través de estructuras AR, ARX y redes neuronales. Con lo anterior, las ecuaciones para el modelo en tiempo discreto son las siguientes:

$$\omega_i(t_{n+1}) = \omega_i(t_n) + M_{p\omega,i}[P_i(t_{n+1}) - P_i(t_n)] + \Delta\omega_{s,i}(t_n)$$
(4.37)

$$V_i(t_{n+1}) = V_i(t_n) + M_{qv,i}[Q_i(t_{n+1}) - Q_i(t_n)] + \Delta V_{s,i}(t_n)$$
(4.38)

$$P_i(t_{n+1}) = \hat{P}_i(t_{n+1}) + \Delta P_{s,i}(t_n)$$
(4.39)

$$Q_i(t_{n+1}) = Q_i(t_{n+1}) + \Delta Q_{s,i}(t_n)$$
(4.40)

En donde el procedimiento para la obtención de las ecuaciones (4.39) y (4.40) es idéntico al descrito en (4.2.1), con la salvedad de que las ecuaciones relativas a potencia activa y reactiva no necesitan ser linealizadas mediante una expansión de Taylor.

Finalmente, los diferentes modelos descritos con anterioridad serán incluidos en el esquema de control DMPC model-free propuesto tal como se indica en la siguiente sección.

## 4.3.4. Formulación del DMPC model-free propuesto

A raíz de lo expuesto a través de las diferentes secciones, se presenta a continuación la función de costos para el esquema de control DMPC model-free propuesto. En particular, esta se ve modificada a raíz de la incorporación de los términos  $\Delta P_{s,i}(t_{n+k-1})$  y  $\Delta Q_{s,i}(t_{n+k-1})$ .

#### Función de costos

Referente a la función de costos del problema de optimización (4.41), esta se ve modificada en razón de su contraparte presentada en (4.13). Originalmente, en lo que respecta a los objetivos de control, estos eran seis, sin embargo, la adición de los términos  $\Delta P_{s,i}(t_{n+k-1})$  y  $\Delta Q_{s,i}(t_{n+k-1})$  en los modelos de potencia activa y reactiva requiere su inclusión en la función de costos. A raíz de lo anterior los objetivos de control pasan de seis a ocho, los cuales son enumerados a continuación: 1) Regulación de frecuencia, 2) Regulación de voltaje, 3) Penalización de acción de control secundaria  $\Delta \omega_{s,i}$ , 4) Penalización de acción de control secundaria Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.3. Esquema de control DMPC model-free propuesto

 $\Delta V_{s,i}$ , 5) Consenso de potencia activa (normalizada), 6) Consenso de potencia reactiva (normalizada), 7) Penalización de acción de control secundaria  $\Delta P_{s,i}$  y 8) Penalización de acción de control secundaria  $\Delta Q_{s,i}$ . En razón de lo expuesto previamente, la función de costos se presenta a continuación:

$$J_{i}(t_{n}) = \sum_{k=1}^{N_{y}} \left[ \lambda_{1i}(\overline{\omega_{i}}(t_{n+k}) - \omega_{0})^{2} + \lambda_{2i}(\overline{V_{i}}(t_{n+k}) - V_{0})^{2} \right] + \sum_{k=1}^{N_{u}} \left[ \lambda_{3i}(\Delta\omega_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} + \lambda_{4i}(\Delta V_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} \right] + \sum_{j=1, j \neq i}^{p} \sum_{k=1}^{N_{y}} \lambda_{5i}a_{ij}(t_{n}) \left( \frac{P_{i}(t_{n+k})}{|S_{imax}|} - \frac{P_{j}(t_{n+k-\tau_{ij}})}{|S_{jmax}|} \right)^{2} + \sum_{j=1, j \neq i}^{p} \sum_{k=1}^{N_{y}} \lambda_{6i}a_{ij}(t_{n}) \left( \frac{Q_{i}(t_{n+k})}{|S_{imax}|} - \frac{Q_{j}(t_{n+k-\tau_{ij}})}{|S_{jmax}|} \right)^{2} + \sum_{k=1}^{N_{u}} \left[ \lambda_{7i}(\Delta P_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} + \lambda_{8i}(\Delta Q_{s,i}(t_{n+k-1}))^{2} \right]$$

$$(4.41)$$

Finalmente, la inclusión de  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  en los términos 7 y 8 de la función de costos requiere del acompañamiento del ponderador  $\lambda_i$ , el cual determinará su importancia entre las diferentes variables de optimización. En este sentido, a mayor  $\lambda_i$  asociado a estos objetivos de control menor será el error entre la predicción realizada para la potencia activa y reactiva y su valor real. No obstante, el incremento en dichos ponderadores puede ralentizar el consenso de potencia.

Tras lo anterior, se da paso a la descripción de los modelos predictivos y sus restricciones para el esquema de control DMPC model-free propuesto.

#### Modelos predictivos

En vista de lo expuesto anteriormente, la presente subsección tiene por objetivo generalizar las ecuaciones del esquema de control. En este sentido, se tomará como guía el apartado (4.2.2), con la salvedad de que en el esquema propuesto las ecuaciones relativas a potencia no requieren de linealización. En consecuencia, el conjunto de ecuaciones para el esquema de control DMPC model-free en el instante  $t_{n+k}$  son las siguientes:

$$\omega_i(t_{n+k}) = \omega_i(t_{n+k-1}) + M_{p\omega,i}[P_i(t_{n+k}) - P_i(t_{n+k-1})] + \Delta\omega_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.42)

$$V_i(t_{n+k}) = V_i(t_{n+k-1}) + M_{qv,i}[Q_i(t_{n+k}) - Q_i(t_{n+k-1})] + \Delta V_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.43)

$$P_i(t_{n+k}) = P_i(t_{n+k}) + \Delta P_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.44)

$$Q_i(t_{n+k}) = \hat{Q}_i(t_{n+k}) + \Delta Q_{s,i}(t_{n+k-1})$$
(4.45)

Tras el conjunto de ecuaciones previas es claro que aquellas relativas al droop del control primario se mantienen respecto del esquema de control DMPC base. No obstante, las ecuaciones de transferencia de potencia son reformuladas. En particular, las ecuaciones (4.44) y (4.45) utilizan predicciones de potencia activa y reactiva además de sus respectivas acciones de control. Cabe destacar que en el caso de las potencias para el esquema de control DMPC model-free sus modelos están basados en estructuras AR, ARX y redes neuronales, las cuales se desenvuelven a partir de datos operacionales y funcionan en la misma escala de tiempo del control secundario.

## **Restricciones** operacionales

Tras el desglose del modelo predictivo, es importante destacar que el presente apartado es idéntico a su contraparte expuesta en (4.2.2).

Con lo anterior, para mayores detalles respecto a las restricciones operacionales del esquema de control DMPC model-free se refiere al lector a la subsección previamente señalada.

Así, tras las aclaraciones previas se tiene que las restricciones operacionales para el esquema propuesto son:

$$\overline{\omega}_{i}(t_{n+k}) = \frac{\omega_{i}(t_{n+k}) + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})\omega_{j}(t_{n+k} - \hat{\tau}_{ij})}{1 + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})}$$
(4.46)

$$\overline{V}_{i}(t_{n+k}) = \frac{V_{i}(t_{n+k}) + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})V_{j}(t_{n+k} - \hat{\tau}_{ij})}{1 + \sum_{j=1}^{p} a_{ij}(t_{n})}$$
(4.47)

$$\overline{\omega}_i(t_{n+Ny}) = \omega_0 \tag{4.48}$$

$$\overline{V}_i(t_{n+Ny}) = V_0 \tag{4.49}$$

$$\overline{V}_{min} \le \overline{V}_i \left( t_{n+k} \right) \le \overline{V}_{max} \tag{4.50}$$

$$|P_{i}(t_{n})| + |Q_{i}(t_{n})| + \operatorname{sign}(P_{i}(t_{n}))[P_{i}(t_{n+k}) - P_{i}(t_{n})]$$

$$+ \operatorname{sign}(Q_{i}(t_{n}))[Q_{i}(t_{n+k}) - Q_{i}(t_{n})] \leq S_{\max}$$

$$(4.51)$$

Tras la exposición previa, se presenta a continuación la formulación QP para el problema de optimización de cada controlador local.

## Formulación QP

Para finalizar la descripción del esquema de control DMPC model-free a continuación se presenta la formulación QP para el problema de optimización local de cada DG.

En este sentido, cabe destacar que existen diferencias sútiles respecto a su contraparte expuesta en (4.2.2). En particular, dichas diferencias atienden principalmente a la eliminación, así como la inclusión, de variables en diferentes vectores de optimización.

En razón de lo anterior, en el vector de variables predichas  $(X_{p,i})$  se eliminan aquellos términos asociados a la desviación del ángulo de fase, mientras que, por otra parte, se agregan las acciones de control secundarias  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  al vector de secuencias de control óptimo  $\mathbb{X}_{\Delta,i}$ .

Finalmente, las modificaciones realizadas al problema QP descrito en (4.2.2) son enseñadas a continuación:

minimize 
$$\frac{1}{2} \mathbb{X}_i^T H_i \mathbb{X}_i + F_i^T \mathbb{X}_i$$
  
subject to  $A_i \mathbb{X}_i \leq B_i$  (4.52)

subject to  $A_i \mathbb{A}_i \leq D_i$ 

$$A_{eq,i} \mathbb{X}_i = B_{eq,i}$$
$$\mathbb{X}_i = [\mathbb{X}_{p,i}, \mathbb{X}_{\Delta,i}]$$
(4.53)

$$\mathbb{X}_{p,i} = [\omega_i(t_{n+k}), V_i(t_{n+k}), P_i(t_{n+k}), \qquad (4.54)$$

$$\begin{aligned}
& \mathbb{Q}_{i}(t_{n+k}), \, \omega_{i}(t_{n+k}), \, V_{i}(t_{n+k})]_{k=1} \\
& \mathbb{X}_{\Delta,i} = [\Delta V_{s,i}(t_{n+k-1}), \, \Delta \omega_{s,i}(t_{n+k-1}), \\
& \Delta P_{s,i}(t_{n+k-1}), \, \Delta Q_{s,i}(t_{n+k-1})]_{k=1}^{N_{u}}
\end{aligned} \tag{4.55}$$

En vista de lo anterior, cabe mencionar que en caso de obtenerse una solución infactible las acciones de control secundarias  $\Delta \omega_{s,i}(t_{n+1}), \Delta V_{s,i}(t_{n+1}), \Delta P_{s,i}(t_{n+1})$  y  $\Delta Q_{s,i}(t_{n+1})$  serán iguales a 0. Por lo demás, no se presentan mayores observaciones respecto del apartado (4.2.2), motivo por el cual para mayores detalles se refiere al lector a dicha subsección.

Tras lo anterior, es posible destacar que tanto la descripción para el sistema de control DMPC base como para el esquema de control DMPC model-free han sido llevadas a cabo. Finalmente, para dar cierre al presente capítulo se detallará la implementación de los modelos AR, ARX y NN en el esquema propuesto.

Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.4. Modelos AR, ARX y NN para potencia activa y reactiva

# 4.4. Modelos AR, ARX y NN para potencia activa y reactiva

La presente sección tiene por objetivo detallar la implementación de los modelos basados en datos utilizados en la presente tesis. En razón de esto, a continuación se describirá la modelación para las estructuras AR y ARX.

## 4.4.1. Estructuras AR y ARX para potencia activa y reactiva

Para llevar a cabo la implementación de los modelos AR y ARX es necesario utilizar aquellas ecuaciones presentadas en las secciones 3.5.1, 3.5.2 y 3.5.2. En este sentido, el eje de la implementación está asociado a la formación de las matrices y vectores presentes en:

$$\theta = (J^T J)^{-1} J^T y \tag{4.56}$$

Donde J es la matriz de regresores,  $\theta$  es el vector de parámetros óptimos e y es la salida medida. A raíz de lo anterior, cabe destacar que  $\theta$  contiene los parámetros que definen a las estructuras AR y ARX por lo que una vez determinado este vector dichos modelos serán conocidos. En particular, para el modelo AR las ecuaciones a determinar son:

$$y(t)_{AR} = -a_1 y(t-1) - \dots - a_{na} y(t-n_a) + e(t)$$
(4.57)

Con  $\theta_{AR}$  igual a:

$$\theta_{AR} = \left[-a_1 \dots - a_{na} + 1\right] \tag{4.58}$$

Mientras que en el caso ARX son:

$$y(t)_{ARX} = -a_1 y(t-1) - \dots - a_{na} y(t-n_a) + b_1 u(t-n_k) + \dots + b_{nb} u(t-n_b-n_k+1) + e(t) \quad (4.59)$$

Con  $\theta_{ARX}$  igual a:

$$\theta_{ARX} = [-a_1 \dots - a_{na} + b_1 \dots + b_{nb} + 1]$$
(4.60)

Tras lo anterior, los regresores a utilizar para la predicción de potencia activa son, en el caso del modelo AR, solo el vector P (de potencia activa) mientras que en el caso ARX se

agregan las variables exógenas de voltaje (vector V) y frecuencia (vector  $\omega$ ). Los vectores de entrada a los modelos AR y ARX son enseñados a continuación:

$$P = \begin{bmatrix} p(k) \\ p(k-1) \\ p(k-2) \\ p(k-3) \\ p(k-4) \\ p(k-5) \\ p(k-6) \\ p(k-7) \\ p(k-8) \\ p(k-9) \\ p(k-10) \\ p(k-11) \\ p(k-12) \\ p(k-13) \\ p(k-14) \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V(k) \\ V(k-1) \\ V(k-2) \\ V(k-3) \\ V(k-6) \\ V(k-7) \\ V(k-8) \\ V(k-9) \\ V(k-10) \\ V(k-11) \\ V(k-12) \\ V(k-13) \\ V(k-14) \end{bmatrix} \quad \omega = \begin{bmatrix} \omega(k) \\ \omega(k-1) \\ \omega(k-2) \\ \omega(k-3) \\ \omega(k-6) \\ \omega(k-6) \\ \omega(k-7) \\ \omega(k-8) \\ \omega(k-9) \\ \omega(k-10) \\ \omega(k-11) \\ \omega(k-12) \\ \omega(k-13) \\ \omega(k-14) \end{bmatrix}$$
(4.61)

En razón de los vectores establecidos previamente, tanto el modelo AR como el modelo ARX utilizarán 5 regresores para cada una de sus variables ya sean estas autorregresivas o exógenas. Con lo anterior, para simplificar la notación se introduce la siguiente identidad:

$$\mathbf{z}(k-a) = [z(k-a), \dots, z(k-a-9)]^T$$
(4.62)

Cabe destacar que para la formación de los regresores en la matriz J es necesario que cada uno de estos posea 10 elementos, en contraparte a los vectores de entrada los cuales poseen 15. En caso contrario, la formación del conjunto de regresores previamente establecido se vuelve infactible en términos dimensionales. En consecuencia, para ilustrar este punto se tiene el siguiente contra ejemplo: si se consideran regresores de 11 elementos, la primera columna de  $J_1$  (ver ecuación (4.63)), es decir,  $\mathbf{p}(k-1)$  sería igual a  $\mathbf{p}(k-1) = [p(k-1), \dots, p(k-11)]^T$ . No obstante, en el caso de  $\mathbf{p}(k-5)$  se tiene que  $\mathbf{p}(k-5) = [p(k-5), \dots, p(k-15)]^T$  lo cual supone un problema dimensional ya que el último elemento en el vector de potencia corresponde a p(k-14).

En razón de lo anterior, para aumentar la cantidad de elementos que componen a los regresores es necesario que los vectores de entrada  $(P, V \le \omega)$  crezcan a la par. Finalmente, bajo las condiciones anteriores (vectores de entrada de largo 15 y 5 regresores para cada matriz  $J_i$ ) el largo máximo para los regresores es de 10 elementos con tal de que el algoritmo sea factible. Notar, en este sentido, que las decisiones previas son arbitrarias.

Así, haciendo uso de la notación establecida en (4.62) la matriz de regresores para el modelo AR es:

$$J_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{p}(k-1) & \mathbf{p}(k-2) & \mathbf{p}(k-3) & \mathbf{p}(k-4) & \mathbf{p}(k-5) \end{bmatrix}$$
(4.63)

En lo que respecta al modelo ARX, este utiliza  $J_1$  a la par de :

$$J_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{V}(k-1) & \mathbf{V}(k-2) & \mathbf{V}(k-3) & \mathbf{V}(k-4) & \mathbf{V}(k-5) \end{bmatrix}$$
(4.64)

$$J_3 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}(k-1) & \boldsymbol{\omega}(k-2) & \boldsymbol{\omega}(k-3) & \boldsymbol{\omega}(k-4) & \boldsymbol{\omega}(k-5) \end{bmatrix}$$
(4.65)

Por lo que su matriz de regresores es:

$$J(\mathbf{z}(k-1),...,\mathbf{z}(k-5)) = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 & J_3 \end{bmatrix},$$
(4.66)

donde z puede ser potencia, voltaje o frecuencia. Así, tras definir la matriz de regresores para el caso AR (4.63) y ARX (4.66) se define a continuación el vector de salida y:

$$y = \mathbf{y}(k) \tag{4.67}$$

Finalmente, tras haber obtenido la matriz de regresores para los casos AR y ARX así como el vector de salida es posible hallar los vectores de parámetros óptimos  $\theta_{AR}$  y  $\theta_{ARX}$  mediante la ecuación (4.56). Lo anterior se ve reflejado en las siguientes ecuaciones:

$$\theta_{AR} = \left(J_1^T J_1\right)^{-1} J_1^T y, \tag{4.68}$$

$$\theta_{ARX} = \left(J^T J\right)^{-1} J^T y, \qquad (4.69)$$

donde  $\theta_{AR}$ ,  $\theta_{ARX}$ , J,  $J_1 \in y$  son actualizados y/o calculados en cada instante de muestreo. Notar, en este sentido, que el algoritmo asociado a los modelos AR y ARX es online a diferencia del caso NN (entrenamiento offline). Con lo anterior, la predicción de potencia activa para el instante k + 1 es:

Caso AR: 
$$\hat{y}_{AR}(k+1) = \hat{P}_{AR}(k+1) = J_1 \theta_{AR}$$
 (4.70)

Caso ARX: 
$$\hat{y}_{ARX}(k+1) = \hat{P}_{ARX}(k+1) = J\theta_{ARX}$$
 (4.71)

Habiendo obtenido la predicción de potencia activa para el instante k + 1 es necesario realizar una modificación en las matrices de regresores  $J_1 ext{ y } J$  con tal de hallar la predicción para el instante k + 2. Las nuevas matrices  $J_1 ext{ y } J$  son presentadas a continuación:

Caso AR: 
$$J_{1,new} = \begin{bmatrix} \hat{y}_{AR}(k+1) & J_1(:,1:4) \end{bmatrix}$$
 (4.72)

Caso ARX: 
$$J_{new} = \begin{bmatrix} \hat{y}_{ARX}(k+1) & J_1(:,1:4) & J_2(:,1:4) & J_3(:,1:4) \end{bmatrix}$$
 (4.73)

Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.4. Modelos AR, ARX y NN para potencia activa y reactiva

Donde  $J_i(:, 1 : 4)$  representa las primeras 4 columnas de las matriz  $J_i$ . Es decir, para calcular la predicción de potencia activa en el instante k + 2 se incorpora como primera columna la predicción realizada en el instante anterior (en este caso k + 1) a la par que se elimina el último regresor de cada una de las submatrices  $J_i$ , lo cual permite la incorporación de información reciente mientras que los regresores con un mayor retraso son descartados.

Tras repetir el proceso anterior, es decir, calcular primero (4.68), (4.69) y después (4.70), (4.71) es posible obtener una nueva predicción, esta vez en k + 2. El proceso es iterativo hasta alcanzar el instante k + 5 debido a que este es el horizonte de predicción.

Para finalizar, cabe destacar que el proceso de identificación para la potencia reactiva es análogo, es decir, basta con reemplazar los vectores asociados a la potencia activa por reactiva. En particular, el modelo ARX para la potencia reactiva utiliza las mismas variables exógenas que el caso de potencia activa. En este sentido, las variables de voltaje y frecuencia fueron escogidas como variables exógenas dada su estrecha relación con los modelos de transferencia de potencia y control droop en el sistema de control DMPC base (ver sección 4.2.2).

Con lo anterior, los esquemas de identificación para potencia activa y reactiva utilizados en el esquema de control DMPC model-free propuesto son apreciables en las Figura 4.3 a nivel de control secundario. El detalle de estos es apreciable a continuación.



Figura 4.4: Modelos basados en datos: AR/ARX

Donde  $P_i$ ,  $Q_i$ ,  $V_i$  y  $\omega_i$  corresponden a la potencia activa/reactiva, voltaje y frecuencia de la unidad de generación distribuida i  $(DG_i)$ . Por otra parte,  $\hat{P}_i$  y  $\hat{Q}_i$  corresponden a las predicciones para potencia activa y reactiva. Cabe destacar que  $\hat{P}_i$ , así como  $\hat{Q}_i$ , corresponden a vectores de 5 elementos ya que incluyen las predicciones desde k+1 hasta k+5. Finalmente, habiendo detallado la implementación de los modelos AR y ARX es importante recalcar que ambos modelos se actualizan de manera online según  $T_{sec}$  (tiempo de muestreo del nivel secundario). Tras lo anterior, se da paso a la implementación de la red neuronal.

## 4.4.2. Red neuronal para potencia activa y reactiva

En lo que respecta al caso AR/ARX se tiene que el algoritmo de mínimos cuadrados calcula los vectores de parámetros óptimos  $\theta_{AR}$  y  $\theta_{ARX}$  en tiempo real, es decir, los coeficientes contenidos en cada uno de estos vectores son estimados en cada instante de muestreo motivo por el cual varían constantemente en el tiempo. En contraparte, para llevar a cabo la implementación de la red neuronal esta será entrenada con datos operacionales propios del sistema de control DMPC base, en este sentido, dicho entrenamiento es realizado de manera off-line y utiliza de manera conjunta los algoritmos presentados en las subsecciones 3.6.2 y 3.6.3. Por lo demás, cabe destacar que el hecho de mantener a los modelos basados en datos AR, ARX y NN fuera del optimizador (ver Figura 4.3) responde a una arbitrariedad.

