



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

MODELAMIENTO Y CONTROL DE UNA CENTRAL MICRO-HIDRÁULICA

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

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

PABLO ALBERTO JIMÉNEZ PINTO

PROFESOR GUÍA:
RODRIGO PALMA BEHNKE.

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
MARCOS ORCHARD CONCHA.
RICARDO PÉREZ CORREA.

SANTIAGO DE CHILE
ENERO 2013

MODELAMIENTO Y CONTROL DE UNA CENTRAL MICRO-HIDRÁULICA

Las Centrales Micro-Hidráulicas son pequeñas unidades hidroeléctricas de potencia no superior a 100 kW y que, en presencia del recurso hidráulico adecuado, representan una interesante alternativa de generación eléctrica en lugares alejados de la red eléctrica dada su alta confiabilidad, bajos costos de operación e impacto ambiental menor. Sin embargo, existen dificultades técnicas que un proyecto micro-hidráulico debe resolver para operar exitosamente como generador aislado. Una de estas dificultades es la capacidad de entregar una buena calidad de suministro, para lo cual es necesario mantener en sus valores nominales la tensión y frecuencia eléctrica. Este problema ha sido tradicionalmente abordado en la forma de control de tensión y control de frecuencia por separado, bajo el supuesto que ambas variables son aproximadamente independientes, situación que es particularmente cuestionable en pequeños sistemas eléctricos autoabastecidos y sometidos a variaciones bruscas de carga. En este trabajo de tesis se propone una estrategia de control de tensión y frecuencia para una Central Micro-Hidráulica, basado en Control Predictivo No-lineal, y que busca optimizar la respuesta dinámica de la planta ante variaciones de carga.

Se desarrolla un modelo fenomenológico completo de una Central Micro-Hidráulica de laboratorio, enfocado en reproducir el comportamiento electromecánico ante perturbaciones en la carga eléctrica. Se obtiene un modelo de orden tres que, desde el punto de vista del control, representa un sistema múltiple entrada múltiple salida (MIMO) no-lineal, en donde las variables controladas están fuertemente acopladas. Se propone una metodología para el cálculo de los parámetros del modelo basada en pruebas experimentales sencillas, y se aplica al modelo de la planta de laboratorio. El modelo se valida experimentalmente mediante pruebas en lazo abierto, comprobándose que reproduce satisfactoriamente la dinámica de la tensión y frecuencia tanto en régimen permanente, así como en condiciones transitorias de desbalance de potencia.

Posteriormente, se desarrolla una estrategia de Control Predictivo No-lineal realimentado en el estado para el control de tensión y frecuencia de la Central Micro-Hidráulica de laboratorio, en donde se utiliza como modelo interno el modelo fenomenológico desarrollado, y se define como función de costo una suma ponderada de los errores cuadráticos de tensión y frecuencia. Además, se plantea una estrategia de seguimiento de error para compensar los errores de predicción del modelo, y se propone la aplicación de un Filtro Extendido de Kalman para la estimación del estado del sistema, el cual es parcialmente observado.

La estrategia de control propuesta se implementa en la planta de laboratorio, utilizando rutinas provistas por MATLAB para la resolución numérica del problema de optimización. Se realizan pruebas de tomas y rechazos bruscos de carga, en distintos puntos de operación, obteniéndose siempre respuestas en lazo cerrado estables y con error permanente cero. El análisis de las respuestas en lazo cerrado permite comprobar que la capacidad de predicción de la salida de la planta en el cómputo de las entradas óptimas, así como la consideración de la característica no-lineal y multi-variable del sistema, permiten obtener mejores respuestas dinámicas ante perturbaciones. Se mide la pérdida de precisión del modelo conforme se aumenta el horizonte de predicción, y se analiza el efecto de esto en la calidad del control. Finalmente, se comparan la respuesta en lazo cerrado de la estrategia de control propuesta con la de dos lazos proporcional integral (PI) independientes para la tensión y frecuencia, obteniéndose siempre mejores respuestas dinámicas en términos de la función de costo y, en general, en términos de tiempo de estabilización y sobreoscilación máxima.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco profundamente a Rodrigo Riquelme de ETT Transferencia de Tecnología, por haber facilitado gratuitamente el equipo National Instruments compactRIO 9014 (cRIO) que fue utilizado en este trabajo de tesis. El fuerte enfoque experimental de este trabajo, en la forma que finalmente se desarrolló, estuvo sujeto a la disponibilidad de un equipo de las características del cRIO, por lo que el aporte de Rodrigo se considera muy importante dentro de este trabajo de tesis.

Tabla de Contenido

Tabla de Contenido	4
Índice de Figuras	7
Índice de Tablas	11
1. Introducción	12
1.1. Justificación y Motivación	12
1.2. Objetivos	13
1.2.1. Objetivos Generales	13
1.2.2. Objetivos Específicos	13
1.3. Alcances	14
1.4. Estructura del Documento	14
2. Antecedentes	16
2.1. Centrales Micro-Hidráulicas	16
2.1.1. Equipamiento utilizado	17
2.1.2. Modelamiento	20
2.1.3. Control	21
2.1.4. Planta de prueba experimental	27
2.2. Control Predictivo basado en Modelos	31
2.2.1. Control Predictivo No-Lineal	33
2.2.2. Filtro de Kalman como estimador de estado	35
2.2.3. Filtro Extendido de Kalman	37

2.2.4. Seguimiento de error	40
3. Modelamiento de la Planta Experimental	43
3.1. Circuito hidráulico	44
3.1.1. Columna de agua simulada	44
3.1.2. Tubería de presión Real	47
3.2. Turbina Pelton	50
3.3. Generador Síncronico	51
3.3.1. Modelo general en ejes rotatorios $dq0$	55
3.3.2. Modelo simplificado	58
3.3.3. Modelamiento de la saturación magnética	61
3.4. Pérdidas Adicionales	65
3.4.1. Pérdidas por fricción	65
3.4.2. Pérdidas en el núcleo magnético	66
3.5. Ecuaciones de Estado	68
3.6. Cálculo de Parámetros	68
3.7. Validación Experimental del Modelo	73
4. Propuesta de Control	80
4.1. Descripción General del Controlador	81
4.2. Modelo de Predicción y Problema de Optimización	83
4.3. Estimación de Estado	87
4.4. Seguimiento de Error	88
4.5. Resultados Simulados	89
4.6. Controlador PI de Comparación	92
5. Implementación y Resultados Experimentales	94
5.1. Implementación Experimental	94
5.2. Resultados de la Estimación de Estado	99
5.3. Resultados de las Pruebas de Control	101
5.3.1. Seguimiento de trayectoria	101

5.3.2. Modelo de predicción y seguimiento de error	109
5.3.3. Comparación con resultados simulados	111
5.3.4. Comparación con controlador PI	113
6. Conclusiones	117
6.1. Conclusiones Generales	117
6.2. Conclusiones Específicas	117
6.3. Trabajo Futuro	120
Bibliografía	122
7. Anexos	126
7.1. Parámetros del Rotor del Generador Sincrónico	126
7.2. Cálculo de Coeficientes de Pérdidas de Potencia	128
7.3. Sintonización del Control PI	129
7.4. Ecuaciones de Estado	132

Índice de Figuras

2.1. Diagrama de una central hidroeléctrica	17
2.2. Función de transferencia entre la velocidad y el torque sobre un generador sincrónico	21
2.3. Función de transferencia entre la velocidad y la potencia en un generador sincrónico	22
2.4. Función de transferencia considerando el amortiguamiento por frecuencia	22
2.5. Diagrama de bloques de la dinámica de una central hidroeléctrica	23
2.6. Control isócrono de frecuencia	23
2.7. Control de frecuencia por droop	23
2.8. Característica potencia-frecuencia en régimen permanente del control por droop .	24
2.9. Control de frecuencia por droop con referencia de potencia	24
2.10. Control de frecuencia con compensación por reducción de estatismo transitorio .	25
2.11. Diagrama de bloques del control de tensión	27
2.12. Central micro-hidráulica de laboratorio utilizada como planta de pruebas experi- mental	28
2.13. Diagrama de bloques de la planta de pruebas	29
2.14. Diagrama de bloques del sistema de reproducción en laboratorio de una tubería de presión	30
2.15. Predicción de la salida y problema de optimización en MPC	32
2.16. Diagrama de bloques de metodología básica de Control Predictivo	32
3.1. Diagrama de bloques modelo de la planta de pruebas	44
3.2. Analogía entre circuito hidráulico de la planta de pruebas y un estanque de agua	45
3.3. Diagrama de la válvula aguja	46
3.4. Accionamiento de la válvula aguja	46

3.5. Circuito hidráulico en una Central Micro-Hidráulica real	47
3.6. Respuesta ante escalón de posición de referencia, de los circuito hidráulicos de la planta de pruebas y de una CMH real	49
3.7. Representación electromagnética del generador sincrónico	53
3.8. Interpretación física de la transformación en ejes rotatorios	56
3.9. Circuito equivalente del enrollado de campo	60
3.10. Curvas de cortocircuito y circuito abierto de la máquina sincrónica y cálculo de la inductancia en eje directo	63
3.11. Circuito equivalente de un generador sincrónico y circuito abierto y cortocircuito	63
3.12. Curva de vacío y aproximación lineal del generador sincrónico de la planta de pruebas	65
3.13. Prueba de desaceleración libre con corriente de campo y con campo abierto . . .	66
3.14. Balance energético de la planta de pruebas	70
3.15. Diagrama de flujo de metodología de cálculo de parámetros	72
3.16. Escalón de posición de referencia, carga nula	73
3.17. Escalón de posición de referencia, carga 189 W	74
3.18. Escalón de posición de referencia, carga 304 W	74
3.19. Escalón de posición de referencia, carga 491 W	75
3.20. Escalón de posición de referencia, carga 615 W	75
3.21. Escalón de posición de referencia, carga 803 W	76
3.22. Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga nula	76
3.23. Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 189 W	77
3.24. Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 304 W	77
3.25. Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 491 W	78
3.26. Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 615 W	78
4.1. Respuesta en lazo abierto ante escalón (positivo) de carga de 0 a 180 W	80
4.2. Diagrama de bloques de la estrategia de control NMPC	82
4.3. Comparación de la salida de la planta simulada en tiempo continuo y tiempo discreto	84
4.4. Problema de optimización en el instante actual k	86

4.5. Diagrama de bloques de la estrategia de control NMPC con seguimiento de error	89
4.6. Respuesta simulada ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W	90
4.7. Respuesta simulada ante escalón de carga de -300 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W	91
4.8. Respuesta simulada ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W	91
4.9. Respuesta simulada ante escalón de carga de -300 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W	92
4.10. Control de comparación mediante lazos PI	93
5.1. Adquisición de datos, monitoreo y comando de la CMH de laboratorio	96
5.2. Arquitectura de la programación del control NMPC	97
5.3. Interfaz con el usuario de programa desarrollado en LabView para pruebas experimentales	98
5.4. Estimación de la corriente de campo	100
5.5. Filtrado de la velocidad y posición de la válvula	100
5.6. Respuesta ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W	102
5.7. Respuesta ante escalón de carga de -300 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W	102
5.8. Respuesta ante escalón de carga de 600 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W	103
5.9. Respuesta ante escalón de carga de -600 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W	103
5.10. Respuesta ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W	104
5.11. Respuesta ante escalón de carga de -300 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W	105
5.12. Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W	106
5.13. Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 180 W	106
5.14. Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W	107
5.15. Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 480 W	107
5.16. Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W	108
5.17. Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 780 W	108
5.18. Error de predicción para $t = k + 1$	110
5.19. Error de predicción para $t = k + 3$	110
5.20. Error de predicción para $t = k + 5$	111

5.21. Comparación con respuesta simulada ante escalón de carga de $-600 W$ en $t = 1 s$, carga inicial $600 W$	113
5.22. Comparación con lazos PI ante escalón de carga de $+300 W$ en $t = 1 s$, carga inicial $0 W$	114
5.23. Comparación con lazos PI ante escalón de carga de $-600 W$ en $t = 1 s$, carga inicial $600 W$	115
5.24. Comparación de errores de trayectoria ante escalón de carga de $-600 W$ en $t = 1 s$, carga inicial $600 W$	115
7.1. Medición de la resistencia de campo	126
7.2. Ajuste de los coeficientes de pérdida de la turbina Pelton	128
7.3. Curva de reacción de la tensión	129
7.4. Curva de reacción de la frecuencia	130

Índice de Tablas

2.1. Clasificación de centrales hidroeléctricas por capacidad instalada	17
2.2. Datos del sistema de reproducción de una tubería de presión	30
2.3. Datos del generador sincrónico	31
3.1. Dimensiones de la CMH real tipo	49
3.2. Parámetros del modelo dinámico de la planta de pruebas	69
5.1. Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = \pm 300 W$. .	105
5.2. Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = +180 W$. .	108
5.3. Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = -180 W$. .	109
5.4. Comparación de sobreniveles máximos, tiempos de estabilización y función de objetivo ante desprendimiento total de carga de $600 W$	116
7.1. Balance de potencia para cálculo de coeficientes de pérdida de la turbina Pelton .	128
7.2. Parámetros definitivos de los lazos de control PI	131

Capítulo 1

Introducción

1.1. Justificación y Motivación

Desde los inicios de la electrificación en Chile, la generación hidroeléctrica ha sido históricamente una de las principales fuentes de generación en nuestro país [1]. Hoy en día, esta fuente representa el 44 % de la generación bruta y el 46 % de la capacidad instalada del Sistema Interconectado Central (SIC)¹. Hasta ahora, la generación eléctrica a partir de los recursos hidráulicos se ha llevado a cabo en Chile mayoritariamente mediante la instalación de centrales hidroeléctricas en cursos de agua cuyas potencias van desde algunos pocos a cientos de Megawatts, y que inyectan su generación en los grandes sistemas interconectados y sistemas medianos, principalmente el SIC.

Por otra parte, no se observa un uso masivo de los recursos hidráulicos para la generación eléctrica a pequeña escala para suministrar consumos aislados de la red. En efecto, el Censo de Población y Vivienda del año 2002 muestra que del total de viviendas rurales abastecidas mediante autogeneración eléctrica, el 86 % utiliza generadores diésel y el resto paneles solares. Considerando el gran potencial hidroeléctrico que ofrece nuestra geografía, el bajo aprovechamiento de los recursos hidráulicos para la generación eléctrica a pequeña escala, da cuenta de la pérdida de competitividad de este tipo de tecnología, especialmente frente a los generadores diésel.

Las centrales micro-hidráulicas (CMH), es decir, centrales cuya potencia no supera los 100 Kilowatt, aparecen como atractivas soluciones de generación aislada dada la abundancia del recurso en gran parte del territorio nacional, los costos variables casi nulos, el bajo impacto ambiental y lo confiable de la tecnología. No obstante, existen barreras técnicas que dificultan la instalación sistemática de CMH para operar como generadores aislados.

Una dificultad que enfrentan los proyectos micro-hidráulicos para operar como generadores aislados es el control, el cual debe ser capaz de asegurar que la tensión y la frecuencia eléctrica generada se mantengan dentro de límites aceptables, de forma tal que los consumos abastecidos tengan una buena calidad de suministro eléctrico. Esto se ha resuelto normalmente mediante la aplicación de técnicas tradicionales de control, a menudo eficaces, pero no eficientes necesi-

¹Año 2011, Fuente CNE.

riamente.

Considerando el enorme desarrollo de avanzadas técnicas de control de sistemas, y el gran avance de la electrónica observada en los últimos años, resulta interesante investigar la aplicación de una estrategia que maximice la calidad del control, explotando al máximo el conocimiento de las características dinámicas de las CMH. Con esto, sería posible explorar la calidad de control potencial de una CMH.

Esto motiva este trabajo de tesis; por cuanto busca resolver un desafío técnico particular, forma parte de un problema contingente y representa una investigación interesante en el ámbito de la ingeniería de potencia y el control de sistemas.

Desde el punto de vista del control, la regulación de tensión y frecuencia de una CMH resulta interesante dado que la planta representa un sistema múltiple entrada múltiple salida (MIMO) no-lineal, con fuertes acoplamientos entre las variables controladas. En este trabajo se propone un Controlador Predictivo No-Lineal para resolver el control de tensión y frecuencia de una CMH, por cuanto a través de esta técnica se busca maximizar la calidad de la respuesta en lazo cerrado de la planta, habida consideración de la dinámica propia de la planta, incluida su característica no-lineal y multi-variable.

La aplicación de una estrategia basada en Control Predictivo para el control de tensión frecuencia de una CMH, requiere ser capaz de construir en línea una predicción de la salida del sistema y, a partir de ésta, determinar las señales de control que minimizan cierta función objetivo. Además, si se utiliza un modelo de predicción formulado en variables de estado, entonces es necesario utilizar algún estimador en caso que las variables de estado no sean medidas. Considerando la dinámica no-lineal de las CMH, ambas tareas resultan problemas potencialmente desafiantes.

Con esta propuesta, se espera mejorar sustancialmente la respuesta dinámica del sistema ante tomas y rechazos de carga, en comparación con una estrategia tradicional. La estrategia se prueba en la CMH del Laboratorio de Energía del Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Chile.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivos Generales

El objetivo general de este trabajo de tesis, es avanzar en el desarrollo del conocimiento necesario para permitir una creciente penetración de la energía micro-hidráulica para la generación de electricidad en sistemas aislados de la red eléctrica, a través de la propuesta, implementación y prueba de una estrategia de control automático eficiente para una CMH, que permita mejoras en la calidad de suministro de este tipo de generadores.

1.2.2. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos son los siguientes:

- Disponer de los antecedentes relevantes que permitan entender el problema del control de tensión y frecuencia de sistemas aislados, en particular una discusión sobre micro-centrales.
- Permitir una representación matemática de las micro-centrales, a través del desarrollo de un modelo computacional de la CMH del Laboratorio de Energía. El modelo debe comportarse de manera similar a la planta física en las condiciones de interés.
- Proponer, simular e implementar en el laboratorio un esquema de control basado en Control Predictivo para la regulación de tensión y frecuencia de una CMH operando como generador aislado.
- Analizar el comportamiento dinámico de las variables eléctricas de la CMH ante perturbaciones, cuando es gobernada por el control propuesto y opera como generador aislado, mediante pruebas experimentales de laboratorio.
- Comparar los resultados de la estrategia de control propuesta versus los de una técnica tradicional.

1.3. Alcances

Esta tesis está orientada al desarrollo de una estrategia de control de una CMH que pueda ser reproducible en cualquier planta micro-hidráulica instalada como generador aislado. Para esto, se desarrolla un modelo fenomenológico de la CMH del Laboratorio de Energía y se valida experimentalmente, se propone un esquema de Control Predictivo No-Lineal para operar la CMH en las condiciones establecidas y, finalmente, se valida el control propuesto experimentalmente. No obstante que se discute y analiza la escalabilidad de las estrategias y los modelos desarrollados, su aplicación directa se ajusta sólo a la planta utilizada, aunque la metodología es fácilmente exportable a otras CMH.

Se entiende por control automático de una CMH las estrategias y algoritmos que, en conjunto, permiten el correcto funcionamiento de una CMH, entendiéndose ésta como la unidad comprendida por el circuito hidráulico, las máquinas rotatorias (turbina y generador), equipos de medida, sensores y actuadores. No se considera parte del alcance el desarrollo de los dispositivos físicos que llevan a cabo los algoritmos de control (microcontroladores, tarjetas de adquisición de datos, etc), no obstante para la realización del trabajo es necesario el uso y desarrollo de equipos.

Esta tesis se apoya en el trabajo realizado en una Memoria de Título [2], en donde se desarrollan e implementan los algoritmos necesarios para el control de una CMH que funciona en forma autónoma. A su vez, se utiliza la planta de laboratorio y algunas herramientas computacionales desarrolladas en otra Memoria de Título [3].

1.4. Estructura del Documento

El Capítulo 2 se da una descripción de las características generales de las CMH. Se realiza una revisión bibliográfica de las tecnologías utilizadas en CMH, se revisan las técnicas tradicionalmente utilizadas para el modelamiento y control de las micro-centrales, y se describe la planta

de pruebas del laboratorio a ser utilizada en este trabajo. También, se describe la metodología del Control Predictivo, particularmente el Control Predictivo No-Lineal, con un enfoque en la aplicación industrial de esta técnica. Se revisa la formulación del Filtro de Kalman como estimador de estado.

El Capítulo 3 desarrolla los modelos computacionales del circuito hidráulico, la turbina Pelton y el generador sincrónico de la CMH de laboratorio. En el caso del circuito hidráulico, se desarrolla tanto el modelo de la CMH de laboratorio como el de una CMH tipo instalada en un ambiente real, y se analizan las características de ambos modelos. En el caso del generador, se desarrolla el modelo general de la máquina sincrónica, y luego se realizan las simplificaciones necesarias para ajustar el nivel de complejidad al requerido para los propósitos de este trabajo. Posteriormente, se acoplan los modelos desarrollados para generar un modelo fenomenológico completo de la dinámica de la planta experimental, expresado como un sistema de ecuaciones en variables de estado. Finalmente, el modelo obtenido es validado mediante la comparación del modelo simulado y pruebas empíricas.

En el Capítulo 4 se desarrolla la estrategia para el control de tensión y frecuencia de la CMH del Laboratorio de Energía del DIE. Se diseña un estimador de estado basado en un Filtro Extendido de Kalman, y se aplica una técnica para compensar errores de predicción en el cálculo de las señales de control óptimas.

En el Capítulo 5 se informa la implementación final de la técnica de control propuesta en la planta de laboratorio, y los resultados obtenidos de las pruebas experimentales. Se analizan el desempeño del estimador de estado, la calidad del seguimiento y la precisión del modelo de predicción. Se implementa también un controlador basado en dos lazos proporcional integral (PI), y los resultados se comparan con los obtenidos para la estrategia propuesta.

En el Capítulo 6 se redactan las conclusiones finales de este trabajo de tesis, y se proponen algunos trabajos futuros.

Capítulo 2

Antecedentes

2.1. Centrales Micro-Hidráulicas

Una central hidroeléctrica es una instalación capaz de generar energía eléctrica a partir de la energía entregada por un curso de agua. Un curso cualquiera de agua como un río o un canal, por el hecho de contener una masa en movimiento, posee cierta energía cinética. Si el curso se encuentra a cierta altura respecto de un punto de referencia, el volumen de agua contendrá además una energía potencial gravitatoria con respecto a ese punto.

Conceptualmente, una central hidroeléctrica es como lo muestra la Figura 2.1. Una válvula permite que el agua descienda desde la cámara de carga, a través de una tubería de presión, hasta una turbina hidráulica. Cuando una unidad de volumen de agua ha descendido desde la cámara de carga hasta la entrada de la turbina, toda su energía potencial se ha transformado en energía cinética y, eventualmente, energía de presión. Estas formas de energía son transformadas por la turbina en energía mecánica en el eje de rotación, la cual impulsa al generador eléctrico. El generador eléctrico transforma la energía mecánica en energía eléctrica que puede ser inyectada a un sistema interconectado o alimentar una carga aislada.

Dependiendo de su capacidad de almacenamiento del recurso hídrico, las centrales hidroeléctricas pueden clasificarse en:

- Centrales de Embalse: son aquellas centrales con capacidad de almacenar una cantidad tal de agua que posibilitan una regulación semanal, mensual o incluso anual [4].
- Centrales de Pasada: no poseen capacidad de almacenamiento de agua. Su generación eléctrica está limitada a la cantidad de agua disponible.
- Centrales Mixtas: corresponde a centrales que poseen una pequeña capacidad de almacenamiento que sólo permite una regulación diaria.

De acuerdo a su capacidad instalada, las centrales hidroeléctricas pueden clasificarse como en la Tabla 2.1. Las centrales micro-hidráulicas (CMH) corresponden a aquellas cuya potencia nominal no supera los 100 kW^1 .

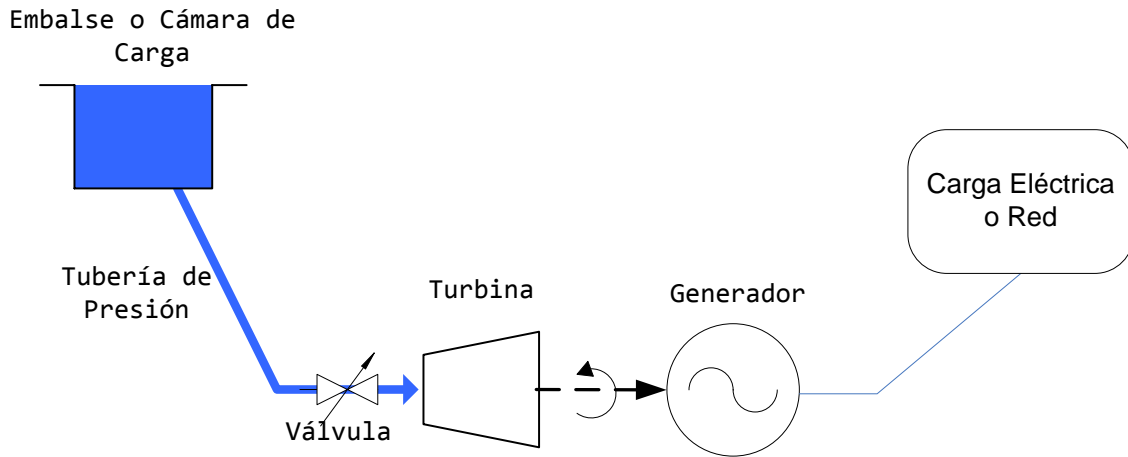


Figura 2.1: Diagrama de una central hidroeléctrica

Tabla 2.1: Clasificación de centrales hidroeléctricas por capacidad instalada

Grandes centrales	Potencia superior a 5 MW
Pequeñas centrales	Potencia superior a 1 MW e inferior a 5 MW
Mini-centrales	Potencia superior a 100 kW e inferior a 1 MW
Micro-centrales	Potencia inferior a 100 kW

Las CMH pueden tener o no tener un pequeño estanque que permita cierta regulación horaria o diaria. La configuración más típica de las instalaciones se adapta a la mostrada en la Figura 2.1, salvo algunas excepciones en que se aprovecha directamente la energía cinética de un curso de agua².

En países como China e India, las CMH han sido vastamente utilizadas en regiones alejadas de los centros urbanos y del sistema eléctrico. Sólo en China, existen alrededor de veinte mil CMH instaladas [5]. En Chile, se estima que esta cantidad llega a unas ciento cincuenta unidades instaladas [2]. En la mayoría de los casos, en Chile y el mundo, las CMH han sido utilizadas en forma aislada de la red eléctrica para abastecer consumos locales, bajo el concepto de electrificación rural.

2.1.1. Equipamiento utilizado

Como se mencionó anteriormente, en general las CMH se configuran como en la Figura 2.1, es decir, el agua desciende por una tubería de presión hasta una turbina hidráulica la cual convierte la potencia del agua en potencia mecánica rotatoria en el eje. Un generador eléctrico acoplado al eje de la turbina convierte la potencia mecánica en potencia eléctrica. Las variaciones de este esquema radican fundamentalmente en los tipos de turbinas utilizadas, tipo de generadores y sistemas de control.

¹Esta definición es usualmente aceptada, no obstante no existe una definición global.

²Por ejemplo, ver <http://www.seabell-i.com/e/>

Turbinas hidráulicas

Las turbinas hidráulicas son máquinas que transforman la energía de un volumen de agua (potencial, cinética y de presión) en energía mecánica rotatoria. Pueden clasificarse en dos categorías: de reacción y de acción (o de impulso) [6], [5], [7]:

Turbinas de Reacción: en este caso la turbina se encuentra sumergida y la presión del agua actúa directamente sobre los álabes de la turbina, transformando así fundamentalmente la energía de presión del agua en energía mecánica rotatoria a medida que el agua circula a través de la turbina. Así, se produce una diferencia de presión entre la admisión y la salida de la turbina que está relacionada a la potencia mecánica en el eje de ésta. Estas turbinas tienden a ser más eficientes que las turbinas de acción en proyectos en que se cuenta con poca diferencia de altura y grandes caudales. Las turbinas Francis y Kaplan corresponden a turbinas de este tipo y son ampliamente utilizadas en grandes centrales hidroeléctricas. Sin embargo, son menos utilizadas en el rango de las micro-centrales debido a que su fabricación es más compleja.

Turbinas de Acción: en estas turbinas toda la energía potencial del agua se convierte en energía cinética mediante un chorro a gran velocidad y presión ambiental que impacta las cazoletas o álabes del rodete. El choque del agua con el rodete produce una variación de momento en este último que se traduce en un torque en su eje. Las turbinas Pelton, Turgo y de flujo cruzado (también conocidas como Michell-Banki u Ossberger) corresponden a turbinas de acción. Las dos primeras se tienden a ser más eficientes para grandes alturas y bajos caudales, mientras que las de flujo cruzado se puede adaptar a una gran cantidad de condiciones. Estos tres tipos son asiduamente utilizados CMH debido a su facilidad y costos de construcción.

El tipo de turbina a utilizar en un proyecto determinado depende de las condiciones específicas del recurso hidráulico disponible. En general, las turbinas son diseñadas para una potencia nominal, caudal y altura de diseño dados. En la literatura se han elaborado criterios en base a los cuales seleccionar el tipo de turbina [8], [6].

Además de los tipos de turbinas antes mencionados, en los últimos años se ha estudiado la posibilidad de utilizar bombas centrífugas operando inversamente como turbinas para generación micro-hidráulica. Debido a que las bombas centrífugas impulsadas por motores de inducción con jaula de ardilla son fabricadas masivamente en una gran variedad de tamaños y a bajo costo, estas máquinas están siendo estudiadas como solución de electrificación en áreas rurales de países en vías de desarrollo [9], [10].

Generadores eléctricos y esquemas de control

La máquina tradicionalmente más usada para generación eléctrica es el generador sincrónico. Su capacidad de funcionamiento autónomo la hacen favorable para operar aislados de la red eléctrica, razón por la cual ha sido muy utilizado en CMH. Mediante un adecuado control de la potencia de entrada y de su corriente de campo, se puede regular tanto la tensión y la frecuencia de la tensión generada cuando opera en aislado de la red eléctrica, así como la potencia activa y reactiva inyectada a través de una línea de transmisión, cuando se encuentra conectada a una red eléctrica fuerte.