Con lo anterior, para llevar a cabo el entrenamiento de la red neuronal es necesario el registro de datos asociados a la potencia activa y reactiva de cada unidad. En adición a lo anterior, las predicciones de potencia activa y reactiva (desde k + 1 hasta k + 5) también son almacenadas. Esto es apreciable en la Figura 4.5:



Figura 4.5: Registro de datos para entrenamiento de la red neuronal

Cabe destacar que los datos obtenidos han de ser representativos del sistema a modelar, motivo por el cual diferentes tipos de carga, impactos de carga, secuencias de impacto y puntos de operación son utilizados. En razón de esto, es primordial excitar todo el rango de operación del sistema sin sobrepasar las restricciones físicas de este. Así, una vez finalizado el registro de datos es posible procesar dicha información mediante MATLAB®. En este sentido, MATLAB® posee la función nnstart la cual habilita la herramienta de redes neuronales (Neural Network Start) donde se encuentra la opción fitting (ajuste de entrada-salida).

En esta opción es posible cargar datos tanto de entrada como de salida para llevar a cabo el proceso de entrenamiento. Por lo demás, la interfaz de esta herramienta permite determinar: el porcentaje de datos asociados al entrenamiento/prueba/validación, número de neuronas en la capa oculta y algoritmo de entrenamiento. Capítulo 4. Sistema de control DMPC base y Esquema de control DMPC model-free propuesto 4.4. Modelos AR, ARX y NN para potencia activa y reactiva

En razón de esto, un 60% de los datos fue destinado al entrenamiento mientras que el 40% restante fue repartido en partes iguales a las etapas de prueba y validación. La cantidad de neuronas para la capa oculta se fijó en 100 y el algoritmo de entrenamiento utilizado fue el de Levenberg-Marquardt. Así, el modelo basado en datos para la red neuronal es presentado en la Figura 4.6:



Figura 4.6: Modelo basado en datos: NN

En particular, llevar a cabo el entrenamiento de la red neuronal vía la herramienta fitting está asociado al hecho de que una vez terminado este proceso MATLAB (el es capaz de generar un bloque en SIMULINK (el cual contiene el modelo de la red neuronal.

Finalmente, tras haber expuesto los detalles de la implementación de los modelos basados en datos se da paso al capítulo de resultados.

# Capítulo 5

# Resultados de simulación de la propuesta

## 5.1. Introducción

El capítulo "Resultados de simulación de la propuesta" tiene por objetivo presentar los resultados obtenidos via simulación tanto del sistema de control DMPC base como del esquema de control DMPC model-free propuesto y sus variantes AR/ARX/NN. En este sentido, se detallará a continuación: el modelo de la microrred utilizada para llevar a cabo la validación de las propuestas, simulaciones para ilustrar las desventajas de la propuesta presentada en [3] (variación en: inductancia de línea en el controlador  $L_{i,DMPC}$ , inductancia de línea en la microrred  $L_{i,MG}$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ ) y retraso comunicacional  $\tau_d$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ ). Los últimos dos se encuentran disponibles en el anexo (A).), índices de desempeño relativos a la calidad de las predicciones obtenidas y, finalmente, variación en el retraso comunicacional  $\tau_d$  y en la resistencia de línea  $R_i$  para todos los esquemas de control bajo estudio.

Tras lo anterior, el capítulo se organiza de la siguiente manera: en la sección 5.2 se presentará la microrred utilizada para la validación de las propuestas AR/ARX/NN, en la sección 5.3 se presentarán los resultados asociados al esquema de control DMPC base [3] sujeto a la variación en el parámetro  $L_{i,DMPC}$ . Por otra parte, en la sección 5.4 se llevará a cabo una comparación entre las predicciones del sistema de control DMPC base y el esquema de control DMPC model-free propuesto, mientras que en la sección 5.5 se presentarán los resultados relativos a la variación en el retraso comunicacional  $\tau_d$ . Del mismo modo, en la sección 5.6 se presentarán los resultados asociados a la variación en la resistencia de línea  $R_i$ . Finalmente, en la sección 5.7 se discutirán y resumirán los resultados obtenidos.

## 5.2. Microrred usada para validación

La presente sección tiene por objetivo dar a conocer en detalle el circuito a trabajar, tanto en sus parámetros como en su diagrama eléctrico/comunicacional. En este sentido, el diagrama del circuito a simular es presentado en la Figura 5.1. Así, en éste se pueden apreciar cuatro unidades de generación distribuida de tipo AC  $(DG_1, DG_2, DG_3 \text{ y } DG_4)$ acompañados a su salida del respectivo inductor de acople a la microrred  $(L_1, L_2, L_3 \text{ y } L_4)$ . Por lo demás, en serie a cada inductor se encuentra conectada una resistencia (a estos efectos,  $R_1, R_2, R_3 \text{ y } R_4$ ).

En adición a lo anterior, se tienen dos cargas resistivo/inductivas las cuales en cada fase poseen una resistencia en paralelo con un inductor  $(Z_1 ext{ y } Z_2)$  e inductores para las líneas de transmisión  $(L_{12}, L_{24} ext{ y } L_{34})$ . Para concluir el apartado circuital, cabe destacar que dichas variables asociadas al observador de voltaje son propias del esquema de control DMPC base [2] y no forman parte, tal como fue mencionado en el capítulo previo, de las distintas propuestas. Por lo demás, con tal de evaluar el desempeño del sistema de control propuesto en [3] en conjunto a la estrategia model-free, fue utilizado PLECS blockset@ para construir el modelo eléctrico de la microrred, mientras que en MATLAB/Simulink@ se implementaron los controladores. Con lo anterior, la microrred es presentada en la Figura 5.1:



Figura 5.1: Simulador de microrred para las pruebas a realizar

En lo que respecta a su estructura comunicacional, es posible destacar que el detalle de ésta fue expuesto en la sección 4.2.1 en donde todas las unidades de generación distribuida poseen un enlace de comunicación con el resto de  $DG_s$ . Ésto es apreciable en la Figura 5.1 tanto visualmente, a través de los enlaces de comunicación, como matemáticamente mediante la matriz de adyacencia, la cual codifica y/o resume la topología comunicacional de la microrred.

En este sentido, la red a tratar es de carácter bidireccional e incorpora conceptos tales como latencia  $(\tau_{ij})$  y conectividad  $(a_{ij})$ . Por lo demás, ya que la red es full-duplex se tiene que  $\tau_{ij} = \tau_{ji}$  y  $a_{ij} = a_{ji}$ . Respecto a los términos  $a_{ij}$ , éstos son denominados "coeficientes de adyacencia" y determinan si existe comunicación o no entre dos unidades, así, en caso de que exista comunicación éste término tendrá valor igual a 1 mientras que en caso contrario será igual a 0.

En virtud de esto, es importante notar que la matriz de adyacencia puede variar con el tiempo por lo que la topología comunicacional de la microrred cambia a la par. No obstante, ésta topología puede cambiar siempre y cuando se garantice la existencia de un camino entre cada unidad y sus vecinos, lo cual es requisito para garantizar la estabilidad del sistema (ver [7], spanning tree).
Habiendo abordado los distintos aspectos de la microrred presentada en la sección 5.1, a continuación se darán a conocer diferentes tablas asociadas a los parámetros que rigen al sistema de control DMPC base y al esquema de control DMPC model-free propuesto. Dichos parámetros serán agrupados de la siguiente manera: Parámetros eléctricos de la microrred, parámetros de las unidades de generación, parámetros generales para el DMPC y factores de ponderación del DMPC. Las tablas en cuestión son presentadas en 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.6 y 5.5, respectivamente.

Parámetro	Descripción	Valor
$T_{prim}$	Tiempo de muestreo nivel primario	$1/16 \times 10^{3}s$
$\mathbf{Z}_{sdc,t1-1,1}$	Set de cargas - Test 1 y 1.1	33.14 $\Omega$ – 32,01 $\Omega$
$\mathbf{Z}_{sdc,t1,2-2}$	Set de cargas - Test 1.2 y 2	55.60 $\Omega-37{,}74\Omega$
$\mathbf{Z}_{sdc,t3}$	Set de cargas - Test 3	33.14 $\Omega-$ 36,38 $\Omega$
$\mathbf{Z}_{sdc,idd}$	Set de cargas - Índices de desempeño	33.14 $\Omega-$ 33,73 $\Omega$
$\mathbf{R}_i$	Resistencia de acople	$0.1050 \ \Omega$
$L_i$	Inductancia de acople	$2.5 \times 10^{-3} H$
$L_{ij}$	Inductancia línea de transmisión	$2.5 \times 10^{-3} H$
$\mathcal{L}_{f}$	Inductancia filtro de salida	$8.5 \times 10^{-4} H$
$\mathbf{C}_{f}$	Capacitancia filtro de salida	$7 \times 10^{-5} F$
$V_0$	Voltaje nominal	220 V
$\omega_0$	Frecuencia nominal	314.159  rad/s
$\omega_c$	Frecuencia de corte - Controlador droop	3.141  rad/s

Tabla 5.1: Parámetros eléctricos de la microrred

Tabla 5.2: Parámetros de las unidades de generación

Potencia y pendientes y	Descripción	$\mathbf{DG}_1$	$\mathbf{DG}_2$	$\mathbf{DG}_3$	$\mathbf{DG}_4$
$S_{max}$	[KVA] Capaci- dad de Potencia	5000	4500	4500	5000
$M_{pw}$	$\begin{bmatrix} \frac{rad}{sW} \end{bmatrix} Pendiente droop P-\omega$	$-1.00 \times 10^{-4}$	$-0.85 \times 10^{-4}$	$-0.85 \times 10^{-4}$	$-1.00 \times 10^{-4}$
$M_{qv}$	$\begin{bmatrix} V \\ VAR \end{bmatrix}$ Pendien- te droop Q-V	$-1.20 \times 10^{-2}$	$-1.20 \times 10^{-2}$	$-1.20 \times 10^{-2}$	$-1.20 \times 10^{-2}$

Parámetro	Descripción	Valor
$T_{sec}$	Tiempo de muestreo nivel secundario	0.05 s
$\hat{ au_{ij}}$	Retraso comunicacional estimado	$0.05 \mathrm{~s}$
$N_y$	Horizonte de predicción	5
$N_u$	Horizonte de control	5
V <sub>max</sub>	Voltaje máximo	230 V
V <sub>min</sub>	Voltaje mínimo	210 V

Tabla 5.3: Parámetros generales DMPC

Tabla 5.4: Factores de ponderación DMPC base - Test1/1.1/1.2/2/3

Ponderadores	Descripción	$\mathbf{DG}_1$	$\mathbf{DG}_2$	$\mathbf{DG}_3$	$\mathbf{DG}_4$
$\lambda_1$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Error frecuencia promedio	$7.58{ imes}10^6$	$7.58{ imes}10^6$	$7.58{\times}10^6$	$7.58{ imes}10^6$
$\lambda_2$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Error voltaje promedio	$3.75{ imes}10^{2}$	$3.75{ imes}10^2$	$3.75{ imes}10^2$	$3.75{ imes}10^2$
$\lambda_3$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Acción de control frecuencia	$5.13 \times 10^{6}$	$5.13 \times 10^{6}$	$5.13 \times 10^{6}$	$5.13 \times 10^{6}$
$\lambda_4$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Acción de control voltaje	$1.25{ imes}10^3$	$1.25{ imes}10^3$	$1.25{ imes}10^3$	$1.25{ imes}10^3$
$\lambda_5$	$\left[\frac{VA}{W}\right]^2$ Consenso potencia activa	$2.12{ imes}10^4$	$2.12{ imes}10^4$	$2.12{\times}10^4$	$2.12{ imes}10^4$
$\lambda_6$	$\left[\frac{VA}{VAR}\right]^2$ Consenso potencia reactiva	$1.47 \times 10^{5}$	$1.47 \times 10^{5}$	$1.47 \times 10^{5}$	$1.47 \times 10^{5}$

Ponderadores	Descripción	$\mathbf{DG}_1$	$\mathbf{DG}_2$	$\mathbf{DG}_3$	$\mathbf{DG}_4$
$\lambda_1$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Error frecuencia promedio	$7.58 \times 10^{6}$	$7.58 \times 10^{6}$	$7.58 \times 10^{6}$	$7.58 \times 10^{6}$
$\lambda_2$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Error voltaje promedio	$5.00 \times 10^{3}$	$5.00 \times 10^3$	$5.00 \times 10^{3}$	$5.00 \times 10^{3}$
$\lambda_3$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Acción de control frecuencia	$2.50 \times 10^{9}$	$2.50 \times 10^{9}$	$2.50 \times 10^{9}$	$2.50 \times 10^{9}$
$\lambda_4$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Acción de control voltaje	$8.75 \times 10^{4}$	$8.75 \times 10^{4}$	$8.75 \times 10^{4}$	$8.75 \times 10^4$
$\lambda_5$	$\left[\frac{VA}{W}\right]^2$ Consenso potencia activa	$1.90{ imes}10^8$	$1.90{ imes}10^8$	$1.90{ imes}10^{8}$	$1.90{ imes}10^{8}$
$\lambda_6$	$\left[\frac{VA}{VAR}\right]^2$ Consenso potencia reactiva	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$
$\lambda_7$	$\left[\frac{1}{W}\right]^2$ Acción de control potencia activa	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$
$\lambda_8$	$\left[\frac{1}{VA}\right]^2$ Acción de control potencia reactiva	$1.55 \times 10^{3}$	$1.55 \times 10^{3}$	$1.55 \times 10^{3}$	$1.55 \times 10^{3}$

Tabla 5.5: Factores de ponderación DMPC model-free - Test 2

Tabla 5.6: Factores de ponderación DMPC model-free - Test 3

Ponderadores	Descripción	$\mathbf{DG}_1$	$\mathbf{DG}_2$	$\mathbf{DG}_3$	$\mathbf{DG}_4$
$\lambda_1$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Error frecuencia promedio	$7.58{ imes}10^6$	$7.58{ imes}10^6$	$7.58 \times 10^{6}$	$7.58 \times 10^{6}$
$\lambda_2$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Error voltaje promedio	$4.90{\times}10^3$	$4.90{ imes}10^3$	$4.90{\times}10^3$	$4.90 \times 10^{3}$
$\lambda_3$	$\left[\frac{s}{rad}\right]^2$ Acción de control frecuencia	$4.00 \times 10^{8}$	$4.00 \times 10^{8}$	$4.00 \times 10^{8}$	$4.00 \times 10^{8}$
$\lambda_4$	$\left[\frac{1}{V}\right]^2$ Acción de control voltaje	$5.25{ imes}10^4$	$5.25{ imes}10^4$	$5.25 \times 10^4$	$5.25 \times 10^{4}$
$\lambda_5$	$\left[\frac{VA}{W}\right]^2$ Consenso potencia activa	$1.90{ imes}10^{8}$	$1.90{ imes}10^8$	$1.90 \times 10^{8}$	$1.90 \times 10^{8}$
$\lambda_6$	$\left[\frac{VA}{VAR}\right]^2$ Consenso potencia reactiva	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$	$9.47 \times 10^{10}$
$\lambda_7$	$\left[\frac{1}{W}\right]^2$ Acción de control potencia activa	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$	$3.50 \times 10^{1}$
$\lambda_8$	$\left[\frac{1}{VA}\right]^2$ Acción de control potencia reactiva	$2.50 \times 10^2$	$2.50 \times 10^2$	$2.50 \times 10^2$	$2.50 \times 10^2$

Finalmente, tras haber expuesto los detalles asociados a la microrred utilizada en la validación de las propuestas se presenta a continuación la prueba: "Test 1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ ". Cabe destacar que las pruebas "Test 1.1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,MG}$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ )" y "Test 1.2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ )" se encuentran disponibles

en el anexo (A). Notar que el término  $L_{i,DMPC_{crit}}$  corresponde a la inductancia de línea utilizada por el controlador DMPC,  $L_{i,DMPC}$ , con la salvedad de que éste es ponderado por un factor crítico (7.00 para el Test 1.1 y 4.40 para el Test 1.2) que lleva al sistema a una región de operación inestable. Con esto, se hará variar un parámetro sensible del sistema, ya sea  $L_{i,MG}$  (inductancia de línea utilizada por la microrred) o  $\tau_d$  para llevar al fallo al sistema. Los parámetros para éstas pruebas se encuentran en las tablas presentadas con anterioridad y los factores de aumento para  $L_{i,MG}$  y  $\tau_d$  son visibles en la figuras disponibles en el anexo (A). En este sentido, las diferentes pruebas tienen por objetivo ilustrar el deterioro en el desempeño del esquema de control DMPC base propuesto en [3], ya que, tal como se ha indicado en secciones anteriores, tal comportamiento es esperable frente a incertezas en parámetros del sistema. Con lo anterior, se presenta a continuación el Test 1.

# 5.3. Test 1 - Variación en inductancia de línea $L_{i,DMPC}$

Tras presentar los detalles de la microrred bajo estudio se da paso al test 1: "Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ ". En este sentido, tal como fue mencionado previamente ésta prueba evalúa aspectos fundamentales de la presente tesis ya que modificaciones en parámetros sensibles, en este caso la inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ , han de provocar un detrimento en el desempeño del sistema de control DMPC base [2].

Con lo anterior, la prueba consistirá en modificar uno de los parámetros críticos en el sistema de control propuesto en [2]: " $L_i$ " (ver Figura 5.1), el cual corresponde a la inductancia del inductor de acople con la microrred. Cabe destacar que la notación " $L_{i,DMPC}$ " hace referencia a la inductancia de línea utilizada por el controlador, motivo por el cual la variación de  $L_i$  será llevada a cabo en el DMPC. Adicionalmente, el parámetro  $L_i$  utilizado por la microrred, " $L_{i,MG}$ ", es constante para una topología comunicacional full-red sin variaciones en el retraso comunicacional  $\tau_d$ .

En consecuencia, el valor de la inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$  será multiplicado por diferentes factores de modo creciente y se aplicará un impacto de carga positivo hasta llevar al fallo al sistema de control propuesto en [2]. En razón de esto, se graficarán las siguientes variables de interés: frecuencia, voltaje, potencia activa y reactiva normalizada y acciones de control secundarias:  $\Delta \omega_{s,i}$  y  $\Delta V_{s,i}$  (éstas últimas serán presentadas en el anexo (A)). Se destaca también el tiempo de optimización para cada  $DG_i$ . Finalmente, se presentan a continuación los resultados para el test 1.

# 5.3.1. Esquema de control DMPC base

La presente subsección tiene por objetivo presentar los resultados relativos al test 1 descrito previamente. En particular, solo se enseñarán los resultados asociados al esquema de control DMPC base ya que en el esquema de control model-free el parámetro  $L_i$  es desestimado en la modelación matemática del sistema, motivo por el cual la prueba es irrealizable en los casos AR, ARX y NN. Ésto también es válido para las pruebas 1.1 y 1.2.

Por lo demás, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$  y  $\Delta \omega_{s,i}$ , éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ " son: 6.50, 6.90, 7.30 y 7.70 y se utiliza el set de cargas para el test 1 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.4. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMPC base se presentan a continuación en las Figuras 5.2 y 5.3:



Esquema de control DMPC base: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.2: Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.3.inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ 

Figura 5.3: Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en ésta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la inductancia de línea  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla 5.1), el cual es ponderado por los factores: 6.50 (inciso (a)), 6.90 (inciso (b)), 7.30 (inciso (c)) y 7.70 (inciso (d)). Cabe destacar que ésta ponderación solo afecta al controlador  $(L_{i,DMPC})$ y que, al mismo tiempo, la inductancia del inductor de acople en la microrred es fija  $(L_{i,MG})$ .

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.1):

$$A_{test1}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.1)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 33,14[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.2, 5.3, 5.4 y 5.5. Éste punto es válido para todas las pruebas y esquemas de control, ya sea DMPC base o DMPC model-free AR/ARX/NN, ya que la operación del nivel primario de control es común en todos los casos.

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. En particular, en lo que refiere al caso de potencia activa y reactiva es importante recalcar el hecho de que los objetivos de control de éstas variables atienden a potencias normalizadas, es decir, si se analiza el comportamiento de cada  $DG_i$  por separado se tienen curvas de potencia diferentes entre sí. No obstante, al ser normalizadas cada unidad realiza un esfuerzo proporcional a su capacidad máxima de potencia motivo por el cual en términos porcentuales cada  $DG_i$  aporta la misma cantidad de potencia activa y reactiva a la red.

Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (Figuras 5.2 y 5.3) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba ( $Z_1$ ). Posterior a esto, se conecta la carga 2 ( $Z_2 = 32,01[\Omega]$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 25 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 45 segundos en total. En este sentido, tanto la potencia activa como reactiva logran alcanzar el consenso tras la activación del control secundario y posterior impacto de carga, tal como se observa en los incisos (a), (b) y (c). No obstante, en el inciso (c) las oscilaciones en la potencia producto de la variación en  $L_{i,DMPC}$  ya son notables. Más aún, a medida que  $L_{i,DMPC}$  aumenta mayores son las oscilaciones tras la activación del controlador DMPC y posterior conexión de la carga  $Z_2$  es notable la degradación en el desempeño del sistema, llevando a éste a un régimen inestable y/o oscilatorio tras multiplicar por 7.70 la inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ , tal como aprecia en las Figuras 5.2(d) y 5.3(d). Con lo anterior, no es posible alcanzar el consenso de potencia activa.

Esto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo ya que el sistema de control propuesto en [2] hace uso de la estrategia DMPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que éste requiere del valor exacto de la inductancia  $L_i$  para los modelos de potencia activa y reactiva. En consecuencia, dicho punto constituye el problema a resolver mediante los distintos esquemas de control propuestos en ésta tesis.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMPC base.

#### Esquema de control DMPC base: Frecuencia/Voltaje

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMPC base en las Figuras 5.4 y 5.5, respectivamente.



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ 

Figura 5.4: Esquema de control DMPC base - Frecuencia



Figura 5.5: Esquema de control DMPC base - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Aclarar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades, es decir,  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ . Notar, en este sentido, que la frecuencia  $F_{avg}$  así como la frecuencia de cada unidad muestran una evolución semejante. Esto se debe al

hecho de que la frecuencia es una variable global en el sistema, a diferencia del voltaje. Por lo demás, el voltaje posee una restricción para sus límites superior e inferior, en donde el voltaje promedio  $V_{avg}$  no puede superar los 230[V] ni situarse por debajo de los 210[V]. Finalmente, tanto el voltaje como la frecuencia promedio de cada unidad han de ser iguales a sus valores nominales tras alcanzar el horizonte de predicción (ver ecuación (4.19)).

Con lo anterior, dichos objetivos se cumplen en los incisos (a), (b) y (c). No obstante, las oscilaciones producto del error de estimación en  $L_{i,DMPC}$  ya son observables en la frecuencia tras multiplicar por 7.30. Notar que tras la activación del secundario y previo al impacto de carga ésta oscila levemente. Tras la conexión de  $Z_2$  la frecuencia se aproxima a los 50[Hz], pero oscila en torno al valor nominal hasta el final de la prueba. En consecuencia, en el inciso (d) dichas oscilaciones son evidentes en cada unidad y permanecen hasta finalizar el test, motivo por el cual no es posible regular frecuencia ni voltaje a sus valores de referencia.

Además, previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste  $(49,9[Hz] \ y \ 215[V])$ , aproximadamente). En este sentido, una vez activado el control secundario se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.4) como del voltaje (ver Figura 5.5) que a medida que aumenta la inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$  las oscilaciones incrementan tanto en magnitud como en duración. En particular, en el último caso de estudio 5.4(d) y 5.5(d) dichas oscilaciones permanecen en la variable de frecuencia  $F_{avg}$  y voltaje  $V_{avg}$  incluso antes del segundo impacto de carga. Con lo anterior, el tiempo de asentamiento aumenta a la par de  $L_{i,DMPC}$ .

Naturalmente, dichas oscilaciones repercuten en el desempeño de la potencia activa y reactiva ya que éstas se encuentran ligadas a la frecuencia y voltaje a través de las ecuaciones de control droop ( $\omega - P$  y V - Q, ver ecuaciones en (4.2.2)). En razón de esto, es esperable visualizar dicho comportamiento en las variables de potencia, tal como fue enseñado previamente en las Figuras 5.2 y 5.3.

Así, para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMPC base se presenta a continuación el tiempo de optimización.



### Esquema de control DMPC base: Tiempo de optimización

Figura 5.6: Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMPC base se presenta el tiempo de optimización, siendo éste el tiempo que le toma a cada unidad resolver el problema de optimización local. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables asociadas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control de voltaje/frecuencia, poseen valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos. Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 25 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.6). Finalmente, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades.

A modo de resumen, el objetivo de ésta prueba ha sido demostrar que a medida que el factor asociado a la inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$  aumenta, mayor es el detrimento en el desempeño del sistema de control presentado en [3]. Ésto es apreciable en la evolución de las diferentes variables, llevando, en última instancia, al sistema a un régimen inestable y/o oscilatorio. Con esto, se da paso a la sección "Índices de desempeño".

# 5.4. Índices de desempeño

La sección "Índices de desempeño" tiene por objetivo entregar una comparación tanto visual como numérica de los modelos predictivos asociados al esquema de control modelfree y al sistema de control DMPC base. En este sentido, el análisis será llevado a cabo utilizando las predicciones de potencia activa y reactiva del modelo presentado en [3] versus su contraparte en los modelos propuestos basados en datos. En particular, la comparación visual consistirá en graficar las predicción a 5 pasos de potencia activa y reactiva del sistema DMPC base a la par de las predicciones de los modelos AR, ARX y NN.

Del mismo modo, cada gráfico estará acompañado de una tabla de errores porcentuales promedio (RMS/Root Mean Square y MAPE/Mean Absolute Percentage Error) calculados entre las predicciones de potencia activa y reactiva del modelo presentado en [3] y las predicciones de los modelos AR, ARX y NN, esto, para todas las unidades de generación distribuidas a diferentes pasos de predicción. En síntesis, el presente apartado tiene por finalidad dilucidar la calidad y/o certeza de las prediciones de potencia activa y reactiva entregadas por los diferentes esquemas propuestos respecto del sistema de control base.

Tras lo anterior, los errores RMS y MAPE pueden ser calculados mediante las siguientes ecuaciones:

El error cuadrático medio se define como:

RMS = 
$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \bar{x})^2}$$
 (5.2)

donde N es el número de observaciones,  $x_i$  son los valores individuales y  $\bar{x}$  es la media de los valores  $x_i$ . Por otro lado, el error porcentual medio absoluto se define como:

MAPE = 
$$\frac{100}{N} \sum_{i=1}^{N} \left| \frac{x_i - \hat{x}_i}{x_i} \right|$$
 (5.3)

donde N es el número total de observaciones,  $x_i$  son los valores reales y  $\hat{x}_i$  son los valores pronosticados.

Tras lo anterior, cabe destacar que al calcular el error punto por punto entre las predicciones del sistema de control base y aquellas pertenecientes al esquema de control propuesto, se tiene que los errores RMS y MAPE son idénticos si el error RMS es porcentual. Éste punto se ve reflejado a continuación: Si el error es calculado punto por punto, entonces el promedio tanto en el caso RMS como MAPE es desestimado, tal como se aprecia en las siguientes ecuaciones:

$$RMS = \sqrt{(y_{real} - y_{est})^2} \tag{5.4}$$

$$MAPE = 100 \left| \frac{y_{real} - y_{est}}{y_{real}} \right|$$
(5.5)

Del mismo modo, al simplicar la raíz cuadrada en el error RMS y convertirlo en porcentaje se obtiene la siguiente identidad:

$$RMS = \frac{(y_{real} - y_{est})}{y_{real}} * 100$$
(5.6)

$$MAPE = 100 \left| \frac{y_{real} - y_{est}}{y_{real}} \right|$$
(5.7)

En este sentido, las tablas de errores que serán presentadas a continuación solo registrarán un valor como error, esto, para k + 1 hasta k + 5 en todas las unidades, ya sea en el caso de potencia activa o reactiva. Finalmente, la columna etiquetada como "total" utiliza ambos vectores,  $y_{real}$  y  $y_{est}$ , y calcula el error RMS y MAPE haciendo uso de las 5 componentes de cada vector (predicciones a 1 paso, 2 pasos,..., 5 pasos). A raíz de lo anterior, ésta columna posee dos valores ya que en éste contexto los errores RMS y MAPE son distintos.

En vista de lo anterior, se presentan a continuación los resultados para el apartado "Índices de desempeño".

### Esquema de control DMFPC propuesto - AR/ARX: Potencia activa normalizada

Tal como fue descrito previamente, se presenta en las Figuras 5.7 y 5.8 los resultados asociados a la comparación entre el sistema de control base y el esquema de control propuesto bajo las estructuras AR y ARX. En este sentido, dicha comparación muestra las predicciones de potencia activa y reactiva en k + 5 para el caso base y los modelos AR y ARX en todas las unidades de generación. En particular, el caso relativo a la potencia activa es presentado en la Figura 5.7.

Tras lo anterior, a la par de esta figura se hallan las tablas 5.7 y 5.8 las cuales contienen los errores RMS y MAPE promedio entre el caso base y la propuesta AR (en primer lugar) y entre el caso base y la propuesta ARX (en segundo lugar). Del mismo modo, cada una de las tablas disponibles en este apartado presentan el error existente entre el caso base y la propuesta respectiva a 1 paso, 2 pasos, 3 pasos, 4 pasos y 5 pasos para todas las unidades de generación. Por lo demás, se agrega el error total el cual considera las 5 componentes de cada vector para su cálculo.

Para finalizar, y tras haber presentado tanto la Figura 5.7, como las tablas 5.7 y 5.8 asociadas a la potencia activa, se presenta de manera análoga el caso de la potencia reactiva.



Figura 5.7: Predicciones a 5 pasos para potencia activa normalizada (Caso Base/AR/ARX)

Tabla 5.7: Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo AR

Modelo AR	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.31%	0.42%	0.53%	0.68%	0.81%	0.62%- $0.55%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.35%	0.46%	0.59%	0.75%	0.92%	0.69%- $0.62%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.62%	0.56%	0.67%	0.78%	0.94%	0.81%- $0.72%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.31%	0.39%	0.52%	0.66%	0.83%	0.62%-0.54%

Tabla 5.8: Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo ARX

Modelo ARX	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.29%	0.42%	0.54%	0.67%	0.80%	0.61%- $0.55%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.32%	0.46%	0.60%	0.75%	0.89%	0.67%- $0.60%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.63%	0.59%	0.69%	0.81%	0.91%	0.80%- $0.72%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.28%	0.39%	0.53%	0.67%	0.80%	$0.61\% ext{-}0.53\%$

# Esquema de control DMFPC propuesto - AR/ARX: Potencia reactiva normalizada

Tras abordar el caso de la potencia activa, el presente apartado trata de manera análoga a la potencia reactiva. En este sentido, aquellas observaciones realizadas previamente son válidas también para esta subsección. En vista de esto, en la Figura 5.8 se presentan las predicciones a 5 pasos de potencia reactiva para el caso base y las propuestas AR y ARX. Del mismo modo, las tablas asociadas a esta figura se encuentran disponibles en 5.9 y 5.10.

Con lo anterior, cabe recalcar que las figuras presentes en esta sección muestran exclusivamente la predicción a 5 pasos, es decir, se excluyen aquellas componentes desde k + 1hasta k + 4 y se presenta k + 5 para todas las unidades de generación. Notar, por lo tanto, que la comparación entre el sistema base y los modelos AR/ARX busca clarificar aquellas semejanzas y/o diferencias entre los modelos predictivos asociados a cada estrategia.



Figura 5.8: Predicciones a 5 pasos para potencia reactiva normalizada (Caso Base/AR/ARX)

Tabla 5.9: Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo AR

Modelo AR	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S-M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.57%	0.70%	0.80%	0.95%	1.04%	0.87%- $0.81%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.48%	0.54%	0.62%	0.76%	0.85%	0.70%- $0.65%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.69%	0.65%	0.69%	0.86%	1.02%	0.87%- $0.78%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.68%	0.80%	0.92%	1.07%	1.17%	1.01%0.93%

Modelo ARX	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.48%	0.66%	0.80%	0.91%	0.99%	0.82%- $0.77%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.38%	0.50%	0.62%	0.72%	0.78%	0.64%-0.60%
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.60%	0.60%	0.69%	0.81%	0.93%	0.80%- $0.73%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.60%	0.76%	0.92%	1.04%	1.09%	0.95%- $0.88%$

Tabla 5.10: Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Modelo ARX

De los resultados expuestos previamente, es posible notar lo siguiente: Los diferentes gráficos (ver Figuras 5.7 y 5.8) inician a los 2 segundos ya que el control a nivel secundario empieza a operar en dicho instante de tiempo, en consecuencia, a partir de aquel evento es posible contar con las predicciones tanto de potencia activa como reactiva que son calculadas en el optimizador del modelo presentado en [3]. Previo a esto opera exclusivamente el control primario.

Con lo anterior, se compara en primer lugar la predicción a 5 pasos obtenida desde el modelo propuesto en [3] para potencia activa con su símil en los modelos AR y ARX, esto, tanto de manera visual (ver Figura 5.7) como matemática (ver tablas 5.7 y 5.8).

Así, a los 2 segundos la Figura 5.7 muestra un cambio brusco dado que previo a la activación del control secundario ya existe una carga conectada al sistema (carga  $Z_1$ , ver set de cargas para la sección "Índices de desempeño" en la tabla 5.1). Posterior a esto, se conecta la carga  $Z_2$  a los 12 segundos (impacto de carga positivo) y se desconecta a los 22 segundos (impacto de carga negativo) para así concluir la prueba transcurridos 37 segundos en total.

Una vez finalizada la prueba, es notable que los diferentes esquemas de control propuestos son capaces de seguir a la perfección la predicción a 5 pasos de potencia activa del modelo presentado en [2] (esto también es cierto para los demás instantes de predicción, tal como se aprecia en las tablas 5.7 y 5.8). Más aún, los modelos AR y ARX no presentan los peaks propios de dicho modelo, los cuales son apreciables mayoritarimente en las transiciones de  $DG_2$ ,  $DG_3$  y  $DG_4$  (ver Figura 5.7). En contraparte, en el caso de la potencia reactiva se resalta que dichos peaks son de menor envergadura y se dan una vez iniciada la prueba (ver Figura 5.8).

Por otro lado, en lo que refiere al cálculo de errores éste proceso es llevado a cabo para los diferentes esquemas de control propuestos, AR y ARX, respecto de las predicciones del esquema de control DMPC base [3] (tanto para potencia activa como reactiva). Esto es realizado para todas las unidades a 1, 2, 3, 4 y 5 pasos. Tras este punto, y gracias a la información brindada por las tablas 5.7, 5.8, 5.9 y 5.10, es posible concluir que, en general, no se aprecian diferencias sustanciales entre las propuestas AR y ARX. En particular, los errores RMS y MAPE se ubican en el rango de 0.28 % a 1.17 % por lo que las diferencias entre ambos esquemas se reduce solo a centésimas.

En razón de lo anterior, adoptar una postura favorable para alguno de los esquemas propuestos pasa por la simplicidad de éstos, en donde la propuesta AR se ve favorecida dado que ésta no incluye variables exógenas. Finalmente, y tal como era de esperar, si es notable el hecho de que ambos errores, RMS y MAPE, aumentan tendencialmente, aunque de manera leve, a mayor paso de predicción.

Así, tras exponer el desempeño para los esquemas de control propuestos AR y ARX se evalúa a continuación, de manera análoga, el esquema de control propuesto basado en redes neuronales.

### Esquema de control DMFPC propuesto - NN: Potencia activa normalizada

De manera análoga al caso AR y ARX para potencia activa y reactiva, se presenta en las Figuras 5.9 y 5.10 los resultados asociados a la comparación entre el sistema de control base y el esquema de control propuesto basado en redes neuronales. En este sentido, dicha comparación muestra las predicciones de potencia activa y reactiva en k + 5 para el caso base y el esquema basado en redes neuronales para todas las unidades de generación. En particular, el caso relativo a la potencia activa es presentado en la Figura 5.9.

Tras lo anterior, a la par de ésta figura se halla la tabla 5.11 la cual contiene los errores RMS y MAPE promedio entre el caso base y la propuesta NN. Del mismo modo, cada una de las tablas disponibles en éste apartado presentan el error existente entre el caso base y la propuesta respectiva a 1 paso, 2 pasos, 3 pasos, 4 pasos y 5 pasos para todas las unidades de generación. Por lo demás, se agrega el error total el cual considera las 5 componentes de cada vector para su cálculo.

Para finalizar, y tras haber presentado tanto la Figura 5.9, como la tabla 5.11 asociadas a la potencia activa, se presenta de manera análoga el caso de la potencia reactiva.



Figura 5.9: Predicciones a 5 pasos para potencia activa normalizada (Caso Base y Red Neuronal)

Tabla 5.11: Errores RMS/MAPE (promedio) entre Caso Base y Red Neuronal

Red Neuronal	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S-M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.23%	0.25%	0.26%	0.27%	0.29%	0.27%- $0.26%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.38%	0.38%	0.41%	0.43%	0.45%	0.43%-0.41%
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.60%	0.67%	0.66%	0.72%	0.68%	0.68%- $0.67%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.53%	0.53%	0.50%	0.50%	0.50%	0.52%-0.51%

### Esquema de control DMFPC propuesto - NN: Potencia reactiva normalizada

Tras abordar el caso de la potencia activa, el presente apartado trata de manera análoga a la potencia reactiva. En este sentido, aquellas observaciones realizadas previamente son válidas también para ésta subsección. En vista de esto, en la Figura 5.10 se presentan las predicciones a 5 pasos de potencia reactiva para el caso base y la propuesta NN. Del mismo modo, la tabla asociada a ésta figura se encuentra disponible en 5.12.



Figura 5.10: Predicciones a 5 pasos para potencia reactiva normalizada (Caso Base y Red Neuronal)

Tabla 5.12: Errores RM	S/MAPE	(promedio)	) entre (	Caso Bas	se y Rec	l Neuronal
------------------------	--------	------------	-----------	----------	----------	------------

Red Neuronal	1 paso	2 pasos	3 pasos	4 pasos	5 pasos	Total
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>1</sub> )	0.52%	0.62%	0.67%	0.67%	0.64%	0.66%-0.62%
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>2</sub> )	0.47%	0.57%	0.64%	0.66%	0.65%	0.64%- $0.60%$
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>3</sub> )	0.75%	0.89%	0.99%	1.02%	0.99%	0.99%-0.93%
$R\bar{M}S$ - $M\bar{A}PE$ (DG <sub>4</sub> )	0.71%	0.84%	0.94%	0.98%	0.93%	0.93%- $0.88%$

De los resultados expuestos previamente, es posible notar lo siguiente: Los diferentes gráficos (ver Figuras 5.9 y 5.10) inician a los 2 segundos ya que el control a nivel secundario empieza a operar en dicho instante de tiempo, en consecuencia, a partir de aquel evento es posible contar con las predicciones tanto de potencia activa como reactiva que son calculadas en el optimizador del modelo presentado en [3]. Previo a esto opera exclusivamente el control primario.

Con lo anterior, se compara en primer lugar la predicción a 5 pasos obtenida desde el modelo propuesto en [3] para potencia activa con su símil en el modelo NN, esto, tanto de manera visual (ver Figura 5.9) como matemática (ver tabla 5.11).

Así, a los 2 segundos la Figura 5.9 muestra un cambio brusco dado que previo a la activación del control secundario ya existe una carga conectada al sistema (carga  $Z_1$ , ver set de cargas para la sección "Índices de desempeño" en la tabla 5.1). Posterior a esto, se

conecta la carga  $Z_2$  a los 12 segundos (impacto de carga positivo) y se desconecta a los 22 segundos (impacto de carga negativo) para así concluir la prueba transcurridos 37 segundos en total.

Una vez finalizada la prueba, es notable que el modelo predictivo asociado al esquema model-free es capaz de seguir a la perfección la predicción a 5 pasos de potencia activa del modelo predictivo base [2] (esto también es cierto para los demás instantes de predicción, tal como se aprecia en la tabla 5.11). Más aún, el modelo NN no presenta los peaks propios de dicho modelo, los cuales son apreciables mayoritarimente en las transiciones de  $DG_2$ ,  $DG_3$  y  $DG_4$  (ver Figura 5.9). En contraparte, en el caso de la potencia reactiva se resalta que dichos peaks son de menor envergadura y se dan una vez iniciada la prueba (ver Figura 5.10).

Por otro lado, en lo que refiere al cálculo de errores este proceso es llevado a cabo para el esquema de control propuesto NN respecto de las predicciones del esquema de control DMPC base [3] (tanto para potencia activa como reactiva). Esto es realizado para todas las unidades a 1, 2, 3, 4 y 5 pasos. Tras este punto, y gracias a la información brindada por las tablas 5.11 y 5.12, es posible concluir que, en general, no se aprecian diferencias sustanciales entre las propuestas tratadas previamente y el esquema de control basado en redes neuronales. En particular, los errores RMS y MAPE se ubican en el rango de 0.28 % a 1.17 % para las estructuras AR y ARX mientras que en el caso NN éste rango varía entre 0.23 % y 1.02 %, por lo que las diferencias entre las propuestas AR/ARX/NN se reduce solo a centésimas.

En razón de lo anterior, adoptar una postura favorable para alguno de los esquemas propuestos pasa por la simplicidad de éstos, en donde la propuesta AR se ve favorecida dado que ésta no incluye variables exógenas en su estructura. Del mismo modo, para la implementación de la red neuronal es necesario llevar a cabo un proceso de entrenamiento offline tras la recopilación de datos del sistema, lo cual complejiza su inserción en el sistema de control. En conclusión, el esquema AR es capaz de ofrecer un porcentaje de error mínimo a la par de una estructura sencilla por lo que resulta una alternativa más atractiva a comparación de sus pares. Así, tras exponer el desempeño del modelo predictivo basado en redes neuronales se presenta a continuación un resumen de los resultados expuestos en esta sección.

### Resumen de resultados

En vista de las diferentes figuras y tablas presentadas en esta sección, se destacan los siguientes puntos: 1) Las predicciones, tanto de potencia activa como reactiva, son similares entre los modelos AR, ARX y NN, 2) Más aún, el error entre estas predicciones y las del modelo predictivo presentado en [3] es inferior al 1.2 % para todas las unidades de generación a diferentes pasos de predicción, 3) Los modelos basados en datos eliminan los sobreniveles que se presentan al conectar/desconectar cargas, 4) El error en los modelos AR/ARX aumenta de manera tendencial, aunque leve y 5) El modelo AR se posiciona como la mejor opción entre los modelos basados en datos dada su simplicidad y certeza en las predicciones.

Tras el resumen anterior, se presenta a continuación la prueba: "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ "

# 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

Tras presentar los resultados asociados a la sección "Índices de desempeño" se da paso al test 2: "Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ ". En este sentido, tal como fue mencionado al inicio del presente capítulo ésta prueba evalúa aspectos fundamentales de la presente tesis ya que modificaciones en parámetros sensibles, en este caso el retraso comunicacional  $\tau_d$ , han de provocar un detrimento en el desempeño del esquema de control DMPC base [2].

Con lo anterior, la prueba consistirá en modificar uno de los parámetros críticos en el sistema de control propuesto en [2]: " $\tau_d$ " (ver tabla 5.3 y ecuaciones en (4.19)), el cual corresponde al retraso existente en la red comunicacional del sistema. Cabe destacar que ésta prueba se diferencia sustancialmente del test 1 (en adición a aquellos presentados en el anexo (A)), ya que en éste caso no se tienen modificaciones en el parámetro  $L_i$ , es decir, las variables introducidas con anterioridad, tales como:  $L_{i,MG}$  o  $L_{i,DMPC}/L_{i,DMPCcrit}$  son omitidas. Más aún, se tiene que  $L_i = L_{i,MG} = L_{i,DMPC} = L_{i,DMPCcrit}$ . En razón de esto, tanto la microrred como el controlador DMPC utilizarán el mismo valor para  $L_i$  (válido para el esquema de control DMPC base) mientras se hará variar a  $\tau_d$  en el contexto de una red comunicacional full-connected.

En consecuencia, el valor del retraso comunicacional  $\tau_d$  será multiplicado por diferentes factores de modo creciente y se aplicará un impacto de carga positivo hasta llevar al fallo al sistema de control propuesto en [2]. En razón de esto, se graficarán las siguientes variables de interés: frecuencia, voltaje, potencia activa y reactiva normalizada y acciones de control secundarias:  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  (éstas últimas serán presentadas en el anexo (A). Notar que las acciones de control secundarias:  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  están asociadas al esquema model-free). Se destaca también el tiempo de optimización para cada  $DG_i$ . Finalmente, se presentan a continuación los resultados para el test 2.