Un tipo de generador sincrónico es el que utiliza imanes permanentes para producir un campo magnético fijo en el rotor; así la inducción en la armadura solamente depende de la velocidad mecánica. Este generador se ha propuesto para ser utilizado en aplicaciones de CMH en donde

una interfaz electrónica adapta la tensión y frecuencia de la generación a la nominal de la carga [11], [12].

En los últimos años, la máquina de inducción con rotor jaula de ardilla ha asomado como una alternativa a la máquina sincrónica para generación. A pesar de ser menos eficientes, su menor costo y menor tamaño por unidad de potencia las hacen más competitiva en proyectos de pequeña escala, como las CMH, además de ser máquinas robustas y prácticamente no requerir mantenimiento. Su principal desventaja radica en que opera necesariamente consumiendo reactivos. Por lo tanto, es necesario proporcionar potencia reactiva desde una fuente externa (banco de condensadores o equipos de compensación electrónicos) para operar como generador aislado de la red eléctrica [13], [14], [15], [16]. También, la máquina de inducción de rotor bobinado doblemente alimentada ha sido utilizada para generación eléctrica, especialmente en aerogeneradores, dada su capacidad de generar a tensión y frecuencia eléctrica constante, pero velocidad mecánica variable [17]. El uso de este tipo de generadores de inducción en las CMH aparece como una opción interesante dadas las recientes configuraciones propuestas en que se utilizan turbinas que operan a velocidad variable, y por lo tanto mediante el ajuste de la velocidad mecánica se puede maximizar el aprovechamiento de la potencia hidráulica [11], [12]. En [18] se propone un sistema en que operan dos CMH, una utilizando un generador sincrónico y la otra un generador de inducción, en donde el control de frecuencia se realiza por *control electrónico de carga* (ELC), y el control de tensión se lleva a cabo equilibrando la potencia reactiva conectando bancos discretos de condensadores, y las eventuales diferencias las absorbe el generador sincrónico.

Cuando una CMH opera como generador aislado, se requiere que el suministro sea, en todo momento, a tensión y frecuencia nominales. Para mantener estas dos condiciones, la excitación del generador debe ser adecuada (corriente de campo en caso de un generador sincrónico), y la generación con el consumo deben estar balanceados. Estas condiciones se pierden ante un cambio en la carga eléctrica de la central, por lo tanto, si se desea que la CMH mantenga una buena calidad de suministro ante la conexión y desconexión de artefactos por parte del usuario, se requiere de un sistema de control que actúe de forma tal que se restablezcan las condiciones de tensión y frecuencia nominales.

Tradicionalmente en soluciones de centrales micro-hidráulicas, se ha utilizado como generador la máquina sincrónica auto-excitada y el control de tensión se lleva a cabo mediante un regulador de tensión automático (AVR). Existen reguladores tanto analógicos como digitales. Los primeros pueden ser construidos por elementos pasivos como transformadores de corriente o con electrónica analógica. Este tipo de AVR produce un control de tipo proporcional sobre la tensión, haciendo que ésta siga una curva de regulación, y manteniéndose así dentro de cierto rango aceptable. Los AVR digitales, en cambio, en algunos casos permiten corregir el error permanente de tensión agregando una acción integral al control [19].

Para la regulación de frecuencia se distinguen dos esquemas ampliamente utilizados en CMH. El primero y más tradicional es el que llamaremos *control de caudal*. En este esquema se regula la generación a través de una válvula que ajusta el caudal de entrada a la turbina, regulando así la potencia de entrada a la turbina. El otro esquema llamado por *control electrónico de carga* (ELC), en cambio, la generación se mantiene constante y se ajusta el consumo eléctrico disipando energía en una carga resistiva variable, manteniendo así el balance entre generación y consumo. El esquema por ELC tiene la ventaja de que no requiere del mantenimiento de elementos móviles, no genera golpes de ariete en la tubería de presión por cambios bruscos de

caudal, y el accionamiento puede ser más rápido por utilizar sólo actuadores electrónicos y no mecánicos. El gran costo del esquema por ELC es el agua que se gasta para disipar potencia eléctrica en las cargas resistivas cuando a la central se le solicita poca carga. En el esquema por control de caudal, en cambio, se utiliza solamente el agua necesaria para abastecer la potencia solicitada, pudiéndose ahorrar agua para, por ejemplo, propósitos de riego o procesos industriales [20], [21], [22], [13].

En [13] se propone un esquema de CMH para generación aislada basado en un generador de inducción de jaula de ardilla. En este esquema un inversor provee los reactivos necesarios para excitar el generador y fija la frecuencia eléctrica del sistema. El control de tensión se lleva a cabo mediante un convertidor DC-DC (chopper) que alimenta una carga de desviación en el lado DC del inversor, equilibrando así la potencia activa y reactiva en el sistema.

2.1.2. Modelamiento

El modelamiento de centrales hidroeléctricas ha sido históricamente un área de investigación recurrente en la ingeniería de potencia. La dinámica no-lineal, no-estacionaria y multi-variable de los circuitos hidráulicos existentes en estas centrales, hacen del modelamiento de los mismos un problema desafiante. Por lo mismo, el desarrollo de técnicas de control eficientes es todavía un problema interesante en el ámbito de la ingeniería eléctrica.

Los modelos dinámicos hidráulicos de centrales hidroeléctricas desarrollados en la literatura se pueden clasificar en dos grandes grupos [23], [24], [25], [26]:

Modelos con columna de agua inelástica: estos modelos representan una simplificación de la realidad cuyo grado de aproximación es aceptable sólo para tuberías de presión cortas. La ventaja de asumir el agua como incompresible es que el modelo resultante es de parámetros concentrados, por lo que el manejo matemático es más simple.

Modelos con columna de agua elástica: son más representativos de la realidad pero su formulación es más complicada dado que consideran la propagación de ondas de presión a lo largo del circuito hidráulico. Su tratamiento es análogo al de la propagación de ondas en líneas de transmisión largas [27]. El uso de estos modelos es inevitable en la representación de tuberías de presión largas.

Otra variable que suele tomarse en cuenta en la formulación de los modelos hidráulicos antes mencionados es el considerar o no el modelamiento de eventuales cámaras de alivio y cámaras de carga pequeñas. Estas estructuras son diseñadas para amortiguar sobrepresiones en el circuito hidráulico al permitir variar la altura de la cota de agua durante variaciones bruscas de caudal. El considerar estas instalaciones aumenta el orden del modelo.

Si bien el desarrollo de modelos hidráulicos de centrales hidroeléctricas ha sido históricamente impulsado por el estudio del comportamiento dinámico de los sistemas eléctricos de potencia, los principios físico de las grandes centrales aplican directamente a las CMH. En el Capítulo 3 se formula el modelo hidráulico de una CMH ficticia típica, y se compara con la reproducción en laboratorio de la planta de pruebas utilizada en este trabajo, y que se describe más adelante.

Por otra parte, el modelamiento electromagnético y mecánico de los generadores eléctricos (en adelante se entienden como generadores sincrónicos), es un tema ampliamente abordado en la

ingeniería de potencia. En el Capítulo 3 se explora en detalle el modelamiento dinámico de la máquina sincrónica, y se aplica al modelamiento del generador de la CMH utilizada como planta de pruebas en este trabajo.

Sin perjuicio de todo lo anterior, en la literatura no se reconocen trabajos conducentes a modelar completamente una CMH, considerando todas las particularidades que puedan presentar, y que sea validado experimentalmente. En el presente trabajo, se desarrolla el modelamiento completo de la dinámica de la planta de pruebas, y se valida mediante pruebas en laboratorio.

2.1.3. Control

En el estudio de los sistemas eléctricos de potencia, tradicionalmente se ha separado el problema de control de la tensión del problema de control de frecuencia, basado en que en las redes de transmisión la potencia reactiva y la potencia activa fluyen en forma bastante separada, y que la tensión depende fuertemente de la primera y la frecuencia de la segunda. Un supuesto elemental para tal separación es que las variaciones de frecuencia son relativamente pequeñas, lo cual no es necesariamente cierto en sistemas pequeños sometidos a importantes variaciones de carga, como puede ser una CMH suministrando electricidad a un consumo local aislado de la red eléctrica (por ejemplo una industria con máquinas eléctricas que se encienden y se apagan).

A continuación se describen las estrategias de control de tensión y frecuencia típicos utilizados en el control de generadores eléctricos aislados de la red, cuando se utiliza la máquina sincrónica, en particular, de centrales hidroeléctricas.

Control de frecuencia

Si se considera un generador eléctrico como una masa rotando sobre la cual se ejercen dos torques, uno mecánico T_m , y otro eléctrico T_e , entonces el generador se puede representar por la siguiente función de transferencia y diagrama de bloques, con la velocidad y el torque están expresados en pu [23], [4]:

$$\frac{\Delta \omega}{T_a} = \frac{1}{2H \cdot s} \quad (2.1)$$

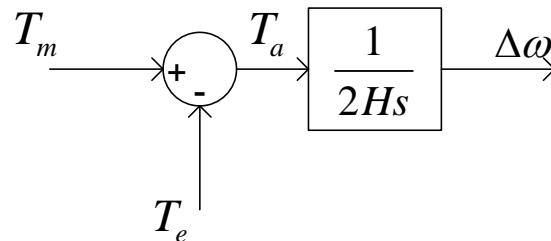


Figura 2.2: Función de transferencia entre la velocidad y el torque sobre un generador sincrónico

En donde, T_a es el torque acelerante, H es la constante de inercia de la masa rotatoria expresada en unidad de tiempo, y $\Delta \omega$ es la desviación de velocidad con respecto a la nominal. El diagrama de la Figura 2.2 dice que la desviación de velocidad es la integración en el tiempo

del desbalance de torques sobre el generador. El control de frecuencia consiste en accionar adecuadamente los mecanismos que determinan el torque mecánico, para balancear así el torque eléctrico determinado por las cargas.

Siguiendo con la Ecuación 2.1, si se consideran pequeñas desviaciones alrededor de un punto de operación, entonces la función de transferencia se puede expresar aproximadamente en términos de la potencia mecánica y potencia eléctrica, como en el diagrama de bloques de la Figura 2.3.

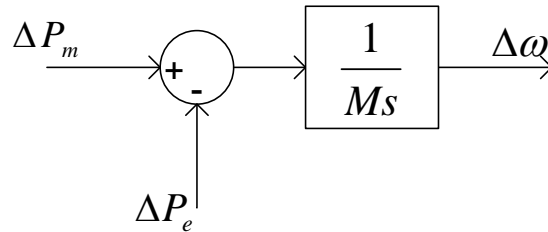


Figura 2.3: Función de transferencia entre la velocidad y la potencia en un generador sincrónico

En donde ΔP_m y ΔP_e son las variaciones de potencia eléctrica mecánica y eléctrica en pu, respectivamente, y M es la constante de inercia igual a $2H$.

Adicionalmente, se puede considerar un factor de amortiguamiento D que representa la sensibilidad agregada de las cargas a la frecuencia eléctrica (proporcional a la velocidad), que generalmente existe en los sistemas de potencia, por ejemplo, en presencia de motores de inducción. Así, la forma final generalmente utilizada para expresar la variación de la velocidad en estudios de control de frecuencia es como el diagrama de bloques de la Figura 2.4, en donde ΔP_L es la variación de potencia en la carga (sin considerar el amortiguamiento por frecuencia), que está determinada por la Ecuación 2.2.

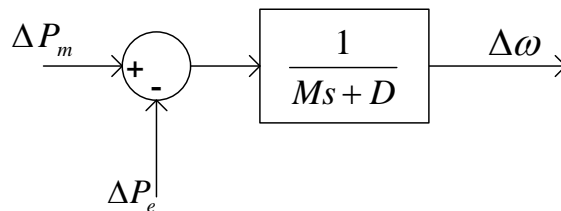


Figura 2.4: Función de transferencia considerando el amortiguamiento por frecuencia

$$\Delta P_e = \Delta P_L + D \cdot \Delta \omega \quad (2.2)$$

Hasta ahora se ha modelado solamente la dinámica del conjunto generador-carga, estando implícita en la variable P_m la existencia de una turbina alimentada por un circuito hidráulico que produce dicha potencia mecánica, además de una válvula que transforma una señal de control en un flujo de agua hacia la turbina. Así, la dinámica completa del generador-carga es como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2.5. El controlador de frecuencia es el sistema encargado de generar, a partir del error de frecuencia observado, una señal de referencia G_{ref} de posición de la válvula.

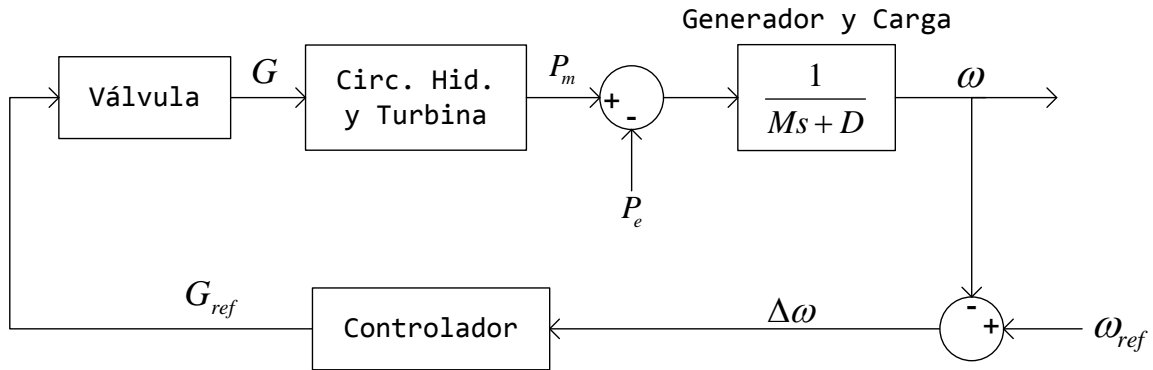


Figura 2.5: Diagrama de bloques de la dinámica de una central hidroeléctrica

En el caso de un generador aislado de la red eléctrica, el controlador debe ser capaz de mantener la frecuencia en el valor nominal ante cambios inesperados en la carga eléctrica. Este modo de operación se llama *isócrono* y se logra al aplicar una ganancia y una acción integral sobre el error de frecuencia, como en la Figura 2.6.

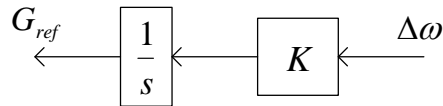


Figura 2.6: Control isócrono de frecuencia

En el caso de existir más de un generador alimentando la carga eléctrica, el control isócrono no es factible puesto que cada generador trataría de alcanzar la frecuencia nominal independientemente, resultando en una respuesta inestable del sistema. En este caso, se utilizan controladores de frecuencia con “droop” de velocidad. Este controlador consiste en agregar una retroalimentación con ganancia R al lazo con ganancia integral de la Figura 2.6, como se muestra en la Figura 2.7. El resultado es una característica potencia-frecuencia en régimen permanente decreciente como se muestra en la Figura 2.8, en donde ω_0 es la frecuencia nominal, ω_{SC} la frecuencia sin carga, y ω_0 la frecuencia a plena carga.

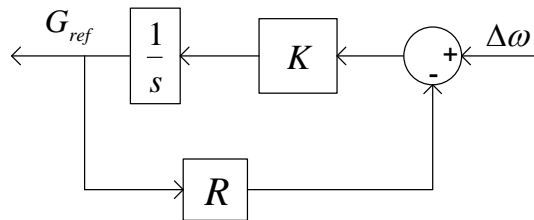


Figura 2.7: Control de frecuencia por droop

La constante R (estatismo) determina la pendiente de la característica potencia-frecuencia en régimen permanente de la Figura 2.8. De esta forma, ante una variación en la potencia de la carga eléctrica, cada generador absorberá el desbalance de potencia en proporción del inverso

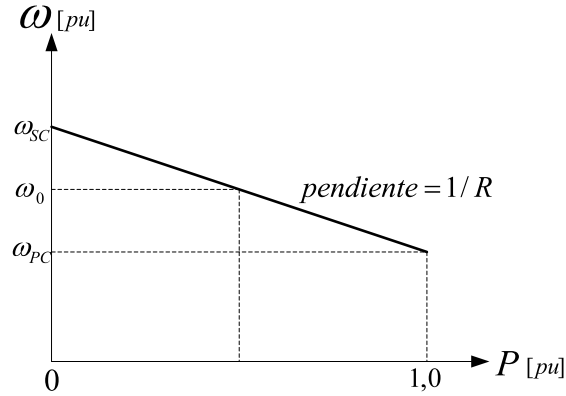


Figura 2.8: Característica potencia-frecuencia en régimen permanente del control por droop

de sus estatismos. El problema de este control es que luego de una perturbación en la carga eléctrica, la frecuencia presenta error permanente puesto que la característica potencia-frecuencia decreciente obliga a variar la frecuencia para obtener un balance de potencia ante una perturbación. Por esta razón, se agrega una referencia de potencia o *setpoint* para mover verticalmente la característica potencia-frecuencia y corregir así el error permanente. La Figura 2.9 muestra un diagrama de bloques del control de velocidad por droop con referencia de potencia. Se le llama “referencia de potencia” justamente porque cuando un generador controlado por droop está conectado a un sistema eléctrico fuerte, este ajuste determina la potencia que el generador está inyectando en la red eléctrica.

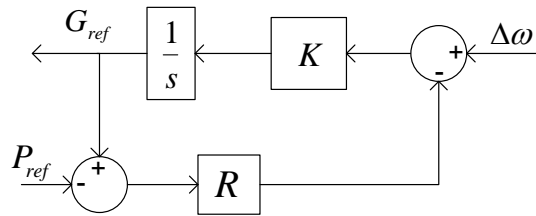


Figura 2.9: Control de frecuencia por droop con referencia de potencia

El control de velocidad isócrono y por droop funcionan adecuadamente si no se toma en cuenta la dinámica propia de los circuitos hidráulicos que alimentan las turbinas en las centrales hidroeléctricas. En efecto, en el Capítulo 3 se muestra que en las tuberías de presión ante una variación de la apertura de la válvula se produce transitoriamente el efecto contrario en la potencia hidráulica en la admisión de la turbina. Esto es, por ejemplo, ante un cierre brusco de la válvula la potencia hidráulica aumenta inicialmente para finalmente estabilizarse en un valor menor al inicial. La función de transferencia de la Ecuación 2.3 representa el modelo linealizado de una tubería de presión.

$$\frac{\Delta P_h}{\Delta G} = \frac{1 - T_W \cdot S}{1 + \frac{1}{2}T_W \cdot S} \quad (2.3)$$

La existencia de un cero positivo en la función de transferencia de la Ecuación 2.3 da cuenta de

la característica descrita anteriormente de las tuberías de presión. Esta característica implica que la estrategia de control isócrono descrito en el diagrama de la Figura 2.6 sea inestable para ganancias mayores a un umbral típicamente muy pequeño (ver [23] Sección 9.1.3 y [25]), por lo que la respuesta de frecuencia en lazo cerrado está forzada a ser exageradamente subamortiguada.

Para solucionar este problema, una estrategia tradicionalmente utilizada consiste en retardar el movimiento de la válvula, en proporción a la “velocidad” de las variaciones de frecuencia. Esta estrategia se conoce como *compensación por reducción de estatismo transitorio* y se muestra en la Figura 2.10. El resultado es una válvula cuyo movimiento está retardado por una ganancia R_T ante variaciones rápidas de frecuencia, una ganancia R_P en régimen permanente, y la constante de tiempo con que desaparece la compensación es de T_R [23], [25].

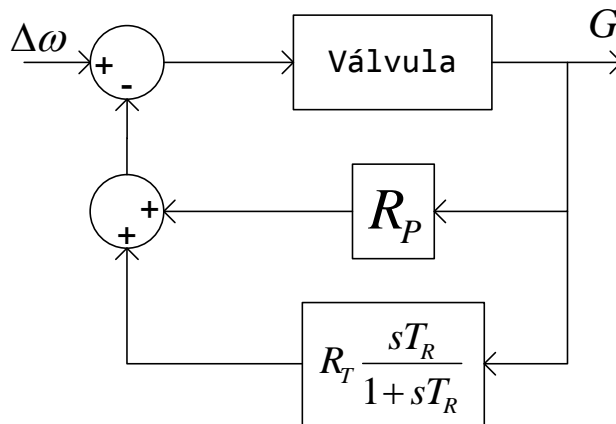


Figura 2.10: Control de frecuencia con compensación por reducción de estatismo transitorio

Las estrategias de control de frecuencia aquí descritas fueron desarrolladas para grandes centrales hidroeléctricas equipadas con complejos sistemas de control y accionamiento mecánico-hidráulicos, por lo que los sistemas de control fueron pensados para ajustarse a las posibilidades que ofrecían los equipos de la época. A su vez, se han desarrollado distintos criterios para la sintonización de los parámetros de los controladores [28], [29]. Actualmente las centrales hidroeléctricas están equipadas con actuadores electro-hidráulicos que mediante controladores digitales programables ofrecen mayores grados de libertad para generar las señales de control. Sin embargo, estos controladores se ajustan de tal forma que su comportamiento dinámico sea similar al de los controladores mecánico-hidráulicos (analógicos) y por lo tanto se siguen aplicando las mismas estrategias de control y sintonización de parámetros [23].

En el caso de las CMH, muchas de las restricciones heredadas de los equipos mecánico-hidráulicos no son aplicables a estas centrales ya que los actuadores generalmente utilizados son muy distintos. Así, en la literatura se han propuestos esquemas de control de frecuencia novedosos para CMH. En [21] se propone una estrategia para el control de frecuencia de una CMH utilizando un servomotor impulsando una válvula como actuador, y mezclando técnicas de control moderno que incluye un controlador PI-difuso, y la sintonización de parámetros vía redes neuronales. En [22] se propone un control de frecuencia vía ELC, en donde la señal de control es la combinación difusa de varios controladores PI sintonizados para modelos lineales locales (llamados

modelos de Takagi-Sugeno), abordando así el problema de la no-linealidad cuando se opera en un rango amplio de nivel de generación.

Control de tensión

El problema del control de tensión en sistemas eléctricos de potencia (SEP) consiste en mantener la tensión dentro de los límites permitidos en todos los puntos del sistema, sujeto a maximizar el uso de los sistemas de transmisión (flujos de potencia activa) y minimizar las pérdidas de energía. Este problema ha representado siempre un desafío importante en la operación de los SEP por cuanto la característica inductiva de las líneas de transmisión hace que la potencia reactiva no pueda ser transportada por largas distancias, lo que obliga a instalar equipos de compensación reactiva distribuidos en el sistema para mantener la tensión en los distintos puntos de éste. Distinto es el caso del control de frecuencia ya que ésta depende del balance global de potencia activa entre la generación y las cargas más las pérdidas [23], [30].

En el caso de los sistemas aislados, el problema del control de tensión puede ser similar a los grandes sistemas interconectados en cuanto existan líneas de transmisión largas y más de un equipo suministrando reactivos a la red. En el caso más sencillo, un solo generador está suministrando potencia activa y reactiva a todas las cargas del sistema (cargas inductivas), y éstas se encuentran conectadas a una distancia eléctrica cercana. Este es el caso esperable para una CMH alimentando una carga local aislada de la red eléctrica. En este caso, el control de tensión se soluciona si se mantiene una consigna de tensión fija en un punto determinado de la red, por ejemplo los bornes del generador. A continuación se muestra un esquema de regulación de tensión y la formulación utilizados para representar la dinámica de la tensión y abordar el problema del control de ésta en sistemas de generación aislados.

En la Figura 2.11 se muestra el diagrama de bloques de la excitación de un generador sincrónico a través de un regulador de tensión automático (AVR), el cual recibe una señal de control que transforma en una cierta tensión en el enrollado de campo del generador, por ejemplo, a través de un puente de tiristores o de un rectificador y un convertor DC-DC. La alimentación del AVR es, en este caso, a través de una excitatriz adicional, pero puede ser a través de una fuente externa o bien de la armadura principal del generador. El controlador recibe como entrada la medida de tensión de la armadura del generador y/o la corriente de línea³.

Para representar la dinámica de la tensión generada, se suele representar la inducción interna del generador como un sistema de primer orden de ganancia G_0 y constante de tiempo T'_{d0} , en donde la tensión interna V_G es función de la tensión de campo V_{fd} . La caída de tensión en la armadura se representa considerando la resistencia del enrollado de armadura R_a y la reactancia sincrónica X_s . Así, la tensión en los bornes del generador queda totalmente determinado por las Ecuaciones 2.4 y 2.5 [31]. En esta representación la dinámica de la corriente de campo está implícita en los parámetros G_0 y T'_{d0} , y la velocidad del generador se asume constante.

$$V_G(s) = \frac{G_0}{1 + sT'_{d0}} \cdot V_{fd}(s) \quad (2.4)$$

$$V_T(s) = V_G(s) - X_s \cdot I_a - R_a \cdot I_a \quad (2.5)$$

³Un caso especial del esquema mostrado en la Figura 2.11 es el de los generadores *brushless*, muy utilizados en la actualidad para pequeños generadores aislados de la red eléctrica. En este caso, la tensión de campo se manipula indirectamente a través de la alimentación del campo de la excitatriz.

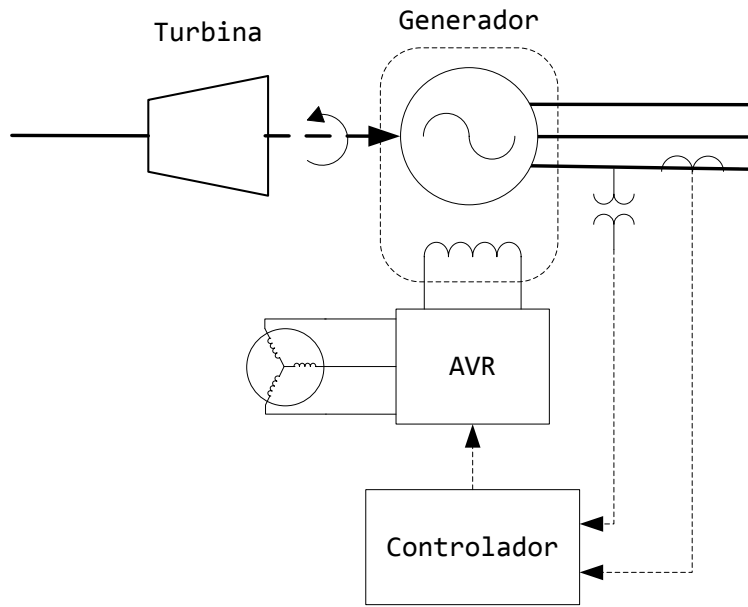


Figura 2.11: Diagrama de bloques del control de tensión

Con la representación simplificada de la tensión generada dada por la Ecuación 2.4 se puede aproximar la repuesta de la tensión de armadura ante una variación en la tensión de campo, y la característica lineal del modelo permite aplicar directamente la teoría de controladores PID, lo cual suele hacerse para obtener una respuesta en lazo cerrado estable y de error permanente igual a cero. En efecto, en base a esta modelación en [31] se propone un controlador de tensión para un generador *brushless*, basado en un lazo PID de tensión de armadura y un lazo de corriente para el campo de la excitatriz. En [19], en cambio, se combinan a través de lógica difusa dos lazos de control realimentados en la tensión, uno PI y el otro PD.

Algunos AVR disponibles comercialmente permiten ajustar las ganancias del lazo PID de tensión. Otros, en cambio, implementan un control de tensión por droop, permitiendo así la operación de varios generadores en paralelo (por ejemplo [32] incluye todas estas características).

Se debe considerar que en la modelación simplificada mostrada arriba no se considera el fuerte acoplamiento entre la velocidad y la tensión generada, lo cual es cuestionable en sistemas de generación aislados sometidos a importantes variaciones en la potencia de la carga. Algunos AVR incluyen la opción de introducir un retardo en la corriente de respuesta de tensión ante una baja de frecuencia, de forma tal de permitir una recuperación mas rápida de la velocidad [33].

2.1.4. Planta de prueba experimental

En el marco de su memoria de título, en el año 2009 el Ing. Diego Medel desarrolló un prototipo de CMH en el Laboratorio de Energía del DIE, la cual permite realizar pruebas experimentales del desempeño de una CMH bajo una determinada estrategia de control, cuando se está alimentando una carga aislada, o bien se está conectado a la red eléctrica. El aspecto de la planta experimental se muestra en la Figura 2.12.

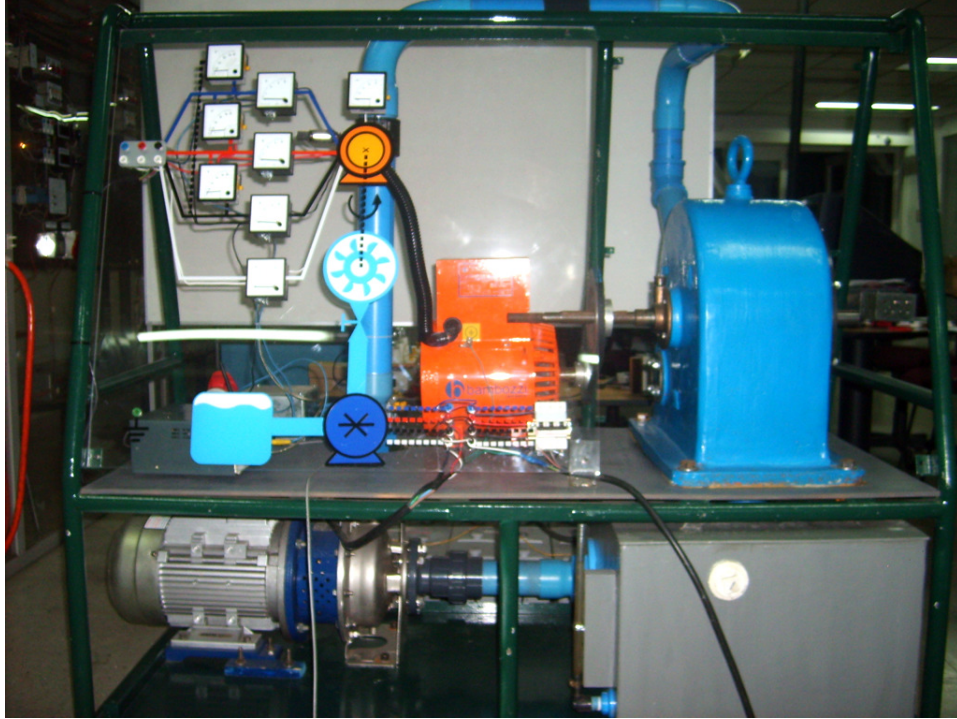


Figura 2.12: Central micro-hidráulica de laboratorio utilizada como planta de pruebas experimental

La planta reproduce el comportamiento del agua en una tubería de presión mediante una bomba centrífuga. Una turbina Pelton convierte la potencia hidráulica en potencia mecánica en su eje, el cual está acoplado mediante poleas a un generador sincrónico. Un motor stepper acciona una válvula aguja a la entrada de la turbina permitiendo controlar el caudal, y un chopper permite controlar la corriente excitación del generador. La Figura 2.13 muestra en un diagrama de bloques el funcionamiento de la planta de pruebas.