### 5.5.1. Esquema de control DMPC base

La presente subsección tiene por objetivo presentar los resultados relativos al test 2 descrito previamente. Así, a diferencia del test 1 en éste caso se enseñarán los resultados asociados al esquema de control DMPC base y al esquema de control DMPC model-free en sus variantes AR, ARX y NN. Lo anterior se debe a que el parámetro  $L_i$ , el cual no forma parte del modelo matemático del esquema model-free, no varía ni es ponderado para la realización de ésta prueba. Ésto también es válido para el test 3.

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta <br/> 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

Por lo demás, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$  y  $\Delta \omega_{s,i}$ , éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " son: 1, 12, 22, 32 y se utiliza el set de cargas para el test 2 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.4. En lo que refiere al ponderador x1, éste será denominado "caso base" ya que no posee modificaciones en sus parámetros. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMPC base se presentan a continuación en las Figuras 5.11 y 5.12:



Esquema de control DMPC base: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.11: Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada



comunicational  $\tau_d$ 

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta

Figura 5.12: Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en ésta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la inductancia de línea  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla 5.1), mientras que, por otro lado, el parámetro  $\tau_d$  ( $\tau_d = 0.05[s]$ , ver tabla 5.1) es ponderado por los factores: 1 (inciso (a)), 12 (inciso (b)), 22 (inciso (c)) y 32 (inciso (d)). Cabe destacar que en ésta prueba los parámetros  $L_i$ ,  $L_{i,DMPC}/L_{i,DMPC_{crit}}$  y  $L_{i,MG}$  no varían y son iguales entre sí.

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.8):

$$A_{test2}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.8)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 55,60[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.11, 5.12, 5.13 y 5.14. Recordar que la operación del nivel primario de control es común en todos los casos, ya sea para el esquema de control DMPC base o esquema de control DMPC model-free.

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta <br/> 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.11 y 5.12) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2 ( $Z_2 = 37,74[\Omega]$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 40 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 75 segundos en total. En este sentido, tanto la potencia activa como reactiva logran alcanzar el consenso tras la activación del control secundario y posterior impacto de carga, tal como se observa en los incisos (a), (b) y (c). Así, el deterioro en el desempeño del sistema es visible, principalmente, en éstos instantes. Más aún, a medida que  $\tau_d$  aumenta mayor es el tiempo de asentamiento y sobrepaso tras la activación del controlador DMPC y posterior impacto de carga. En particular, en el inciso (d) tras la conexión de la carga  $Z_2$  es notable la degradación en el desempeño de la potencia activa del sistema, llevando a éste a un régimen oscilatorio tras multiplicar por 32 el valor del retraso comunicacional  $\tau_d$ , tal como se aprecia en la Figura 5.11(d). En lo que respecta a la potencia reactiva, ésta alcanza el consenso para todos los casos de estudio, tal como se aprecia en la Figura 5.12. Con lo anterior, no es posible alcanzar el consenso de potencia activa dado que ésta oscila hasta el final de la prueba en el inciso (d). Notar, para finalizar, que en [2] el símil de ésta prueba utiliza un retraso  $\tau_d$  ponderado por 20 como caso crítico, motivo por el cual éste comportamiento oscilatorio era esperable.

Ésto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo ya que el sistema de control propuesto en [2] hace uso de la estrategia DMPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que éste esquema es sensible a variaciones en los parámetros del sistema. En consecuencia, dicho punto constituye el problema a resolver mediante los distintos esquemas de control model-free propuestos en ésta tesis.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMPC base.

#### Esquema de control DMPC base: Frecuencia/Voltaje

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMPC base en las Figuras 5.13 y 5.14, respectivamente.



comunicational  $\tau_d$ 

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta

Figura 5.13: Esquema de control DMPC base - Frecuencia



Figura 5.14: Esquema de control DMPC base - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Aclarar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ .

Capítulo 5.	Resultados de simulación de la propuesta	5.5.	Test 2 -	Variación	en	retraso
	comunicational $\tau_d$					

Con lo anterior, la regulación del voltaje promedio se cumple en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, respecto de  $V_{avg}$  es posible afirmar que éste tiende al valor de referencia para todos los casos de estudio, tal como se aprecia en la Figura 5.14. En este sentido, la mayor variación en su dinámica se produce tras activar el control secundario y al conectar la carga  $Z_2$ , en donde el tiempo de asentamiento y sobrepaso aumentan a la par de  $\tau_d$ . En consecuencia, dado que el voltaje no presenta oscilaciones es de esperar que el consenso de potencia reactiva sea alcanzado para todos los casos de estudio, tal como fue enseñado previamente en la Figura 5.12.

En contraparte, en el caso de la frecuencia el objetivo de control asociado a ésta variable se ve satisfecho en los incisos (a), (b) y (c). Así, las oscilaciones producto de la variación en  $\tau_d$  son observables tras ponderar por 32 ésta variable. Notar, en el inciso (d), que tras la activación del secundario y previo al impacto de carga ésta oscila levemente en torno al valor nominal. Ahora, tras la conexión de  $Z_2$  la frecuencia oscila visiblemente y disminuye en magnitud para aproximarse a los 50[Hz], sin embargo, ésta oscila hasta el final de la prueba. En consecuencia, en el inciso (d) dichas oscilaciones son evidentes y permanentes en cada unidad, motivo por el cual no es posible regular la frecuencia a su valor de referencia. Con esto, se espera que el consenso de potencia activa no sea llevado a cabo dado el acople existente entre las variables  $\omega - P$ .

Además, previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste  $(49,9[Hz] \ y \ 215[V])$ , aproximadamente). En este sentido, se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.13) como del voltaje (ver Figura 5.14) que a medida que aumenta el retraso comunicacional en la red, el desempeño del sistema se ve deteriorado al momento de activar el control secundario y al conectar la carga  $Z_2$ . En particular, en los últimos casos de estudio (ver Figura 5.13(d)-5.14(d)) es posible verificar que la variable de frecuencia es la que resulta mayormente perjudicada.

Así, las oscilaciones presentes en  $\omega$  repercuten en el desempeño de la potencia activa ya que ésta se encuentra ligada a la frecuencia a través de las ecuaciones de control droop  $(\omega - P, \text{ ver ecuaciones en } (4.2.2))$ . Finalmente, para concluir el apartado relativo al sistema de control DMPC base se presenta a continuación el tiempo de optimización.



comunicational  $\tau_d$ 

#### Esquema de control DMPC base: Tiempo de optimización

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta

Figura 5.15: Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMPC base se presenta el tiempo de optimización. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables asociadas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control de voltaje/frecuencia, poseen valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos. Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 40 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.15). Finalmente, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades y no se ve afectado por la variación en el retraso de la red comunicacional.

Tras lo anterior, la estructura utilizada previamente será presentada de manera similar para las siguientes subsecciones. Así, se enseñan a continuación los resultados asociados al esquema de control model-free AR.

## 5.5.2. Esquema de control DMFPC propuesto - AR

La presente subsección tiene por objetivo presentar los resultados relativos al esquema de control DMFPC-AR en el test 2. Recordar, en éste caso, que debido a los modelos basa-

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

dos en datos las ecuaciones de potencia activa y reactiva varían respecto de las ecuaciones presentadas en [2]. Lo anterior se debe a que el parámetro  $L_i$  no forma parte del modelo matemático del esquema de control model-free, en consecuencia, se espera que las diferentes propuestas muestren un mejor desempeño frente a incertezas o variaciones en parámetros del sistema.

Por lo demás, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación. Notar que se agregan las acciones de control  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  ya que éstas forman parte de las ecuaciones de potencia.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " son: 1, 12, 22, 32 y se utiliza el set de cargas para el test 2 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.5. En lo que refiere al ponderador x1, éste será denominado "caso base" ya que no posee modificaciones en sus parámetros. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMFPC-AR se presentan a continuación en las Figuras 5.16 y 5.17:



### Esquema de control DMFPC - AR: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.16: Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia activa normalizada



comunicational  $\tau_d$ 

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta

Figura 5.17: Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en ésta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la inductancia de línea  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla 5.1), mientras que, por otro lado, el parámetro  $\tau_d$  ( $\tau_d = 0.05[s]$ , ver tabla 5.1) es ponderado por los factores: 1 (inciso (a)), 12 (inciso (b)), 22 (inciso (c)) y 32 (inciso (d)). Cabe destacar que en ésta prueba los parámetros  $L_i$ ,  $L_{i,DMPC}/L_{i,DMPC_{crit}}$  y  $L_{i,MG}$  no varían y son iguales entre sí.

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.9):

$$A_{test2,AR}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.9)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 55,60[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.16, 5.17, 5.18 y 5.19. Recordar que la operación del nivel primario de control es común en todos los casos, ya sea para el esquema de control DMPC base o esquema de control DMPC model-free. Más aún, la propuesta de ésta tesis apunta al control del nivel secundario de la microrred.

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.16 y 5.17) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 37,74[\Omega])$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 40 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 75 segundos en total.

En este sentido, tanto la potencia activa como reactiva logran alcanzar el consenso tras la activación del control secundario y posterior impacto de carga, tal como se observa en los incisos (a), (b), (c) y (d). En razón de esto, es posible afirmar que no se observan variaciones importantes en la dinámica de la potencia activa, dado que ésta alcanza el consenso rápidamente tras la activación del control secundario y posterior conexión de  $Z_2$ . No obstante, éste no es el caso respecto de la potencia reactiva ya que a medida que aumenta el valor de  $\tau_d$ , mayor es el tiempo de asentamiento y sobrepaso. Esto último es principalmente visible tras la activación del control secundario, sin embargo, éste comportamiento también es apreciable tras el impacto de carga dado que aumenta el tiempo de asentamiento. Más aún, a medida que  $\tau_d$  aumenta la dinámica asociada a la potencia reactiva se ralentiza. Así, la propuesta mejora la dinámica del sistema tras el impacto de carga pero lentifica su respuesta tras incorporar el control DMFPC, tal como se aprecia al comparar las Figuras 5.12 y 5.17. Ahora, respecto de la potencia activa es posible mencionar que ésta mejora su respuesta respecto del sistema de control DMPC base, sobre todo tras la conexión de  $Z_2$ . Así, a raíz de la ralentización en la dinámica de la potencia reactiva fue necesario incrementar la escala de tiempo (respecto de las pruebas pasadas) para alcanzar el consenso en ambas potencias y cumplir con los objetivos de regulación de voltaje y frecuencia. En conclusión, es posible afirmar que el esquema AR es capaz de alcanzar el consenso en todos los casos de estudio, a diferencia del sistema de control propuesto en [2].

Ésto último comprueba una de las principales hipótesis ya que el sistema de control propuesto en ésta tesis hace uso de la estrategia DMFPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que el esquema model-free AR no depende (parcialmente) de los parámetros del sistema. En consecuencia, dicho punto constituye la principal mejora y/o ventaja frente al sistema presentado en [2]. Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-AR.

## Esquema de control DMFPC - AR: Frecuencia/Voltaje

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-AR en las Figuras 5.18 y 5.19, respectivamente.



Figura 5.18: Esquema de control DMFPC (AR) - Frecuencia



Figura 5.19: Esquema de control DMFPC (AR) - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Aclarar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ .

Con lo anterior, la regulación del voltaje promedio se cumple en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, respecto de  $V_{avg}$  es posible afirmar que éste tiende al valor de referencia para todos los casos de estudio, tal como se aprecia en la Figura 5.19. En este sentido, la mayor variación en su dinámica se produce al aumentar secuencialmente  $\tau_d$ , ya que a mayor factor de ponderación se presentan mayores oscilaciones en el voltaje, sin embargo, esto no afecta su convergencia. Cabe destacar que éstas oscilaciones son principalmente visibles en el inciso (d), tras el impacto de carga. En consecuencia, dado que el voltaje no presenta oscilaciones que afecten notablemente su dinámica es de esperar que el consenso de potencia reactiva sea alcanzado para todos los casos de estudio, tal como fue enseñado previamente en la Figura 5.17.

En contraparte, en el caso de la frecuencia el objetivo de control asociado a ésta variable también se ve satisfecho en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, las oscilaciones producto de la variación en  $\tau_d$  solo son observables en el voltaje y no en la frecuencia. Importante notar que éste comportamiento opera a la inversa del esquema de control propuesto en [2], ya que la propuesta mitiga las oscilaciones presentes en la frecuencia mientras que éstas ven incrementadas su magnitud y duración en el esquema DMPC base. Al contrario, la propuesta AR ralentiza la respuesta transitoria del voltaje e incrementa sus oscilaciones (levemente) a medida que  $\tau_d$  crece. En el esquema DMPC base la convergencia al valor nominal es más rápida y no se presentan oscilaciones pero el régimen transitorio tras el impacto de carga es peor. Lo anterior es apreciable al comparar las Figuras 5.18-5.19 de la propuesta con las Figuras 5.13-5.14 relativas al esquema de control DMPC base.

Además, previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.18) como del voltaje (ver Figura 5.19) que a medida que aumenta el retraso comunicacional en la red, el desempeño del sistema no se ve afectado por oscilaciones relevantes que perjudiquen la satisfacción de los objetivos de control. En conclusión, el aumento en  $\tau_d$  no afecta significativamente la dinámica de la propuesta, motivo por el cual es posible regular tanto frecuencia como voltaje a sus valores nominales para todos los casos de estudio, esto, a diferencia del esquema DMPC base en donde la frecuencia oscila notablemente (ver Figura 5.13(d)).

Así, las oscilaciones presentes en  $\omega$  para el esquema de control DMPC base fueron eliminadas en la propuesta AR, lo cual naturalmente repercute en el desempeño de la potencia activa ya que ésta se encuentra ligada a la frecuencia a través de las ecuaciones de control droop ( $\omega - P$ , ver ecuaciones en (4.2.2)). Tal acoplamiento también se ve reflejado en la potencia reactiva y voltaje, ralentizando sus dinámicas pero cumpliendo con los objetivos de consenso y regulación. Finalmente, para concluir el apartado relativo al sistema de control DMFPC-AR se presenta a continuación el tiempo de optimización.





Figura 5.20: Esquema de control DMFPC (AR) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMFPC-AR se presenta el tiempo de optimización. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables asociadas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control de voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva, poseen valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos.

Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 40 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.20). Éste punto es importante, ya que la estructura del problema de optimización fue modificada.

En particular, las ecuaciones de potencia fueron reemplazadas por modelos basados en datos y la función de costos fue expandida para incluir la penalización de las nuevas acciones de control secundarias:  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , sin embargo, dichos cambios no surtieron efecto en el tiempo de optimización, tal como se aprecia en la Figura 5.20.

Finalmente, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades y no se ve afectado por la variación en el retraso de la red comunicacional. Tras lo anterior, la estructura utilizada previamente será presentada de manera similar para las siguientes subsecciones. Así, se enseñan a continuación los resultados asociados al esquema de control model-free ARX.

## 5.5.3. Esquema de control DMFPC propuesto - ARX

La presente subsección tiene por objetivo presentar los resultados relativos al esquema de control DMFPC-ARX en el test 2. Recordar, en éste caso, que debido a los modelos basados en datos las ecuaciones de potencia activa y reactiva varían respecto de las ecuaciones presentadas en [2]. Lo anterior se debe a que el parámetro  $L_i$  no forma parte del modelo matemático del esquema de control model-free, en consecuencia, se espera que las diferentes propuestas muestren un mejor desempeño frente a incertezas o variaciones en parámetros del sistema tales como  $\tau_d$ .

Por lo demás, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación. Notar que se agregan las acciones de control  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , ya que éstas forman parte de las ecuaciones de potencia en el esquema de control sin modelo fenomenológico.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " son: 1, 12, 22, 32 y se utiliza el set de cargas para el test 2 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.5. En lo que refiere al ponderador x1, éste será denominado "caso base" ya que no posee modificaciones en sus parámetros. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMFPC-ARX se presentan a continuación en las Figuras 5.21 y 5.22:



Figura 5.21: Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia activa normalizada



Figura 5.22: Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en ésta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la inductancia de línea  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta <br/> 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ 

5.1), mientras que, por otro lado, el parámetro  $\tau_d$  ( $\tau_d = 0.05[s]$ , ver tabla 5.1) es ponderado por los factores: 1 (inciso (a)), 12 (inciso (b)), 22 (inciso (c)) y 32 (inciso (d)). Cabe destacar que en ésta prueba los parámetros  $L_i$ ,  $L_{i,DMPC}/L_{i,DMPC_{crit}}$  y  $L_{i,MG}$  no varían y son iguales entre sí.

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.10):

$$A_{test2,ARX}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.10)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 55,60[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.21, 5.22, 5.23 y 5.24.

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.21 y 5.22) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 37,74[\Omega]$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 40 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 75 segundos en total.

En este sentido, tanto la potencia activa como reactiva logran alcanzar el consenso tras la activación del control secundario y posterior impacto de carga, tal como se observa en los incisos (a), (b), (c) y (d). En razón de esto, es posible afirmar que no se observan variaciones importantes en la dinámica de la potencia activa, dado que ésta alcanza el consenso rápidamente tras la activación del control secundario y posterior conexión de  $Z_2$ . No obstante, éste no es el caso respecto de la potencia reactiva ya que a medida que aumenta el valor de  $\tau_d$ , mayor es el tiempo de asentamiento y sobrepaso. Ésto último es principalmente visible tras la activación del control secundario, sin embargo, éste comportamiento también es apreciable tras el impacto de carga dado que aumenta el tiempo de asentamiento. Más aún, a medida que  $\tau_d$  aumenta la dinámica asociada a la potencia reactiva se ralentiza. Así, la propuesta mejora la dinámica del sistema tras el impacto de carga pero lentifica su respuesta tras incorporar el control DMFPC, tal como se aprecia al comparar las Figuras 5.12 y 5.22. Ahora, respecto de la potencia activa es posible mencionar que ésta mejora su respuesta

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

respecto del sistema de control DMPC base, sobre todo tras la conexión de  $Z_2$ . Así, a raíz de la ralentización en la dinámica de la potencia reactiva fue necesario incrementar la escala de tiempo (respecto de las pruebas pasadas) para alcanzar el consenso en ambas potencias y cumplir con los objetivos de regulación de voltaje y frecuencia. En conclusión, es posible afirmar que el esquema ARX es capaz de alcanzar el consenso en todos los casos de estudio, a diferencia del sistema de control propuesto en [2]. En lo que refiere al esquema ARX a comparación del caso AR, es posible destacar que no se aprecian diferencias en el desempeño de los diferentes sistemas.

Esto último comprueba una de las principales hipótesis ya que el sistema de control propuesto en ésta tesis hace uso de la estrategia DMFPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que el esquema model-free ARX no depende (parcialmente) de los parámetros del sistema. En consecuencia, dicho punto constituye la principal mejora y/o ventaja frente al sistema presentado en [2]. Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-ARX.

### Esquema de control DMFPC - ARX: Frecuencia/Voltaje

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-ARX en las Figuras 5.23 y 5.24, respectivamente.



Figura 5.23: Esquema de control DMFPC (ARX) - Frecuencia


Figura 5.24: Esquema de control DMFPC (ARX) - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Aclarar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ .

Con lo anterior, la regulación del voltaje promedio se cumple en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, respecto de  $V_{avg}$  es posible afirmar que éste tiende al valor de referencia para todos los casos de estudio, tal como se aprecia en la Figura 5.24. En este sentido, la mayor variación en su dinámica se produce al aumentar secuencialmente  $\tau_d$ , ya que a mayor factor de ponderación se presentan mayores oscilaciones en el voltaje, sin embargo, esto no afecta su convergencia. Cabe destacar que éstas oscilaciones son principalmente visibles en el inciso (d), tras el impacto de carga. En consecuencia, dado que el voltaje no presenta oscilaciones que afecten notablemente su dinámica es de esperar que el consenso de potencia reactiva sea alcanzado para todos los casos de estudio, tal como fue enseñado previamente en la Figura 5.22.

En contraparte, en el caso de la frecuencia el objetivo de control asociado a ésta variable también se ve satisfecho en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, las oscilaciones producto de la variación en  $\tau_d$  solo son observables en el voltaje y no en la frecuencia. Importante notar que éste comportamiento opera a la inversa del esquema de control propuesto en [2], ya que la propuesta mitiga las oscilaciones presentes en la frecuencia mientras que éstas ven incrementadas su magnitud y duración en el esquema de control DMPC base. Al contrario, la propuesta ARX ralentiza la respuesta transitoria del voltaje e incrementa sus oscilaciones (levemente) a medida que  $\tau_d$  crece. Así, en el esquema de control DMPC base la convergencia al valor nominal es más rápida, no se presentan oscilaciones pero el régimen transitorio tras el impacto de carga es peor. Lo anterior es apreciable al comparar las Figuras 5.23-5.24 de la propuesta con las Figuras 5.13-5.14 relativas al esquema de control DMPC base. En lo que respecta al esquema ARX a comparación del AR, es posible destacar que no se aprecian diferencias en el desempeño de ambas estrategias de control.

Además, previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.23) como del voltaje (ver Figura 5.24) que a medida que aumenta el retraso comunicacional en la red, el desempeño del sistema no se ve afectado por oscilaciones relevantes que perjudiquen la satisfacción de los objetivos de control. En conclusión, el aumento en  $\tau_d$  no afecta significativamente la dinámica de la propuesta, motivo por el cual es posible regular tanto frecuencia como voltaje a sus valores nominales para todos los casos de estudio, esto, a diferencia del esquema de control DMPC base en donde la frecuencia oscila notablemente (ver Figura 5.13(d)).

Así, las oscilaciones presentes en  $\omega$  para el esquema de control DMPC base fueron eliminadas en la propuesta ARX, lo cual naturalmente repercute en el desempeño de la potencia activa ya que ésta se encuentra ligada a la frecuencia a través de las ecuaciones de control droop ( $\omega - P$ , ver ecuaciones en (4.2.2)). Tal acoplamiento también se ve reflejado entre la potencia reactiva y el voltaje, ralentizando sus dinámicas pero cumpliendo con los objetivos de consenso y regulación. Finalmente, para concluir el apartado relativo al sistema de control DMFPC-ARX se presenta a continuación el tiempo de optimización.



### Esquema de control DMFPC (ARX): Tiempo de optimización

Figura 5.25: Esquema de control DMFPC (ARX) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMFPC-ARX se presenta el tiempo de optimización. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables asociadas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control de voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva, poseen valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos.

Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 40 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.25). Éste punto es importante, ya que la estructura del problema de optimización fue modificada.

En particular, las ecuaciones de potencia fueron reemplazadas por modelos basados en datos y la función de costos fue expandida para incluir la penalización de las nuevas acciones de control secundarias:  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , sin embargo, dichos cambios no surtieron efecto en el tiempo de optimización, tal como se aprecia en la Figura 5.25.

Finalmente, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades y no se ve afectado por la variación en el retraso de la red comunicacional. En lo que respecta al esquema ARX a comparación del esquema AR, es posible destacar que no se aprecian diferencias en su desempeño.

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

Con lo anterior, tras haber presentado los resultados para los esquemas de control AR y ARX es claro que ambos muestran un desempeño equivalente. En consecuencia, y tal como fue demostrado en la sección "Índices de desempeño", el error existente en las predicciones del esquema AR y ARX es virtualmente idéntico. Más aún, en ambos casos dichas predicciones se asemejan a aquellas proporcionadas por el esquema de control DMPC base. Así, la diferencia entre éstas estrategias apunta a su estructura matemática y/o implementación. En este sentido, el modelo AR solo requiere de autoregresores mientras que en el caso ARX además se incluyen variables exógenas. Ésto último complejiza matemáticamente el modelo ARX sin presentar mayores beneficios en su dinámica. Además, la inclusión de dichas variables exógenas requiere de más sensores u observadores lo cual, de nuevo, encarece y dificulta la implementación de éste esquema. En conclusión, la estrategia AR es superior por su simplicidad y potencial menor costo de implementación, tanto matemático como económico.

Tras lo anterior, la estructura utilizada previamente será presentada de manera similar para la siguiente subsección, así, se enseñan a continuación los resultados asociados al esquema de control model-free NN.

### 5.5.4. Esquema de control DMFPC propuesto - NN

La presente subsección tiene por objetivo presentar los resultados relativos al esquema de control DMFPC-NN en el test 2. Recordar, en éste caso, que debido a los modelos basados en datos las ecuaciones de potencia activa y reactiva varían respecto de las ecuaciones presentadas en [2]. Lo anterior se debe a que el parámetro  $L_i$  no forma parte del modelo matemático del esquema de control model-free, en consecuencia, se espera que las diferentes propuestas muestren un mejor desempeño frente a incertezas o variaciones en parámetros del sistema tales como  $\tau_d$ .

Por lo demás, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación. Notar que se agregan las acciones de control  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , ya que éstas forman parte de las ecuaciones de potencia en el esquema de control sin modelo fenomenológico.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " son: 1, 12, 22, 32 y se utiliza el set de cargas para el test 2 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.5. En lo que refiere al ponderador x1, éste será denominado "caso base" ya que no posee modificaciones en sus parámetros. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMFPC-NN se presentan a continuación en las Figuras 5.26 y 5.27:



### Esquema de control DMFPC - NN: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.26: Esquema de control DMFPC (NN) - Potencia activa normalizada



Figura 5.27: Esquema de control DMFPC (NN) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en ésta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la inductancia de línea  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta <br/> 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ 

5.1), mientras que, por otro lado, el parámetro  $\tau_d$  ( $\tau_d = 0.05[s]$ , ver tabla 5.1) es ponderado por los factores: 1 (inciso (a)), 12 (inciso (b)), 22 (inciso (c)) y 32 (inciso (d)). Cabe destacar que en ésta prueba los parámetros  $L_i$ ,  $L_{i,DMPC}/L_{i,DMPC_{crit}}$  y  $L_{i,MG}$  no varían y son iguales entre sí.

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.11):

$$A_{test2,NN}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.11)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 55,60[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.26, 5.27, 5.28 y 5.29.

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.26 y 5.27) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 37,74[\Omega]$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 40 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 75 segundos en total.

En este sentido, tanto la potencia activa como reactiva logran alcanzar el consenso tras la activación del control secundario y posterior impacto de carga, tal como se observa en los incisos (a), (b), (c) y (d). En razón de esto, es posible afirmar que no se observan variaciones importantes en la dinámica de la potencia activa, dado que ésta alcanza el consenso rápidamente tras la activación del control secundario y posterior conexión de  $Z_2$ . No obstante, éste no es el caso respecto de la potencia reactiva ya que a medida que aumenta el valor de  $\tau_d$ , mayor es el tiempo de asentamiento y sobrepaso. Ésto último es principalmente visible tras la activación del control secundario, sin embargo, éste comportamiento también es apreciable tras el impacto de carga dado que aumenta el tiempo de asentamiento. Más aún, a medida que  $\tau_d$  aumenta la dinámica asociada a la potencia reactiva se ralentiza. En consecuencia, la propuesta mejora la dinámica del sistema tras el impacto de carga pero lentifica su respuesta tras incorporar el control DMFPC, tal como se aprecia al comparar las Figuras 5.12 y 5.27. Ahora, respecto de la potencia activa es posible mencionar que ésta mejora su respuesta

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

respecto del sistema de control DMPC base, sobre todo tras la conexión de  $Z_2$ . Así, a raíz de la ralentización en la dinámica de la potencia reactiva fue necesario incrementar la escala de tiempo (respecto de las pruebas pasadas) para alcanzar el consenso en ambas potencias y cumplir con los objetivos de regulación de voltaje y frecuencia. En conclusión, es posible afirmar que el esquema NN es capaz de alcanzar el consenso en todos los casos de estudio, a diferencia del sistema de control propuesto en [2]. En lo que refiere al esquema NN a comparación de los casos AR y ARX, es posible destacar que no se aprecian diferencias en el desempeño de los diferentes sistemas.

Esto último comprueba una de las principales hipótesis ya que el sistema de control propuesto en ésta tesis hace uso de la estrategia DMFPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que el esquema model-free NN no depende (parcialmente) de los parámetros del sistema. En consecuencia, dicho punto constituye la principal mejora y/o ventaja frente al sistema presentado en [2]. Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-NN.

#### Esquema de control DMFPC - NN: Frecuencia/Voltaje

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMFPC-NN en las Figuras 5.28 y 5.29, respectivamente.



Figura 5.28: Esquema de control DMFPC (NN) - Frecuencia



Figura 5.29: Esquema de control DMFPC (NN) - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Aclarar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ . Por lo demás, notar que la frecuencia es una variable global del sistema mientras que el voltaje es una variable local.

Con lo anterior, la regulación del voltaje promedio se cumple en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, respecto de  $V_{avg}$  es posible afirmar que éste tiende al valor de referencia para todos los casos de estudio, tal como se aprecia en la Figura 5.29. En este sentido, la mayor variación en su dinámica se produce al aumentar secuencialmente  $\tau_d$ , ya que a mayor factor de ponderación se presentan mayores oscilaciones en el voltaje, sin embargo, esto no afecta su convergencia. Cabe destacar que éstas oscilaciones son principalmente visibles en el inciso (d), tras el impacto de carga. En consecuencia, dado que el voltaje no presenta oscilaciones que afecten notablemente su dinámica es de esperar que el consenso de potencia reactiva sea alcanzado para todos los casos de estudio, tal como fue enseñado previamente en la Figura 5.27.

Por otro lado, en el caso de la frecuencia el objetivo de control asociado a ésta variable también se ve satisfecho en los incisos (a), (b), (c) y (d). Así, las oscilaciones producto de la variación en  $\tau_d$  solo son observables en el voltaje y no en la frecuencia. Importante notar que éste comportamiento opera a la inversa del esquema de control propuesto en [2], ya que la propuesta mitiga las oscilaciones presentes en la frecuencia mientras que éstas ven incrementadas su magnitud y duración en el esquema de control DMPC base. Al contrario, la propuesta NN ralentiza la respuesta transitoria del voltaje e incrementa sus oscilaciones (levemente) a medida que  $\tau_d$  crece. Así, en el esquema de control DMPC base la convergencia al valor nominal es más rápida, no se presentan oscilaciones pero el régimen transitorio tras el impacto de carga es peor. Lo anterior es apreciable al comparar las Figuras 5.28-5.29 de la propuesta con las Figuras 5.13-5.14 relativas al esquema de control DMPC base. En lo que refiere al esquema NN, es posible destacar que no se aprecian diferencias en su desempeño respecto de las propuestas AR y ARX.

Además, previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.28) como del voltaje (ver Figura 5.29) que a medida que aumenta el retraso comunicacional en la red, el desempeño del sistema no se ve afectado por oscilaciones relevantes que perjudiquen la satisfacción de los objetivos de control. En conclusión, el aumento en  $\tau_d$  no afecta significativamente la dinámica de la propuesta, motivo por el cual es posible regular tanto frecuencia como voltaje a sus valores nominales para todos los casos de estudio, esto, a diferencia del esquema de control DMPC base en donde la frecuencia oscila notablemente (ver Figura 5.13(d)).

Así, las oscilaciones presentes en  $\omega$  para el esquema de control DMPC base fueron eliminadas en la propuesta NN, lo cual naturalmente repercute en el desempeño de la potencia activa ya que ésta se encuentra ligada a la frecuencia a través de las ecuaciones de control droop ( $\omega - P$ , ver ecuaciones en (4.2.2)). Tal acoplamiento también se ve reflejado entre la potencia reactiva y el voltaje, ralentizando sus dinámicas pero cumpliendo con los objetivos de consenso y regulación. Finalmente, para concluir el apartado relativo al sistema de control DMFPC-NN se presenta a continuación el tiempo de optimización.



comunicational  $\tau_d$ 

### Esquema de control DMFPC (NN): Tiempo de optimización

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta

Figura 5.30: Esquema de control DMFPC (NN) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMFPC-NN se presenta el tiempo de optimización. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables asociadas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control de voltaje, frecuencia, potencia activa y reactiva, poseen valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos.

Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 40 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.30). Éste punto es importante, ya que la estructura del problema de optimización fue modificada. En particular, las ecuaciones de potencia fueron reemplazadas por modelos basados en datos y la función de costos fue expandida para incluir la penalización de las acciones de control:  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , sin embargo, dichos cambios no surtieron efecto en el tiempo de optimización, tal como se aprecia en la Figura 5.30. Finalmente, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades y no se ve afectado por la variación en el retraso de la red comunicacional. En lo que respecta al esquema NN a comparación de los esquemas AR y ARX, es posible destacar que no se aprecian diferencias en su desempeño.

Con lo anterior, tras haber presentado los resultados para los esquemas de control AR, ARX y NN es claro que estos muestran un desempeño similar. En consecuencia, y tal como fue demostrado en la sección "Índices de desempeño", el error existente entre las predicciones

# Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.5. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

de los esquemas AR, ARX y NN es virtualmente idéntico. Más aún, en los diferentes casos dichas predicciones se asemejan a aquellas proporcionadas por el esquema de control DMPC base. Así, la diferencia entre éstas estrategias apunta a su estructura matemática v/o implementación. En este sentido, el modelo NN requiere de una etapa previa ya que éste necesita de un registro de datos obtenidos desde el esquema de control DMPC base para llevar a cabo la etapa de entrenamiento de la red neuronal (off-line). En consecuencia, dicho procedimiento requiere de la recopilación de datos que abarquen todo el rango operacional del sistema. A pesar de esto, la red neuronal es sensible frente a cambios en el punto de operación, por lo que dicho entrenamiento y/o selección de datos es clave para evitar tal comportamiento. Por otro lado, el esquema AR solo requiere de autoregresores mientras que en el caso ARX además se incluyen variables exógenas. Ésto último complejiza matemáticamente el modelo ARX sin presentar mayores beneficios en su dinámica. Este punto también es cierto respecto del modelo NN. Además, la inclusión de variables exógenas requiere de más sensores u observadores lo cual encarece y dificulta la implementación de éste esquema. En conclusión, la estrategia AR es superior por su simplicidad, eliminación de variables exógenas, carecer de etapas previas de entrenamiento/recopilación de datos y potencial menor costo de implementación, tanto matemático como económico. Con lo anterior, se presenta a continuación un resumen de los resultados obtenidos en el test 2.

#### Resumen de resultados

En vista de las distintas figuras presentadas en esta sección, asociadas tanto al sistema de control DMPC base como al esquema de control model-free, es posible concluir lo siguiente: 1) Los modelos basados en datos, AR, ARX y NN exhiben un desempeño similar entre sí, 2) En términos generales, el desempeño de la propuesta es mejor que el del sistema de control base [2], 3) Lo anterior se debe principalmente a la eliminación del sobrenivel vinculado a la conexión/desconexión de cargas y a la activación del control secundario (ver potencia activa, potencia reactiva en el impacto de carga, frecuencia y voltaje en el impacto de carga), 4) Por lo demás, las oscilaciones fueron eliminadas en las variables de potencia activa y frecuencia, 5) No obstante, dichas oscilaciones aumentan su magnitud y/o duración en el caso del voltaje (principalmente en el inciso (d)), 6) En este sentido, el voltaje y potencia reactiva de los modelos basados en datos ven ralentizadas sus dinámicas, aumentando el tiempo de asentamiento tras la activación del control secundario ( $T_{sec}$ ) para todos los esquemas bajo estudio (Base y AR/ARX/NN). Más aún, el tiempo de optimización estuvo por debajo de los 0,01[s] equivalentes a la quinta parte de  $T_{sec}$ .

Así, tras el resumen anterior la estructura utilizada previamente será presentada de manera similar para la siguiente sección. En consecuencia, se enseñan a continuación los resultados asociados a la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ "

## 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea $R_i$

Tras presentar los resultados relativos al test 2: "Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " se da paso al test 3. En este sentido, tal como fue mencionado al inicio de la sección anterior ésta prueba evalúa aspectos fundamentales de la presente tesis ya que modificaciones en parámetros sensibles, en este caso la resistencia de línea, han de provocar un detrimento en el desempeño del sistema de control DMPC base [2], en contraparte, se espera que éste no sea el caso para los esquemas de control DMPC model-free (AR, ARX y NN).

En este sentido, la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " consistirá en modificar uno de los parámetros críticos en el sistema de control propuesto en [2]: " $R_i$ " (ver Figura 5.31), el cual corresponde a la resistencia en línea al inductor de acople con la microrred. Cabe destacar que éste elemento no forma parte de la formulación presentada en [3] y ha sido incluido en la presente prueba con tal de llevar a cabo un análisis de sensibilidad. Por lo demás, en el trabajo presentado en [3] " $L_i$ " es diseñado de tal forma que la impedancia asociada sea predominantemente inductiva, lo cual permite el desacople entre las potencias activa y reactiva, es decir, se omite el componente resistivo en la impedancia. Por lo tanto, errores en la estimación de  $R_i$  pueden afectar gravemente el desempeño del sistema y, en particular, la compartición de potencia activa y reactiva con el resto de la microrred ya que ésta no considera originalmente un componente resistivo. Más aún, éste elemento puede obstaculizar el desacople entre ambas potencias.

En consecuencia, el valor de la resistencia de línea será multiplicado por diferentes factores de modo creciente y se aplicará un impacto de carga positivo hasta llevar al fallo al sistema de control propuesto en [2]. Esto se repetirá para los diferentes esquemas de control propuestos (AR, ARX y NN) a comparación del caso base, en donde se graficarán las siguientes variables de interés: frecuencia, voltaje, potencia activa y reactiva normalizada y acciones de control secundarias:  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  (éstas últimas serán presentadas en el anexo (A)). Se destaca también el tiempo de optimización para cada  $DG_i$ . En razón de esto, en la Figura 5.31 se identifican los elementos: inductancia de línea ( $L_i$ ) y resistencia de línea ( $R_i$ ).



Figura 5.31: Identificación de parámetros  $L_i$  y  $R_i$ 

Tras lo anterior, se presentan a continuación los resultados para el test 3.

### 5.6.1. Esquema de control DMPC base

Las siguientes subsecciones tienen por objetivo presentar los resultados relativos al test 3 descrito previamente. En particular, el orden de presentación será: Caso base, Esquema propuesto AR, Esquema propuesto ARX y Esquema propuesto NN.

Del mismo modo, la presentación de las variables de interés tendrá por orden: potencia activa normalizada, potencia reactiva normalizada, frecuencia, voltaje y tiempo de optimización. En lo que respecta a las acciones de control secundarias:  $\Delta V_{s,i}$ ,  $\Delta \omega_{s,i}$ ,  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$ , éstas se encuentran disponibles en el anexo (A) bajo el mismo orden de presentación.

Finalmente, los factores de ponderación para la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " son: 6.00, 6.50, 7.00 y 7.50 y se utiliza el set de cargas para el test 3 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.4. Tras lo anterior, los resultados de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada asociados al esquema de control DMPC base [3] se presentan a continuación en las Figuras 5.32 y 5.33:

### Esquema de control DMPC base: Potencia activa/reactiva normalizada



Figura 5.32: Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

Figura 5.33: Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en esta subsección se puede destacar que: Al iniciar la prueba se fija un valor para la resistencia de línea  $(R_i = 0,1050[\Omega])$ , ver tabla 5.1), el cual es ponderado por los factores 6.00 (inciso (a)), 6.50 (inciso (b)), 7.00 (inciso (c)) y 7.50 (inciso (d)). Al mismo tiempo, la inductancia del inductor de acople es fija y de valor igual a 0,0025  $(L_i = 2.5 \times 10^{-3} [H])$ , ver tabla 5.1).

En lo que respecta a la red comunicacional, es posible destacar que ésta no presenta variaciones y que durante toda la prueba las diferentes unidades están comunicadas entre sí. Esto es apreciable en la siguiente matriz de adyacencia (5.12):

$$A_{test3}(k) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$
(5.12)

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 33,14[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.32, 5.33, 5.34 y 5.35.

En particular, el análisis de éste tramo es de interés ya que presenta diferencias respecto de las pruebas pasadas. En este sentido, la inclusión de  $R_i$  puede generar oscilaciones en

el control primario que antes no existían. Naturalmente, ésto responde a que la resistencia de línea no fue considerada en la formulación presentada en [3]. Con lo anterior, y a pesar de que escapa del interés/alcance de ésta tesis, una alternativa para dar respuesta a las oscilaciones de éste tramo consiste en la implementación de impedancias virtuales a nivel primario. Recalcar, en consecuencia, que dicho fenómeno está asociado al nivel primario de control y, por lo tanto, escapa del alcance de las figuras a presentar en ésta sección ya que éstas están centradas en mostrar el desempeño de los sistemas de control una vez se activa el control secundario. Éste punto también es válido para los esquemas de control model-free AR, ARX y NN ya que la operación del nivel primario de control es común a todos los sistemas.

Ahora, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa/reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia/voltaje. En particular, en lo que refiere al caso de potencia activa y reactiva es importante recalcar el hecho de que los objetivos de control de éstas variables atienden a potencias normalizadas, es decir, si se analiza el comportamiento de cada  $DG_i$  por separado se tienen curvas de potencia diferentes entre sí. No obstante, al ser normalizadas cada unidad realiza un esfuerzo proporcional a su capacidad máxima de potencia motivo por el cual en términos porcentuales cada  $DG_i$  aporta la misma cantidad de potencia activa y reactiva a la red.

Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.32 y 5.33) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba ( $Z_1$ ). Posterior a esto, se conecta la carga 2 ( $Z_2 = 36,38[\Omega]$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 25 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 45 segundos en total. Tras la conexión de la segunda carga es notable la degradación en el desempeño del sistema, llevando a éste a un régimen inestable tras multiplicar por 7.50 la resistencia de línea, tal como aprecia en las Figuras 5.32(d) y 5.33(d). Previo a la conexión de ésta carga es posible apreciar diferentes oscilaciones tras la activación del control secundario (ver Figuras 5.32(d)-5.33(d)). En relación a éste punto, en el test 3 el deterioro en las variables de potencia es progresivo y visible en cada una de las etapas, esto, ya que  $R_i$  afecta tanto la repartición de potencia con el resto de la microrred como el acople existente entre las potencias activa y reactiva.

Esto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo ya que el sistema de control propuesto en [2] hace uso de la estrategia DMPC a nivel secundario, por lo que dicho desempeño era esperable ya que éste requiere del valor exacto de la inductancia y resistencia para los modelos de potencia activa y reactiva. En consecuencia, éste punto constituye el problema a resolver mediante los distintos esquemas de control propuestos en ésta tesis.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al

esquema de control DMPC base.

### Esquema de control DMPC base: Frecuencia/voltaje en la microrred

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema de control DMPC base en las Figuras 5.34 y 5.35, respectivamente.



Figura 5.34: Esquema de control DMPC base - Frecuencia



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

Figura 5.35: Esquema de control DMPC base - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Importante notar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades, es decir,  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ , en particular, en los casos (ver Figura 5.34(a)-(b)) y (ver Figura 5.35(a)-(b)). Éste último punto está principalmente relacionado al hecho de que en los casos (ver Figura 5.34(c)-(d)) y (ver Figura 5.35(c)-(d)) son apreciables oscilaciones entre las diferentes unidades que, en promedio, redundan en la oscilación de  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ .

Previo a la activación del control secundario dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, una vez activado el control secundario ( $T_{on,sec} = 5[s]$ ) se puede apreciar tanto en el caso de la frecuencia (ver Figura 5.34) como del voltaje (ver Figura 5.35) que a medida que aumenta la resistencia de línea " $R_i$ " las oscilaciones incrementan tanto en magnitud como en duración. En particular, en el último caso de estudio (ver Figura 5.34(d)) dichas oscilaciones permanecen en la variable de frecuencia  $F_{avg}$  incluso antes del segundo impacto de carga (conexión de  $Z_2$ ). Con lo anterior, el tiempo de asentamiento aumenta a la par de  $R_i$ .

Ahora, una vez conectada la segunda carga (25 segundos) ambas variables oscilan hasta alcanzar sus valores nominales, sin embargo, a medida que  $R_i$  aumenta dichas oscilaciones incrementan tanto su magnitud como su duración en el tiempo hasta que el sistema finalmente se vuelve inestable, tal como se aprecia en las Figuras 5.34(d) y 5.35(d). Más aún, ésto ya es notable desde el inciso (c) (ver Figuras 5.34(c) y 5.35(c)), en donde tanto la frecuencia

como el voltaje de cada unidad oscilan hasta el final de la prueba.

Naturalmente, éstas oscilaciones repercuten en el desempeño de las potencias activa y reactiva ya que se encuentran ligadas a la frecuencia y voltaje a través de las ecuaciones de control droop ( $\omega - P$  y V - Q, ver ecuaciones en (4.2.2)). En razón de esto, es esperable visualizar dichas oscilaciones en las variables de potencia, tal como fue presentado previamente en las Figuras 5.32 y 5.33.

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMPC base, se presenta a continuación el tiempo de optimización.



#### Esquema de control DMPC base: Tiempo de optimización

Figura 5.36: Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al sistema de control DMPC base se presenta el tiempo de optimización, siendo éste el tiempo que le toma a cada unidad resolver el problema de optimización local. Cabe destacar que sumado a las variables presentadas anteriormente, se tienen acciones de control secundarias las cuales han sido reservadas para el anexo (A). A notar, en este sentido, que aquellas variables relativas al control secundario, como el tiempo de optimización y las acciones de control, poseen un valor igual a 0 hasta que el control secundario es activado a los 5 segundos. Por lo demás, ésta activación, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 25 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.36).

A modo de resumen, el objetivo de ésta prueba ha sido demostrar que a medida que el factor asociado a la resistencia de línea aumenta, mayor es el detrimento en el desempeño del sistema de control presentado en [3]. Ésto es apreciable en la evolución de las diferentes variables, llevando, en última instancia, al sistema a un régimen inestable en donde el deterioro en las variables de potencia opera de manera progresiva, tal como se aprecia en las Figuras 5.32 y 5.33. En contraparte, en el caso de las variables de frecuencia y voltaje dicho deterioro es principalmente apreciable en las Figuras 5.34(d) y 5.35(d). Finalmente, respecto del tiempo de optimización no se presentan mayores observaciones ya que éste es similar entre las unidades para todos los casos de estudio.

Con esto, la estructura utilizada con anterioridad será presentada de manera similar para los diferentes esquemas de control propuestos, es decir, AR, ARX y NN, en donde se espera que su desempeño no se vea afectado por la variación en el parámetro  $R_i$ . Tras lo anterior, se presenta, de manera análoga, los resultados de la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " para el esquema de control DMPC model-free en el caso AR.

### 5.6.2. Esquema de control DMFPC propuesto - AR

Así, tras presentar en el inciso anterior los resultados asociados al esquema de control DMPC base se tiene que la subsección: "Esquema de control DMFPC - AR" tiene por objetivo dar a conocer el desempeño del esquema model-free AR a través de una configuración similar a la del inciso previo. En este sentido, serán analizadas las mismas variables de interés utilizando los factores: 6.00, 6.50, 7.00 y 7.50 para incrementar la resistencia de línea  $R_i$ . Por lo demás, se utiliza el set de cargas para el test 3 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.6. Con lo anterior, tras conocer el desempeño del sistema de control propuesto en [3] se espera que los modelos basados en datos sean resilientes frente a cambios e incertezas en parámetros sensibles, en este caso, la resistencia de línea  $R_i$ .

Finalmente, se presenta a continuación la potencia activa normalizada y reactiva normalizada relativas al esquema model-free AR en las Figuras 5.37 y 5.38, respectivamente.



Esquema de control DMFPC - AR: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.37: Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia activa normalizada



Figura 5.38: Esquema de control DMFPC (AR) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en esta subsección se puede destacar que: El marco general de la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " fue descrito en la

sección 5.6.1 motivo por el cual se refiere al lector a dicha sección para mayores detalles. En este sentido, el análisis relativo a los modelos basados en datos estará centrado en detallar aquellas diferencias entre éstos y el esquema de control DMPC base.

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 33,14[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.37, 5.38, 5.39 y 5.40. Ésta característica es trascendental al esquema de control DMPC base y a los diferentes esquemas propuestos, motivo por el cual ésta descripción también es válida para los esquemas de control model-free ARX y NN.

Así, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa/reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia/voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.37 y 5.38) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 36,38[\Omega])$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 25 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 45 segundos en total. Tras la conexión de la segunda carga es notable que el esquema de control DMPC model-free AR es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los escenarios propuestos, esto, en contraparte de la degradación en el desempeño del sistema observada en la subsección previa.

En razón de esto, es posible destacar que la propuesta AR no presenta sobrepasos y su tiempo de asentamiento ronda los 5 segundos. En este sentido, las oscilaciones relativas a la potencia activa y reactiva del esquema de control DMPC base presentes en las Figuras 5.32 y 5.33 han sido eliminadas, obteniendo una respuesta "más suave" en el caso de la propuesta AR, tal como se aprecia en las Figuras 5.37 y 5.38. Por lo tanto, dado que dichas oscilaciones han sido eliminadas en el caso de las potencias es de esperar que éstas hayan sido erradicadas también en el caso de la frecuencia y voltaje, dada su estrecha relación a través de las ecuaciones de control droop (ver subsección 4.2.2). Tras lo anterior, es claro que la propuesta exhibe un desempeño estable a comparación del esquema de control DMPC base, en donde éste exhibe un régimen inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea. Ésta diferencia sustancial es corroborable al comparar las figuras del esquema de control DMPC base: 5.32(d) y 5.33(d) con aquellas relativas al esquema AR: 5.37(d) y 5.38(d).

Esto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo, ya que el esquema model-free AR tiene por característica intrínseca su independencia (parcial) de los modelos matemáticos que rigen al sistema de control DMPC base [3]. En este sentido, tras reemplazar los modelos fenomenológicos de potencia activa y reactiva por modelos basados

en datos era de esperar que la propuesta exhibiese un mejor desempeño frente a variaciones en el parámetro  $R_i$ , tal como fue comprobado previamente.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free AR.

### Esquema de control DMFPC - AR: Frecuencia/voltaje en la microrred

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free AR en las Figuras 5.39 y 5.40, respectivamente.



Figura 5.39: Esquema de control DMFPC (AR) - Frecuencia



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

Figura 5.40: Esquema de control DMFPC (AR) - Voltaje

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Importante notar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades, es decir,  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ . En este sentido, en el caso del esquema model-free AR dichos objetivos de control se cumplen para los diferentes casos de estudio, en contraparte al esquema de control DMPC base, en donde éste se vuelve inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea, tal como se aprecia en las Figuras 5.34(d) y 5.35(d).

Previo a ésto dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, una vez activado el control secundario ( $T_{on,sec} = 5[s]$ ) el esquema de control DMPC model-free AR es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los casos propuestos, en contraparte al esquema de control DMPC base. En particular, en el apartado anterior relativo al esquema de control presentado en [3], tras conectar la segunda carga (25 segundos) tanto la frecuencia como el voltaje oscilan hasta alcanzar sus valores nominales, sin embargo, a medida que  $R_i$ aumenta dichas oscilaciones incrementan tanto su magnitud como su duración en el tiempo hasta que el sistema finalmente se vuelve inestable, mientras que el esquema AR mantiene su estabilidad en los diferentes casos de estudio. Ésta diferencia sustancial es apreciable al comparar las figuras relativas al esquema de control DMPC base: 5.34(d) y 5.35(d), con aquellas propias del esquema AR: 5.39(d) y 5.40(d). Cabe destacar que éste comportamiento fue anticipado tras analizar tanto la potencia activa como reactiva y la eliminación de sus respectivas oscilaciones. Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free AR, se presenta a continuación el tiempo de optimización.



### Esquema de control DMFPC - AR: Tiempo de optimización

Figura 5.41: Esquema de control DMFPC (AR) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free AR se presenta el tiempo de optimización. En este sentido, la activación del control secundario, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 25 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.41). Por lo demás, el tiempo de optimización es semejante entre las unidades para todos los casos de estudio.

Ahora, en el caso de los modelos basados en datos se tiene que las ecuaciones relativas a los modelos de potencia han sido modificadas a la par que la ecuación de desviación del ángulo de fase ha sido eliminada (ver subsección 4.3.4). En adición, se han agregado términos a la función de costos para penalizar las acciones de control secundarias  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  (ver subsección 4.3.4) mientras que las restricciones del esquema de control DMPC base se mantienen (ver subsección 4.3.4). Con lo anterior, cabría esperar variaciones en el tiempo de optimización de cada unidad, lo cual, tal como fue descrito previamente, no es apreciable.

En vista de los resultados exhibidos en la presente subsección, es posible destacar que el esquema de control AR es capaz de completar los objetivos de control, alcanzando el consenso

de potencia activa/reactiva normalizada y llevando las variables de frecuencia/voltaje a sus valores nominales incluso en aquellos casos en que el sistema de control presentado en [3] se muestra incapaz.

En particular, la degradación observada en las variables de potencia activa/reactiva del esquema de control presentado en [3] (ver Figuras 5.32 y 5.33) es inexistente en la propuesta (ver Figuras 5.37 y 5.38), logrando el consenso en los diferentes casos de estudio. Con lo anterior, es posible afirmar que el esquema propuesto AR es capaz de eliminar las oscilaciones introducidas en el sistema tras la incorporación de la resistencia de línea  $R_i$ .

Por otra parte, tanto la variable de frecuencia como de voltaje mejoraron ostensiblemente su desempeño, eliminando por completo las oscilaciones tras la activación del control secundario y del impacto de carga positivo asociado a  $Z_2$ , en consecuencia, la oscilación presente en la frecuencia/voltaje promedio también desaparece. Finalmente, el tiempo de optimización se mantiene dentro del tiempo de muestreo del nivel secundario.

A modo de resumen, el objetivo de ésta prueba ha sido demostrar que a medida que el factor asociado a la resistencia de línea aumenta, el esquema de control AR es capaz de cumplir con sus objetivos de control bajo los diferentes escenarios propuestos, esto, en contraparte al esquema de control DMPC base en donde a mayor  $R_i$  se tiene un mayor detrimento en el desempeño del sistema llevándolo, en última instancia, a un régimen inestable.

Tras lo anterior, se presenta de manera análoga los resultados de la prueba: "Test 3 -Variación en resistencia de línea  $R_i$ " para el esquema de control DMPC model-free en el caso ARX.

### 5.6.3. Esquema de control DMFPC propuesto - ARX

Tras presentar en el inciso anterior los resultados asociados al esquema model-free AR se tiene que la subsección: "Esquema de control DMFPC - ARX" tiene por objetivo dar a conocer el desempeño del esquema model-free ARX a través de una configuración similar a la utilizada anteriormente. En este sentido, serán analizadas las mismas variables de interés utilizando los factores: 6.00, 6.50, 7.00 y 7.50 para incrementar la resistencia de línea  $R_i$ . Por lo demás, se utiliza el set de cargas para el test 3 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.6. Con lo anterior, tras conocer el desempeño del sistema de control propuesto en [3] se espera que los modelos basados en datos sean resilientes frente a variaciones en parámetros sensibles, en este caso, la resistencia de línea.

Finalmente, se presenta a continuación la potencia activa normalizada y reactiva normalizada relativas al esquema model-free ARX en las Figuras 5.42 y 5.43, respectivamente.



Esquema de control DMFPC - ARX: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.42: Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia activa normalizada



Figura 5.43: Esquema de control DMFPC (ARX) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en esta subsección se puede destacar que: El marco general de la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " fue descrito en la

sección 5.6.1 motivo por el cual se refiere al lector a dicha sección para mayores detalles. En este sentido, el análisis relativo a los modelos basados en datos estará centrado en detallar aquellas diferencias entre éstos y el esquema de control DMPC base. En particular, dado que la estructura ARX es similar a la AR y tras haber corroborado los errores de predicción en la sección "Índices de desempeño", se espera que la propuesta ARX presente un desempeño semejante al mostrado por el esquema AR en la subsección previa.

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 33,14[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.42, 5.43, 5.44 y 5.45. Ésta característica es trascendental al esquema de control DMPC base y a los diferentes esquemas propuestos, motivo por el cual ésta descripción también es válida para los esquemas AR y NN.

Así, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa y reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia y voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.42 y 5.43) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a ésto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 36,38[\Omega])$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 25 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 45 segundos en total. Tras la conexión de la segunda carga es notable que el esquema de control DMPC model-free ARX es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los escenarios propuestos, esto, en contraparte de la degradación en el desempeño del sistema observada en la subsección 5.6.1.

En razón de esto, es posible destacar que la propuesta ARX no presenta sobrepasos y su tiempo de asentamiento ronda los 5 segundos. En este sentido, las oscilaciones relativas a la potencia activa y reactiva del esquema de control DMPC base presentes en las Figuras 5.32 y 5.33 han sido eliminadas, obteniendo una respuesta "más suave" en el caso de la propuesta ARX, tal como se aprecia en las Figuras 5.42 y 5.43. Por lo tanto, dado que dichas oscilaciones han sido eliminadas en el caso de las potencias es de esperar que éstas hayan sido erradicadas también en el caso de la frecuencia y voltaje, dada su estrecha relación a través de las ecuaciones de control droop (ver subsección 4.2.2). Tras lo anterior, es claro que la propuesta exhibe un desempeño estable a comparación del esquema de control DMPC base, en donde éste exhibe un régimen inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea. Ésta diferencia sustancial es corroborable al comparar las figuras del esquema de control DMPC base: 5.32(d) y 5.33(d) con aquellas relativas al esquema ARX: 5.42(d) y 5.43(d).

Ésto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo, ya que el

esquema model-free ARX tiene por característica intrínseca su independencia (parcial) de los modelos matemáticos que rigen al sistema de control DMPC base [3]. En este sentido, tras reemplazar los modelos fenomenológicos de potencia activa y reactiva por modelos basados en datos era de esperar que la propuesta exhibiese un mejor desempeño frente a variaciones en el parámetro  $R_i$ , tal como fue comprobado previamente.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free ARX.

#### Esquema de control DMFPC - ARX: Frecuencia/voltaje en la microrred

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free ARX en las Figuras 5.44 y 5.45, respectivamente.



Figura 5.44: Esquema de control DMFPC (ARX) - Frecuencia

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Importante notar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades, es decir,  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ . En este sentido, en el caso del esquema model-free ARX dichos objetivos de control se cumplen para los diferentes casos de estudio, en contraparte al esquema de control DMPC base, en donde éste se vuelve inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea, tal como se aprecia en las Figuras 5.34(d) y 5.35(d).



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

Figura 5.45: Esquema de control DMFPC (ARX) - Voltaje

Previo a ésto dichas variables difieren de sus valores nominales, estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, una vez activado el control secundario ( $T_{on,sec} = 5[s]$ ) el esquema de control DMPC model-free ARX es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los casos propuestos, en contraparte al esquema de control DMPC base. En particular, en el apartado relativo al esquema de control presentado en [3], tras conectar la segunda carga (25 segundos) tanto la frecuencia como el voltaje oscilan hasta alcanzar sus valores nominales, sin embargo, a medida que  $R_i$  aumenta dichas oscilaciones incrementan tanto su magnitud como su duración en el tiempo hasta que el sistema finalmente se vuelve inestable, mientras que el esquema ARX mantiene su estabilidad en los diferentes casos de estudio. Ésta diferencia sustancial es apreciable al comparar las figuras relativas al esquema de control DMPC base: 5.34(d) y 5.35(d), con aquellas propias del esquema ARX: 5.44(d) y 5.45(d). Cabe destacar que éste comportamiento fue anticipado tras analizar tanto la potencia activa como reactiva y la eliminación de sus respectivas oscilaciones.

Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free ARX, se presenta a continuación el tiempo de optimización.



Esquema de control DMFPC - ARX: Tiempo de optimización

Figura 5.46: Esquema de control DMFPC (ARX) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free ARX se presenta el tiempo de optimización. En este sentido, la activación del control secundario, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 25 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.46). Así, el tiempo de optimización es similar entre las diferentes unidades para todos los casos de estudio.

Por lo demás, en el caso de los modelos basados en datos se tiene que las ecuaciones relativas a los modelos de potencia han sido modificadas a la par que la ecuación de desviación de ángulo de fase ha sido eliminada (ver subsección 4.3.4). En adición, se han agregado términos a la función de costos para penalizar a las acciones de control secundarias  $\Delta P_{s,i}$ y  $\Delta Q_{s,i}$  (ver subsección 4.3.4) mientras que las restricciones del esquema de control DMPC base se mantienen (ver subsección 4.3.4). Con lo anterior, cabría esperar variaciones en el tiempo de optimización de cada unidad, lo cual, tal como fue descrito previamente, no es apreciable.

En vista de los resultados exhibidos en la presente subsección, es posible destacar que el esquema de control ARX es capaz de completar los objetivos de control, alcanzando el consenso de potencia activa y reactiva normalizada y llevando las variables de frecuencia y voltaje a sus valores nominales incluso en aquellos casos en que el sistema de control presentado en [3] se muestra incapaz.

Ahora, en contraparte al caso AR se tiene que la principal diferencia con el esquema ARX alude a la inclusión de variables exógenas ( $V_i \ y \ \omega_i$ ) para el cálculo de predicciones. En este sentido, el esquema ARX posee mayor complejidad y utiliza matrices de mayor dimensión para llevar a cabo el proceso de predicción de potencia activa y reactiva. En particular, el esquema ARX utiliza 15 regresores (5 de potencia activa o reactiva, 5 de voltaje y 5 de frecuencia) mientras que el caso AR solo utiliza 5 regresores (de potencia activa o reactiva).

Con lo anterior, respecto del caso AR es posible afirmar que la inclusión de variables exógenas en el caso ARX no mejora ni la certeza de las predicciones (tal como es apreciable en la sección "Índices de desempeño") ni el desempeño del sistema de control. Por lo demás, el esquema ARX no aumenta el costo computacional/tiempo de cómputo en la simulación a comparación del caso AR, como se aprecia en la Figura 5.46. En razón de esto, es preferible el esquema AR por su simplicidad y/o sencillez en la implementación.

A modo de resumen, el objetivo de ésta prueba ha sido demostrar que a medida que el factor asociado a la resistencia de línea aumenta, el esquema de control ARX es capaz de cumplir con sus objetivos de control bajo los diferentes escenarios propuestos, esto, en contraparte al esquema de control DMPC base en donde a mayor  $R_i$  se tiene un mayor detrimento en el desempeño del sistema llevándolo, en última instancia, a un régimen inestable. Tras lo anterior, se presenta de manera análoga los resultados de la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " para el esquema de control DMPC model-free en el caso NN.

### 5.6.4. Esquema de control DMFPC propuesto - NN

Así, tras presentar en el inciso anterior los resultados asociados al esquema de control ARX se tiene que la subsección: "Esquema de control DMFPC - NN" tiene por objetivo dar a conocer el desempeño del esquema model-free NN a través de una configuración similar a la del esquema de control DMPC base. En este sentido, serán analizadas las mismas variables de interés utilizando los factores: 6.00, 6.50, 7.00 y 7.50 para incrementar la resistencia de línea  $R_i$ . Por lo demás, se utiliza el set de cargas para el test 3 especificado en 5.1 en conjunto a los ponderadores presentados en la tabla 5.6. Con lo anterior, tras conocer el desempeño del sistema de control propuesto en [3] se espera que los modelos basados en datos sean resilientes frente a variaciones en parámetros sensibles, en este caso, la resistencia de línea.

Finalmente, se presenta a continuación la potencia activa normalizada y reactiva normalizada relativas al esquema model-free NN en las Figuras 5.47 y 5.48, respectivamente.



### Esquema de control DMFPC - NN: Potencia activa/reactiva normalizada

Figura 5.47: Esquema de control DMFPC (NN) - Potencia activa normalizada



Figura 5.48: Esquema de control DMFPC (NN) - Potencia reactiva normalizada

Tras lo anterior, de los resultados a presentar en esta subsección se puede destacar que: El marco general de la prueba: "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ " fue descrito

en la sección 5.6.1 motivo por el cual se refiere al lector a dicha subsección para mayores detalles. En este sentido, el análisis relativo a los modelos basados en datos estará centrado en detallar aquellas diferencias entre éstos y el esquema de control DMPC base.

Con esto, de los diferentes gráficos es posible mencionar que en el tramo 0-5 segundos se encuentra conectada la carga 1 ( $Z_1 = 33,14[\Omega]$ , ver tabla 5.1) y opera exclusivamente el control primario (control droop y lazos de voltaje y corriente, ver Figura 4.1), lo cual explica que los diferentes objetivos de control no se cumplan, es decir, no existe un consenso de potencia activa/reactiva ni la frecuencia/voltaje se aproximan a sus valores nominales, tal como se aprecia en las Figuras 5.47, 5.48, 5.49 y 5.50. Ésta característica es trascendental al esquema de control DMPC base y a los diferentes esquemas propuestos, motivo por el cual ésta descripción también es válida para los esquemas de control model-free AR y ARX.

Así, tras la activación del control secundario  $(T_{on,sec} = 5[s])$  éstos objetivos proceden a cumplirse, alcanzando los consensos para potencia activa/reactiva y tendiendo a las referencias en el caso de la frecuencia/voltaje. Por lo demás, al analizar los gráficos de potencia (ver Figuras 5.47 y 5.48) se tiene que en el tramo 0-5 segundos éstos son distintos de 0, ya que existe una carga conectada desde el inicio de la prueba  $(Z_1)$ . Posterior a esto, se conecta la carga 2  $(Z_2 = 36,38[\Omega])$ , ver tabla 5.1: impacto de carga positivo, conectada a un nodo diferente de  $Z_1$ ) a los 25 segundos para concluir la prueba una vez transcurridos 45 segundos en total. Tras la conexión de la segunda carga es notable que el esquema de control DMPC model-free NN es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los escenarios propuestos, esto, en contraparte de la degradación en el desempeño del sistema observada en la subsección 5.6.1.

En razón de esto, es posible destacar que la propuesta NN no presenta sobrepasos y su tiempo de asentamiento ronda los 5 segundos. En este sentido, las oscilaciones relativas a la potencia activa y reactiva del esquema de control DMPC base presentes en las Figuras 5.32 y 5.33 han sido eliminadas, obteniendo una respuesta "más suave" en el caso de la propuesta NN, tal como se aprecia en las Figuras 5.47 y 5.48. Por lo tanto, dado que dichas oscilaciones han sido eliminadas en el caso de las potencias es de esperar que éstas hayan sido erradicadas también en el caso de la frecuencia y voltaje, dada su estrecha relación a través de las ecuaciones de control droop (ver subsección 4.2.2). Tras lo anterior, es claro que la propuesta exhibe un desempeño estable a comparación del esquema de control DMPC base, en donde éste exhibe un régimen inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea. Ésta diferencia sustancial es corroborable al comparar las figuras del esquema de control DMPC base: 5.32(d) y 5.33(d) con aquellas relativas al esquema NN: 5.47(d) y 5.48(d).