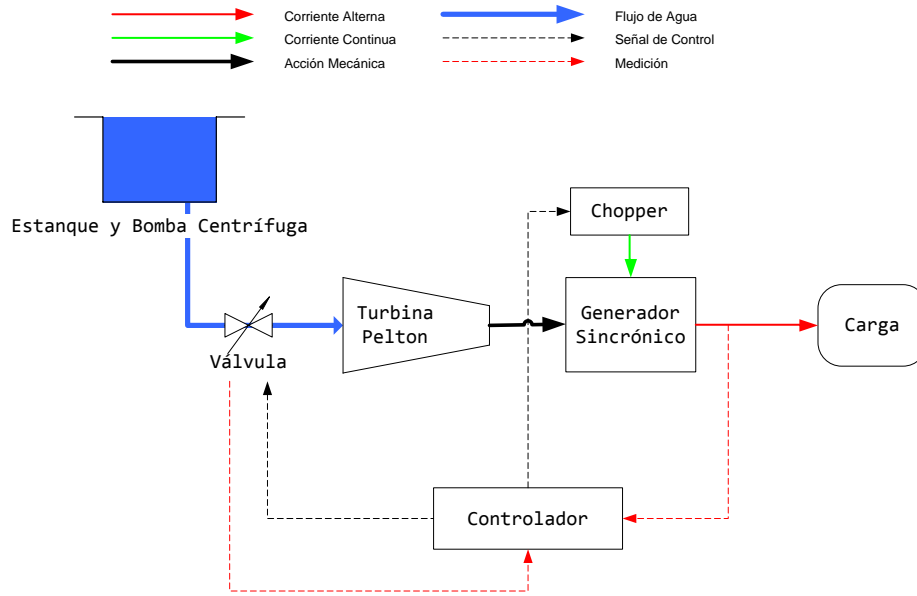


Figura 2.13: Diagrama de bloques de la planta de pruebas

Reproducción de una tubería de presión

En la planta de pruebas desarrollada en [3], la cámara de carga y la tubería de presión de una CMH real han sido reproducidas por una bomba centrífuga impulsada por una máquina de inducción. La bomba aspira agua desde un estanque y la impulsa a través de una tubería de PVC a la turbina, para retornar nuevamente al estanque. El motor de inducción que impulsa la bomba es alimentado por un variador de frecuencia. Mediante la medición de la presión en la admisión de la turbina, y gracias a la capacidad de variar la velocidad del motor a través del variador de frecuencia, se cierra un lazo de control que permite mantener la presión constante, independiente del caudal impulsado por la bomba. La consigna de presión es proporcional a la altura (cota) que se quiere simular. El diagrama de bloques del sistema de reproducción de la tubería de presión se muestra en la Figura 2.14

Como se demuestra en el Capítulo 3, la condición de presión constante es una aproximación del comportamiento real de una tubería de presión en régimen permanente. Los supuestos pertinentes y el grado de aproximación de este modelo se analizan cuidadosamente en el Capítulo 3.

Los datos que se dispone de los elementos que forman el sistema de reproducción de la tubería de presión se resumen en la Tabla 2.2.

Turbina Pelton

La turbina hidráulica de la planta de pruebas es del tipo Pelton, de eje horizontal, sin deflector y con un inyector. Se desconoce su potencia nominal, caudal y altura de diseño. En su entrada tiene instalada un válvula de aguja a la cual se le han realizado mediciones para determinar la relación entre la apertura (área transversal de salida) y la posición del vástago. Un motor stepper equipado con un *driver*, recibe una señal de control por modulación de ancho de pulso (PWM) y, de acuerdo a un programa previamente definido, da instrucciones de abrir o cerrar la válvula,

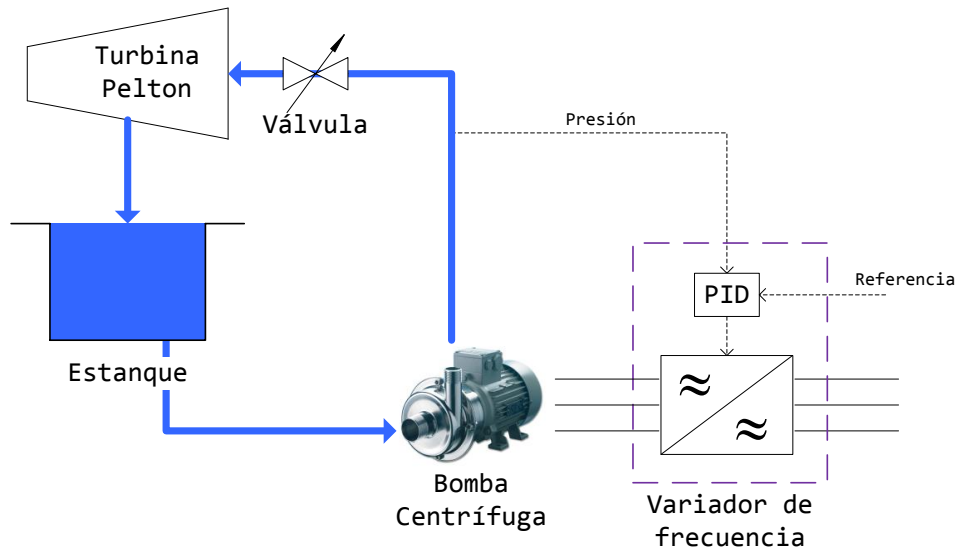


Figura 2.14: Diagrama de bloques del sistema de reproducción en laboratorio de una tubería de presión

Tabla 2.2: Datos del sistema de reproducción de una tubería de presión

Potencia nominal bomba	7,5 hp
Altura nominal bomba	55 m
Caudal nominal bomba	300 lt/min
Diámetro interior tubo PVC	67 mm
Rango de presión manómetro	0 a 6 bar, 0 a 5 V de salida
Variador de Frecuencia	Modelo Altivar 71, 15 hp

a una velocidad previamente establecida (la velocidad no puede ser superior a 1,5 mm/s). En el Capítulo 3 se describe completamente la forma de la apertura de la válvula y el movimiento de ésta.

En los ejes de la turbina y del generador están acopladas mediante un juego de dos poleas y una correa de goma. La relación entre los radios de las poleas es conocida.

Generador sincrónico

La planta de pruebas experimental está equipada con un generador sincrónico de polos salientes. Los datos del generador se resumen en la Tabla 2.3.

Originalmente este generador está equipado de fábrica con un sistema de autoexcitación compuesto por un transformador de corriente, el cual provee, según datos del fabricante, una regulación de tensión de 7%. Este sistema ha sido removido para acceder externamente a los anillos rozantes que alimentan las bobinas del campo. El campo del generador es alimentado por un convertor DC/DC del tipo *chopper*. En [3] se realizaron las pruebas de cortocircuito, circuito abierto, cortocircuito dinámico y deslizamiento. Dichas pruebas permitieron determinar la reactancia en eje directo L_d (saturada y no saturada), y la reactancia en eje en cuadratura L_q .

Tabla 2.3: Datos del generador sincrónico

Modelo Bambozzi 47270/02	
Tipo	Polos salientes
Potencia	3 kVA
Tensión	380/220 V
Corriente	9,1/15,8 A
f.p.	0,8(ind)
No. Polos	4
No. de Fases	3
Frecuencia Nominal	50 Hz

2.2. Control Predictivo basado en Modelos

El Control Predictivo (MPC de *Model-Based Predictive Control*) es reconocido como una de las técnicas de control que ha tenido un gran impacto en las aplicaciones industriales en la última década. Más que una técnica, es considerado una metodología que deriva en distintas formulaciones matemáticas del problema bajo el mismo principio.

Para entender el principio básico de MPC, considérese un proceso cuya salida es el vector $y(k)$ (variable controlada) y cuya entrada es $u(k)$ (variable manipulada), en donde se asume tiempo discreto representado por al variable k (aun cuando el proceso puede ser en tiempo continuo se considera un muestreo discreto de sus variables de entrada y salida). En la Figura 2.15 se muestra la salida de la planta (o proceso) y observada hasta el instante actual k . También se muestra la trayectoria o referencia y_{ref} que se desea siga la salida, en este caso constante no obstante puede ser variable. El principio de MPC consiste en determinar las señales de control óptimas $\{u_{opt}(k|k), u_{opt}(k+1|k), \dots, u_{opt}(k+T_p-1|k)\}$ que minimizan una función objetivo de la salida estimada de la planta en el horizonte de predicción $\{\tilde{y}(k+1|k), \tilde{y}(k+2|k), \dots, \tilde{y}(k+T_p|k)\}$ ⁴. Luego, al final de cada intervalo de control se aplica a la planta la señal de control correspondiente al intervalo actual $u_{opt}(k|k)$. En el intervalo de control siguiente el horizonte de predicción se desplaza un paso de tiempo, de forma tal de comprende siempre desde el instante actual hasta T_p pasos adelante, y se repite el mismo procedimiento.

La estructura general de MPC se puede graficar en el diagrama de bloques de la Figura 2.16. Se han desarrollado una amplia variedad de algoritmos de MPC, los cuales se diferencian entre sí en la forma en que se construye la predicción de la salida (modelo de predicción o modelo interno de la planta), la función objetivo (o función de costo) y, como consecuencia de lo anterior, la forma en que se determina la señal de control óptima (problema de optimización). La mayoría de los algoritmos ampliamente conocidos utilizan un modelo lineal de planta, lo que permite generar una ley de control en forma analítica en muchos casos. En [34] y [35] se pueden encontrar distintos algoritmos de MPC basados en modelos lineales, entre los cuales se pueden mencionar: Control por Matriz Dinámica (DMC), Control Predictivo Generalizado (GPC), y Control Predictivo Funcional (PFC).

El algoritmo DMC se basa en el modelamiento del proceso vía la respuesta al escalón, esto es,

⁴En la literatura se suele notar la salida estimada del proceso como \hat{y} , pero en este trabajo se usará \tilde{y} para no confundir con la estimación del estado de la planta.

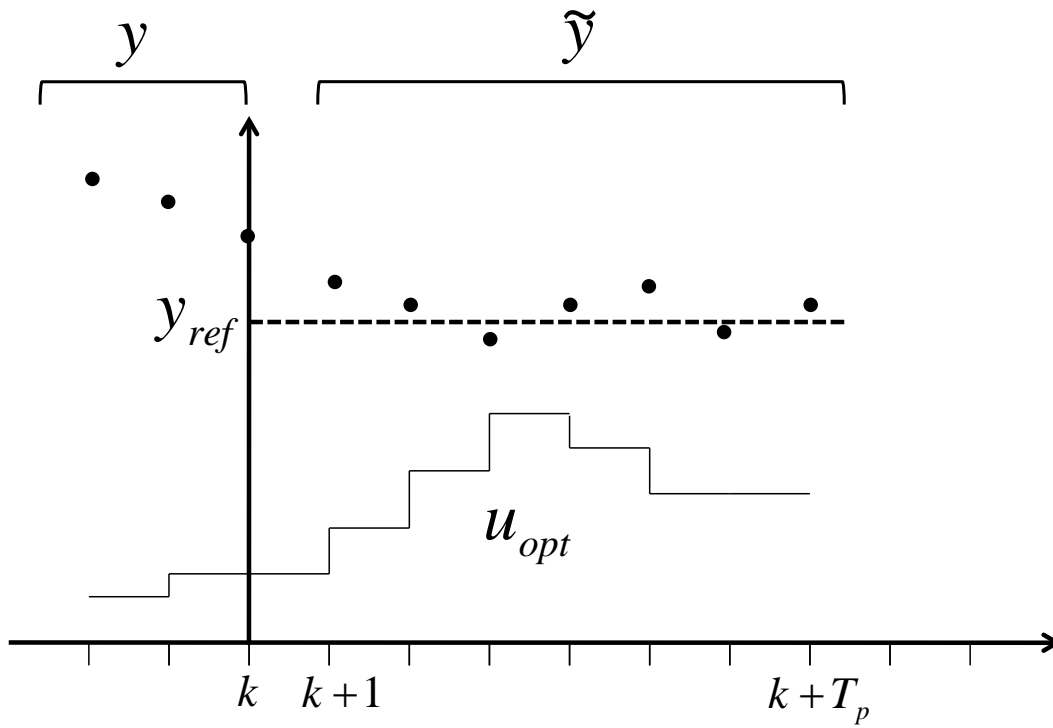


Figura 2.15: Predicción de la salida y problema de optimización en MPC

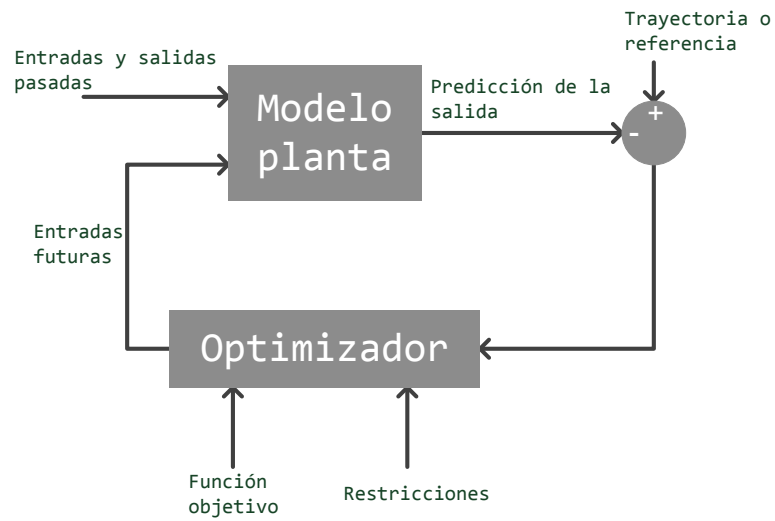


Figura 2.16: Diagrama de bloques de metodología básica de Control Predictivo

si se conoce la salida del proceso cuando se excita mediante un escalón unitario en la entrada, asumiendo que el proceso es lineal entonces se puede conocer la respuesta del la planta ante cualquier señal en su entrada. En la práctica se utilizan los N primeros términos de la respuesta al escalón, lo cual representa aproximadamente al proceso real siempre y cuando éste sea estable.

El algoritmo GPC utiliza un modelo del proceso en la forma de función de transferencia, por lo que el modelo interno queda definido por pocos parámetros. Sin embargo, la formulación en función de transferencia tiene la consiguiente desventaja de no ser apto para sistemas MIMO.

El algoritmo PFC se basa en la formulación del modelo interno en variables de estado, es decir, expresando el modelo de la planta como en la Ecuación 2.7. La ventaja de este modelo radica en que la formulación para sistemas MIMO es natural. Una desventaja práctica es que muchas veces el estado del proceso no es observable y, por lo tanto, se requiere adicionalmente de un algoritmo de estimación.

$$x(k) = F \cdot x(k-1) + G \cdot u(k-1) \quad (2.6)$$

$$y(k) = H \cdot x(k) \quad (2.7)$$

Todos los algoritmos señalados arriba son válidos cuando el proceso se comporta como un sistema lineal en el rango en que operará el controlador predictivo. En plantas con marcadas no linealidades, el uso de algoritmos basados en modelos lineales puede comprometer severamente la calidad del control, especialmente si se quiere controlar la planta en distintos puntos de operación [36].

2.2.1. Control Predictivo No-Lineal

Últimamente se ha buscado la forma de aplicar la lógica de MPC pero utilizando modelos no lineales del proceso. Este enfoque agrega una dificultad adicional ya que, por una parte, se debe resolver el problema de optimización y, por otra parte, resolver las ecuaciones diferenciales no-lineales del proceso.

El problema de optimización puede formularse, en general, de la siguiente forma:

$$\text{Min } V(k) \quad (2.8)$$

En donde V es la función objetivo, sujeto a la dinámica del proceso⁵:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k) \quad (2.9)$$

$$y_k = h(x_k, u_k) \quad (2.10)$$

y sujeto a restricciones adicionales:

⁵Por simplicidad en la notación se utiliza aquí el subíndice k para denotar una variable en el instante de tiempo discreto k

$$u_{min} \leq u_k \leq u_{max} \quad (2.11)$$

$$\Delta u_{min} \leq \Delta u_k \leq \Delta u_{max} \quad (2.12)$$

$$y_{min} \leq y_k \leq y_{max} \quad (2.13)$$

En donde x es el vector de estados del proceso, y es el vector de salidas, $f(\cdot)$ y $h(\cdot)$ funciones no-lineales, u las señales de control (entradas del proceso) del proceso, y Δu los incrementos de las señales de control.

Usualmente se considera como función objetivo el error cuadrático entre la predicción de la salida y la referencia o trayectoria, y adicionalmente se puede considerar asignar un costo a la energía de control y la tasa de cambio de la señal de control. La función objetivo se evalúa sobre el horizonte de predicción $[k + 1, T_p]$:

$$V(k) = \sum_{i=1}^{T_p} \|\tilde{y}_{k+i|k} - y_{refk+i}\|^2 + \|u_{k+i-1|k}\|^2 + \|\Delta u_{k+i-1|k}\|^2 \quad (2.14)$$

Se han propuesto distintas estrategias para resolver este problema [37].

Una primera estrategia consiste en linealizar el modelo de la planta en distintos puntos de operación, calcular las señales de control óptimas para cada uno de ellos mediante algún algoritmo de MPC aplicado a procesos lineales, y combinar las soluciones de acuerdo a la cercanía con la operación de la planta. Este enfoque se conoce como *esquema multimodelos*, y tiene la ventaja de ser económico computacionalmente puesto que la linealización puede hacerse *off-line* y el problema de optimización se resuelve considerando sólo modelos lineales [38], [39].

Otra solución factible consiste en linealizar el modelo de la planta en cada intervalo de control alrededor del punto en que está operando la planta, y aplicar un algoritmo de MPC tradicional utilizando este modelo dinámico lineal. También mediante programación cuadrática (QP) se puede obtener las señales de control óptimas para minimizar una función objetivo de la predicción de la salida en un intervalo de tiempo determinado. Este enfoque se conoce como *linealización sucesiva* [34], [40].

Una solución más general consiste en generar la predicción de la salida de la planta y resolver el problema de optimización utilizando directamente el modelo no-lineal de la planta, a través de algún método numérico. Esta estrategia se conoce como Control Predictivo No-Lineal (NMPC), y se divide en dos enfoques: *métodos secuenciales* y *métodos simultáneos* [37].

Los *métodos secuenciales* consideran la integración de las ecuaciones del proceso como una subrutina del problema de optimización. Un optimizador propone señales de control y un algoritmo de integración de ecuaciones diferenciales entrega las salidas del sistema, con las cuales se calcula la función objetivo, y así mediante algún criterio (por gradiente por ejemplo) el optimizador busca converger hasta las señales de control óptimas. Las variables de decisión en este enfoque son únicamente las señales de control.

Los *métodos simultáneos* convierten las ecuaciones diferenciales del proceso en ecuaciones algebraicas y, a partir de éstas, resuelven el problema de optimización junto con las restricciones

del proceso, mediante algún método numérico como, por ejemplo, *programación cuadrática secuencial* (SQP). De esta forma, las variables de decisión del optimizador son tanto las señales de control como las variables de estado, lo que, por una parte, representa una ventaja ya que el optimizador maneja las entradas y salidas del proceso en forma algebraica, pero por otra parte, la dimensionalidad del problema crece haciéndolo más costoso computacionalmente de resolver.

La estrategia NMPC permite, a partir de un modelo fenomenológico de la planta, implementar un lazo de control realimentado en sus variables de estado, para lo cual es necesario conocer el estado del sistema, en cada paso de control. Luego, el modelo en variables de estado permite evaluar la salida de la planta ante cualquier entrada, basado en el conocimiento de la dinámica de las variables de estado del proceso. Esto representa la principal ventaja de NMPC, que la predicción de la salida se puede hacer en base a la naturaleza del proceso representado en su modelo fenomenológico.

El principal problema de NMPC radica en que, en general, la solución del problema de optimización no tiene una expresión analítica, por lo que el cómputo de las señales de control óptimas se vuelve un problema no determinístico en el sentido que no se conoce cuánto tiempo puede tardar.

Otro problema asociado a NMPC realimentado en el estado consiste en que, a menudo, las variables de estado no son medibles en procesos reales y, por lo tanto, no se puede conocer directamente la condición inicial de la predicción de la salida. Esto se resuelve utilizando un estimador de estado para, a partir de las variables medidas, inferir el estado del proceso. En el caso de sistemas lineales, el Filtro de Kalman es uno de los algoritmos más utilizados para estos propósitos por sus características de optimalidad. Para sistemas no-lineales, la versión extendida permite resolver el mismo problema linealizando el proceso en cada intervalo discreto de tiempo.

2.2.2. Filtro de Kalman como estimador de estado

El Filtro de Kalman está ampliamente descrito en la literatura [41], [42]. A continuación se expone resumidamente su formulación matemática. Para facilitar el entendimiento de este algoritmo, primero se deriva la versión lineal para sistemas discretos, y luego se extiende a sistemas no-lineales en tiempo continuo. Se utiliza aquí el enfoque y la notación empleada en [41].

Filtro de Kalman en tiempo discreto

Considérese el siguiente sistema dinámico en tiempo discreto:

$$x_k = F_{k-1}x_{k-1} + G_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (2.15)$$

$$y_k = H_k x_k + v_k \quad (2.16)$$

En donde x_k , u_k e y_k son los vectores de estado, entradas y salidas, respectivamente. F_k , G_k y H_k son matrices cuyas componentes dependen, en general, del tiempo discreto k ; y los vectores w_k y v_k representan el ruido del proceso y de medición, respectivamente. Asumamos que w_k y v_k son ruido blanco, de media cero, no correlacionado y que distribuyen con matrices de covarianza conocidas Q_k y R_k :

$$w_k \sim (0, Q_k) \quad (2.17)$$

$$v_k \sim (0, R_k) \quad (2.18)$$

El problema de la estimación de estado consiste en determinar en cada intervalo de tiempo k el vector x_k en función de la salida del sistema y_k (señal ruidosa) y del conocimiento de la dinámica del mismo. Sea \hat{x}_k^- una estimación *a priori* de x_k , que se define como aquella que considera todas las mediciones hasta el instante $k - 1$. Por otra parte, sea \hat{x}_k^+ una estimación *a posteriori* de x_k , definida como aquella que considera todas las mediciones hasta el instante k . La idea del algoritmo del Filtro de Kalman consiste en construir primero una estimación *a priori* de x_k y luego actualizarla con la última medición y_k , para generar así una estimación *a posteriori* que considera toda la información disponible hasta ese instante.

La estimación *a priori* se define como la propagación temporal de la esperanza del estado:

$$\hat{x}_k^- = E[x_k] \quad (2.19)$$

La estimación *a priori* considera, desde la última estimación, solamente la evolución del estado por la dinámica propia del proceso. Usando la Ecuación 2.15 y el hecho que w_k tiene media cero, la estimación *a priori* \hat{x}_k^- se puede calcular a partir de la última estimación \hat{x}_{k-1}^+ como:

$$\hat{x}_k^- = F_{k-1}\hat{x}_{k-1}^+ + G_{k-1}u_{k-1} \quad (2.20)$$

Por otra parte, se puede demostrar que la matriz de covarianzas del error de la estimación *a priori* $P_k^- = E[(x_k - \hat{x}_k^-)(x_k - \hat{x}_k^-)^T]$ se propaga a partir de la matriz de covarianzas de la última estimación P_{k-1}^+ como la Ecuación 2.21, en donde se ha utilizado que w_{k-1} es no correlacionado con $(x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}^-)$.

$$P_k^- = F_{k-1}P_{k-1}^+F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (2.21)$$

De esta forma, se ha construido la estimación *a priori* \hat{x}_k^- del vector x_k , a partir de la última estimación \hat{x}_{k-1}^+ . Esta estimación *a priori* representa la mejor estimación considerado solamente la evolución temporal del estado, dado el conocimiento que se tiene de la dinámica del proceso. Además, se ha determinado la matriz de covarianzas del error de la estimación *a priori* P_k^- a partir del último cálculo de la misma P_{k-1}^+ . Esto último es particularmente importante en el siguiente paso, que consiste en incorporar la última medición y_k en la actualización de la estimación del estado.

En efecto, el Filtro de Kalman propone un estimador lineal que incorpora la medición y_k en la estimación \hat{x}_k^- como:

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k(y_k - H_k\hat{x}_k^-) \quad (2.22)$$

Ahora, lo que falta por resolver es cuál es la ganancia K_k óptima. Si considera como función a minimizar la suma de las varianzas de los errores de estimación de los distintos estados, entonces

se demuestra que la ganancia K_k óptima se puede calcular de la covarianza de la estimación como:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (2.23)$$

Con esto, se puede obtener la estimación *a posteriori* \hat{x}_k^+ , la cual es la estimación definitiva \hat{x}_k . Solamente resta incorporar la medición y_k en la actualización de la matriz de covarianzas del error. En efecto, tal actualización se puede calcular como:

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (2.24)$$

El algoritmo del Filtro del Kalman se puede resumir en los siguientes pasos:

1. El algoritmo se inicializa eligiendo la mejor estimación posible del estado \hat{x}_0^+ y la matriz de covarianzas P_0^+ . Luego, en cada instante $k \geq 2$ se deben seguir los siguientes pasos:
2. Actualizar *a priori* el estado \hat{x}_k^- mediante la Ecuación 2.20.
3. Actualizar *a priori* la matriz de covarianzas P_k^- mediante la Ecuación 2.21.
4. Calcular la ganancia del filtro K_k como en la Ecuación 2.23.
5. Actualizar *a posteriori* el estado \hat{x}_k^+ mediante la Ecuación 2.22.
6. Actualizar *a posteriori* la matriz de covarianzas P_k^+ mediante la Ecuación 2.24.

Si se mira con cuidado la expresión de la ganancia del filtro K_k en la Ecuación 2.23, se podrá notar que la ganancia “aumenta” con la matriz Q y “disminuye” con la matriz R . Esto da cuenta que la estimación es finalmente una ponderación de la estimación *a priori* y la corrección dada por la última medición, en proporción inversa al nivel de ruido del proceso y de las mediciones, respectivamente. Así, un proceso más ruidoso dará origen a una menor ponderación de la estimación *a priori* en relación a la corrección por la última medición, y viceversa.

2.2.3. Filtro Extendido de Kalman

Considérese ahora un sistema dinámico no-lineal descrito por las siguientes ecuaciones:

$$\dot{x} = f(x, u, w, t) \quad (2.25)$$

$$y = h(x, v, t) \quad (2.26)$$

$$w \sim (0, Q) \quad (2.27)$$

$$v \sim (0, R) \quad (2.28)$$

El sistema no-lineal se puede linealizar alrededor de una trayectoria de referencia definida por x_0 , u_0 , w_0 y v_0 . Si por conveniencia se elijen w_0 y v_0 siempre iguales a cero, entonces:

$$\begin{aligned}\dot{x} &\approx f(x_0, u_0, w_0, t) + \frac{\partial f}{\partial x}|_0(x - x_0) + \frac{\partial f}{\partial u}|_0(u - u_0) + \frac{\partial f}{\partial w}|_0(w - w_0) \\ &= \dot{x}_0 + A\Delta x + B\Delta u + Lw\end{aligned}\quad (2.29)$$

$$\begin{aligned}y &\approx h(x_0, v_0, t) + \frac{\partial h}{\partial x}|_0(x - x_0) + \frac{\partial h}{\partial v}|_0(v - v_0) \\ &= y_0 + C\Delta x + Mv\end{aligned}\quad (2.30)$$

Se asume que la entrada al sistema u es totalmente conocida y, por lo tanto, siempre se puede elegir la entrada de referencia u_0 igual a u . El fundamento de este supuesto es que en un proceso real la entrada representa la señal de control determinada por un controlador u operador, y por lo tanto debe ser conocida. Sin embargo, los actuadores reales pueden introducir ruido en las señales de control, haciendo que las señales finalmente aplicadas a la planta sean distintas de las determinadas por el controlador u operador. No obstante si tal es el caso, se puede demostrar que si se modela la entrada como una variable completamente conocida u_0 más una variable aleatoria Δu de media igual a cero, entonces el sistema se puede reescribir con una señal de control completamente conocida e incluyendo Δu como parte del ruido del proceso w .

Se pueden definir $\Delta \dot{x}$ y Δy como las desviaciones del estado y las mediciones, respectivamente, con respecto a la trayectoria de referencia:

$$\Delta \dot{x} = \dot{x} - \dot{x}_0 \quad (2.31)$$

$$\Delta y = y - y_0 \quad (2.32)$$

Con estos supuestos y definiciones, el sistema linealizado descrito por la Ecuación 2.2.3 y la Ecuación 2.30 queda por representado por:

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + Lw \quad (2.33)$$

$$= A\Delta x + \tilde{w}$$

$$\tilde{w} \sim (0, \tilde{Q}), \tilde{Q} = LQL^T \quad (2.34)$$

$$\Delta y = C\Delta x + Mv \quad (2.35)$$

$$= C\Delta x + \tilde{v}$$

$$\tilde{v} \sim (0, \tilde{R}), \tilde{R} = MRM^T \quad (2.36)$$

Mediante una discretización este sistema linealizado se puede llevar a la forma descrita por la Ecuación 2.15 y la Ecuación 2.16, y luego se puede aplicar el Filtro de Kalman para estimar las desviaciones Δx de forma análoga a la descrita para el sistema lineal, es decir, construyendo primero una estimación *a priori*⁶:

⁶El paso de tiempo continuo a tiempo discreto aquí se omite, no obstante no debiese ser relevante para propósitos descriptivos

$$\Delta \hat{x}_k^- = F_{k-1} \Delta \hat{x}_{k-1}^+ \quad (2.37)$$

Y luego una estimación *a posteriori*:

$$\Delta \hat{x}_k^+ = \Delta \hat{x}_k^- + K_k (\Delta y_k - H_k \Delta \hat{x}_k^-) \quad (2.38)$$

Si se conoce el estado de referencia x_k^0 , entonces se puede construir una estimación del estado x como:

$$\hat{x}_k = x_k^0 + \Delta \hat{x}_k^+ \quad (2.39)$$

El problema es que dicho estado de referencia puede ser totalmente incierto. La idea fundamental del Filtro Extendido de Kalman (EKF) es considerar el estado de referencia x_k^0 justamente como la estimación del estado. Para obtener el algoritmo del EKF en tiempo discreto, se debe considerar el siguiente sistema:

$$x_k = f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}, w_{k-1}) \quad (2.40)$$

$$y_k = h_k(x_k, v_k) \quad (2.41)$$

$$w_k \sim (0, Q_k) \quad (2.42)$$

$$v_k \sim (0, R_k) \quad (2.43)$$

Luego, se linealiza la Ecuación 2.40 en torno a $x_{k-1} = \hat{x}_{k-1}^+$ y $w_{k-1} = 0$. La Ecuación 2.41 se linealiza en torno a $x_k = \hat{x}_k^-$ y $v_k = 0$. Combinando las ecuaciones resultantes y siguiendo la misma lógica antes presentada para el sistema en tiempo continuo, se puede expresar como un sistema lineal y luego aplicar el Filtro de Kalman. A continuación se muestra el algoritmo que resulta finalmente para el EKF:

1. El algoritmo se inicializa eligiendo la mejor estimación posible del estado \hat{x}_0^+ y la matriz de covarianzas P_0^+ . Luego, en cada instante $k \geq 2$ se deben seguir los siguientes pasos:
2. Calcular las derivadas parciales:

$$F_{k-1} = \left. \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \right|_{\hat{x}_{k-1}^+} \quad (2.44)$$

$$L_{k-1} = \left. \frac{\partial f_{k-1}}{\partial w} \right|_{\hat{x}_{k-1}^+} \quad (2.45)$$

3. Actualizar *a priori* la estimación del estado y la matriz de covarianzas:

$$\hat{x}_k^- = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}^+, u_{k-1}, 0) \quad (2.46)$$

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1}^T + L_{k-1} Q_{k-1} L_{k-1}^T \quad (2.47)$$

4. Calcular las derivadas parciales:

$$H_k = \left. \frac{\partial h_k}{\partial x} \right|_{\hat{x}_k^-} \quad (2.48)$$

$$M_k = \left. \frac{\partial h_k}{\partial v} \right|_{\hat{x}_k^-} \quad (2.49)$$

5. Calcular la ganancia del filtro K_k como:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + M_k R_k M_k^T)^{-1} \quad (2.50)$$

6. Actualizar *a posteriori* el estado \hat{x}_k^+ :

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k [y_k - h_k(\hat{x}_k^-, 0)] \quad (2.51)$$

7. Actualizar *a posteriori* la matriz de covarianzas P_k^+ :

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (2.52)$$

En el caso del Filtro de Kalman, la estimación del estado es óptima en presencia de ruido blanco, de media cero y no correlacionado; la estimación del estado es óptima en el sentido que minimiza la varianza del error de estimación. En el caso del EKF, tal propiedad se pierde desde el momento que la estimación es óptima para el sistema linealizado alrededor de la última estimación, el cual representa una aproximación del sistema real.

2.2.4. Seguimiento de error

En la aplicación práctica de estrategias de Control Predictivo, siempre existen efectos no considerados en la modelación, supuestos parcialmente ciertos, o bien perturbaciones no medibles. Todas estas causantes llevan a que la predicción de la salida de la planta sea una aproximación de la salida real. Un primer efecto de lo anterior es la pérdida de la calidad de control, por cuanto la señal de control es optimizada para un proceso que es aproximadamente representado por el modelo interno de la planta. Peor aún, si la ganancia estática de la planta no es igual a la del modelo interno, entonces la respuesta en lazo cerrado presentará cierto error permanente. Por todo esto, cualquier aplicación industrial de una estrategia de NMPC (y MPC en general) debe considerar que la predicción de la salida \tilde{y} nunca será exactamente igual a la salida real y .

Para efectos prácticos, se puede asumir que los errores de predicción son causados totalmente por una perturbación no medible, independiente de las causas reales. Si esta perturbación es de media cero, entonces la estimación de estado vía Filtro de Kalman puede recoger el error de predicción en el modelamiento del ruido del proceso. Sin embargo, si la perturbación es de media distinta de cero o “persistente”, entonces se requiere de algún otro método para compensar su efecto y lograr así una respuesta en lazo cerrado con error permanente nulo.

En la literatura se han propuesto distintos métodos para eliminar el error permanente ante errores en la predicción de la salida. Un primer método consiste en estimar la perturbación

eY , en cada intervalo de control, comparando la última predicción de la salida con la salida observada (ver Capítulo 5 de [43], además de [34] y [44]):

$$eY(k) = y(k) - \tilde{y}(k|k-1) \quad (2.53)$$

Luego, en el cálculo de la señal de control óptima se corrige la predicción de la salida con la estimación de la perturbación. Se asume que la perturbación se mantiene constante en el horizonte de predicción:

$$\tilde{y}(k+i|k) = h(\tilde{x}_{k+i|k}, u_{k+i|k}) + eY(k), \forall i \in [1, T_P] \quad (2.54)$$

En donde \tilde{x} representa la predicción del estado de la planta.

Un segundo método propuesto consiste en hacer una estimación dinámica de la perturbación, por medio de una integración del error de trayectoria:

$$\frac{d(eY)}{dt}(t) = K \cdot e(t) \quad (2.55)$$

En donde el error de trayectoria e se define como la diferencia entre la trayectoria de referencia y la salida de la planta:

$$e(t) = y(t) - y_r(t) \quad (2.56)$$

Lo que en un sistema discreto se traduce en que la estimación de la perturbación se actualiza como:

$$eY(k) = eY(k-1) + K \cdot e(k) \quad (2.57)$$

Y luego, la predicción de la salida se corrige por la estimación de la perturbación a través de la Ecuación 2.54, es decir, asumiendo que se mantiene constante en el horizonte de predicción. Una extensión de este método consiste en reemplazar la ganancia K por una función no-lineal del error de trayectoria e [37].

Un tercer método consiste en modelar explícitamente la perturbación como una variable de estado del proceso, aumentando el vector de estado x [45], [46]. Luego, a través del estimador de estado es posible estimar, junto con el estado, la perturbación no medible. De esta forma, en la predicción de la salida a través del modelo interno de la planta, se consideran tanto la estimación de la perturbación como la evolución de ésta en el horizonte de predicción. Este método es el que incorpora de forma más realista el efecto de la perturbación en la resolución del problema de optimización del controlador MPC, siempre y cuando se cuente con un modelo de la planta que incluya el efecto de todas las perturbaciones a las que está expuesta.

Una ventaja del primer método por sobre los otros dos es su simplicidad, y es suficiente para errores de predicción relativamente pequeños [37], [43]. La ventaja del segundo método por sobre el primero radica en que el segundo es capaz de eliminar el error permanente ante errores

de predicción mayores. La desventaja del segundo método es que el grado de corrección de la predicción no depende del nivel de error de predicción, sino solamente del error de trayectoria y, por lo tanto, se pierde el sentido de optimalidad característico de las estrategias MPC. Por su parte, la calidad del tercer método está condicionado a la calidad del modelo de la planta que incluye el efecto de la perturbación. Adicionalmente, el tercer método está sujeto a la observabilidad del sistema habiendo aumentado su vector de estados.

Capítulo 3

Modelamiento de la Planta Experimental

La aplicación práctica de cualquier estrategia de control predictivo a un proceso real, requiere del desarrollo previo de algún modelo matemático que sea capaz de predecir la respuesta de la planta, al menos en forma aproximada. Dependiendo de si las ecuaciones que gobiernan el proceso son conocidas o no, así como si éstas son demasiado complejas, se identifican dos tipos de modelos que pueden ser desarrollados: modelos empíricos (o de caja negra) y modelos fenomenológicos (o de caja blanca).

Los modelos de caja negra se basan en mediciones de las señales de entrada y salida de la planta real, las cuales ajustan una determinada estructura mediante alguna técnica de identificación de sistemas. Estos modelos pueden ser tanto lineales como no-lineales, y han sido exitosamente utilizados en muchas aplicaciones de MPC. Se prefiere el uso de estos modelos cuando se desconoce las ecuaciones que describen el comportamiento del proceso, o bien éstas son tan complejas que en la práctica es muy difícil determinarlas completamente. Una dificultad inherente al uso de este tipo de modelos, particularmente en el caso no-lineal, es la decisión de cuál estructura utilizar [37].

Los modelos fenomenológicos, en cambio, se construyen a partir del conocimiento de los principios físicos que gobiernan la dinámica del proceso en cuestión. Este tipo de modelamiento supone, por lo tanto, conocer exactamente las ecuaciones que derivan de la aplicación de las leyes de la física sobre el sistema. Una ventaja que en general tienen los modelos fenomenológico con respecto a los modelos tipo caja negra, es que los primeros pueden ser válidos en condiciones donde la planta no ha sido observada, mientras que la validez de los segundos está limitada al rango de las mediciones que se hayan hecho sobre el proceso. Además, en el caso de los modelos fenomenológicos la formulación en variables de estado es natural, mientras que en el caso de los modelos tipo caja negra, en general, depende de las mediciones de la planta a las que se tenga acceso.

En este capítulo se desarrolla un modelo fenomenológico de la planta de pruebas. La Figura 3.1 muestra un diagrama de bloques de la CMH de laboratorio. Las entradas son la posición de referencia de la válvula pos_{ref} y el ciclo de trabajo del chopper α . Las salidas son la tensión fase neutro V_{fn} y la velocidad mecánica ω del eje del generador. La potencia de la carga P_L se

modela como una perturbación medible ya que, si bien se puede manipular, se entiende que en un ambiente real no se tiene control sobre ella. Para obtener el modelo completo de la planta de pruebas, en las próximas secciones se desarrollan por separado los modelos fenomenológicos del circuito hidráulico, la turbina Pelton y el generador sincrónico.

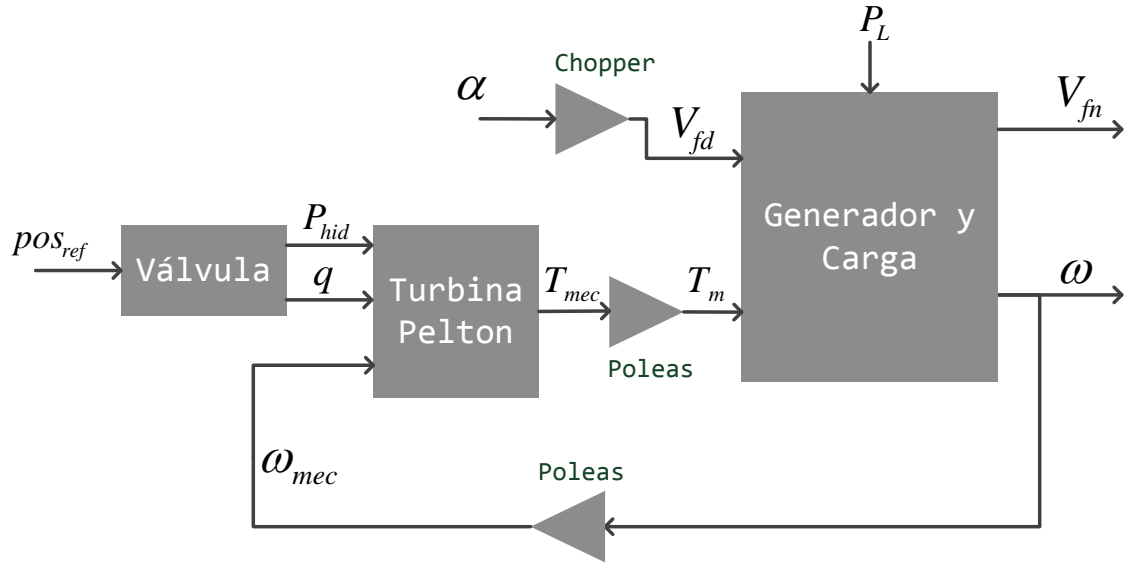


Figura 3.1: Diagrama de bloques modelo de la planta de pruebas

3.1. Circuito hidráulico

A diferencia de una CMH real, en donde una tubería de presión alimenta la admisión de la turbina, en la central de laboratorio el agua es impulsada a la turbina mediante una bomba centrífuga [3]. En las próximas dos secciones se modela el circuito hidráulico tanto de la CMH de laboratorio, así como el de una CMH similar pero en un ambiente real tipo. Como será visto, la característica de régimen permanente de las tuberías de presión es bien representada en la planta experimental, no así su comportamiento transitorio. Para el desarrollo del resto de esta tesis solamente será utilizado el modelo de la planta de pruebas experimental.

3.1.1. Columna de agua simulada

Considérese el estanque de agua abierto de la Figura 3.2, de la aplicación de la ecuación de Bernoulli en el fondo del estanque y en el chorro en la base de éste (puntos 2 y 3), y asumiendo que la velocidad en el fondo es despreciable con respecto a la velocidad del chorro, se concluye que la velocidad de salida del agua es proporcional a la raíz cuadrada de la diferencia de presión entre ambos puntos.

$$u_{chorro} = \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} \quad (3.1)$$

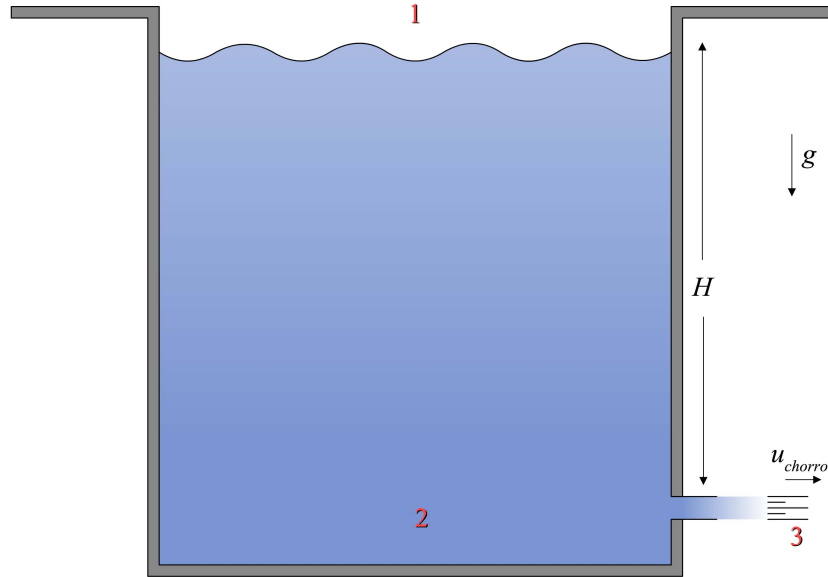


Figura 3.2: Analogía entre circuito hidráulico de la planta de pruebas y un estanque de agua

Si luego se aplica la ecuación de Bernoulli en la superficie del agua (punto 1) y en el fondo del estanque (punto 2), entonces resulta que la diferencia de presión entre el fondo y la superficie del agua es constante e igual a la presión hidroestática.

$$\Delta p = \rho gH \quad (3.2)$$

El sistema que impulsa el agua en la CMH de laboratorio desarrollado en [3], y que fue descrito en la Sección 2.1.4, en condiciones ideales es análogo a la representación de un estanque con un orificio pequeño en su base como el de la Figura 3.2. En efecto, si se desprecia la velocidad del agua inmediatamente antes de la válvula aguja con respecto a la velocidad del chorro (puntos 1 y 2 de la Figura 3.3), entonces de la aplicación de la ecuación de Bernoulli entre estos dos puntos, se puede concluir que la velocidad del chorro depende de la raíz cuadrada de la diferencia de presión entre ellos, como en la Ecuación 3.3. Adicionalmente, el control de lazo cerrado de la bomba permite mantener una diferencia de presión constante aguas arriba de la válvula aguja, independiente de la condición de operación del resto de la central. De esta manera, se obtienen condiciones similares a las expresadas por las Ecuaciones 3.1 y 3.2, demostrándose así que el comportamiento hidráulico de la CMH de laboratorio y del estanque de agua son análogos. Cabe mencionar que en ningún caso se han considerado las pérdidas de presión por fricción en la válvula que, de todas maneras, en las válvulas de este tipo son generalmente pequeñas [47].

$$\underbrace{u_{\text{chorro}}^2 - u_1^2}_{\approx u_{\text{chorro}}^2} = \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta p} \quad (3.3)$$

De las Ecuaciones 3.1 y 3.2 resulta que la velocidad del chorro es constante y proporcional a la raíz cuadrada de la diferencia de altura con la superficie H (cota). Además, el caudal del chorro es proporcional a la sección transversal de salida (apertura) por la velocidad. Por lo tanto, el

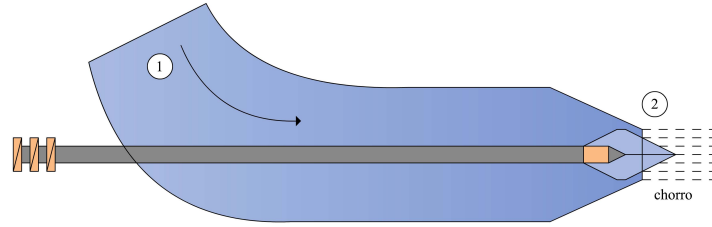


Figura 3.3: Diagrama de la válvula aguja

caudal es función de la apertura de salida, que a su vez es función de la posición de la válvula, y de la altura que está determinada por la presión que está manteniendo el lazo de control de la bomba. De esta forma, en condiciones de altura constante, el caudal es función de la apertura de la válvula $a(pos)$, como se muestra en la Ecuación 3.4.

$$q(pos) = a(pos) \cdot \sqrt{2gH} \quad (3.4)$$

De la mecánica de fluidos se conoce además que la potencia hidráulica es proporcional al caudal y a la altura como en la Ecuación 3.5. Además, de la geometría de la válvula aguja se sabe que la posición del vástago pos en mm y la apertura de salida $a(pos)$ en mm^2 están relacionadas por la fórmula de la Ecuación 3.6 [3]. Así, la potencia hidráulica disponible en la admisión de la turbina queda determinada por las Ecuaciones 3.4, 3.5 y 3.6.

$$P_{hid} = \rho gH \cdot q(pos) \quad (3.5)$$

$$a(pos) = \pi \cdot 1,225^2 \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{pos}{29,8}\right)^2\right) \quad (3.6)$$

Por otra parte, el accionamiento de la válvula es a través de un motor stepper que se mueve a velocidad constante vel (las aceleraciones son despreciables), y un potenciómetro mide la posición pos de la válvula y retroalimenta un controlador local que mueve la válvula, en la dirección correspondiente, hasta alcanzar la posición de referencia pos_{ref} , como se muestra en la Figura 3.4.

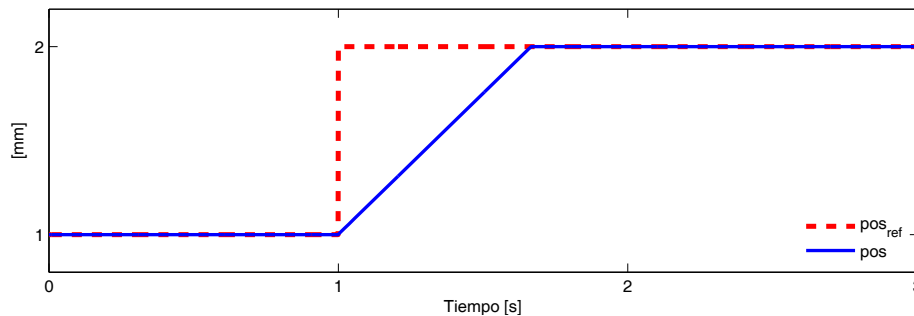


Figura 3.4: Accionamiento de la válvula aguja

De esta manera, el movimiento de la válvula queda representado por la Ecuación 3.7.

$$\frac{d(pos)}{dt} = vel \cdot signo(pos_{ref} - pos) \quad (3.7)$$

Las Ecuaciones 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7 determinan completamente la dinámica del circuito hidráulico de la planta de pruebas.

3.1.2. Tubería de presión Real

En las CMH instaladas en un ambiente real, una tubería de presión conduce el agua desde la cámara de carga hasta la admisión de la turbina, como se muestra en la Figura 3.5. A lo largo de la tubería de presión, la energía potencial gravitatoria del agua se transforma en energía de presión y energía cinética.

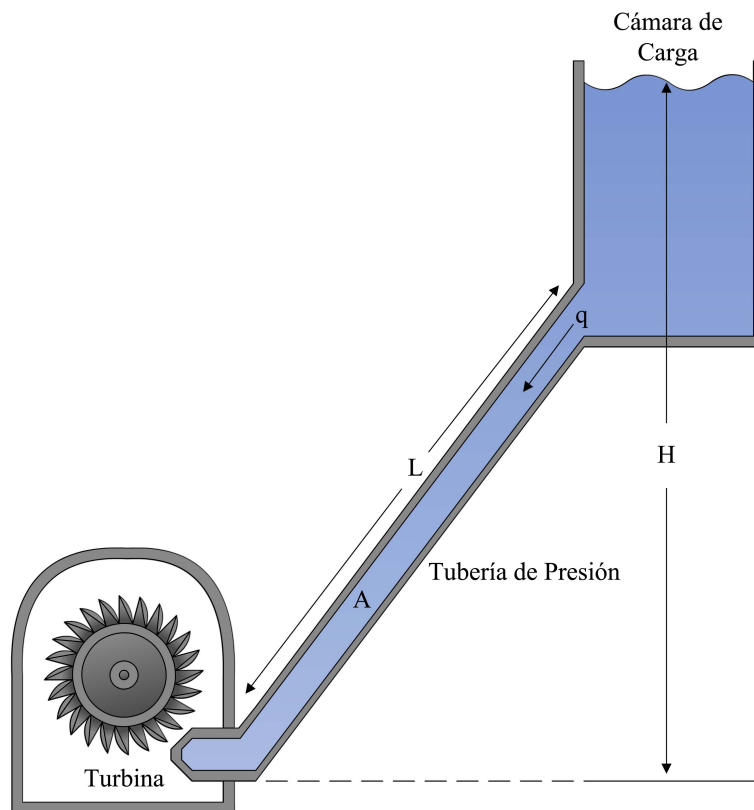


Figura 3.5: Circuito hidráulico en una Central Micro-Hidráulica real

A diferencia del estanque de la Figura 3.2, en la tubería de presión no se puede despreciar la velocidad del agua al interior de ésta y, por lo tanto, la velocidad del chorro de agua no es constante e igual a $\sqrt{2gH}$ si el caudal q es variable. De hecho, por continuidad el caudal y la velocidad del agua al interior de la tubería son proporcionales.

A continuación, se desarrolla un modelo de la dinámica del circuito hidráulico de la Figura 3.5, cuando se asumen los siguientes supuestos:

1. El agua es incompresible y las paredes de la tubería son inelásticas.

2. La diferencia de altura H entre la turbina y la superficie del agua en la cámara de carga es constante.
3. La resistencia hidráulica (pérdidas de carga por fricción) es despreciable.

El primer supuesto implica que el modelo no considera la propagación de ondas de presión a lo largo del circuito hidráulico, lo cual es razonablemente cierto para tuberías de presión relativamente cortas, considerando que la velocidad de propagación de estas ondas es cercana a los 1.200 m/s (velocidad del sonido en el agua) [23]. El segundo supuesto es equivalente a asumir que la capacidad de la cámara de carga es muy grande y, por lo tanto, la altura permanece constante independiente de los caudales de entrada y salida. Si se considera una cámara de carga con capacidad reducida, entonces se debe considerar la altura como una variable de estado del sistema en vez de un parámetro.

La aceleración de la columna de agua contenida en la tubería de presión, es determinada por la aplicación de la segunda Ley de Newton [25], [26]:

$$(\rho LA) \frac{du}{dt} = -A(\rho gh - \rho gH) \quad (3.8)$$

Los términos ρgh y ρgH corresponden a la presión en la admisión de la turbina y la presión estática de la columna de agua, respectivamente, expresadas en función de la altura hidráulica (h y H en *metros columna de agua*). Luego, simplificando y aplicando continuidad, la dependencia entre la variación de caudal y la altura queda determinada por la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{dq}{dt} = \left(\frac{gA}{L}\right)(H - h) \quad (3.9)$$

Por otra parte, de la ecuación de Bernoulli se conoce que si se desprecian las pérdidas de carga, la velocidad de salida del chorro depende de la raíz cuadrada de la altura hidráulica (notar que ahora la altura hidráulica h no es constante)¹.

$$u_{\text{chorro}} = \sqrt{2gh} \quad (3.10)$$

Y por continuidad:

$$q = G\sqrt{2gh} \quad (3.11)$$

En donde G es la apertura de la válvula. Las Ecuaciones 3.9 y 3.11 describen completamente la dinámica de la tubería de presión. Es sabido además que la potencia hidráulica puede ser expresada como:

$$P_{\text{hid}} = \rho ghq \quad (3.12)$$

¹Esta expresión no es válida en turbinas de reacción ya que en ellas que hay una transformación directa de energía de presión en energía mecánica, y la Ecuación 3.10 supone conservación de la energía.

La Figura 3.6 muestra una comparación entre las respuestas ante un escalón en la referencia de posición de los modelos de la planta de pruebas experimental versus la tubería de presión de real. Se ha supuesto que en ambos casos las válvulas de aguja son las mismas, así como el accionamiento de éstas. También se utilizaron las dimensiones de la tubería de presión mostradas en la Tabla 3.1, buscando representar un caso tipo de la planta de pruebas experimental en un ambiente real, en donde la sección transversal corresponde al de la tubería de PVC de la planta experimental, así como la altura es la de diseño de la misma.

Tabla 3.1: Dimensiones de la CMH real tipo

L	60 m
A	35,27 cm ²
H	38 m

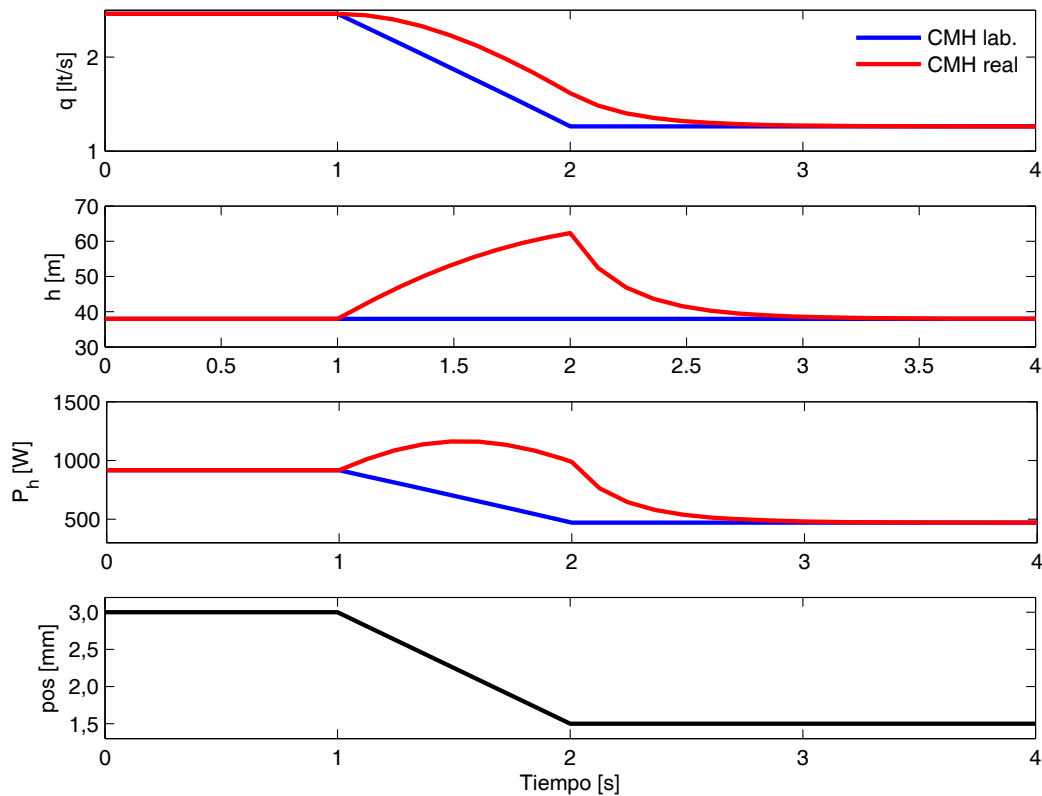


Figura 3.6: Respuesta ante escalón de posición de referencia, de los circuito hidráulicos de la planta de pruebas y de una CMH real

De la Figura 3.6 se puede observar que el comportamiento en régimen permanente de ambos modelos es el mismo. Sin embargo, se observa que la planta experimental no reproduce el comportamiento transitorio del agua, determinado por la acoplamiento dinámico de la presión y el caudal, y que ante el cierre brusco de la válvula genera una sobrepresión en la admisión de

la turbina, conocida como *golpe de ariete inelástico*².