Esto último comprueba una de las principales hipótesis en el presente trabajo, ya que el esquema model-free NN tiene por característica intrínseca su independencia (parcial) de los modelos matemáticos que rigen al sistema de control DMPC base [3]. En este sentido, tras reemplazar los modelos fenomenológicos de potencia activa y reactiva por modelos basados

Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

en datos era de esperar que la propuesta exhibiese un mejor desempeño frente a variaciones en el parámetro  $R_i$ , tal como fue comprobado previamente.

Así, tras haber abordado los casos de potencia activa normalizada y potencia reactiva normalizada, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free NN.

### Esquema de control DMFPC - NN: Frecuencia/voltaje en la microrred

Tras lo anterior, se presenta a continuación las variables de frecuencia y voltaje asociadas al esquema model-free NN en las Figuras 5.49 y 5.50, respectivamente.



Figura 5.49: Esquema de control DMFPC (NN) - Frecuencia

En lo que respecta a la frecuencia, ésta alcanza su valor nominal una vez activado el control secundario, es decir, tiende a 50[Hz] mientras que el voltaje opera de manera similar y tiende a 220[V]. Importante notar que ésto es válido para el promedio de éstas variables entre las diferentes unidades, es decir,  $F_{avg}$  y  $V_{avg}$ . En este sentido, en el caso del esquema model-free NN dichos objetivos de control se cumplen para los diferentes casos de estudio, en contraparte al esquema de control DMPC base, en donde éste se vuelve inestable tras multiplicar por 7.50 el valor de la resistencia de línea, tal como se aprecia en las Figuras 5.34(d) y 5.35(d).



Capítulo 5. Resultados de simulación de la propuesta 5.6. Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ 

Figura 5.50: Esquema de control DMFPC (NN) - Voltaje

Previo a ésto, dichas variables difieren de sus valores nominales estando en ambos casos por debajo de éste (49,9[Hz] y 215[V], aproximadamente). En este sentido, una vez activado el control secundario ( $T_{on,sec} = 5[s]$ ) el esquema de control DMPC model-free NN es capaz de cumplir con sus objetivos de control en todos los casos propuestos, en contraparte al esquema de control DMPC base. En particular, en el apartado relativo al esquema de control presentado en [3], tras conectar la segunda carga (25 segundos) tanto la frecuencia como el voltaje oscilan hasta alcanzar sus valores nominales, sin embargo, a medida que  $R_i$  aumenta dichas oscilaciones incrementan tanto su magnitud como su duración en el tiempo hasta que el sistema finalmente se vuelve inestable, mientras que el esquema NN mantiene su estabilidad en los diferentes casos de estudio. Ésta diferencia sustancial es apreciable al comparar las figuras relativas al esquema de control DMPC base: 5.34(d) y 5.35(d), con aquellas propias del esquema NN: 5.49(d) y 5.50(d). Cabe destacar que éste comportamiento fue anticipado tras analizar tanto la potencia activa como reactiva y la eliminación de sus respectivas oscilaciones.

Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free NN, se presenta a continuación el tiempo de optimización.



Esquema de control DMFPC - NN: Tiempo de optimización

Figura 5.51: Esquema de control DMFPC (NN) - Tiempo de optimización

Para finalizar el apartado relativo al esquema de control DMPC model-free NN se presenta el tiempo de optimización. En este sentido, la activación del control secundario, así como el impacto de carga de  $Z_2$  a los 25 segundos, no ralentizan el tiempo de cómputo ya que cada optimización es resuelta en una fracción (inferior a 1/5) del tiempo de muestreo del nivel secundario ( $T_{sec} = 0.05[s]$ , ver tabla 5.3 y Figura 5.51). Así, el tiempo de optimización es similar entre las distintas unidades para todos los casos de estudio.

Por lo demás, en el caso de los modelos basados en datos se tiene que las ecuaciones relativas a los modelos de potencia han sido modificadas a la par que la ecuación de desviación de ángulo de fase ha sido eliminada (ver subsección 4.3.4). En adición, se han incorporado términos a la función de costos para penalizar las acciones de control secundarias  $\Delta P_{s,i}$  y  $\Delta Q_{s,i}$  (ver subsección 4.3.4) mientras que las restricciones del esquema de control DMPC base se mantienen (ver subsección 4.3.4). Con lo anterior, cabría esperar variaciones en el tiempo de optimización de cada unidad, lo cual, tal como fue descrito previamente, no es apreciable.

En vista de los resultados exhibidos en la presente sección, es posible destacar que el esquema de control NN es capaz de completar los objetivos de control, alcanzando el consenso de potencia activa/reactiva normalizada y llevando las variables de frecuencia/voltaje a sus valores nominales incluso en aquellos casos en que el sistema de control presentado en [3] se muestra incapaz.
Ahora, en contraparte a los esquemas AR y ARX se tiene que el caso NN requiere de etapas previas (off-line) para llevar a cabo su implementación en el simulador. En este sentido, es necesario generar en primera instancia un registro de datos que sea representativo del sistema, para lo cual utilizar diferentes cargas, tipos de impacto y puntos de operación es trascendental. Posteriormente es llevado a cabo el proceso de entrenamiento el cual, dependiendo del caso, utiliza millones de datos tanto de entrada como de salida que pueden conllevar horas de procesamiento.

Con lo anterior, respecto de los esquemas AR y ARX es posible afirmar que la inclusión de redes neuronales no mejora ni la certeza de las predicciones (tal como es apreciable en la sección "Índices de desempeño") ni el desempeño del sistema de control. Por lo demás, no se aprecian diferencias en el costo computacional/tiempo de cómputo en la simulación a comparación de los casos AR y ARX, como se aprecia en la Figura 5.51. En razón de esto, es preferible el esquema AR por su simplicidad a comparación de los esquemas ARX y NN, en particular, por la exclusión de variables exógenas y por la omisión de etapas previas asociadas al entrenamiento neuronal. No obstante, a modo de desventaja cabe recalcar que los esquemas AR y ARX calculan los coeficientes del vector óptimo  $\theta_{AR}$  y  $\theta_{ARX}$  en cada instante de muestreo, lo cual puede resultar ineficiente tras alcanzar el régimen permanente. En este sentido, la búsqueda de esquemas de control AR y ARX que sólo respondan a eventos tales como impactos de carga o perturbaciones externas, por ejemplo, supondría una mejora a lo presentado en ésta tesis.

A modo de resumen, el objetivo de ésta prueba ha sido demostrar que a medida que el factor asociado a la resistencia de línea aumenta, el esquema de control NN es capaz de cumplir con sus objetivos de control bajo los diferentes escenarios propuestos, esto, en contraparte al esquema de control DMPC base en donde a mayor  $R_i$  se tiene un mayor detrimento en el desempeño del sistema llevándolo, en última instancia, a un régimen inestable. Con esto, se da paso a la discusión:

### 5.7. Discusión

Tras los resultados presentados en: "Test 1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ ", "Índices de desempeño", "Test 2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " y "Test 3 - Variación en resistencia de línea  $R_i$ ", es posible destacar los siguientes puntos:

- 1. Al comparar los modelos predictivos entre las propuestas AR, ARX y NN frente al caso base, es posible mencionar que la principal diferencia en su desempeño radica en la presencia de sobreniveles en el caso base. En particular, estos son apreciables tras la activación del control secundario y conexión/desconexión de cargas.
- 2. No se aprecian diferencias sustanciales en el desempeño de los esquemas de control AR,

ARX y NN. Este punto es corroborable en la sección "Índices de desempeño", ya que las diferentes estrategias model-free presentan errores de predicción similares.

- 3. Del mismo modo, en "Test 2 Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$ " y "Test 3 Variación en resistencia de línea  $R_i$ " no se aprecian diferencias sustanciales entre el desempeño de las estrategias model-free. Ahora, respecto del sistema de control DMPC base es posible afirmar que el desempeño de las propuestas fue mejor en términos de estabilidad y robustez. No obstante, el Test 2 presenta oscilaciones en el voltaje de los modelos basados en datos (principalmente en el inciso (d)) que no figuran en el caso base.
- 4. Tal como era de esperar, el sistema de control DMPC base [3] mostró una degradación en su desempeño frente a variaciones en parámetros clave, tales como  $L_i$ ,  $R_i$  o  $\tau_d$  (esto es corroborable en las pruebas: "Test 1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ ", "Test 1.1 - Variación en inductancia de línea  $L_{i,DMPC}$ ", "Test 1.2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ )", "Test 1.2 - Variación en retraso comunicacional  $\tau_d$  (con inductancia crítica  $L_{i,DMPC_{crit}}$ )", ver A). En este sentido, las diferentes estrategias model-free fueron capaces de cumplir con los objetivos de control bajo todos los escenarios propuestos, motivo por el cual su independencia frente a estas incertezas ha quedado demostrada.
- 5. Con lo anterior, la principal diferencia existente entre las distintas estrategias modelfree recae en su implementación. A raíz de esto, es posible afirmar que el esquema AR se antepone como mejor opción dada su sencillez y/o simplicidad frente a los esquemas ARX y NN.
- 6. Finalmente, un aspecto clave a mejorar en las estrategias AR y ARX está asociado al hecho de que estas calculan los parámetros del vector óptimo  $\theta_{AR}$  y  $\theta_{ARX}$  en cada instante de muestreo, lo cual se vuelve ineficiente tras alcanzar el régimen permanente. En razón de esto, explorar alternativas que operen solo bajo eventos como impactos de carga o perturbaciones externas, por ejemplo, constituye una alternativa interesante para mejorar el desempeño del sistema de control al optimizar el tiempo de cómputo. Este punto también es válido para el esquema de redes neuronales.

Así, tras enunciar las conclusiones del capítulo "Resultados de simulación de la propuesta" se da paso al capítulo final de la presente tesis.

# Capítulo 6

Conclusiones

## 6.1. Conclusiones y observaciones finales

En vista de los recursos energéticos disponibles en el territorio nacional, ya sean eólicos o solares, resulta primordial su aprovechamiento y/o explotación mediante diferentes medios, en este caso, microrredes. Estas gozan de un posicionamiento privilegiado en la industria y academia dadas sus diferentes bondades. Con esto, el estudio de distintas técnicas para llevar a cabo su control resulta vital para mejorar su desempeño.

Tras lo anterior, el trabajo en el cual se basa la presente tesis [2] hace uso de la técnica de control avanzada DMPC para el nivel secundario de microrredes. En particular, se demostró un desempeño satisfactorio mediante la realización de diferentes pruebas, sin embargo, esta estrategia posee una falla inherente en su estructura dada su dependencia en los modelos matemáticos que la rigen, motivo por el cual errores en su modelación, así como fallas en la estimación de parámetros clave del sistema, conllevan necesariamente un detrimento generalizado en su desempeño.

Esto último inspira el objetivo de la presente tesis, el cual consiste en la generación de una estrategia basada en control predicitivo distribuido sin modelo fenomenológico para el control secundario de microrredes AC aisladas. En este sentido, la propuesta elimina parcialmente la dependencia de modelos matemáticos para pasar a una estrategia sin modelo fenomenológico, la cual hace uso tanto de modelos AR/ARX como de redes neuronales para llevar a cabo la predicción de las variables pertinentes.

El desempeño de la estrategia propuesta fue corroborado mediante la realización de diferentes pruebas, las cuales, a rasgos generales, confirman el cumplimiento de las tareas principales del nivel secundario, es decir: restauración de voltaje y frecuencia a sus valores nominales. Además, concatenado a estos objetivos cabe mencionar la equi-repartición de potencia activa/reactiva normalizada y la penalización de acciones de control secundarias.

En conjunto al cumplimiento de los puntos anteriores, y al igual que en el trabajo presentado en [2], la presente tesis maneja con detalle el modelado matemático de los generadores, así como la inclusión de restricciones de igualdad/desigualdad asociadas a la red de comunicaciones y a los límites físicos del sistema.

En resumen, a partir de lo declarado con anterioridad es posible destacar que la estrategia propuesta ha demostrado un mejor desempeño a comparación de su trabajo base [2] y, en consecuencia, que el resto de controladores tradicionales. Esto, ya que la propuesta en cuestión demostró un desempeño estable en todas las pruebas y casos de estudio. En este sentido, los esquemas basados en datos aportaron resiliencia y robustez al sistema al eliminar regímenes oscilatorios (en general) así como sobreniveles en las transiciones dinámicas de este, ya sea al activar el control secundario o al conectar/desconectar cargas.

Gracias a esto, es posible mencionar que los aportes de la presente tesis son los siguientes:

- 1. La estrategia model-free propuesta es capaz de restaurar las variables de voltaje y frecuencia a sus valores nominales, cumpliendo así con el objetivo principal del nivel secundario de control. Por lo demás, la respuesta del controlador se ve mejorada gracias a la inclusión de: límites para la potencia y voltaje, dinámicas de los generadores y topologías comunicacionales. Destacar que el controlador no requiere información respecto de la topología eléctrica de la microrred. Estos puntos se ven heredados del trabajo base [2].
- 2. Sobre la estrategia de control DMPC base y su comparación respecto de las diferentes estrategias propuestas, es posible afirmar que los modelos basados en datos han mostrado un mejor desempeño frente a impactos de carga e incertezas en parámetros clave del sistema, a saber  $R_i$  y  $\tau_d$ . En este sentido, el desempeño del modelo propuesto en [2] se ve deteriorado a la par que estos parámetros aumentan, llevando, en última instancia, al sistema a un régimen inestable (este punto también es cierto para  $L_i$ ). En contraparte, los modelos basados en datos no se ven afectados por dichos cambios, cumpliendo así con sus objetivos de control en los diferentes casos propuestos.
- 3. Respecto al desempeño de los modelos basados en datos no se observan mayores diferencias entre sus regímenes transitorio/permanente. Esto es corroborable, particularmente, en la sección "Índices de desempeño" del capítulo pasado, en donde se evidencia que el error existente en las predicciones es similar entre las diferentes propuestas.
- 4. Con lo anterior, es posible destacar que la inclusión de modelos basados en datos es capaz de mejorar el desempeño del sistema. Garantizando así su confiabilidad, resiliencia y robustez.

A modo de resumen, es posible mencionar que la presente estrategia se hace cargo de la principal desventaja de la familia MPC: su estrecha relación y/o dependencia con los modelos matemáticos que conforman su estructura. En este sentido, el trabajo expuesto muestra un desempeño satisfactorio a comparación de su contraparte. Sumado a esto, las virtudes del esquema de control DMPC base son heredadas al nuevo modelo, por lo que: se logran objetivos globales mediante la compartición de información entre unidades, es posible incluir restricciones tanto para el estado como para la entrada y el sistema a tratar es fácilmente escalable, ya que la incoporación de nuevas unidades no incrementa los costos computacionales.

### 6.2. Trabajos futuros

En razón de lo expuesto a lo largo del presente trabajo, algunas áreas u tópicos a tratar/mejorar en el futuro son los siguientes:

- 1. La utilización de la presente estrategia es única a nivel secundario de microrredes AC aisladas, motivo por el cual su aplicación a diferentes niveles de control involucrando tópicos como despacho económico, congestión de líneas, impedancias virtuales o repartición de desequilibrios constituyen áreas de trabajo a explotar. Lo anterior, ha de incluir diferentes topologías (AC, DC o híbrida) así como diferentes variantes dentro de la familia MPC.
- 2. En particular, el área relativa a ciber ataques ha sido recientemente explorada mediante técnicas de control avanzadas (DMPC, por ejemplo), motivo por el cual resulta natural dar el siguiente paso al incorporar estrategias sin modelo fenomenológico.
- 3. La formulación utilizada tanto en la propuesta como en el esquema de control DMPC base no incluye costos terminales, motivo por el cual su inclusión así como el estudio de sus efectos resulta un tópico interesante a tratar ya que estos, en el caso del control predictivo lineal, están ligados a la estabilidad del sistema.
- 4. La inclusión de los modelos AR y ARX en el problema de optimización puede entregar mejores resultados a comparación de los expuestos en esta tesis, por lo que su formulación, simulación y/o estudio es una alternativa interesante para perfeccionar el desempeño de la estrategia propuesta.
- 5. Respecto al cálculo de errores en la sección "Índices de desempeño", este apartado puede ser mejorado/corregido al realizar la comparación entre las predicciones de los modelos basados en datos respecto de la potencia entregada por la microrred.
- 6. Desde el estudio realizado en el estado del arte es posible destacar que la utilización de la estrategia model-free es particularmente fuerte en áreas asociadas al accionamiento de motores y conversión de potencia. Con lo anterior, este enfoque es mediado por modelos ARX (generalmente) motivo por el cual su reemplazo por redes neuronales es un tema interesante a tratar.
- 7. Finalmente, es importante notar que la validación de los modelos basados en datos ha sido mediada vía simulación, motivo por el cual verificar su desempeño mediante Hardware in The Loop (HIL) es de interés para extender el alcance de la presente tesis.

### 6.3. Publicaciones resultantes de esta tesis

#### 6.3.1. Paper de conferencia

[1] M. A. Soto, C. Prudant, C. Burgos-Mellado, A. Navas-Fonseca, C. Gonzalez-Castaño, and E. Espina, "Distributed secondary model-free predictive control scheme for droopcontrolled isolated microgrids," accepted for presentation at the 2025 International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2025), Antalya, Turkey, May 20–22, 2025.

# Bibliografía

- [1] "El «cuento del tío» de las energías renovables," Mar 2023.
- [2] A. Navas Fonseca, A distributed, predictive secondary control for voltage and frequency regulation, economic dispatch and imbalance sharing in isolated microgrids. PhD thesis, 12 2022.
- [3] J. S. Gómez, D. Sáez, J. W. Simpson-Porco, and R. Cárdenas, "Distributed predictive control for frequency and voltage regulation in microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 2, pp. 1319–1329, 2020.
- [4] A. Navas-Fonseca, C. Burgos-Mellado, J. S. Gómez, E. Espina, J. Llanos, D. Sáez, M. Sumner, and D. E. Olivares, "Distributed predictive secondary control with soft constraints for optimal dispatch in hybrid ac/dc microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 14, no. 6, pp. 4204–4218, 2023.
- [5] T. Arauz, P. Chanfreut, and J. Maestre, "Cyber-security in networked and distributed model predictive control," Annual Reviews in Control, vol. 53, pp. 338–355, 2022.
- [6] M. Khalilzadeh, S. Vaez-Zadeh, J. Rodriguez, and R. Heydari, "Model-free predictive control of motor drives and power converters: A review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 105733–105747, 2021.
- [7] E. Espina, J. Llanos, C. Burgos-Mellado, R. Cárdenas-Dobson, M. Martínez-Gómez, and D. Sáez, "Distributed control strategies for microgrids: An overview," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 193412–193448, 2020.
- [8] J. Llanos, D. E. Olivares, J. W. Simpson-Porco, M. Kazerani, and D. Sáez, "A novel distributed control strategy for optimal dispatch of isolated microgrids considering congestion," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 6, pp. 6595–6606, 2019.
- [9] G. Chen and Z. Guo, "Distributed secondary and optimal active power sharing control for islanded microgrids with communication delays," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 2, pp. 2002–2014, 2019.

- [10] M. Zaery, P. Wang, W. Wang, and D. Xu, "Distributed global economical load sharing for a cluster of dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 35, no. 5, pp. 3410–3420, 2020.
- [11] R. Babazadeh-Dizaji and M. Hamzeh, "Distributed hierarchical control for optimal power dispatch in multiple dc microgrids," *IEEE Systems Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 1015–1023, 2020.
- [12] A. N. F., J. S. Gómez, J. Llanos, E. Rute, D. Sáez, and M. Sumner, "Distributed predictive control strategy for frequency restoration of microgrids considering optimal dispatch," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 12, no. 4, pp. 2748–2759, 2021.
- [13] W. Feng, J. Yang, Z. Liu, H. Wang, M. Su, and X. Zhang, "A unified distributed control scheme on cost optimization for hybrid ac/dc microgrid," in 2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC), pp. 1–6, 2018.
- [14] Z. Li, Z. Cheng, J. Si, and S. Li, "Distributed event-triggered hierarchical control to improve economic operation of hybrid ac/dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 3653–3668, 2022.
- [15] Y. Shan, J. Hu, Z. Li, and J. M. Guerrero, "A model predictive control for renewable energy based ac microgrids without any pid regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9122–9126, 2018.
- [16] T. Dragičević, R. Heydari, and F. Blaabjerg, "Super-high bandwidth secondary control of ac microgrids," in 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3036–3042, 2018.
- [17] T. Dragičević, "Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 6304–6317, 2018.
- [18] Y. Shan, J. Hu, K. W. Chan, Q. Fu, and J. M. Guerrero, "Model predictive control of bidirectional dc-dc converters and ac/dc interlinking converters—a new control method for pv-wind-battery microgrids," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 1823–1833, 2019.
- [19] C. Ahumada, R. Cárdenas, D. Sáez, and J. M. Guerrero, "Secondary control strategies for frequency restoration in islanded microgrids with consideration of communication delays," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1430–1441, 2016.
- [20] X. Wang, Q. Zhao, B. He, Y. Wang, J. Yang, and X. Pan, "Load frequency control in multiple microgrids based on model predictive control with communication delay," *The Journal of Engineering*, vol. 2017, no. 13, pp. 1851–1856, 2017.