El golpe de ariete representa una dificultad a los sistemas de control de frecuencia de las centrales hidroeléctricas, por cuanto se produce un efecto transitorio contrario al deseado en la potencia hidráulica. Por ejemplo, si se rechaza carga eléctrica por medio de disminuir la potencia hidráulica (cierre de la válvula), tal como se ve en la Figura 3.6, transitoriamente se produce una potencia hidráulica superior al valor inicial, para luego estabilizarse en un valor menor a éste. Se produce el efecto contrario durante una toma de carga, esto es, transitoriamente la potencia hidráulica es menor a la inicial ante una apertura brusca de la válvula, para luego estabilizarse en un valor mayor al inicial. En la teoría de sistemas lineales estos sistemas se conocen como *sistemas de fase no mínima*, y su representación en función de transferencia se caracteriza por contener ceros en el lado derecho del plano complejo. En efecto, la Ecuación 3.13 muestra la representación en función de transferencia de una tubería de presión, considerando como entrada la apertura de la válvula y como salida la potencia hidráulica, en donde T_W representa la constante de tiempo del agua en cierto punto de operación, y se define como en la Ecuación 3.14. Típicamente, esta constante adopta valores de entre 0,5 s y 4,0 s para grandes centrales hidroeléctricas (ver [23] Sección 9.1.1). En el caso de una CMH modelada por las Ecuaciones 3.9 y 3.11, y con las dimensiones de la Tabla 3.1, si además se considera como caudal máximo el nominal de la planta de laboratorio mostrado en la Tabla 2.2, la constante T_W es igual a 0,23 s.

$$\frac{\Delta P_h}{\Delta G} = \frac{1 - T_W \cdot S}{1 + \frac{1}{2}T_W \cdot S} \quad (3.13)$$

$$T_W = \frac{Lu_0}{gH} \quad (3.14)$$

3.2. Turbina Pelton

De la sección anterior se sabe que la potencia hidráulica P_{hid} disponible en la admisión de la turbina es proporcional al caudal por la altura como en la Ecuación 3.15, en donde hemos considerado que la altura hidráulica es constante e igual a H , lo cual como vimos en la Sección 2.1.4, se cumple gracias al control de lazo cerrado de presión.

$$P_{hid} = \rho g H q \quad (3.15)$$

En general, una turbina es una máquina que transforma la potencia hidráulica P_{hid} en potencia mecánica P_{mec} . Como no es posible transformar toda la potencia hidráulica en potencia mecánica, en la práctica existen pérdidas de potencia que corresponden a la cantidad no aprovechada de P_{hid} . Luego, cualquier turbina se puede modelar como en la Ecuación 3.16, y dado que la potencia hidráulica es como en la Ecuación 3.15, el modelo queda completamente determinado si se conoce la forma de las pérdidas P_{perd} .

²En esta formulación se agrega el término inelástico para no confundir con la sobrepresión producida además por sobreposición de ondas de presión reflejadas, dada la compresibilidad del agua y/o la elasticidad de las paredes, en cuyo caso se le denomina golpe de ariete elástico.

$$P_{mec} = P_{hid} - P_{perd} \quad (3.16)$$

En el caso de las turbinas Pelton, la transferencia de energía en el choque del chorro de agua con las cazoletas del rodete depende fuertemente de la velocidad relativa entre ambos, y se maximiza cuando la velocidad tangencial de las cazoletas es la mitad de la velocidad del chorro [47]. Por esta razón, en el modelamiento de las pérdidas de las turbinas Pelton, se suele considerar la variación de la velocidad respecto de la velocidad nominal como en [25]. Por otra parte, a velocidad de giro constante, las pérdidas varían con el caudal al cual se está operando [25], [26]. En general, para los estudios dinámicos de sistemas eléctricos de potencia se toman en cuenta estas dos consideraciones, o alguna de ellas, para el modelamiento de las turbinas Pelton. Una representación más precisa de la eficiencia de la turbina requeriría de una gran cantidad de mediciones, en distintos puntos de operación, lo cual generalmente no está disponible.

Para el modelamiento de la turbina Pelton de la planta de pruebas experimental, no se considera el efecto de la velocidad en la eficiencia y sí se considera dependencia de ésta con el caudal de operación³. Así, las pérdidas P_{perd} se modelan como una función cuadrática del caudal, como se muestra en la Ecuación 3.17..

$$P_{perd}(q) = c_0 + c_1q + c_2q^2 \quad (3.17)$$

Luego, el torque mecánico resultante (par motor) de la turbina es como en la Ecuación 3.18, en donde ω_{mec} es la velocidad angular del eje de la misma.

$$T_{mec} = \frac{P_{hid} - (c_0 + c_1 \cdot q + c_2 \cdot q^2)}{\omega_{mec}} \quad (3.18)$$

El torque T_{mec} en eje de la turbina y el torque T_m en eje del generador están relacionados por la razón de vueltas de las poleas. Así, el torque mecánico en el eje del generador se puede expresar como en la Ecuación 3.19 en donde ω es la velocidad angular del eje del generador.

$$T_m = \frac{P_{hid} - (c_0 + c_1 \cdot q + c_2 \cdot q^2)}{\omega} \quad (3.19)$$

3.3. Generador Sincrónico

Históricamente, el modelamiento de la máquina sincrónica ha significado un desafío importante, y recurrente, en el ámbito de la ingeniería de potencia, principalmente por el uso masivo que se le ha dado a esta máquina, siendo por lejos la más utilizada para generación de energía eléctrica. El estudio de los sistemas eléctricos de potencia (SEP) ha motivado el desarrollo de modelos matemáticos que describen el comportamiento de la máquina sincrónica. En este ámbito, existen distintos modelos dependiendo del alcance del estudio para los cuales han sido pensados, pudiéndose agrupar de la siguiente forma:

³El efecto de la velocidad sí se considera en el modelamiento de pérdidas adicionales (fricción) como será visto en la Sección 3.4

1. *Modelos cuasi-estáticos*: modelos simples que describen el comportamiento eléctrico de la máquina síncrona en condiciones de régimen permanente, comúnmente usados en flujos de potencia y regulación de tensión en SEP.
2. *Modelos dinámicos simplificados*: se utilizan usualmente en el cálculo aproximado de las corrientes de cortocircuito, y se basan en la respuesta de la corriente de fase de la máquina síncrona ante un cortocircuito trifásico abrupto en sus bornes, la cual se puede separar en las siguientes componentes⁴: permanente, transitoria, y subtransitoria. De esta manera, la respuesta de la máquina se aproxima por la componente predominante, en el intervalo de tiempo de interés correspondiente. Además, se suelen utilizar para encontrar solamente los valores iniciales de estas corrientes y no la forma en el tiempo de las mismas, por lo que estos modelos son descritos por ecuaciones algebraicas al igual que los modelos cuasi-estacionarios.
3. *Modelos dinámicos*: describen completamente el comportamiento electromagnético y mecánico de la máquina síncrona, tanto en régimen permanente como transitorio. Estos modelos se formulan como un sistema de ecuaciones diferenciales, a partir del cual se puede construir los dos modelos anteriores, en las condiciones particulares correspondientes.

En este trabajo de tesis se desarrolla un modelo dinámico del generador síncrono de la CMH de laboratorio utilizada como planta de pruebas. Para ello, a continuación se describe la formulación general del modelo y, posteriormente, se realizan las adecuaciones particulares para representar correctamente el comportamiento dinámico de la máquina a modelar.

Para la siguiente sección, se ha de considerar una máquina síncrona de polos salientes, cuya representación electromagnética se muestra en el diagrama de la Figura 3.7. El estator aloja los tres enrollados de armadura a , b y c ; mientras que en el rotor se ubica el enrollado de campo en el llamado eje magnético d (eje directo). La inducción de corrientes en el núcleo magnético del rotor en condiciones de deslizamiento no nulo se modelan a través de los enrollados amortiguadores kd y kq , ubicados en los ejes d y q (eje en cuadratura), respectivamente [23], [30]. La nomenclatura y convenciones de signos de las variables eléctricas y magnéticas, utilizadas para la presente y las siguientes secciones, corresponden a las usadas en [23].

Se hacen los siguientes supuestos en el desarrollo del modelo dinámico de la máquina síncrona:

1. No se consideran la saturación y la histéresis presentes en el núcleo magnético de la máquina.
2. La inductancias propias y mutuas del rotor no varían con la posición de éste.
3. Las inductancias propias y mutuas del estator varían sinusoidalmente con la posición del rotor.
4. Los flujos magnéticos producidos por las corrientes en todos los enrollados son sinusoidales a lo largo del entrehierro.

⁴Se mencionan solamente las componentes alternas de frecuencia fundamental, no obstante existe también la componente unidireccional y la de doble frecuencia

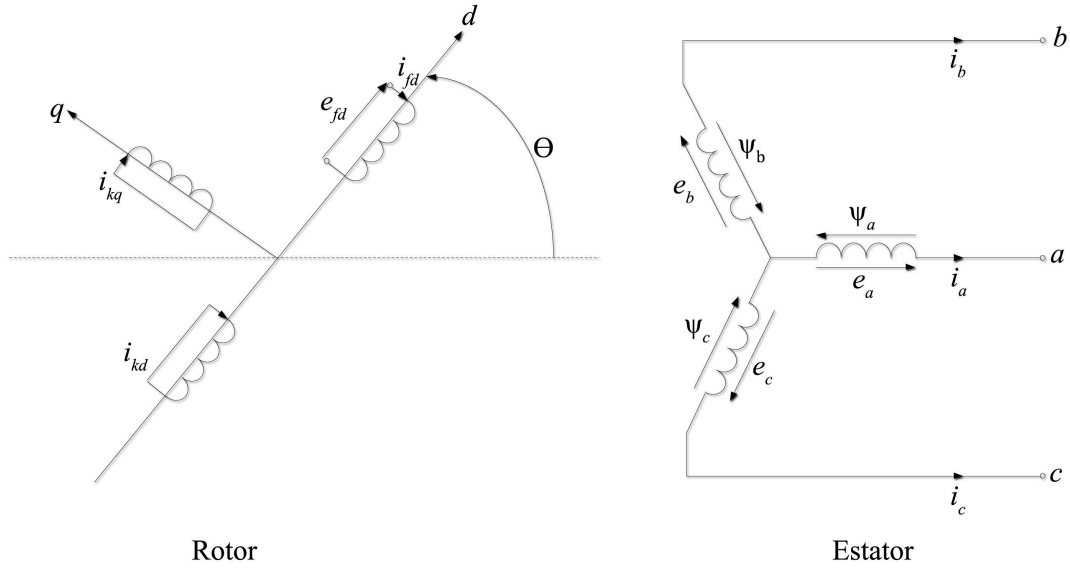


Figura 3.7: Representación electromagnética del generador sincrónico

El primer supuesto implica que la relación entre la corriente y el flujo magnético es lineal (inductancias no depende de la corriente), y no existen pérdidas de potencia en el núcleo magnético por histéresis. No obstante para la descripción del modelo general no se consideran estos fenómenos, en la Sección 3.3.3 se incluirá el efecto de la saturación magnética en el modelo de la máquina, y en la Sección 3.4 se modelarán las pérdidas de potencia en el hierro.

En el segundo supuesto está implícito que las ranuras de los enrollados de armadura no son considerables en la reluctancia del camino magnético del estator. En la práctica, las ranuras del estator producen un torque pulsante por reluctancia conocido como *cogging torque*, el cual de hecho se aprecia en el generador de la CMH de laboratorio, y cuyo efecto se desprecia por escapar del alcance de este trabajo.

El tercer supuesto es aproximadamente cierto, dado que en la realidad existen componentes armónicas usualmente despreciables. Por último, el cuarto supuesto es bastante cierto para el caso de los enrollados de armadura, puesto que éstos se constituyen de varias espiras distribuidas sinusoidalmente. En el caso del enrollado de campo, ocurre lo mismo en las máquinas de rotor cilíndrico, no así en las de polos salientes en que el flujo magnético se distribuye más bien en forma trapezoidal a lo largo del entrehierro [23]. No obstante lo anterior, por simplicidad solamente se considera la componente fundamental del campo magnético de todos los enrollados.

La formulación del modelo en se hace planteando las ecuaciones de los circuitos magnéticos y eléctricos de todos los 6 enrollados de la Figura 3.7. En el caso del enrollado de la fase *a*, las ecuaciones de tensión y enlace de flujo magnético son como en Ecuaciones 3.20 y 3.21, respectivamente, siendo similares para las fases *b* y *c*.

$$e_a = \frac{d\psi_a}{dt} - R_a i_a \quad (3.20)$$

$$\psi_a = -l_{aa} i_a - l_{ab} i_b - l_{ac} i_c + l_{afd} i_{fd} + l_{akd} i_{kd} + l_{akq} i_{kq} \quad (3.21)$$

Notar que en la Ecuación 3.21 la inductancia propia l_{aa} y las inductancias mutuas l_{ab} , l_{ac} , l_{afd} , l_{akd} y l_{akq} ; varían sinusoidalmente con la posición del rotor θ (tercer supuesto).

Por otra parte, las ecuaciones de tensión de los tres enrollados del rotor son como las Ecuaciones 3.22, 3.23 y 3.24.

$$e_{fd} = \frac{d\psi_{fd}}{dt} + R_{fd} i_{fd} \quad (3.22)$$

$$0 = \frac{d\psi_{kd}}{dt} + R_{kd} i_{kd} \quad (3.23)$$

$$0 = \frac{d\psi_{kq}}{dt} + R_{kq} i_{kq} \quad (3.24)$$

Y las ecuaciones de enlace de flujo de los tres enrollados del rotor son como las Ecuaciones 3.25, 3.26 y 3.27.

$$\psi_{fd} = L_{ffd} i_{fd} + L_{fkd} i_{kd} - l_{afd} i_a - l_{bfd} i_b - l_{cfd} i_c \quad (3.25)$$

$$\psi_{kd} = L_{kkd} i_{kd} + L_{fkd} i_{fd} - l_{akd} i_a - l_{bkd} i_b - l_{ckd} i_c \quad (3.26)$$

$$\psi_{kq} = L_{kkq} i_{kq} + l_{akq} i_a + l_{bkq} i_b + l_{ckq} i_c \quad (3.27)$$

Notar que en el rotor son constantes tanto las inductancias propias L_{ffd} , L_{kkd} y L_{kkq} ; así como la inductancia mutua L_{fkd} (segundo supuesto), mientras que las inductancias mutuas entre el rotor y el estator l_{afd} , l_{akd} y l_{akq} , y las correspondientes a las fases b y c , varían sinusoidalmente con el ángulo θ (tercer supuesto).

Si se conocen todas las inductancias involucradas, las Ecuaciones 3.20 a la 3.27 describen completamente el comportamiento eléctrico de la máquina síncrona vista desde sus bornes, en función del ángulo del rotor θ ⁵. Por otra parte, la variación de la velocidad mecánica ω resulta de la aplicación de la segunda Ley de Newton, como en la Ecuación 3.58, y la relación de ω y θ depende del número de polos como en la Ecuación 3.29. El torque eléctrico T_e se puede calcular a partir de las corrientes y flujos magnéticos de los enrollados de armadura.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \quad (3.28)$$

$$\omega = \frac{2}{p_f} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.29)$$

De esta manera, se obtiene un modelo completo del comportamiento dinámico de la máquina síncrona, tanto eléctrico como mecánico. Sin embargo, la dependencia de las inductancias con la posición del rotor, que a su vez depende del tiempo, hace que el análisis del modelo mostrado sea muy difícil, y su integración numérica requiera de excesivos recursos computacionales, haciéndolo poco práctico para aplicaciones en tiempo real, como lo es el objetivo final de este trabajo. Además, en la práctica no se conocen muchas de las inductancias que forman parte de los parámetros del modelo.

⁵Se omite la forma de las inductancias como función del ángulo θ (ver [23], [30]), aunque resultan de la directa aplicación del tercer supuesto.

Por lo antes mencionado, el modelo descrito se suele utilizar con las variables abc transformadas en variables en los ejes rotatorios $dq0$. De requerirse las formas de onda de las variables abc , se convierten las variables $dq0$ utilizando la correspondiente anti-transformada. En la siguiente sección se muestra el resultado de aplicar la transformación $dq0$ al modelo desarrollado anteriormente, y en la Sección 3.3.2 se hacen simplificaciones a éste de forma tal de ajustarse al modelamiento del generador de la CMH de laboratorio, de acuerdo a los alcances de este trabajo. Finalmente, el efecto de la saturación magnética se incorpora en la Sección 3.3.3.

3.3.1. Modelo general en ejes rotatorios $dq0$

La idea básica es transformar las variables abc (tensiones, corrientes y enlaces de flujo), en variables $dq0$ a través de una matriz de transformación, de forma tal que en términos de estas nuevas variables las inductancias sean invariantes con la posición del rotor θ . Así, el análisis del modelo es mucho más claro y se reduce considerablemente el número de parámetros.

La transformación que logra dichos requisitos se conoce en general como la transformación de Park. En la Ecuación 3.30 se muestra la transformación de las corrientes de fase abc en corrientes en ejes rotatorios $dq0$ ⁶.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

La Figura 3.8 muestra una interpretación física de las corrientes en los ejes $dq0$. La corriente en el eje directo i_d se puede interpretar como la corriente instantánea que circula por un enrollado de armadura ficticio ubicado en el mismo eje d del rotor, es decir, que gira con exactamente la misma velocidad de éste. Análogamente, la corriente i_q se puede interpretar como la corriente instantánea que circula por un enrollado ficticio ubicado 90° en adelante con respecto al eje directo, respecto del sentido de giro. La corriente i_0 corresponde a la corriente de secuencia cero asociado a las componentes simétricas [23]. Las magnitudes de las corrientes i_d , i_q e i_0 deben ser tales que campo magnético instantáneo resultante sea igual al producido por las corrientes i_a , i_b e i_c .

Una propiedad muy útil de la formulación en ejes rotatorios es que en régimen permanente y con carga simétrica y equilibrada, las corrientes i_d e i_q son perfectamente continuas, lo que transformado a coordenadas abc resulta en corrientes de línea sinusoidales trifásicas de amplitud constante y frecuencia fundamental.

A continuación se muestran los resultados de aplicar la matriz de transformación de Ecuación 3.30 a las ecuaciones de tensión y enlace de flujo en coordenadas abc , del modelo formulado anteriormente (se omiten los pasos intermedios del cálculo y la relación exacta entre los parámetros de cada formulación).

⁶Existen varias transformaciones cada una de las cuales verifica distintas propiedades, y se les conoce genéricamente como transformada de Park. La transformación utilizada acá corresponde a la utilizada en [23], no obstante existen otras

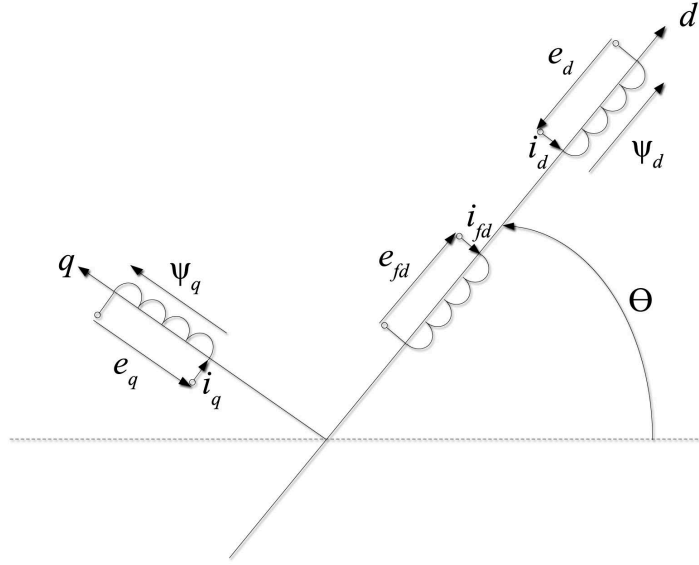


Figura 3.8: Interpretación física de la transformación en ejes rotatorios

Ecuaciones de enlace de flujo del estator

Los enlaces de flujo magnético en coordenadas abc dados por la Ecuación 3.21 y las análogas para las fases b y c , se pueden expresar en términos de los ejes rotatorios $dq\theta$ por medio de la aplicación de la matriz de transformación de Park a los enlaces de flujo y corrientes, resultando las siguientes ecuaciones:

$$\psi_d = -L_d i_d + L_{afd} i_{fd} + L_{akd} i_{kd} \quad (3.31)$$

$$\psi_q = -L_q i_q + L_{akq} i_{kq} \quad (3.32)$$

$$\psi_0 = -L_0 i_0 \quad (3.33)$$

Notar que las inductancias propias del estator L_d , L_q y L_0 , así como las inductancias mutuas entre estator y rotor L_{afd} , L_{akd} y L_{akq} , son todas constantes e invariantes con la posición del rotor.

Ecuaciones de enlace de flujo del rotor

Las ecuaciones de enlace de flujo de los tres enrollados del rotor, mostradas en las Ecuaciones 3.25, 3.26 y 3.27, se pueden expresar en términos de las corrientes en los ejes rotatorios $dq\theta$, como muestran las siguientes ecuaciones:

$$\psi_{fd} = L_{ffd} i_{fd} + L_{fkd} i_{kd} - \frac{3}{2} L_{afd} i_d \quad (3.34)$$

$$\psi_{kd} = L_{kkd} i_{kd} + L_{fkd} i_{fd} - \frac{3}{2} L_{akd} i_d \quad (3.35)$$

$$\psi_{kq} = L_{kkq} i_{kq} - \frac{3}{2} L_{akq} i_q \quad (3.36)$$

Se debe notar que solamente se transforman los enlaces de flujo y las corrientes de los enrollados del estator, y no los del rotor puesto que éstos coinciden geoméricamente con los ejes d y q . Por lo tanto, las inductancias propias y mutuas de los enrollados del rotor L_{ffd} , L_{kkd} , L_{kkq} y L_{fkd} permanecen constantes, mientras que ahora las inductancias mutuas entre el rotor y el estator L_{afd} , L_{akd} y L_{akq} ahora son invariantes con la posición del rotor.

Ecuaciones de tensión

De la transformación en ejes rotatorios $dq\theta$ de las tensiones, enlaces de flujo y corrientes de las fases abc , la Ecuación 3.20 y sus equivalentes para las otras fases, se pueden expresar en términos de estas variables transformadas como en las siguientes ecuaciones:

$$e_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \quad (3.37)$$

$$e_q = \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \quad (3.38)$$

$$e_0 = \frac{d\psi_0}{dt} - R_a i_0 \quad (3.39)$$

Por otra parte, las ecuaciones de tensión de los enrollados del rotor se mantienen iguales que en la formulación en variables abc , como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$e_{fd} = \frac{d\psi_{fd}}{dt} + R_{fd} i_{fd} \quad (3.40)$$

$$0 = \frac{d\psi_{kd}}{dt} + R_{kd} i_{kd} \quad (3.41)$$

$$0 = \frac{d\psi_{kq}}{dt} + R_{kq} i_{kq} \quad (3.42)$$

Las Ecuaciones de tensión 3.37 a la 3.39, junto a las expresiones de los enlaces de flujo de las Ecuaciones 3.31 a la 3.33, describen completamente el comportamiento eléctrico del generador sincrónico en término de las corrientes y tensiones en ejes $dq\theta$, y de la variación de la posición del rotor $\dot{\theta}$.

Torque eléctrico

El acoplamiento de las variables eléctricas con la posición del rotor está dado por la relación entre θ y la velocidad mecánica ω , que a su vez depende del balance entre el torque eléctrico y mecánico en el eje del generador.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \quad (3.43)$$

$$\omega = \frac{2}{p_f} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.44)$$

Se puede demostrar que el torque eléctrico T_e producido por la interacción de los campos magnéticos de rotor y estator se puede expresar en términos de las corrientes y enlaces de

flujo magnético en la armadura en los ejes directo y en cuadratura, como se muestra en la Ecuación 3.45 [23].

$$T_e = \frac{3}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \frac{pf}{2} \quad (3.45)$$

Con las Ecuaciones de la 3.31 a la 3.45 el comportamiento electromagnético y mecánico del generador sincrónico queda completamente modelado, en condiciones arbitrarias, y expresado en término de tensiones y corrientes en los ejes rotatorios $dq0$.

3.3.2. Modelo simplificado

El objetivo del modelamiento del generador sincrónico es contar con un modelo interno de la planta, a través del cual el controlador predictivo sea capaz de estimar la respuesta del sistema, en función de sus entradas, y en las condiciones que son de interés. En consecuencia, es razonable que el modelo de la planta, en particular el del generador, aproxime lo mejor posible el comportamiento real de la planta, en los puntos de operación en que operará el control predictivo, y ante las perturbaciones para las cuales el controlador se desea diseñar. En ese sentido, a continuación se hacen simplificaciones al modelo de la sección anterior, con el objeto de desprestigiar efectos que no son relevantes para la propuesta de control, pero sin dejar de capturar aquellos que sí lo son.

Por otra parte, el modelo de la máquina sincrónica descrito por las Ecuaciones 3.31 a la 3.45, contiene parámetros que en el caso del generador de la planta de pruebas no son conocidos, y su estimación excede los alcances de este trabajo. Por lo tanto, un objetivo de la simplificación es obtener también un modelo dinámico del generador cuyos parámetros sea posible determinar, en forma relativamente sencilla.

Carga simétrica y equilibrada

Si se consideran solamente cargas simétricas y equilibradas, y además se desprestigia cualquier contenido armónico en las corrientes de fase, entonces la corriente de secuencia cero i_0 es nula. Luego, el flujo magnético ψ_0 y la tensión e_0 también son nulos. Con esta simplificación, se reduce en uno el número de estados del modelo del generador sincrónico. Por otra parte, en la práctica si se utiliza sólo cargas simétricas y equilibradas, se puede conocer la corriente de línea de las tres fases, y por tanto las corrientes i_d e i_q , a partir de la medición monofásica de la corriente.

Adicionalmente, en este trabajo se utilizan solamente cargas resistivas puras. De esta forma, la relación entre las corrientes y tensiones de armadura, en ejes dq (en adelante se omite la secuencia cero), es como en las siguientes ecuaciones en donde R es la resistencia de la carga [48].

$$e_d = R \cdot i_d \quad (3.46)$$

$$e_q = R \cdot i_q \quad (3.47)$$

Modelo sin enrollados amortiguadores

En la práctica, los parámetros de los enrollados amortiguadores (inductancias y resistencias) son generalmente desconocidos, como es el caso del generador de la planta de pruebas experimental.

Además, dado que en este caso se trata de una máquina pequeña (3 kVA), es esperable que constructivamente no posea enrollados amortiguadores en la forma de jaula de ardilla, como es el caso de máquinas más grandes, no obstante se pueden inducir corrientes pequeñas en el núcleo magnético del rotor (baja conductividad eléctrica).

Por otra parte, se inducen corrientes en el rotor cuando existe una diferencia entre la velocidad mecánica de éste y la velocidad con que rota el campo magnético producido por las corrientes de armadura. Esto ocurre, por ejemplo, cuando una generador está conectada a una red fuerte, girando a la velocidad sincrónica, y se produce un aumento brusco en la potencia mecánica de entrada. En este caso, la velocidad mecánica del rotor varía necesariamente para aumentar el desfase entre los campos magnéticos de rotor y estator (este último permanece girando a la misma velocidad si la red es fuerte), para luego estabilizarse nuevamente en la velocidad sincrónica. Es durante este transitorio que se inducen corrientes en los enrollados amortiguadores, dependiendo de cuan brusca sea la variación de velocidad, y del camino eléctrico de las corrientes inducidas.

El objetivo de este trabajo de tesis es controlar la velocidad y tensión generada por la CMH de laboratorio, ante variaciones de carga, cuando opera aislada de la red eléctrica. En estas condiciones, no existe una referencia fuerte que imponga un campo magnético rotatorio de estator, ya que las corrientes de armadura son el resultado de la inducción del campo magnético del rotor, por lo que la velocidad con que rota el campo magnético de estator está determinada por la velocidad mecánica del rotor. De todas formas, sí puede existir deslizamiento transitoriamente dada la característica inductiva de la armadura (y eventualmente la carga), pero su efecto es mucho menor.

Por todo lo anterior, se desprecian los enrollados amortiguadores en el modelo del generador sincrónico de la CMH de laboratorio. Así, se reduce en dos el orden del modelo del generador sincrónico.

Modelo sin tensiones por variación de flujo magnético

Los términos $\dot{\psi}_d$ y $\dot{\psi}_q$ de la Ecuación 3.31 y la Ecuación 3.32, corresponden a las tensiones transitorias en la armadura por efecto de variaciones del flujo magnético enlazado por los enrollados en los ejes directo y en cuadratura (notar que estos ejes giran junto con el rotor por lo que la inducción en los enrollados d y q , por efecto de la velocidad del rotor, no está contenida en estos términos sino que en los términos $\psi_q \dot{\theta}$ y $\psi_d \dot{\theta}$). Estas tensiones transitorias aparecen ante una variación brusca en las corrientes de armadura, como por ejemplo inmediatamente después de un cortocircuito, y producen la aparición de componentes alternas de i_d e i_q , es decir, una componente unidireccional en la corriente de fase (en coordenadas abc). Su efecto se suele despreciar en los estudios dinámicos de SEP [23], [4].

En el problema de modelar la respuesta dinámica del generador sincrónico de la CMH de laboratorio, se desprecian las tensiones por variación de flujo magnético. De esta forma, las ecuaciones de tensión de estator pasan a ser ecuaciones algebraicas como en las Ecuaciones 3.48 y 3.49, quedando la Ecuación 3.40 como la única ecuación diferencial del modelo electromagnético.

$$e_d = -\psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \quad (3.48)$$

$$e_q = \psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \quad (3.49)$$

Modelo sin efecto de la corriente de armadura sobre la corriente de campo

El término $3/2 L_{afd}i_d$ en la expresión del enlace de flujo magnético ψ_{fd} en la Ecuación 3.34, representa el acoplamiento magnético de los enrollados de campo y armadura en el eje directo. Más evidente es el efecto sobre este último, contenido en el término $L_{afd}i_{fd}$ de la Ecuación 3.31, el cual representa la tensión inducida en la armadura en régimen permanente.

De las Ecuaciones 3.34 y 3.40 se interpreta que la corriente de campo i_{fd} tiene una componente determinada por la variación de la corriente de armadura i_d . La corriente de armadura i_d es constante en cuanto la corriente de fase contenga solamente componentes de frecuencia fundamental (régimen permanente), y presenta componentes alternas cuando la corriente de fase contiene componentes undireccionales, lo cual se ha despreciado al omitir las tensiones por variación de flujo en los enrollados de armadura. En condiciones transitorias, durante una toma de carga por ejemplo, aun con el supuesto anterior se produce variación de la corriente i_d de frecuencia fundamental, lo cual se traduce en corrientes alternas en el enrollado de campo, pero su magnitud y constantes de tiempo son muy menores.

Por estas razones, se omite el efecto de la corriente de armadura sobre el enrollado de campo en el modelo del generador sincrónico de la CMH de laboratorio. Con esta simplificación, el enrollado de campo se reduce a un circuito RL como el de la Figura 3.9.

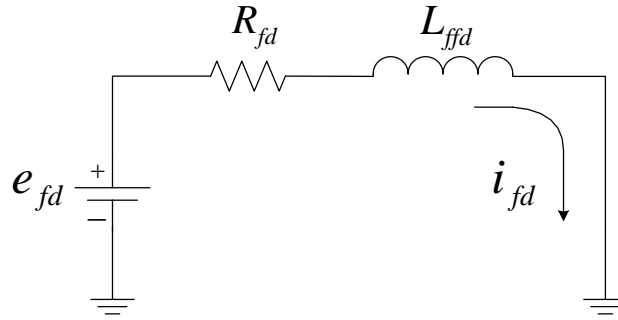


Figura 3.9: Circuito equivalente del enrollado de campo

Resumen modelo simplificado del generador

Con las cuatro simplificaciones realizadas, el modelo electromagnético del generador sincrónico queda representado por las Ecuaciones 3.50 a la 3.56, en donde se han agregado las ecuaciones de la carga resistiva.

$$e_d = -\psi_q \frac{d\theta}{dt} - R_a i_d \quad (3.50)$$

$$e_q = \psi_d \frac{d\theta}{dt} - R_a i_q \quad (3.51)$$

$$\psi_d = -L_d i_d + L_{afd} i_{fd} \quad (3.52)$$

$$\psi_q = -L_q i_q \quad (3.53)$$

$$e_{fd} = L_{ffd} \frac{di_{fd}}{dt} + R_{fd} i_{fd} \quad (3.54)$$

$$e_d = R \cdot i_d \quad (3.55)$$

$$e_q = R \cdot i_q \quad (3.56)$$

Con esto se puede calcular el torque eléctrico como en la Ecuación 3.57, que a su vez está acoplado a la variación del ángulo θ , a través de la ecuación de movimiento (Ecuación 3.58 y Ecuación 3.59).

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \cdot \frac{p_f}{2} \quad (3.57)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \quad (3.58)$$

$$\omega = \frac{2}{p_f} \frac{d\theta}{dt} \quad (3.59)$$

Es preciso notar que las únicas variables dinámicas del sistema de Ecuaciones 3.50 a la 3.59, son la corriente de campo i_{fd} y la velocidad ω (o el ángulo θ si se quiere).

Finalmente, se debe recordar que el modelo electromagnético del generador ha sido formulado en ejes rotatorios dq y, por consiguiente, las variables del estator son una transformación ficticia de las variables reales. Por lo tanto, si se quiere conocer las tensiones, corrientes y flujos magnéticos del estator reales (en coordenadas abc), es necesario aplicar la anti-transformada de Park. No obstante, si se considera carga simétrica y equilibrada, se puede demostrar que el valor efectivo de la tensión fase-neutro se puede expresar a partir de las tensiones en ejes dq como en la Ecuación 3.60. Dado que el control de tensión y frecuencia que se propone en el próximo capítulo no requiere conocer las formas de ondas de la tensión, sino su valor efectivo solamente, en adelante no se utilizan las variables eléctricas en coordenadas abc .

$$V_{fn} = \frac{\sqrt{e_d^2 + e_q^2}}{\sqrt{2}} \quad (3.60)$$

3.3.3. Modelamiento de la saturación magnética

Hasta ahora no se ha considerado el efecto de la saturación en el núcleo magnético del generador sincrónico, suponiéndose siempre que la relación entre la corriente y el flujo magnético por un enrollado es lineal (inductancia constante). No obstante, es sabido que sobre cierto punto el flujo magnético no aumenta en la misma proporción que la corriente, y que las máquinas eléctricas por lo general operan sobre dicho nivel, provocando que las inductancias de los enrollados adquieran distintos valores dependiendo del nivel de corriente. En el caso del generador sincrónico, esto se manifiesta claramente en el cálculo de la inductancia en eje directo L_d , por medio de las curvas de circuito abierto y cortocircuito.

En efecto, en circuito abierto se verifica lo siguiente:

$$i_d, i_q, e_d, \psi_q = 0 \quad (3.61)$$

$$e_d = \underbrace{L_{afd} i_{fd}}_{\psi_d} \dot{\theta} \quad (3.62)$$

Mientras que en cortocircuito, despreciando la resistencia de armadura R_a , se obtiene:

$$e_d, e_q, i_q, \psi_d, \psi_q = 0 \quad (3.63)$$

$$L_d i_d = L_{afd} i_{fd} \quad (3.64)$$

De lo anterior se concluye que L_d se puede calcular como la Ecuación 3.65, en donde se han agregado el subíndice θ , para indicar que la frecuencia corresponde a la nominal, y los subíndices CA y CC para indicar los valores que corresponden a condiciones de circuito abierto y cortocircuito, respectivamente.

$$L_d = \frac{e_{q(CA)}}{\underbrace{\dot{\theta}_0}_{\psi_d}} \frac{1}{i_{d(CC)}} \quad (3.65)$$

Además, con la ayuda de la Ecuación 3.60 y su análogo para la corriente, se puede demostrar que la Ecuación 3.65 se puede expresar en términos de la tensión fase-neutro en circuito abierto y la corriente de línea en cortocircuito. De esta forma, L_d se puede determinar a partir de mediciones en los bornes del generador.

En la Ecuación 3.65 está implícito que la corriente de campo es la misma para $e_{q(CA)}$ e $i_{d(CC)}$. Gráficamente, el procedimiento para determinar L_d a partir de las curvas de circuito abierto (CCA) y la curva de cortocircuito (CCC) se muestra en la Figura 3.10, en donde se observa que el valor determinado para L_d es sensible al nivel de tensión de circuito abierto escogido.

Notar que tanto en circuito abierto como en cortocircuito (despreciando R_a), la corriente de armadura en el eje en cuadratura i_q es nula (el campo magnético rotatorio de estator está alineado con el de rotor ya que en ambos casos el torque eléctrico es cero). Por lo tanto, aun para un generador de polos salientes, en estas dos condiciones el modelo del generador en régimen permanente se puede representar por el circuito equivalente de la Figura 3.11.

Por lo anterior, si se calcula L_d considerando un punto en la zona saturada de la CCA, llamada inductancia de eje directo saturada $L_{d(sat)}$, la caída de tensión en la armadura por efecto de i_d es bien aproximada para valores cercanos al punto escogido. Así, en el modelo electromagnético del generador sincrónico, se suele considerar una inductancia de eje directo saturada para modelar el efecto de la saturación en la característica eléctrica de la armadura, alrededor de un punto de operación.

Por el análisis anterior, y considerado que el generador se operará a no más de un tercio de su corriente nominal, se determina utilizar $L_{d(sat)}$ calculado en [3] en el modelo dinámico del generador sincrónico de la planta de pruebas. En el caso del eje en cuadratura, se asume que no existe saturación en la inductancia L_q . Este supuesto es razonable en el caso de un generador de polos salientes puesto que, en el eje q , el camino magnético está formado en parte importante por aire.

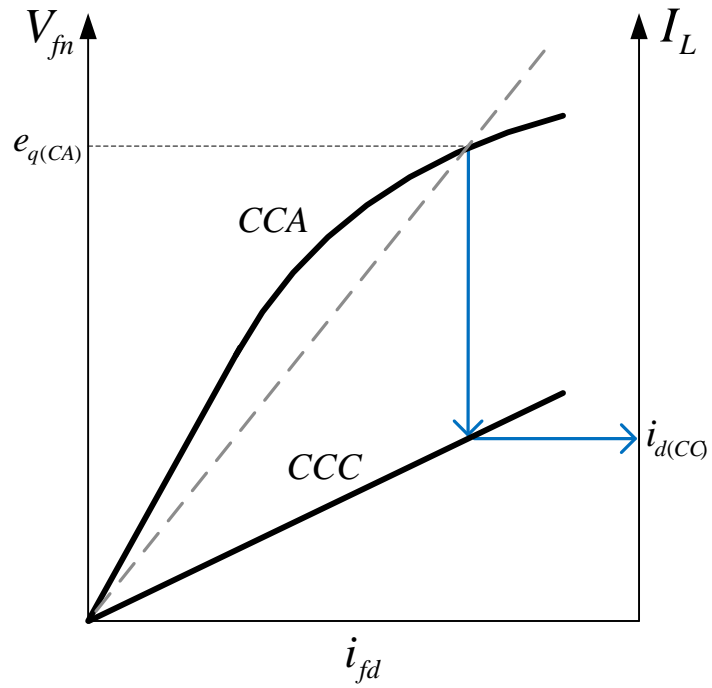


Figura 3.10: Curvas de cortocircuito y circuito abierto de la máquina sincrónica y cálculo de la inductancia en eje directo

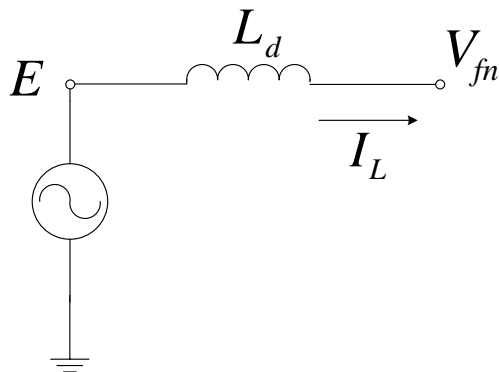


Figura 3.11: Circuito equivalente de un generador sincrónico y circuito abierto y cortocircuito

Un efecto que no es capturado por la modelación antes descrita, es el de la saturación en el acoplamiento magnético entre el campo y la armadura. En efecto, en la Ecuación 3.65 se requiere que el enlace de flujo magnético en la armadura producido por la corriente de campo $L_{afd}i_{fd}$ sea el mismo para $i_{d(CC)}$ y $e_{q(CA)}$, independiente de qué corriente de campo i_{fd} es necesaria para producir tal flujo. Así, asumir que L_{afd} es constante equivale a considerar que la característica de circuito abierto del modelo es como la recta punteada de la Figura 3.10, lo cual es claramente una aproximación muy gruesa para distintos valores de i_{fd} .

Dado que en este trabajo se desea implementar un controlador que sea capaz de predecir la tensión en bornes y la frecuencia de la planta, en función de las entradas al sistema, entre ellas la tensión de campo, se requiere conocer con precisión el efecto de la corriente de campo en la tensión inducida en la armadura.

Por lo anterior, se propone la siguiente aproximación lineal del enlace de flujo magnético en la armadura producido por la corriente de campo, para el rango en donde se espera opere el controlador:

$$L_{afd} \cdot i_{fd} \approx L_{afd_sat} \cdot i_{fd} + \psi_{afd0} \quad (3.66)$$

En el gráfico de la Figura 3.12 se muestra la CCA y la aproximación lineal utilizada en el modelo final del generador sincrónico de la planta de pruebas. Cabe señalar que con dicha aproximación se está asumiendo que la saturación del camino magnético de la inductancia mutua L_{afd} es igual en vacío que con carga, lo cual es una aproximación dado el contra flujo producido por la reacción de armadura (término $L_d i_d$ en la expresión de ψ_d en la Ecuación 3.52). Por operarse el generador a no más de un tercio de su corriente nominal, es esperable que el grado de aproximación sea suficiente.

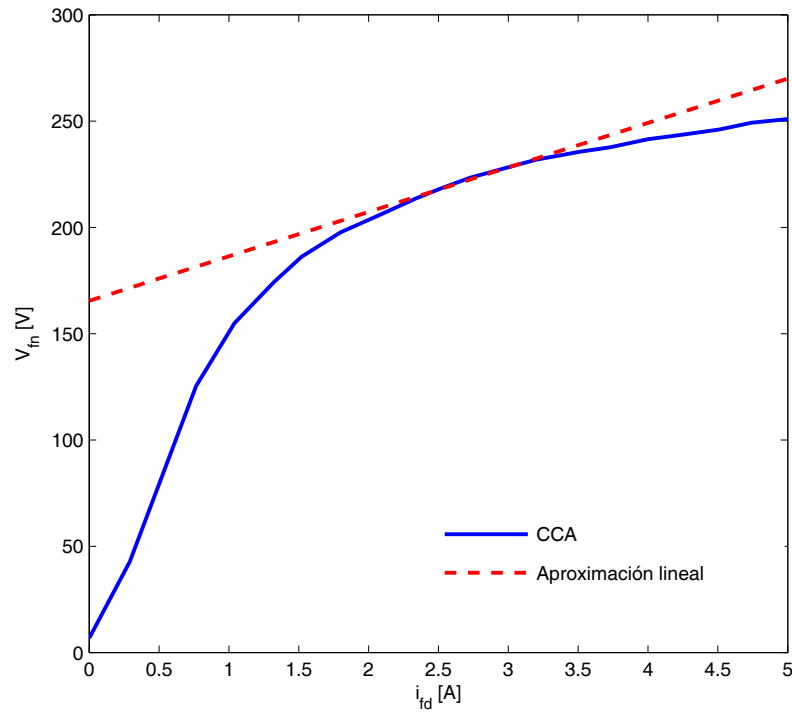


Figura 3.12: Curva de vacío y aproximación lineal del generador síncrono de la planta de pruebas

3.4. Pérdidas Adicionales

Hasta ahora, en el modelo dinámico de la planta de pruebas, se han considerado explícitamente pérdidas de potencia en la conversión de la energía hidráulica en energía mecánica en la turbina Pelton, además de las pérdidas óhmicas en todos los enrollados del generador síncrono. Sin embargo, en la realidad se observan otras dos pérdidas de potencia relevantes en la operación de la planta de pruebas.

3.4.1. Pérdidas por fricción

Es evidente que en ausencia de cualquier fuerza externa (bomba de agua apagada, generador sin carga eléctrica y sin excitación), si se hace rotar el conjunto turbina-generador a una cierta velocidad y luego se deja girar libremente, la velocidad decaerá gradualmente hasta alcanzar el reposo. Este experimento demuestra la existencia de un torque resistivo propio del sistema rotatorio, el cual se explica por la existencia de fricción mecánica tanto en las bancadas de los ejes de la turbina y el generador, así como entre las masas rotatorias y el aire circundante. Además, el sistema de poleas y correa de goma que acopla los ejes de la turbina y el generador, genera no es cien por ciento eficiente por lo cual también produce un torque resistivo. Todos estos efectos de pérdidas mecánicas las llamaremos pérdidas por fricción.

El torque resistivo por efecto de las pérdidas por fricción depende de la velocidad, y se suele

modelar como una función lineal de ésta, como en la Ecuación 3.67 [49].

$$T_{fricc} = k_0 + k_1 \cdot \omega \quad (3.67)$$

En nuestro caso, tal como se observa más adelante en la Figura 3.13, al dejar desacelerar libremente el conjunto turbina-generador, se observa que la velocidad decae a una tasa bastante constante, lo cual da cuenta de un torque resistivo aproximadamente invariante alrededor de la velocidad nominal. No obstante lo anterior, en el modelamiento del torque resistivo por fricción se dejan los términos de orden cero y primer orden de la Ecuación 3.67, y los factores k_0 y k_1 se ajustan a partir de la prueba de desaceleración libre.

3.4.2. Pérdidas en el núcleo magnético

Al operar la CMH de laboratorio, se observa la aparición de una pérdida de potencia mecánica al energizar el campo del generador sincrónico, aún cuando la armadura de éste se encuentre en vacío. Por ejemplo, si en todo momento la armadura del generador está en circuito abierto, e inicialmente se deja el campo sin alimentación y se impulsa agua a la turbina hasta que el generador alcance la velocidad nominal, y luego, sin variar la posición de la válvula, se energiza el campo del generador con corriente continua de unos 3 A (la corriente nominal de campo es 6 A), entonces se observa que la velocidad del generador disminuye en alrededor de un 10%. En efecto, en la Figura 3.13 se muestra cómo decae la velocidad del generador, en el rango de velocidad de interés, cuando se deja desacelerar libremente, con corriente de campo y con campo abierto.

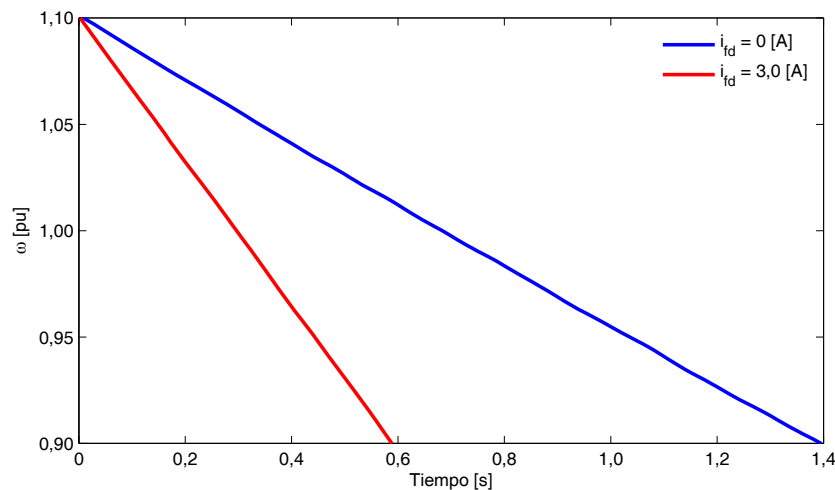


Figura 3.13: Prueba de desaceleración libre con corriente de campo y con campo abierto

En el modelamiento clásico de las pérdidas en el núcleo magnético en las máquinas de corriente alterna, se consideran separadamente las siguientes componentes: pérdidas por histéresis, pérdidas por corrientes de eddy y pérdidas anómalas. Las pérdidas anómalas se suelen despreciar, y las pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy se expresan en *watts* por *Kg* de material ferromagnético como en la Ecuación 3.68 [50], [51], [52].

$$p_{Fe} = k'_h f B_m^\beta + k'_e f^2 B_m^2 \quad (3.68)$$

En donde f y B_m son la frecuencia y la densidad de flujo magnético instantáneo máximo, respectivamente. k'_h y k'_e son los coeficientes de las pérdidas de histéresis y por corrientes de eddy, respectivamente, y β es una constante generalmente menor a 2,0.

En régimen permanente, la frecuencia f es proporcional a la velocidad mecánica ω . Además, como se vio en las Ecuaciones 3.61 y 3.62, en circuito abierto sólo existe flujo magnético en el eje d , y éste es proporcional a la corriente de campo i_{fd} . Luego, si además se considera que la distribución espacial del campo magnético en el entrehierro es perfectamente sinusoidal, entonces la densidad de flujo magnético instantánea máxima B_m es proporcional a la corriente de campo i_{fd} .

Luego, con estas aproximaciones, la pérdida de potencia en el núcleo magnético (ahora en *watts*) se puede expresar como:

$$P_{Fe} = k_h \omega i_{fd}^\beta + k_e \omega^2 i_{fd}^2 \quad (3.69)$$

Y el torque resistivo resultante de esta pérdida queda expresado por:

$$T_{Fe} = k_h i_{fd}^\beta + k_e \omega i_{fd}^2 \quad (3.70)$$

De la Figura 3.13 se observa por inspección que, en el rango de velocidad de interés, la velocidad decrece en forma bastante lineal, tanto en condiciones de campo abierto como con el campo excitado. Esto da cuenta de que, según el modelo de la Ecuación 3.70, la componente correspondiente a la pérdida por histéresis predomina por sobre la componente por corrientes de eddy (componente del torque por histéresis no depende de la velocidad). Luego, finalmente, se desprecia la componente por corrientes de eddy y se utiliza el siguiente modelo del torque producido por las pérdidas en el núcleo magnético:

$$T_{Fe} = k_{Fe} i_{fd}^\beta \quad (3.71)$$

Es necesario hacer notar que el modelo desarrollado anteriormente es válido para el generador operando en circuito abierto, puesto que con i_d distinto de cero el flujo magnético ya no es proporcional a la corriente de campo, y que siendo la potencia activa distinta de cero existen además pérdidas en el camino magnético del eje q , que acá no han sido consideradas. De todas maneras, es justamente en condiciones de baja carga o vacío cuando es necesario conocer con precisión las pérdidas en el núcleo magnético, puesto que éstas son más significativas en el balance de potencia de la masa rotatoria. En [50] se estudian las diferencias de este y otros modelos en vacío y bajo carga.

3.5. Ecuaciones de Estado

El modelo dinámico de la planta de pruebas expresado en variables de estado, se obtiene al acoplar los modelos del circuito hidráulico, la turbina Pelton, el generador sincrónico, y de las pérdidas adicionales. La siguiente ecuación corresponde a la ecuación de estado del modelo, cuya expresión explícita se muestra en el Anexo 7.4.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{fd} \\ \omega \\ pos \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{ffd}} (\alpha V_{cc} - R_{fd} i_{fd}) \\ \frac{1}{J} [T_m(\omega, pos) - T_e(i_{fd}, \omega, R)] \\ vel \cdot \text{signo}(pos_{ref} - pos) \end{pmatrix} \quad (3.72)$$

La expresión del torque mecánico T_m se calcula de la Ecuación 3.19, y restando la expresión del torque por fricción de la Ecuación 3.67, así el torque mecánico finalmente se calcula como:

$$T_m = \frac{P_{hid} - (c_0 + c_1 \cdot q + c_2 \cdot q^2)}{\omega} - (k_0 + k_1 \cdot \omega) \quad (3.73)$$

La expresión del torque mecánico T_e se calcula de la Ecuación 3.57, y restando la expresión del torque por pérdidas en el núcleo magnético de la Ecuación 3.71, así el torque eléctrico finalmente se calcula como en la Ecuación 3.74. Los enlaces de flujo magnético ψ_d y ψ_q , así como las corrientes i_d e i_q , se calculan de las Ecuaciones 3.50 a la 3.56.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \cdot \frac{p_f}{2} - k_{Fe} i_{fd}^\beta \quad (3.74)$$

3.6. Cálculo de Parámetros

En la Tabla 3.2 se muestra un listado completo de los parámetros del modelo de la planta de pruebas. Salvo que se indique lo contrario, todos los parámetros están en unidades *MKS*.

Los parámetros de la Tabla 3.2 se pueden clasificar en tres categorías distintos:

1. *Constantes físicas o valores pre-definidos*: en esta categoría están la aceleración de gravedad, la densidad del agua ρ , la altura hidráulica neta H , el número de polos el generador p_f , la tensión continua de entrada del chopper V_{cc} , y la velocidad del motor stepper vel . Las dos primeras son constantes físicas conocidas, mientras que H , V_{cc} y vel fueron seleccionadas previamente por el autor; y el número de polos del generador es fijo.
2. *Parámetros medibles mediante pruebas estándares*: dentro de esta categoría se encuentran las inductancias del generador sincrónico L_d , L_q , L_{ffd} y L_{afd_sat} ; el enlace de flujo magnético fijo ψ_{afd0} ; y las resistencias R_a y R_{fd} . Con excepción de las inductancias L_d y L_q que son conocidos de [3], el resto de estos parámetros corresponde a la resistencia y la autoinductancia del campo, y se calculan mediante pruebas y mediciones que se detallan en el Anexo 7.1.

3. *Parámetros no medibles mediante pruebas estándares*: estos corresponden a los parámetros relativos a las pérdidas de potencia en la CMH de laboratorio, como lo son los coeficientes de pérdida de la turbina Pelton c_0 , c_1 y c_2 ; los coeficientes de pérdida por fricción k_0 y k_1 ; y los parámetros de las pérdidas en el núcleo magnético k_{Fe} y β . También el momento de inercia J del conjunto rotatorio turbina-generador es desconocido. Dado que en este trabajo no se disponía de un dinamómetro capaz de medir directamente el torque mecánico, ni de un motor calibrado capaz de ejercer un torque específico, se tuvo que diseñar una metodología para determinar estos parámetros, la cual se explica a continuación.

Tabla 3.2: Parámetros del modelo dinámico de la planta de pruebas

Parámetro	Valor
g : aceleración de gravedad, m/s^2	9,8
ρ : densidad del agua, Kg/m^3	1.000
H : altura hidráulica neta, m	38
p_f : número de polos del generador	4
V_{cc} : tensión continua de entrada a chopper, V	35
vel : velocidad stepper válvula, mm/s	1,5
L_d : inductancia de eje directo (saturada), H	0,163
L_q : inductancia de eje en cuadratura, H	0,18
R_a : resistencia de armadura, Ohm	3,87
L_{ffd} : inductancia de campo, H	0,5
R_{fd} : resistencia de campo, Ohm	7,17
$L_{afd,sat}$: inductancia mutua saturada, H	0,0941
$\psi_{afd,0}$: enlace de flujo fijo, $W \cdot vueltas$	0,745
c_0 : coeficiente de pérdida turbina	285,2
c_1 : coeficiente de pérdida turbina	-1,717e4
c_2 : coeficiente de pérdida turbina	1,277e7
k_0 : coeficiente de pérdida fricción	0,602
k_1 : coeficiente de pérdida fricción	4,66e-3
k_{Fe} : factor de pérdida en el núcleo	0,7571
β : exponente de pérdida en el núcleo	0,7725
J : momento de inercia, $Kg \cdot m^2$	0,0588

La Figura 3.14 muestra un esquema del balance energético de la planta de pruebas. Algunas de las potencias son, o bien medibles, o bien calculables conociendo los parámetros de las categorías 1 y 2. La potencia hidráulica se puede conocer a partir de la posición de la válvula. La potencia eléctrica (carga) se puede medir directamente con un *wáttmetro* trifásico. Las pérdidas eléctricas se entienden como las pérdidas óhmicas en la armadura del generador sincrónico, las cuales se pueden calcular a partir de las corrientes de armadura medidas con un *ampérmetro*, y conociendo la resistencia R_a . La potencia mecánica no se puede medir puesto que no se cuenta con un dinamómetro. Las pérdidas en la turbina y pérdidas adicionales, no se pueden calcular dado que se desconocen los parámetros que las determinan.

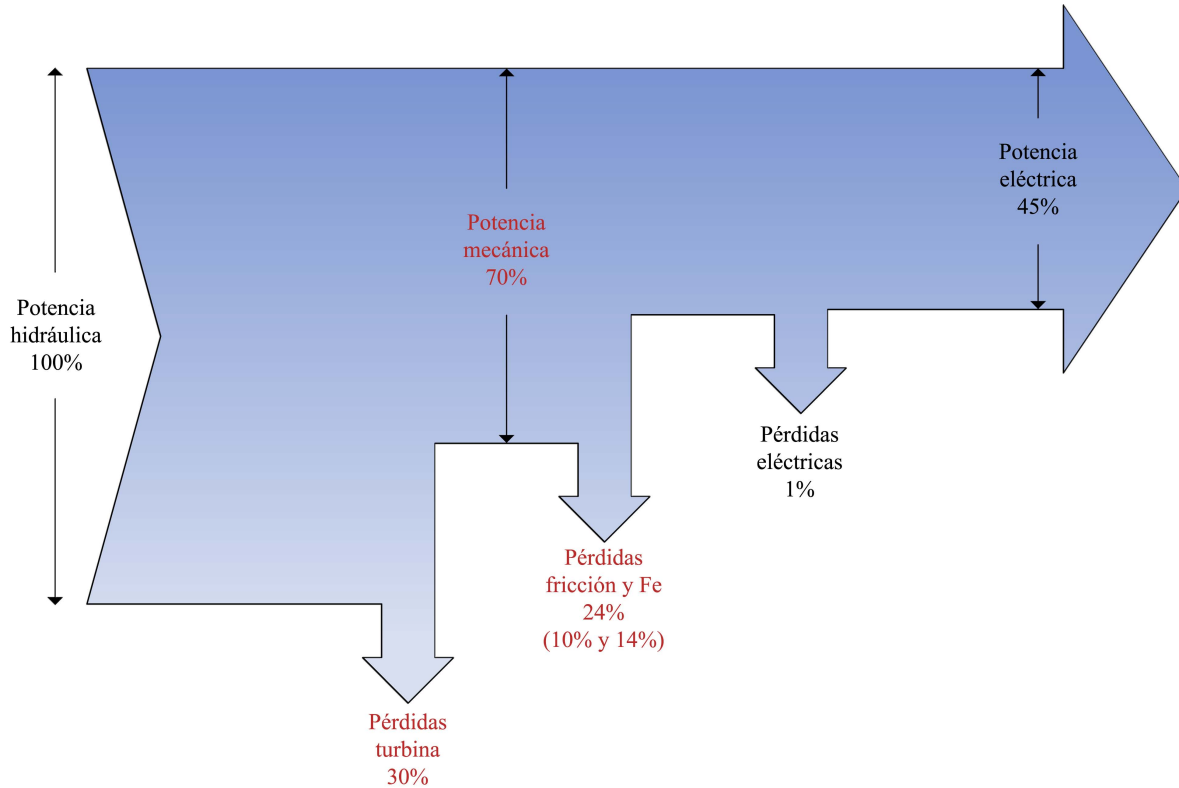


Figura 3.14: Balance energético de la planta de pruebas

De la Figura 3.14 se desprende que si se pudiera calcular las pérdidas adicionales, entonces sería posible calcular la potencia mecánica y luego las pérdidas en la turbina. De esta forma, realizando mediciones en distintos puntos de operación (distintos niveles de carga), mediante regresiones se podrían determinar los coeficientes de pérdida en la turbina Pelton c_0 , c_1 y c_2 . Así todos los parámetros de las pérdidas de la CMH de laboratorio podrían ser determinados.