- [21] S. Liu, X. Wang, and P. Liu, "Impact of communication delays on secondary frequency control in an islanded microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 99, 11 2014.
- [22] E. A. Pineda Muñoz and A. Gauthier Sellier, "Comparative study of three secondary control strategies for microgrids," *Revista Ingeniería y Universidad*, vol. 24, no. 2, pp. 1–18, 2020.
- [23] F. Z. Taousser, M. Olama, S. Djouadi, K. Tomsovic, Y. Zhang, and Y. Xue, "Model predictive control for voltage restoration in microgrids using temporal logic specifications," *IET Energy Systems Integration*, vol. 2, 09 2020.
- [24] N. d. A. Apellido, "Coordinated frequency control of fess and bess in microgrid based on model predictive control strategy," *Nombre de la Revista*, vol. Número del Volumen, p. Número de Páginas, 2023.
- [25] T. Heins, M. Josevski, S. Gurumurthy, and A. Monti, "Centralized model predictive control for transient frequency control in islanded inverter-based microgrids," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. PP, pp. 1–13, 01 2022.
- [26] N. d. A. Apellido, "Mpc-based tertiary and secondary optimal control in islanded microgrids," *Nombre de la Revista o Conferencia*, vol. Número del Volumen, p. Número de Páginas, 2015.
- [27] B. Sedhom, M. El-Saadawi, A. Hatata, and A. Alsayyari, "Hierarchical control technique-based harmony search optimization algorithm versus model predictive control for autonomous smart microgrids," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 115, p. 105511, 2020.
- [28] A. Autor, "Frequency regulation of an isolated microgrid with electric vehicles and energy storage system integration using adaptive and model predictive controllers," *Journal Name*, vol. Vol., no. No., p. pp., 2022.
- [29] A. Autor, "Model predictive load frequency control of isolated micro-grid with electrical vehicles," *Journal Name*, vol. Vol., no. No., p. pp., 2023.
- [30] D. E. Olivares, C. A. Cañizares, and M. Kazerani, "A centralized optimal energy management system for microgrids," in 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, pp. 1–6, 2011.
- [31] D. E. Olivares, C. A. Cañizares, and M. Kazerani, "A centralized energy management system for isolated microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1864–1875, 2014.
- [32] A. Ouammi, H. Dagdougui, L. Dessaint, and R. Sacile, "Coordinated model predictivebased power flows control in a cooperative network of smart microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, pp. 2233–2244, Sep. 2015.

- [33] W. C. Clarke, C. Manzie, and M. J. Brear, "An economic mpc approach to microgrid control," in 2016 Australian Control Conference (AuCC), pp. 276–281, 2016.
- [34] M. Nassourou, V. Puig, J. Blesa, and C. Ocampo-Martinez, "Economic model predictive control for energy dispatch of a smart micro-grid system," in 2017 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), pp. 0944– 0949, 2017.
- [35] P. Kou, Y. Feng, D. Liang, and L. Gao, "A model predictive control approach for matching uncertain wind generation with pev charging demand in a microgrid," *International Journal of Electrical Power Energy Systems*, vol. 105, pp. 488–499, 2019.
- [36] J. S. Gómez, D. Sáez, J. W. Simpson-Porco, and R. Cárdenas, "Distributed predictive control for frequency and voltage regulation in microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 2, pp. 1319–1329, 2020.
- [37] F. Mehmood, B. Khan, S. Ali, and J. Rossiter, "Distributed model predictive based secondary control for economic production and frequency regulation of microgrid," *IET Control Theory and Applications*, vol. 13, 09 2019.
- [38] G. Lou, W. Gu, Y. Xu, M. Cheng, and W. Liu, "Distributed mpc-based secondary voltage control scheme for autonomous droop-controlled microgrids," *IEEE Transactions* on Sustainable Energy, vol. 8, no. 2, pp. 792–804, 2017.
- [39] G. Zhuoyu, L. Shaoyuan, and Z. Yi, "Distributed model predictive control for secondary voltage of the inverter-based microgrid," in 2017 36th Chinese Control Conference (CCC), pp. 4630–4634, 2017.
- [40] K. Liu, T. Liu, Z. Tang, and D. J. Hill, "Distributed mpc-based frequency control in networked microgrids with voltage constraints," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 6, pp. 6343–6354, 2019.
- [41] A. Navas-Fonseca, C. Burgos-Mellado, J. S. Gomez, F. Donoso, L. Tarisciotti, D. Saez, R. Cardenas, and M. Sumner, "Distributed predictive secondary control for imbalance sharing in ac microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 13, no. 1, pp. 20–37, 2022.
- [42] "Distributed predictive control strategy for frequency restoration of microgrids considering optimal dispatch," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 12, pp. 2748–2759, 2021.
- [43] "Distributed model-based predictive secondary control for hybrid ac/dc microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 627–642, 2022.

- [44] "Distributed predictive secondary control with soft constraints for optimal dispatch in hybrid ac/dc microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 14, no. 6, pp. 4204– 4218, 2023.
- [45] "Distributed predictive secondary control for voltage restoration and economic dispatch of generation for dc microgrids,"
- [46] A. Navas-Fonseca, C. Burgos-Mellado, J. Gomez, J. Llanos, E. Espina, D. Saez, and M. Sumner, "Distributed predictive control using frequency and voltage soft constraints in ac microgrids including economic dispatch of generation," in *Proceedings of the IECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, (Toronto, ON, Canada), October 2021.
- [47] G. Lou, W. Gu, W. Sheng, X. Song, and F. Gao, "Distributed model predictive secondary voltage control of islanded microgrids with feedback linearization," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 50169–50178, 2018.
- [48] Z. Guo, H. Jiang, Y. Zheng, and S. Li, "Distributed model predictive control for efficient operation of islanded microgrid," in *Proceedings of the 2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, (Jinan, China), pp. 6253–6258, October 20-22 2017.
- [49] A. Autor and B. Autor, "Distributed model predictive control based secondary frequency regulation for a microgrid with massive distributed resources," Nombre del Journal, vol. Número del Volumen, p. Número de Páginas, 2024.
- [50] A. Autor and B. Autor, "Mpc based secondary control strategy for an islanded ac microgrid under linear loads," *Nombre del Journal*, vol. Número del Volumen, p. Número de Páginas, Año de publicación.
- [51] A. Parisio, C. Wiezorek, T. Kyntäjä, J. Elo, K. Strunz, and K. H. Johansson, "Cooperative mpc-based energy management for networked microgrids," *IEEE Transactions* on Smart Grid, vol. 8, pp. 3066–3074, Nov 2017.
- [52] Y. Du, J. Wu, S. Li, C. Long, and S. Onori, "Coordinated energy dispatch of autonomous microgrids with distributed mpc optimization," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, pp. 5289–5298, Sep. 2019.
- [53] Y. Zheng, S. Li, and R. Tan, "Distributed model predictive control for on-connected microgrid power management," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 26, no. 3, pp. 1028–1039, 2018.
- [54] Y. Jia, Z. Y. Dong, C. Sun, and G. Chen, "Distributed economic model predictive control for a wind-photovoltaic-battery microgrid power system," *IEEE Transactions* on Sustainable Energy, vol. 11, no. 2, pp. 1089–1099, 2020.

- [55] X. Zhang, J. Bao, R. Wang, C. Zheng, and M. Skyllas-Kazacos, "Dissipativity based distributed economic model predictive control for residential microgrids with renewable energy generation and battery energy storage," *Renewable Energy*, vol. 100, pp. 18–34, 2017. Special Issue: Control and Optimization of Renewable Energy Systems.
- [56] C.-K. Lin, T.-H. Liu, J.-t. Yu, L.-C. Fu, and C.-F. Hsiao, "Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 667–681, Feb 2014.
- [57] H. Yu, Z. Wang, H. Chuang, and C. Lin, "Design and model-free predictive current control for dual air-gap transverse-flux sensorless permanent magnet brushless direct current motors with low rare earth material," 07 2015.
- [58] C.-K. Lin, J.-t. Yu, H.-C. Yu, and Y.-T. Lo, "Simplified model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drive systems," vol. 63, 05 2015.
- [59] C.-K. Lin, J.-t. Yu, Y.-S. Lai, and H.-C. Yu, "Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, 06 2016.
- [60] H.-C. Yu, H.-C. Chuang, Z. M. Wang, and C.-K. Lin, "Simplified model-free predictive current control for dual air-gap transverse-flux six-phase permanent magnet electric machines," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, no. 11, p. 1687814017735291, 2017.
- [61] C.-K. Lin, J. te Yu, J.-T. Wang, Y.-S. Lai, H.-C. Yu, and H. Huang, "A simplified two-switching-based model-free predictive current controller for an interior permanent magnet synchronous motor drive system," 2018.
- [62] C.-K. Lin, J.-t. Yu, H.-Q. Huang, J.-T. Wang, H.-C. Yu, and Y.-S. Lai, "A dual-voltagevector model-free predictive current controller for synchronous reluctance motor drive systems," *Energies*, vol. 11, no. 7, 2018.
- [63] D. Da Rù, M. Polato, and S. Bolognani, "Model-free predictive current control for a synrm drive based on an effective update of measured current responses," in 2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), pp. 119–124, 2017.
- [64] S. Bolognani, P. G. Carlet, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Fast and robust model free predictive current control for synrel motor drives," in 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 5466–5472, 2018.
- [65] P. G. Carlet, F. Tinazzi, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "An effective model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives," *IEEE Transactions* on *Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp. 3781–3790, 2019.

- [66] C.-K. Lin, D.-Y. Wu, J.-W. Hu, H.-C. Yu, and Y.-S. Lai, "Model-free predictive current control of a voltage source inverter," pp. 1–6, 11 2015.
- [67] Y.-S. Lai, C.-K. Lin, F.-P. Chuang, and J.-t. Yu, "Model-free predictive current control for three-phase ac/dc converters," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 729–739, 2017.
- [68] Y. Zhou, H. Li, and H. Zhang, "Model-free deadbeat predictive current control of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system," *Journal of Power Electronics*, vol. 18, pp. 103–115, 01 2018.
- [69] Y. Zhou, H. Li, H. Zhang, J. Mao, and J. Huang, "Model free deadbeat predictive speed control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system," *Journal of Electrical Engineering Technology*, vol. 14, pp. 1–10, 01 2019.
- [70] Y. Zhou, H. Li, R. Liu, and J. Mao, "Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. PP, pp. 1–1, 08 2018.
- [71] B. Zhao, H. Li, and J. Mao, "Double-objective finite control set model-free predictive control with dsvm for pmsm drives," *Journal of Power Electronics*, vol. 19, pp. 168– 178, 01 2019.
- [72] Y. Zhang, J. Jin, and L. Huang, "Model-free predictive current control of pmsm drives based on extended state observer using ultralocal model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 02 2020.
- [73] K. Zhao, T. Yin, C. Zhang, J. He, X. Li, Y. Chen, R. Zhou, and A. Leng, "Robust model-free nonsingular terminal sliding mode control for pmsm demagnetization fault," *IEEE Access*, vol. PP, pp. 1–1, 01 2019.
- [74] L. Xu, G. Chen, and Q. Li, "Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor," *IEEE Access*, vol. PP, pp. 1–1, 07 2020.
- [75] M. Khalilzadeh, S. Vaez-Zadeh, and M. Eslahi, "Parameter-free predictive control of ipm motor drives with direct selection of optimum inverter voltage vectors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, 10 2019.
- [76] F. Tinazzi, P. G. Carlet, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Motor parameter-free predictive current control of synchronous motors by recursive least-square self-commissioning model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 1–1, 12 2019.
- [77] X. Yuan, S. Zhang, and C. Zhang, "Nonparametric predictive current control for pmsm," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 01 2020.

- [78] M. Khalilzadeh and S. Vaez-Zadeh, "Computation efficiency and robustness improvement of predictive control for pms motors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 05 2019.
- [79] M. Khalilzadeh and S. Vaez-Zadeh, "A robust predictive torque and flux control for ipmsm drives without a cost function," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, 12 2020.
- [80] Y. Zhang, X. Liu, B. Li, and J. Liu, "Robust predictive current control of pwm rectifier under unbalanced and distorted network," *IET Power Electronics*, vol. 14, 01 2021.
- [81] Y. Zhang, L. Bingyu, J. Liu, and X. Liu, "Model-free predictive current control of pwm rectifier under unbalanced and distorted network," pp. 5944–5951, 10 2020.
- [82] M. Khalilzadeh, S. Vaez-Zadeh, and A. Jabbarnejad, "A model-free approach for predictive direct power control of grid-connected converters," 10 2019.
- [83] J. Rodríguez, R. Heydari, Z. Rafiee, H. Young, F. Flores-Bahamonde, and M. Shahparasti, "Model-free predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Access*, vol. 8, 11 2020.
- [84] X. Dong, H. Li, H. Zhang, J. Gu, C. Pan, and L. Liu, "Model-free predictive control for power decoupling integrated pfc converters," pp. 1–5, 08 2019.
- [85] J.-F. Stumper, S. Kuehl, and R. Kennel, "Predictive torque control for ac drives: Improvement of parametric robustness using two-degree-of-freedom control," pp. 1170– 1175, 09 2013.
- [86] M. Siami, A. Abbaszadeh, D. A. khaburi, and J. Rodriguez, "Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 1–1, 06 2016.
- [87] M. Siami, D. A. khaburi, and J. Rodriguez, "Torque ripple reduction of predictive torque control for pmsm drives with parameter mismatch," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 7160–7168, 09 2017.
- [88] X. Yuan, S. Zhang, and C. Zhang, "Improved model predictive current control for spmsm drives with parameter mismatch," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 03 2019.
- [89] J. Wang, F. Wang, Z. Zhang, S. Li, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Design and implementation of disturbance compensation-based enhanced robust finite control set predictive torque control for induction motor systems," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. PP, 02 2017.

- [90] Y. Zhang and J. Liu, "An improved model-free predictive current control of pwm rectifiers," pp. 1–5, 08 2017.
- [91] K.-H. Kim and M. Youn, "A simple and robust digital current control technique of a pm synchronous motor using time delay control approach," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 72 – 82, 02 2001.
- [92] M. Abdelrahem, C. Hackl, Z. Zhang, and R. Kennel, "Robust predictive control for direct-driven surface-mounted permanent-magnet synchronous generators without mechanical sensors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. PP, pp. 1–1, 08 2017.
- [93] M. Yang, X. Lang, J. Long, and D. Xu, "A flux immunity robust predictive current control with incremental model and extended state observer for pmsm drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 01 2017.
- [94] X. Zhang, B. Hou, and Y. Mei, "Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 1–1, 01 2016.
- [95] Y. Jiang, W. Xu, C. Mu, and Y. Liu, "Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for pmsm drive system," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, pp. 251 – 263, 01 2018.
- [96] B. Wang, Z. Dong, Y. Yu, G. Wang, and D. Xu, "Static-errorless deadbeat predictive current control using second-order sliding-mode disturbance observer for induction machine drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 04 2017.
- [97] C. Zhang, G. Wu, R. Fei, J. Feng, L. Jia, J. He, and S. Huang, "Robust fault-tolerant predictive current control for permanent magnet synchronous motors considering demagnetization fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 11 2017.
- [98] Y. Mohamed and E. El-Saadany, "Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—a unified approach for voltage-source pwm converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 126 – 136, 02 2008.
- [99] K.-J. Lee, B.-G. Park, R.-Y. Kim, and D.-S. Hyun, "Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics - IEEE TRANS POWER ELECT*, vol. 27, pp. 276–283, 01 2012.
- [100] C. Xia, M. Wang, Z. Song, and T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source pwm rectifier with online disturbance observation," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, pp. 459–471, 08 2012.

- [101] N. Chettibi, A. Mellit, G. Sulligoi, and A. Massi Pavan, "Adaptive neural networkbased control of a hybrid ac/dc microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, pp. 1667–1679, May 2018.
- [102] P. Zeng, H. Li, H. He, and S. Li, "Dynamic energy management of a microgrid using approximate dynamic programming and deep recurrent neural network learning," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 4, pp. 4435–4445, 2019.
- [103] F. Guo, B. Xu, W.-A. Zhang, C. Wen, D. Zhang, and L. Yu, "Training deep neural network for optimal power allocation in islanded microgrid systems: A distributed learning-based approach," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 33, no. 5, pp. 2057–2069, 2022.
- [104] A. Satapathy, N. Nayak, and T. Parida, "Real-time power quality enhancement in a hybrid micro-grid using nonlinear autoregressive neural network," *Energies*, vol. 15, no. 23, 2022.
- [105] M. R. Habibi, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "Secure control of dc microgrids under cyber-attacks based on recurrent neural networks," in 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 517–521, 2020.
- [106] M. R. Habibi, H. R. Baghaee, T. Dragičević, and F. Blaabjerg, "False data injection cyber-attacks mitigation in parallel dc/dc converters based on artificial neural networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 2, pp. 717–721, 2021.
- [107] B. Adineh, M. R. Habibi, A. N. Akpolat, and F. Blaabjerg, "Sensorless voltage estimation for total harmonic distortion calculation using artificial neural networks in microgrids," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 7, pp. 2583–2587, 2021.
- [108] O. Menendez, D. Lopez-Caiza, A. Prado, F. Flores-Bahamonde, and J. Rodriguez, "Intelligent control of an active front-end converter: Deep reinforcement learning approach," pp. 1–7, 11 2023.
- [109] S. Sabzevari, R. Heydari, M. Mohiti, M. Savaghebi, and J. Rodriguez, "Model-free neural network-based predictive control for robust operation of power converters," *Energies*, vol. 14, p. 2325, 04 2021.
- [110] A. Autor, "Weighting factor design in model predictive control of power electronic converters: An artificial neural network approach," *Journal Name*, vol. Vol., no. No., p. pp., 2023.

- [111] B. Kouvaritakis and M. Cannon, Model Predictive Control: Classical, Robust and Stochastic. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing, Springer International Publishing, 2015.
- [112] J. Rossiter, A First Course in Predictive Control. CRC Press, 2018.
- [113] E. Camacho and C. Alba, *Model Predictive Control*. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing, Springer London, 2007.
- [114] P. Christofides, R. Scattolini, D. Peña, and J. Liu, "Distributed model predictive control: A tutorial review and future research directions," *Computers Chemical Engineering*, vol. 51, p. 21–41, 04 2013.
- [115] R. Negenborn and J. Maestre, "Distributed model predictive control: An overview and roadmap of future research opportunities," *Control Systems, IEEE*, vol. 34, pp. 87–97, 08 2014.
- [116] MathWorks, ARX Estimate parameters of ARX, ARIX, AR, or ARI model. Math-Works, 2024. MathWorks Documentation.
- [117] C. Simpkins, "System identification: Theory for the user, 2nd edition (ljung, l.; 1999) [on the shelf]," *Robotics Automation Magazine*, *IEEE*, vol. 19, pp. 95–96, 06 2012.
- [118] G. Allaire and S. Kaber, Numerical Linear Algebra, vol. 55. 01 2008.
- [119] G. L. Sáez Doris, Álvarez Ricardo and U. Patricio, "Modelación neuronal, apuntes el7012-control inteligente de sistemas," pp. 1–35, 2016.
- [120] M. Hagan and M. Menhaj, "Training feedforward networks with the marquardt algorithm," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 5, no. 6, pp. 989–993, 1994.
- [121] "Retropropagación levenberg-marquardt, howpublished = https://la.mathworks. com/help/deeplearning/ref/trainlm\_es.html, note = Accessed: 2024,."

# Apéndice A

# Anexo

# A.1. Test 1 - Variación en inductancia de línea $L_{i,DMPC}$

Esquema de control DMPC base: Acción de control secundaria<br/>  $V_{s,i}/\omega_{s,i}$ 



Figura A.1: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.2: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 

# A.2. Test 1.1 - Variación en inductancia de línea $L_{i,MG}$ (con inductancia crítica $L_{i,DMPC_{crit}}$ )

Esquema de control DMPC base: Potencia activa/reactiva normalizada



Figura A.3: Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada



Figura A.4: Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada

[Hz]

50

49.5

49

0

5

**m** 

DG

10

DG

20

15

DG

Time[s]

25

DG

35

40

30



#### Esquema de control DMPC base: Frecuencia/Voltaje

Figura A.5: Esquema de control DMPC base - Frecuencia

45

50

49.5

49

0

(d)

5

MMM~~

DG

10

DG

20

15

DG

Time[s]

25

30

35

40

45



Figura A.6: Esquema de control DMPC base - Voltaje



#### Esquema de control DMPC base: Tiempo de optimización

Figura A.7: Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización

#### Esquema de control DMPC base: Acción de control secundaria<br/> $V_{s,i}/\omega_{s,i}$



Figura A.8: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 





Figura A.9: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 

## A.3. Test 1.2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$ (con inductancia crítica $L_{i,DMPC_{crit}}$ )

Esquema de control DMPC base: Potencia activa/reactiva normalizada



Figura A.10: Esquema de control DMPC base - Potencia activa normalizada



Figura A.11: Esquema de control DMPC base - Potencia reactiva normalizada

#### Esquema de control DMPC base: Frecuencia/Voltaje



Figura A.12: Esquema de control DMPC base - Frecuencia



Figura A.13: Esquema de control DMPC base - Voltaje

#### Esquema de control DMPC base: Tiempo de optimización



Figura A.14: Esquema de control DMPC base - Tiempo de optimización





Figura A.15: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.16: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 

## A.4. Test 2 - Variación en retraso comunicacional $\tau_d$

Esquema de control DMPC base: Acción de control secundaria<br/>  $V_{s,i}/\omega_{s,i}$ 



Figura A.17: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.18: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 





Figura A.19: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.20: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 



#### Esquema de control DMFPC - AR: Acción de control secundaria $P_{s,i}/Q_{s,i}$

Figura A.21: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.22: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$ 





Figura A.23: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.24: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 

#### Esquema de control DMFPC - ARX: Acción de control secundaria $P_{s,i}/Q_{s,i}$



Figura A.25: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.26: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$ 





Figura A.27: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.28: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 



#### Esquema de control DMFPC - NN: Acción de control secundaria $P_{s,i}/Q_{s,i}$

Figura A.29: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.30: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$ 

## A.5. Test 3 - Variación en resistencia de línea $R_i$

Esquema de control DMPC base: Acción de control secundaria  $V_{s,i}/\omega_{s,i}$ 



Figura A.31: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.32: Esquema de control DMPC base - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 



#### Esquema de control DMFPC - AR: Acción de control secundaria $V_{s,i}/\omega_{s_i}$

Figura A.33: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.34: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $\omega_{s_i}$


## Esquema de control DMFPC - AR: Acción de control secundaria $P_{s,i}/Q_{s,i}$

Figura A.35: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.36: Esquema de control DMFPC (AR) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$ 



## Esquema de control DMFPC - ARX: Acción de control secundaria $V_{s,i}/\omega_{s,i}$

Figura A.37: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.38: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 





Figura A.39: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.40: Esquema de control DMFPC (ARX) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$ 



## Esquema de control DMFPC - NN: Acción de control secundaria $V_{s,i}/\omega_{s,i}$

Figura A.41: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $V_{s,i}$ 



Figura A.42: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $\omega_{s,i}$ 



## Esquema de control DMFPC - NN: Acción de control secundaria $P_{s,i}/Q_{s,i}$

Figura A.43: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $P_{s,i}$ 



Figura A.44: Esquema de control DMFPC (NN) - Acción de control secundaria  $Q_{s,i}$