Los coeficientes de pérdida por fricción se pueden determinar a partir de la prueba de desaceleración libre con excitación desconectada. En efecto, durante esta prueba la ecuación de movimiento de la masa rotando es como la Ecuación 3.75. Si se conoce la velocidad en el tiempo, entonces mediante una regresión se pueden ajustar los coeficientes k_0 y k_1 .

$$J \frac{d\omega}{dt} = -(k_0 + k_1\omega) \quad (3.75)$$

Con los coeficientes del torque por fricción determinados, entonces se puede estimar los parámetros del torque por pérdida en el núcleo magnético por medio de una desaceleración libre con el campo alimentado por corriente continua. En efecto, la Ecuación 3.76 determina la desaceleración durante esta prueba. Si se realizan varias pruebas de desaceleración con distintas corrientes de campo, entonces a través de una regresión se puede ajustar los parámetros k_{Fe} y β .

$$J \frac{d\omega}{dt} = -(k_0 + k_1\omega) - k_{Fe} i_{fd}^\beta \quad (3.76)$$

La dificultad del cálculo de los parámetros del torque por pérdidas adicionales descrito anteriormente, radica en que es necesario conocer previamente el momento de inercia J , el cual en el caso de la planta de pruebas es desconocido. Por esta razón, se diseñó una metodología recursiva para determinar finalmente todos los parámetros del modelo de la planta de pruebas, la cual se explica en los siguientes pasos:

- **Paso 1:** se realiza la prueba de desaceleración libre con el campo abierto y con distintas corrientes de campo en un rango de interés. Se registra la velocidad del generador alrededor de la velocidad nominal.
- **Paso 2:** para distintos niveles de carga eléctrica, se opera la CMH en condiciones nominales (tensión y frecuencia) y se registran las siguientes variables: corriente de campo, corriente de armadura, potencia eléctrica de la carga, y posición de la válvula.
- **Paso 3:** se realizan una serie de pruebas dinámicas a la planta en lazo abierto, en donde se aplican dos tipos de perturbaciones, en distintos puntos de operación cada una. La primera prueba consiste en aplicar un escalón en la posición de referencia de la válvula pos_{ref} , y la segunda consiste en aplicar un escalón en el ciclo de trabajo del chopper α . En cada caso se registra la tensión y frecuencia, y las entradas pos_{ref} y α .
- **Paso 4:** se determina un cierto momento de inercia J , inicialmente se selecciona un valor estimativo.
- **Paso 5:** con el valor de J dado, se calculan los parámetros correspondientes a las pérdidas adicionales: k_0 , k_1 , k_{Fe} y β .
- **Paso 6:** para cada punto de operación de la prueba del paso 2, se determinan las pérdidas adicionales, pérdidas eléctricas, y la potencia hidráulica (a partir de la posición de la válvula). Con esto, y por medio del balance de energía, se calculan las pérdidas de potencia en la turbina Pelton. Además se calcula el caudal a través de la Ecuación 3.4.
- **Paso 7:** se comparan las pérdidas en la turbina calculadas en el paso anterior con el caudal correspondiente y, por medio de una regresión, se calculan los parámetros c_0 , c_1 y c_2 .
- **Paso 8:** con los parámetros del modelo obtenidos, se realizan simulaciones en que se aplican al modelo las mismas perturbaciones que en las pruebas en lazo abierto del paso 3, y se compara la respuesta simulada de la planta versus la respuesta obtenida en la prueba experimental. Si la diferencia entre la respuesta simulada y la respuesta experimental es aceptable, entonces se valida el modelo; sino se modifica J y se vuelve al paso 5.

La metodología antes descrita se resume en el diagrama de flujo de la Figura 3.15. Los valores de la Tabla 3.2 se calcularon mediante esta metodología, y los porcentajes de la Figura 3.14 fueron calculados cuando la CMH alimentaba una carga de 919 W. El detalle del cálculo de los parámetros con la metodología descrita se muestra en el Anexo 7.2.

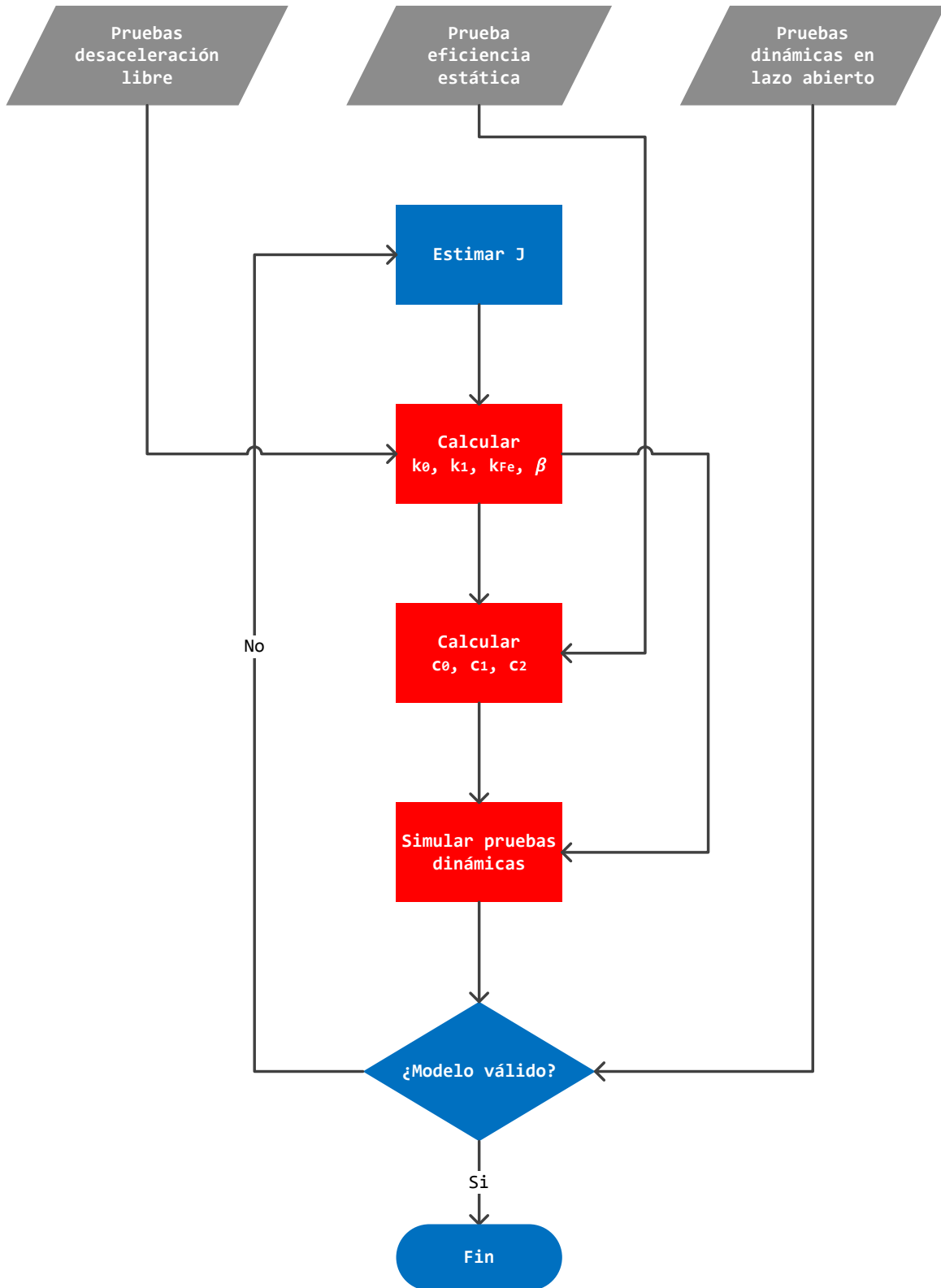


Figura 3.15: Diagrama de flujo de metodología de cálculo de parámetros

3.7. Validación Experimental del Modelo

Para validar el modelo dinámico desarrollado para la CMH de laboratorio, a continuación se muestra la comparación entre la respuesta simulada y la respuesta experimental de la planta obtenida al aplicar las mismas perturbaciones. Estas pruebas corresponden a las pruebas dinámicas en lazo abierto utilizadas para determinar los parámetros del modelo. En las pruebas de la Figura 3.16 a la 3.21 se aplica un escalón en la posición de referencia de la válvula pos_{ref} , y en las pruebas de la Figura 3.22 a la 3.26 se aplica un escalón en el ciclo de trabajo del chopper α .

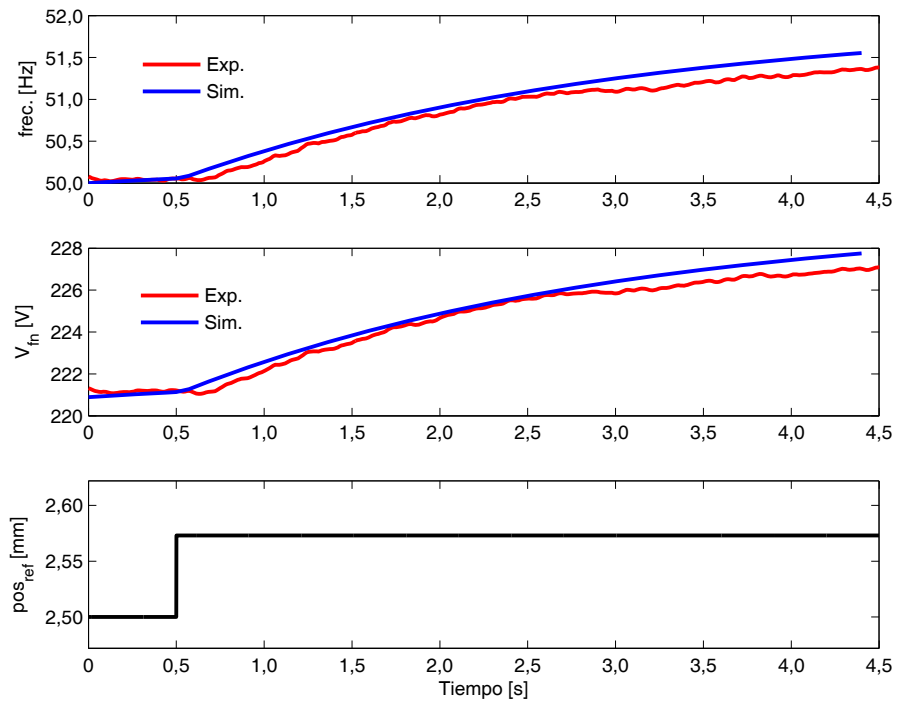


Figura 3.16: Escalón de posición de referencia, carga nula

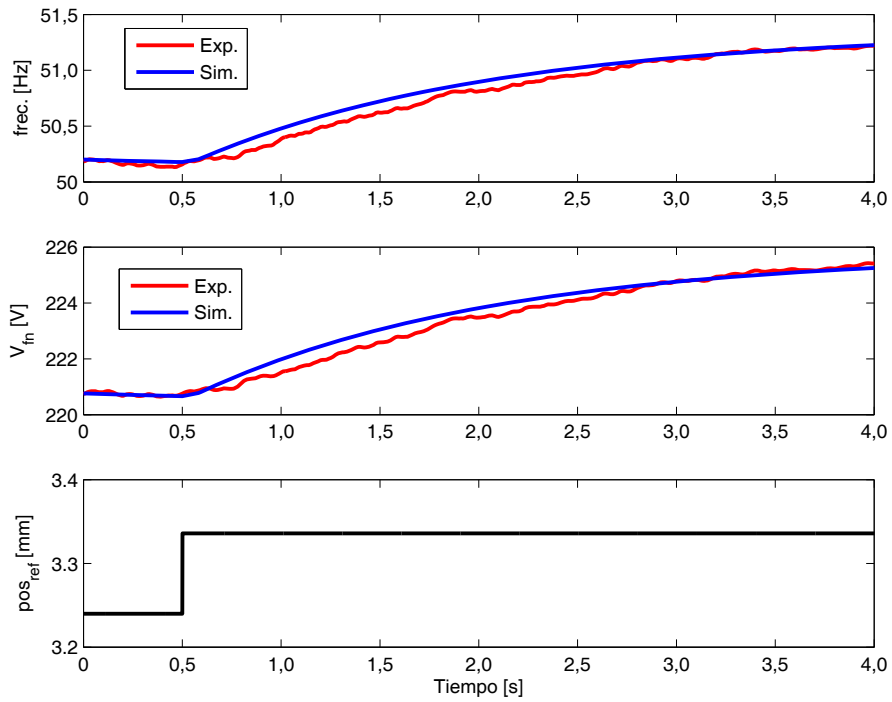


Figura 3.17: Escalón de posición de referencia, carga 189 W

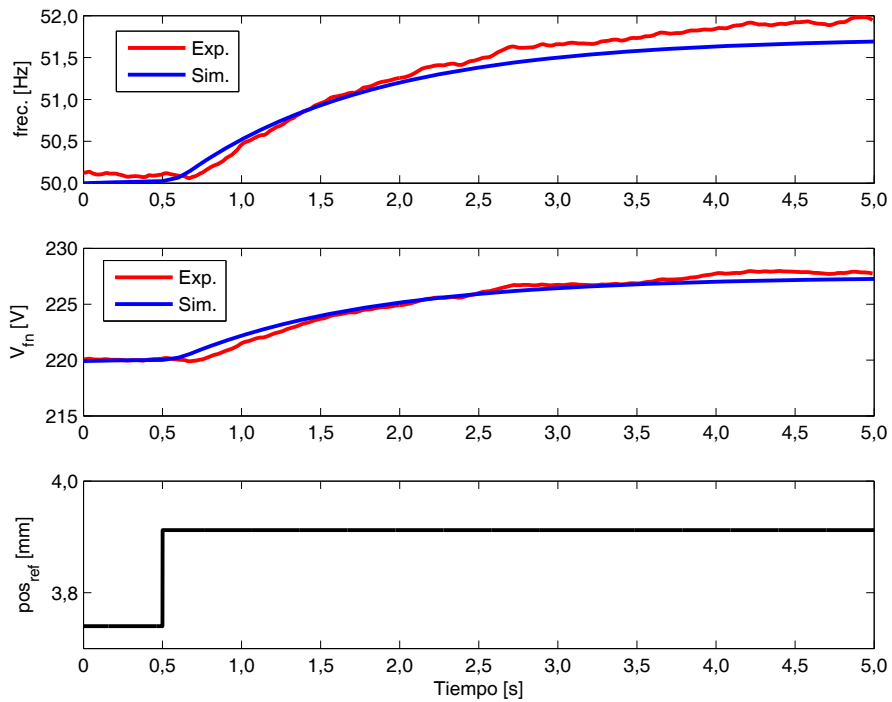


Figura 3.18: Escalón de posición de referencia, carga 304 W

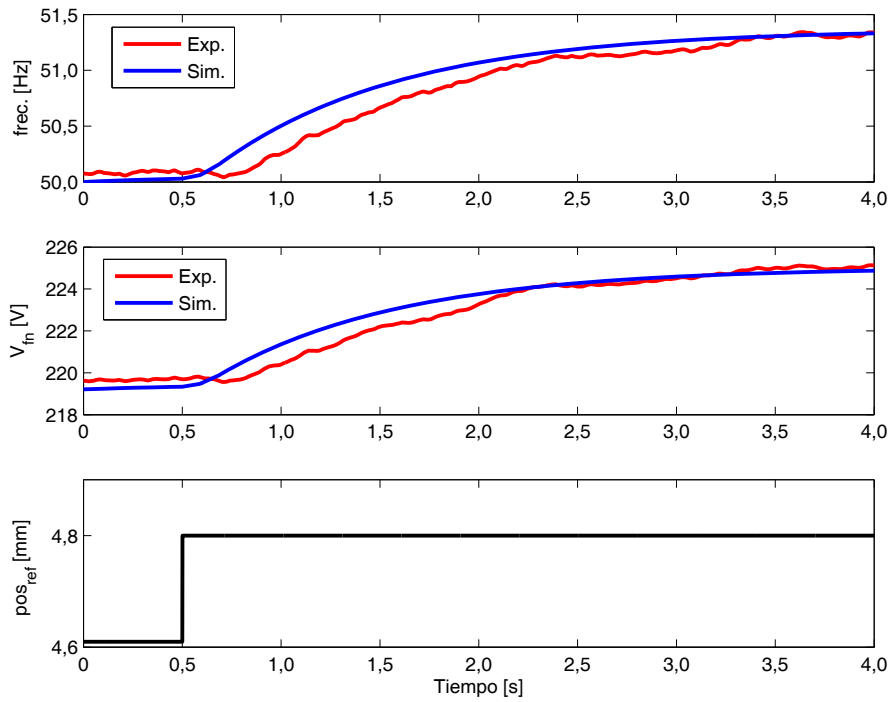


Figura 3.19: Escalón de posición de referencia, carga 491 W

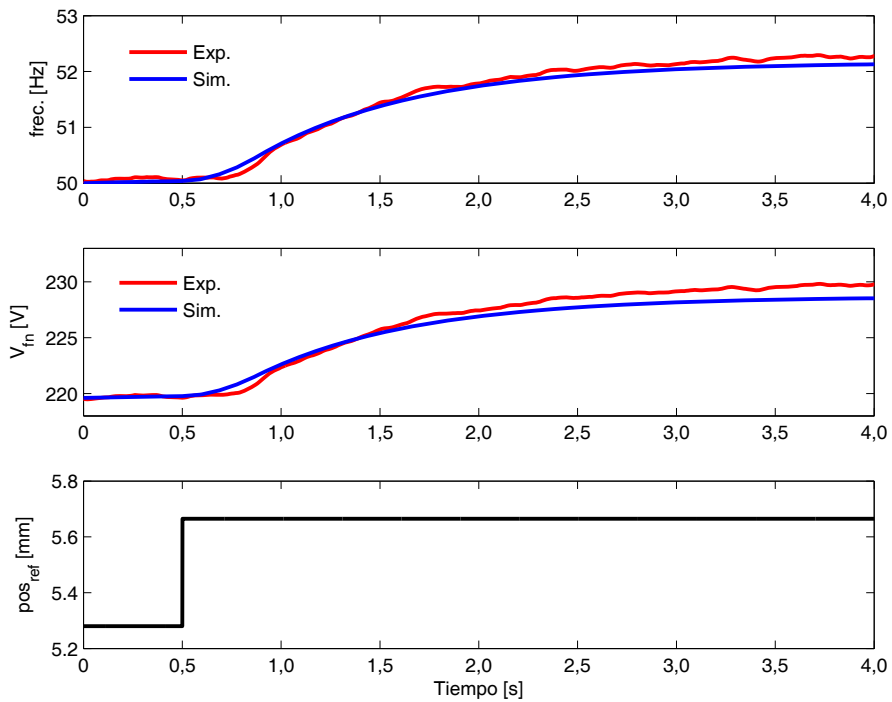


Figura 3.20: Escalón de posición de referencia, carga 615 W

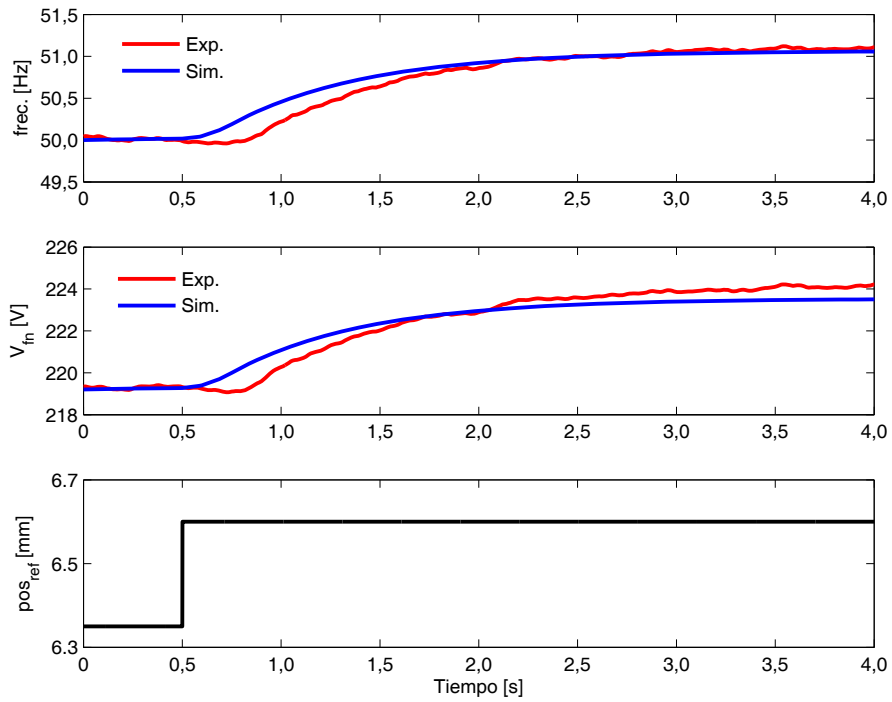


Figura 3.21: Escalón de posición de referencia, carga 803 W

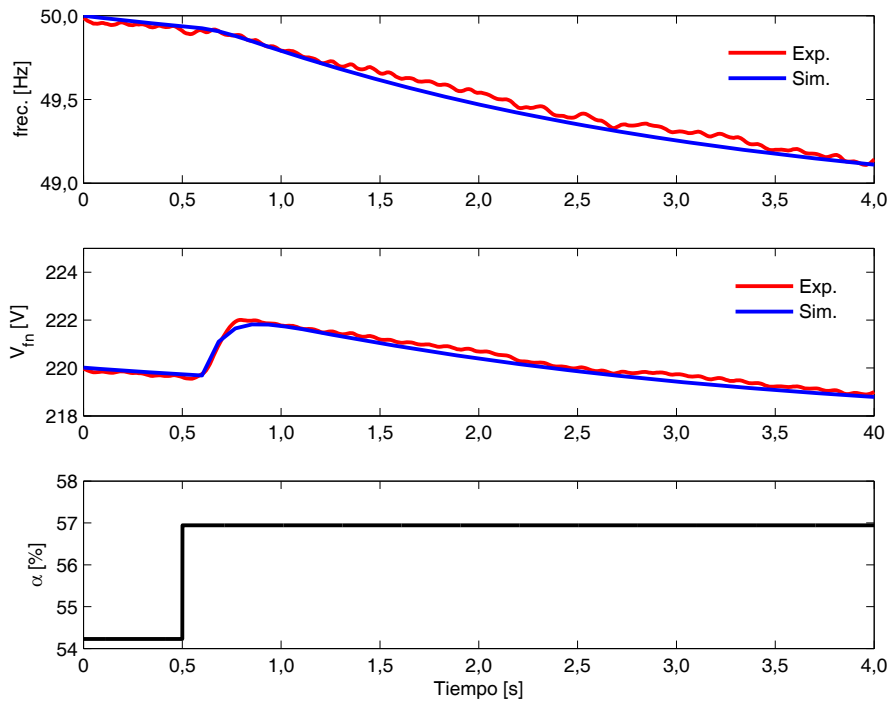


Figura 3.22: Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga nula

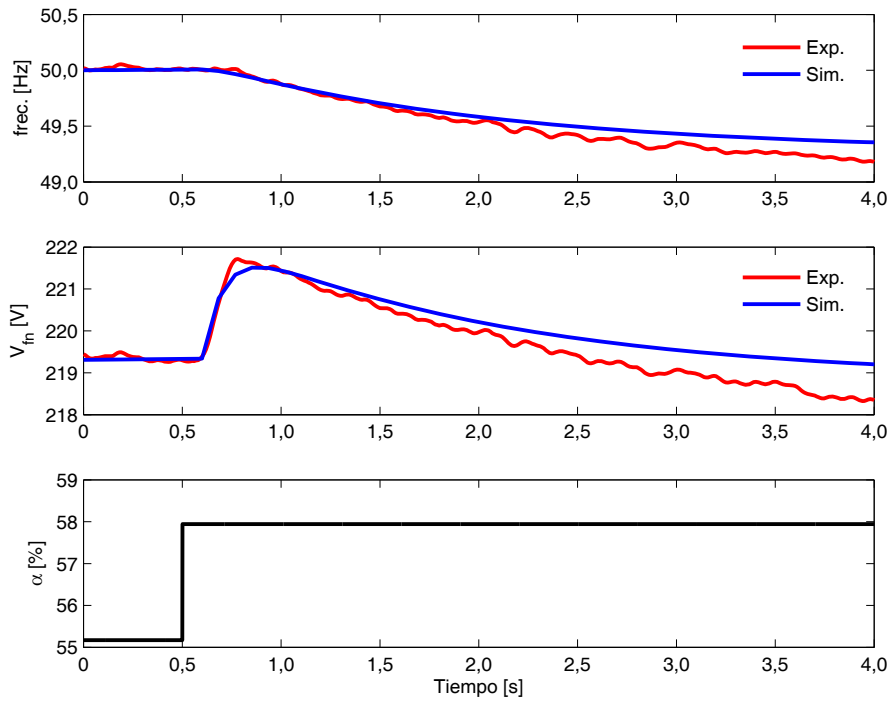


Figura 3.23: Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 189 W

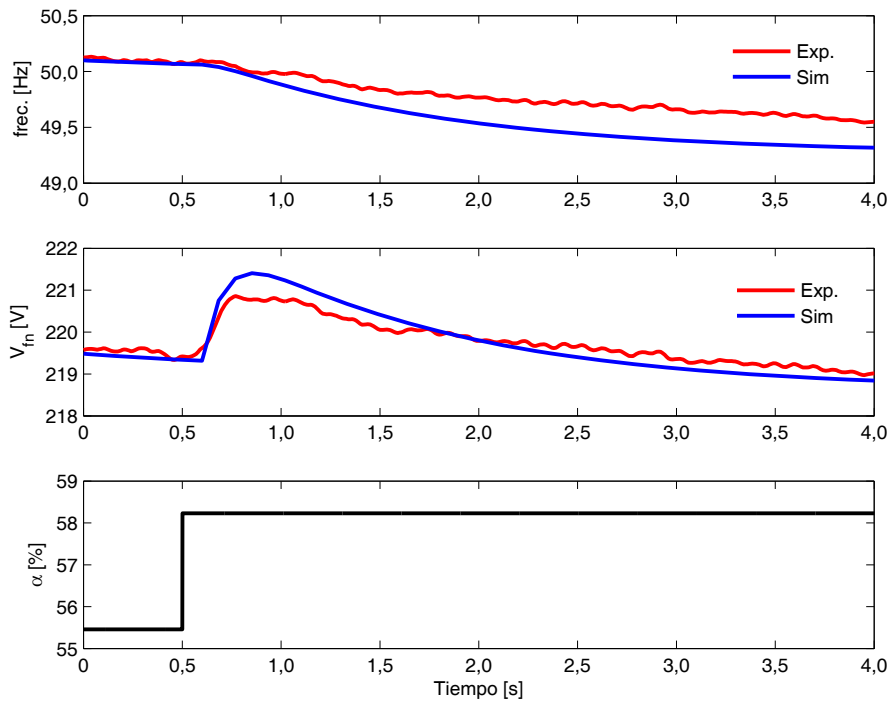


Figura 3.24: Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 304 W

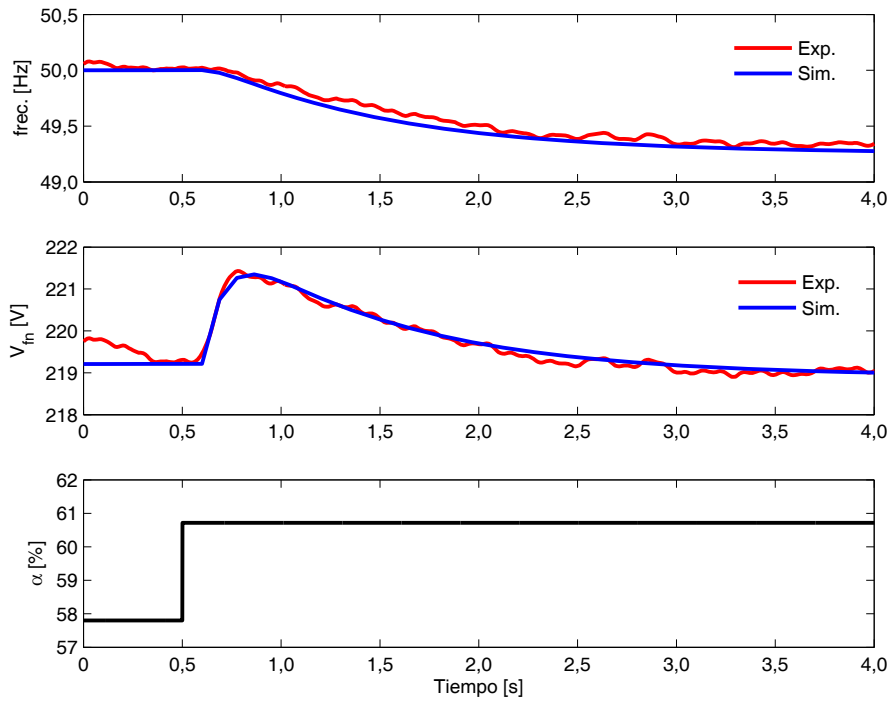


Figura 3.25: Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 491 W

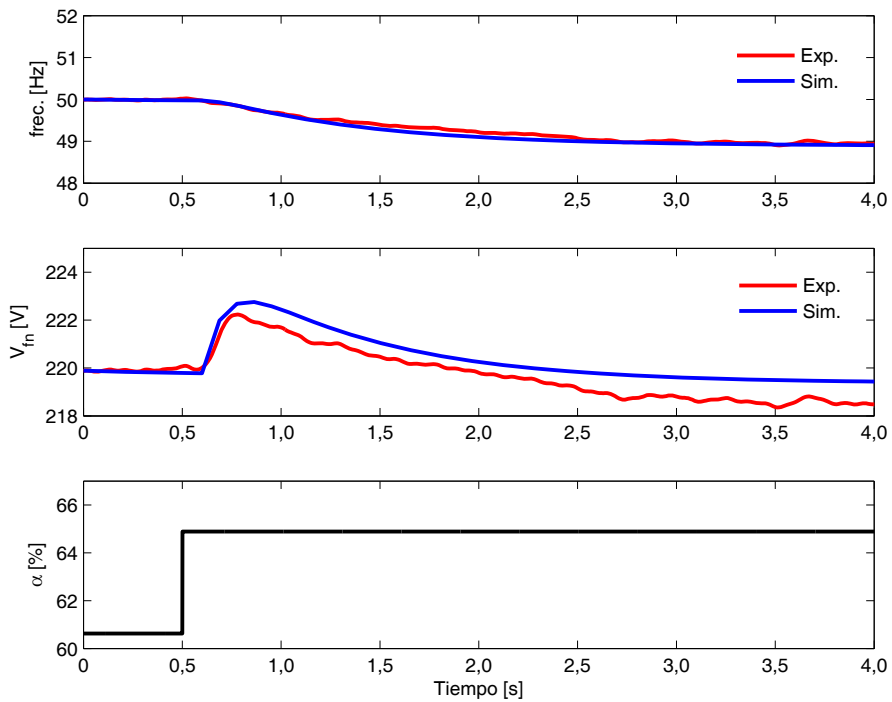


Figura 3.26: Escalón de ciclo de trabajo del chopper, carga 615 W

De las pruebas mostradas se puede concluir que el comportamiento en lazo abierto de la planta es satisfactoriamente representado por el modelo fenomenológico de ésta, cuando se aplica un escalón en cada una de las dos variables de entradas, en distintos puntos de operación. En algunos casos, como en la Figura 3.23, se puede observar cierto error en los puntos de operación en que se estabiliza la planta después de la perturbación, lo que da cuenta de cierta imprecisión en el modelamiento de la ganancia estática de la planta, principalmente en algunos puntos de operación. Por lo tanto, se valida el modelo fenomenológico desarrollado para utilizarse como modelo interno en la estrategia de control predictivo de tensión y frecuencia a proponer, y se plantea la necesidad de aplicar algún método de seguimiento de error para compensar las imprecisiones del modelo en la predicción de la salida de la planta.

Capítulo 4

Propuesta de Control

En este capítulo se desarrolla la estrategia para el control de tensión y frecuencia de la CMH del Laboratorio de Energía del DIE. El objetivo del controlador es mantener en sus valores nominales la tensión fase-neutro y la velocidad del generador, ante variaciones en la carga eléctrica, a través de la operación del chopper y la válvula aguja, que permiten controlar la excitación del generador y el caudal en la admisión de la turbina, respectivamente. Así, las variables controladas son la tensión fase-neutro V_{fn} y la velocidad del generador ω , mientras que las variables manipuladas son el ciclo de trabajo del chopper α y la posición de referencia de la válvula pos_{ref} . La carga eléctrica se considera una perturbación medible.

En la Figura 4.1 se muestra la respuesta en lazo abierto de la planta ante un escalón positivo en la carga eléctrica, cuando las entradas permanecen invariables. Se observa que después de la perturbación la tensión y frecuencia disminuyen dinámicamente hasta alcanzar el régimen permanente en valores menores a los iniciales.

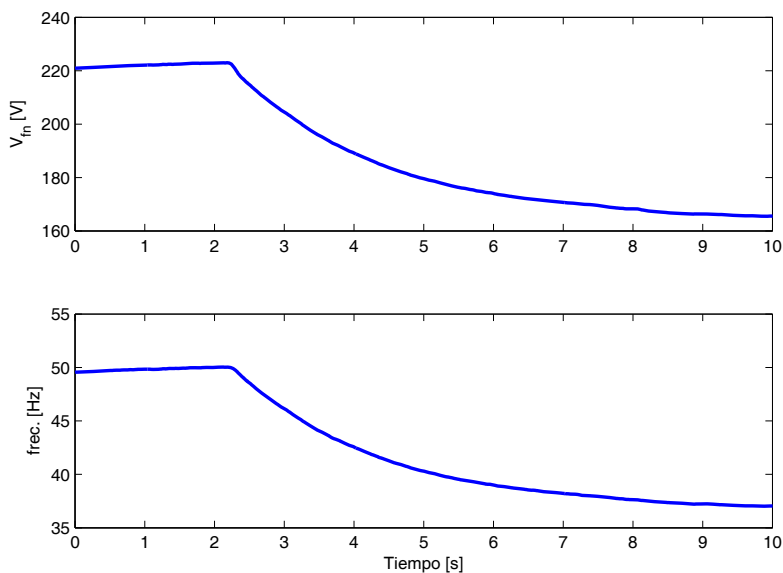


Figura 4.1: Respuesta en lazo abierto ante escalón (positivo) de carga de 0 a 180 W

Un sistema de control debe ser capaz de, por una parte, estabilizar las variables controladas en los valores nominales (referencias) lo más rápido posible y, por otra parte, evitar sobreoscilaciones de tensión y frecuencia durante el régimen transitorio. Cabe mencionar que la planta representa un sistema MIMO (dos entradas y dos salidas) en donde las dos variables controladas están fuertemente acopladas desde que la tensión inducida en la armadura del generador depende linealmente de la velocidad de éste, y velocidad está determinada por el torque eléctrico el cual depende de la carga que a su vez puede ser sensible a la tensión (como es el caso de la carga resistiva utilizada en este trabajo). Además, la planta es un sistema no-lineal tal cual como se vio en el Capítulo 3.

Considerando lo anterior, resulta interesante la aplicación de un Controlador Predictivo No-lineal (NMPC) por las siguientes razones:

- A través de la función de costo se puede representar la desviación de las variables controladas respecto de las referencias. Así, después de una perturbación se puede determinar las señales de control óptimas en el sentido que minimizan esta desviación.
- La formulación para sistemas MIMO resulta natural.
- La decisión de control puede capturar la característica no-lineal de la planta si ésta es bien representada por el modelo interno del controlador. A través de un método numérico adecuado se puede resolver el problema de optimización cuando el modelo interno es no-lineal.

Por estas razones, en este trabajo se propone e implementa un Controlador Predictivo No-lineal para el control de tensión y frecuencia de la CMH de laboratorio. En la próximas secciones se describe detalladamente el diseño del controlador.

4.1. Descripción General del Controlador

El diagrama de bloques de la Figura 4.2 muestra el funcionamiento del Controlador Predictivo No-lineal:

Las mediciones a las que se tiene acceso son: tensión fase-neutro, velocidad y posición de la válvula. Así el vector de mediciones y es como en la Ecuación 4.1. Como se vio en la Sección 3.5, las variables de estado del sistema son la corriente de campo, la velocidad y la posición de la válvula. Luego, el vector de estado es como en la Ecuación 4.2. Se observa que la corriente de campo es un estado al cual no se tiene acceso y, por lo tanto, se utiliza un Filtro Extendido de Kalman (EKF) para estimar el estado del sistema.

$$y = \begin{pmatrix} V_{fn} \\ \omega \\ pos \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

$$x = \begin{pmatrix} i_{fd} \\ \omega \\ pos \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

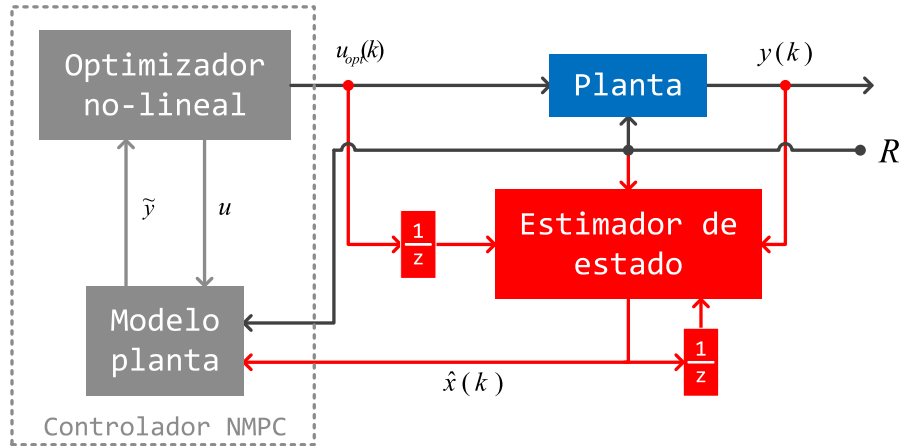


Figura 4.2: Diagrama de bloques de la estrategia de control NMPC

Por otra parte, la potencia de la carga eléctrica P_L si bien se asume que no se tiene control sobre ella, sí es medible y luego se puede calcular la resistencia R de ésta¹. Esto es necesario para la estimación del estado de la planta puesto que R es visto por el EKF como una entrada. En la Ecuación 4.3 se define \hat{x} como el estado estimado por el EKF.

$$\hat{x} = \begin{pmatrix} \hat{i}_{fd} \\ \hat{\omega} \\ \hat{p}\hat{o}s \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

El estado estimado \hat{x} es la condición inicial para la estimación de la salida de a planta a través del modelo interno de ésta. El problema de optimización consiste en encontrar el vector de entradas u , definido como en la Ecuación 4.4, tal que la salida esperada \tilde{y} minimiza la función de costo. La resistencia de la carga es también necesaria para estimar la salida de la planta.

$$u = \begin{pmatrix} \alpha \\ pos_{ref} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Se define el vector de salidas esperadas \tilde{y} como en la Ecuación 4.5. No se considera la posición de la válvula dentro de la salida esperada puesto que, como se verá más adelante, no forma parte de la decisión de control.

$$\tilde{y} = \begin{pmatrix} \tilde{V}_{fn} \\ \tilde{\omega} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Como se vio en la Sección 2.2.1, en cada intervalo de control k se despejan las entradas óptimas $u_{opt}(t|k)$ para el horizonte de predicción $t \in [k, k + T_P - 1]$, y se aplica a la planta la entrada correspondiente al intervalo actual $u_{opt}(k|k)$.

¹Recordar que en esta trabajo se utilizan solamente cargas resistivas

4.2. Modelo de Predicción y Problema de Optimización

En cada intervalo de control, la predicción de la salida de la planta se hace a través del modelo fenomenológico desarrollado en el Capítulo 3 (modelo interno de la planta), cuya ecuación de estado corresponde a la Ecuación 3.72. El primer paso necesario es discretizar la Ecuación 3.72 para obtener una de la forma de la Ecuación 4.6, a través de la cual es posible calcular el estado en el instante actual k , evaluando en el estado y las entradas en el instante discreto anterior $k - 1$.²

$$\dot{x}(k) = f[x(k - \Delta t), u(k - \Delta t), R(k - \Delta t)] \quad (4.6)$$

Para discretizar la ecuación de estado del modelo de la planta se utiliza el método de Euler, es decir, aproximando las derivadas por diferencias:

$$\dot{x}(t) = \frac{x(t) - x(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (4.7)$$

Se debe considerar que la ecuación de estado se puede aproximar por su representación en tiempo discreto, siempre y cuando el tiempo de muestreo Δt sea lo suficientemente pequeño en comparación con todas las constantes de tiempo propias de la dinámica de la planta. Por otra parte, mientras menor es el tiempo de muestreo mayor es el costo computacional para estimar la salida de la planta, en un horizonte de control determinado. Por lo anterior, se realiza un análisis para determinar el mayor tiempo de muestreo tal que el nivel de aproximación del modelo discreto sea aceptable. En efecto, la Figura 4.3 muestra la salida simulada de la planta ante un escalón en cada entrada, tanto en tiempo continuo como discreto, para dos tiempos de muestreo distintos.

Del análisis anterior, se verifica que la constante de tiempo del circuito RL del enrollado de campo limita el tiempo de muestreo a un valor del orden de los 50 ms , de forma tal que el error de discretización sea razonablemente pequeño. Por lo tanto, se determina que el tiempo de muestreo para la discretización del modelo interno de la planta es igual a 50 ms ³. Cabe mencionar que el tiempo de muestreo para la discretización de la ecuación de estado de la planta no tiene que coincidir necesariamente con el tiempo de muestreo del controlador, pero este último debe ser múltiplo entero del primero.

Por otra parte, se utiliza como función de costo la suma de los errores cuadráticos de tensión y velocidad, en el horizonte de predicción, y ponderados por el factor λ :

$$\text{Min} \sum_{i=1}^{T_P} \left[220 - \tilde{V}_{fn}(k+i) \right]^2 + \lambda \cdot [2\pi 100 - \tilde{\omega}(k+i)]^2 \quad (4.8)$$

El problema de optimización consiste en determinar la entrada óptima u_{opt} para el horizonte de predicción $[k, k + T_P - 1]$, tal que minimiza la función 4.8. Se considera que durante el horizonte

²Se entiende que la perturbación medible R se puede considerar como una entrada al sistema.

³Con los parámetros del enrollado de campo determinados en el capítulo anterior (resistencia e inductancia propia), la constante de tiempo del circuito RL es igual a 70 ms aproximadamente

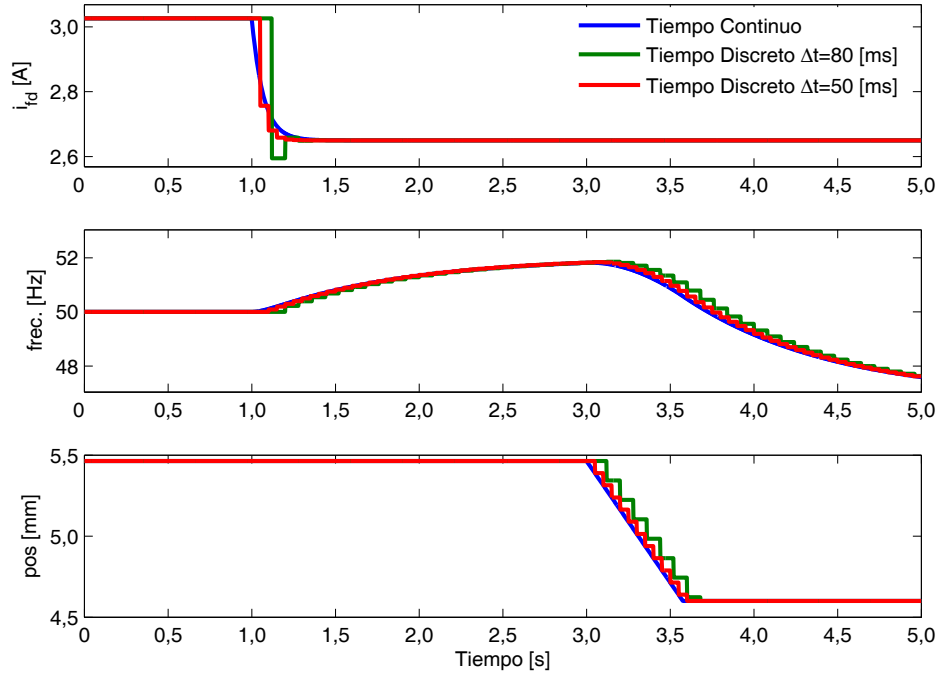


Figura 4.3: Comparación de la salida de la planta simulada en tiempo continuo y tiempo discreto

de predicción la resistencia de la carga eléctrica permanece constante e igual al último valor medido, es decir:

$$R(k+i) = R(k); \forall i = 0, \dots, T_P - 1 \quad (4.9)$$

Además, se considera que las entradas están sujetas a las siguientes restricciones:

$$53\% \leq \alpha(k+i) \leq 100\%; \forall i = 0, \dots, T_P - 1 \quad (4.10)$$

$$1,5\text{mm} \leq pos_{ref}(k+i) \leq 7,1\text{mm}; \forall i = 0, \dots, T_P - 1 \quad (4.11)$$

El límite inferior para el ciclo de trabajo se fija en 53 % de forma tal que la aproximación descrita en la Figura 3.12 y la Ecuación 3.66 sea válida (representación de la saturación magnética). El resto de los umbrales de las restricciones de la Ecuación 4.10 y la Ecuación 4.11 corresponden a los límites físicos de los actuadores.

El tiempo de muestreo del controlador y el horizonte de predicción se sintonizan considerando las constantes de tiempo de la planta, y los tiempos de computación requeridos para resolver el problema de optimización. Así, se evalúa mediante simulaciones la conveniencia y factibilidad de utilizar un horizonte de entre 1 y 2 s, y un tiempo de muestreo de entre 100 y 400 ms. Para este análisis se considera que el problema de optimización sea resuelto mediante la función *fmincon* de MATLAB. Se impone como criterio de factibilidad que el tiempo de resolución

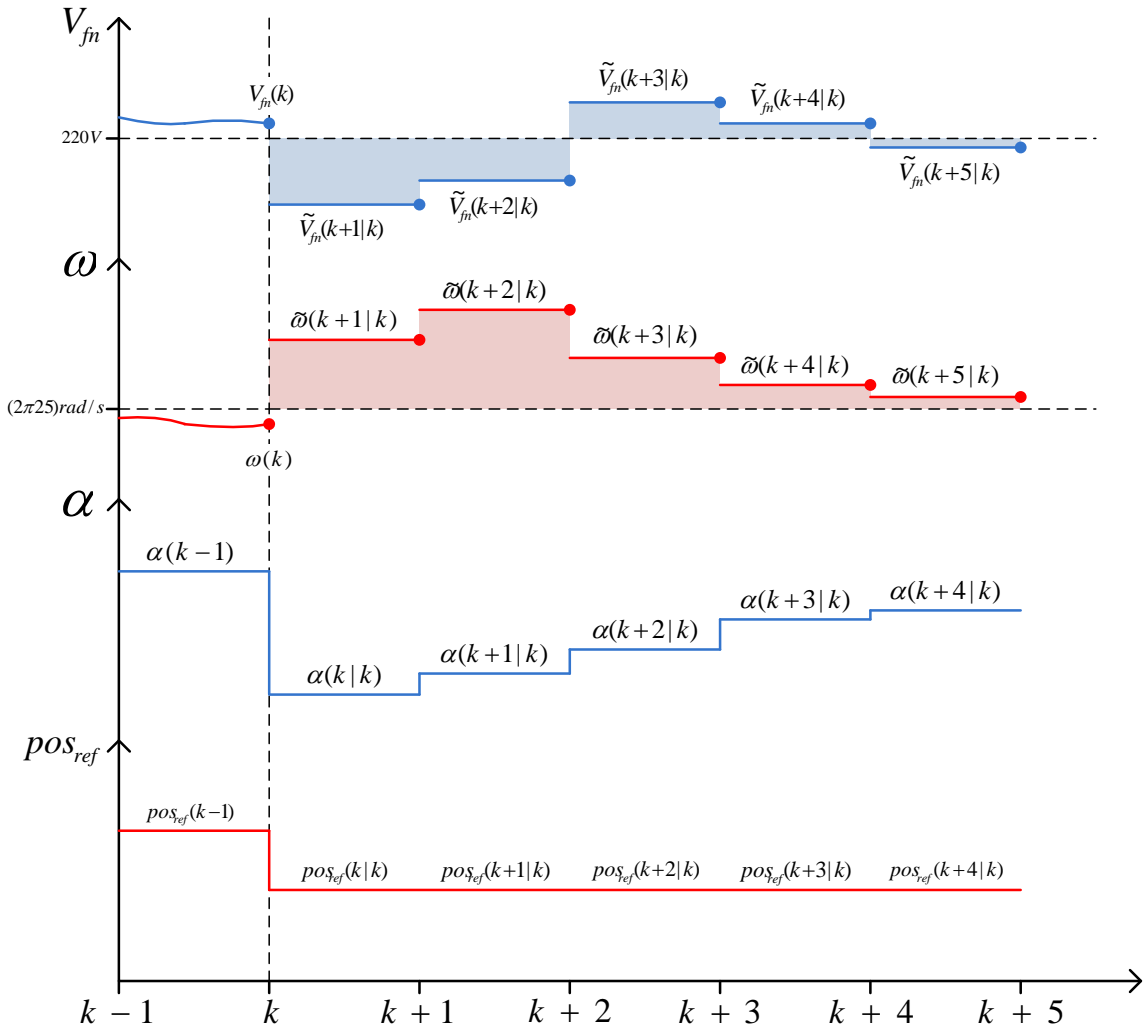
del problema de optimización sea, en promedio, no mayor a la mitad del tiempo de muestreo del controlador. Se verifica rápidamente que, si no se imponen restricciones adicionales sobre las entradas, ninguna de las combinaciones propuesta es factible dados los tiempos de cálculo involucrados. Por lo anterior, se decide limitar el movimiento de la válvula durante el horizonte de predicción de forma tal de reducir las incógnitas del problema de optimización a casi la mitad. Así, además de las restricciones mostradas en 4.10 y 4.11, la posición de referencia de la válvula está sujeta a la siguiente restricción:

$$pos_{ref}(k+i) = pos_{ref}(k+j), \forall i, j = 0, \dots, T_P - 1 \quad (4.12)$$

Con las restricciones descritas por las Ecuaciones 4.10, 4.11 y 4.12; las simulaciones indican que el criterio de factibilidad se cumple si el horizonte de predicción es de máximo 5 muestras. Luego, se evalúan dos combinaciones posibles: tiempo de muestreo de 200 *ms* y horizonte de predicción de 1 *s*; y tiempo de muestreo de 400 *ms* y horizonte de predicción de 2 *s*. Se obtiene respuestas en lazo cerrado similares al simular la operación de la planta cuando es gobernada por el controlador sintonizado con dichos tiempos. Considerando que en la práctica existen errores en la predicción de la salida, y es esperable que éstos aumenten conforme se aumenta el horizonte de predicción, se decide utilizar finalmente el menor horizonte de predicción, así el tiempo de muestreo es de 200 *ms* y el horizonte de predicción de 1 *s* (5 muestras).

El ponderador λ se fijó de tal manera que un error de tensión de 7% de la tensión nominal fuese equivalente a un error de frecuencia de 2,5 *Hz*. Así, valor de λ resultante es de 3,8.

El problema de optimización queda completamente determinado por la función de costo descrita por la Ecuación 4.8, con tiempo de muestreo y horizonte de predicción de 200 *ms* y 1 *s*, respectivamente; ponderador λ de 3,8; y sujeto a las restricciones de las Ecuaciones 4.10, 4.11 y 4.12. Además, la predicción de la salida se hace evaluando sucesivamente la función f de la Ecuación 4.6, que corresponde a la discretización de la Ecuación de estado 3.72 mediante el método Euler, con Δt igual a 50 *ms*. En el diagrama de la Figura 4.4 se ejemplifica el problema de optimización en un intervalo de control k . Las áreas señaladas son proporcionales a los errores cuadráticos de tensión y frecuencia en el horizonte de optimización.


 Figura 4.4: Problema de optimización en el instante actual k

Como se mencionó anteriormente, la resolución del problema de optimización se hace utilizando la función *fmincon* de MATLAB. Esta función resuelve numéricamente problemas de optimización de funciones no-lineales multivariables con restricciones, y utiliza el método de *Programación Cuadrática Secuencial*. Con el objeto de reducir los tiempos de cálculo, en la programación del controlador de la CMH de laboratorio, en cada intervalo de control k se utilizó como punto inicial de búsqueda $u_{opt}(k-1)$, es decir, la última señal de control despejada por el optimizador. Además, se limita el número de iteraciones a máximo 60 de forma tal que el tiempo de cálculo de las entradas óptimas no sobrepase los 150 ms, aproximadamente.

4.3. Estimación de Estado

Como se mencionó anteriormente, la planta no cuenta con un sensor que permita conocer en línea la corriente de campo i_{fd} , por lo que es necesario hacer una estimación de ésta. Por otra parte, se cuenta con mediciones ruidosas de la tensión, velocidad y, en menor medida, posición de la válvula. Se pudo comprobar empíricamente que el ruido proviene fundamentalmente de la alimentación vía variador de frecuencia de la bomba centrífuga, y del campo del generador. Por inspección se verificó también que estas fuentes de ruido introducen una distorsión en las medidas cuyo valor medio se puede asumir que es cero. Por lo anterior, se determina es adecuado utilizar el Filtro Extendido de Kalman (EKF) para estimar el estado \hat{x} de la planta, por cuanto tiene propiedades de optimalidad en presencia de ruido blanco, gaussiano, no correlacionado y de media cero; y además está formulado para sistemas no-lineales.

Se considera el sistema descrito por las siguientes ecuaciones:

$$\dot{x}(k) = f(x(k-1), u(k-1), R(k-1)) + w(k-1) \quad (4.13)$$

$$y(k) = h(x(k)) + v(k) \quad (4.14)$$

La Ecuación 4.13 corresponde a la ecuación de estado de la planta en tiempo discreto descrita en la sección anterior. La Ecuación 4.14 representa la ecuación de mediciones, en donde y es el vector de mediciones, y la función no-lineal h se determina a partir de las ecuaciones desarrolladas en el Capítulo 3.

Para facilitar la sintonización del EFK, el ruido del sistema se modela como aditivo tanto para el modelo como para las mediciones, a través de los vectores w y v , respectivamente. Se consideran w y v como ruido blanco, no correlacionado, de esperanza igual a cero, y con matrices de covarianzas Q y R , respectivamente (Q y R invariantes en el tiempo):

$$w(k) \sim (0, Q) \quad (4.15)$$

$$v(k) \sim (0, R) \quad (4.16)$$

Como se vio en la Sección 3.7, no obstante el modelo reproduce de forma satisfactoria la dinámica de la planta real, como era esperable en algunos puntos de operación existe cierta diferencia entre la respuesta en lazo abierto de la planta y la del modelo. Este ruido no es bien modelado por una variable aleatoria de esperanza igual a cero ya que permanece incluso en régimen permanente. Por lo tanto, el vector w no pretende representar el verdadero ruido del modelo, más bien es una medida relativa de la incertidumbre del modelo respecto del ruido de las mediciones. Las diferencias entre las respuestas de la planta y del modelo, son tomadas en cuenta en el desempeño del controlador a través de la aplicación de una estrategia de seguimiento de error que se describe en la próxima sección.

De la formulación general del EKF vista en la Sección 2.2.2, se sabe que para actualizar la estimación del estado \hat{x} se requiere evaluar las matrices de F y H definidas como las derivadas

parciales con respecto al estado de las funciones f y h , respectivamente:

$$F(k) = \left[\frac{\partial f}{\partial x} \right]_k \quad (4.17)$$

$$H(k) = \left[\frac{\partial h}{\partial x} \right]_k \quad (4.18)$$

Las matrices F y H son calculadas algebraicamente a partir de las funciones f y h , respectivamente. Las matrices L y M , definidas en la Sección 2.2.2 como las derivadas parciales de las funciones f y h al ruido del modelo y de las mediciones, respectivamente, resultan ser iguales a la matriz identidad al considerar el ruido como aditivo en las Ecuaciones 4.17 y 4.18. Luego, solamente resta definir las matrices de covarianza Q y R .

Para determinar las varianzas de las variables aleatorias w y v primero se definen las desviaciones estándar de los ruidos de la medición según lo observado experimentalmente. Así, la matriz de covarianzas R es:

$$R = \begin{bmatrix} 0,5^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0,01^2 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Luego, para las desviaciones estándar asociadas al ruido del modelo, se procede en forma heurística. Primero, en el caso de la posición de la válvula, se define la desviación estándar del ruido del modelo como 10 veces la del ruido de la medición, asumiendo que el ruido de la medición de posición es muy pequeño. Luego, en el caso de la velocidad, la desviación estándar del ruido del modelo se define como la mitad de la desviación estándar del ruido de la medición, para permitir así cierto filtrado del ruido de alta frecuencia de la medición. La desviación estándar del ruido del modelo asociado a la corriente de campo se determina después de sucesivas pruebas, siendo finalmente 2 veces la de la medición de tensión fase-neutro. Así, la matriz de covarianzas Q es:

$$Q = \begin{bmatrix} 0,1^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0,25^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0,1^2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Se utiliza como tiempo de actualización del EKF el tiempo de muestreo utilizado para discretizar el modelo de la planta, es decir, 50 ms. De esta manera, el EFK queda completamente sintonizado y el algoritmo para la actualización de la estimación del estado es como el descrito en la Sección 2.2.2.

4.4. Seguimiento de Error

La optimización de las señales de control se realiza en función de la respuesta esperada en lazo cerrado, la cual se estima a través del modelo fenomenológico que, como se comentó anteriormente, presenta cierto error con respecto a la respuesta real de la planta. Para compensar este

error, en cada intervalo de control se calcula la diferencia entre la salida medida y la última predicción de la salida, y dicha cantidad se suma a la estimación de la salida de la planta. En otras palabras, la predicción de la salida se corrige por el error de predicción observado en la última estimación de la salida.

La estrategia de seguimiento de error descrita en el párrafo anterior fue explicada en la Sección 2.2.4. En el caso particular del control de tensión y frecuencia de la CMH de laboratorio, esta corrección de la salida esperada se aplica a las estimaciones de las variables controladas, es decir, la tensión y la frecuencia. No se considera necesario aplicar el seguimiento de error a la posición de la válvula puesto que la predicción del movimiento de ésta es muy precisa. Se impone además cierto retardo en la actualización del error de predicción para evitar inestabilidad (filtrado pasa bajos). Así, en cada intervalo de control k se calculan los errores de predicción de tensión y frecuencia eV_{fn} y $e\omega$ como en la Ecuación 4.21 y la Ecuación 4.22, respectivamente⁴. La ponderación de 0,9 y 0,1 para suavizar la actualización del error de predicción, se determina empíricamente como adecuada.

$$eV_{fn}(k) = 0,9 \cdot eV_{fn}(k-1) + 0,1 \cdot [V_{fn}(k) - \tilde{V}_{fn}(k|k-1)] \quad (4.21)$$

$$e\omega(k) = 0,9 \cdot e\omega(k-1) + 0,1 \cdot [\hat{\omega}(k) - \tilde{\omega}(k|k-1)] \quad (4.22)$$

De esta forma, la estrategia de NMPC propuesta para el control de tensión y frecuencia de la CMH de laboratorio, queda finalmente representada por el diagrama de bloques de la Figura 4.5.

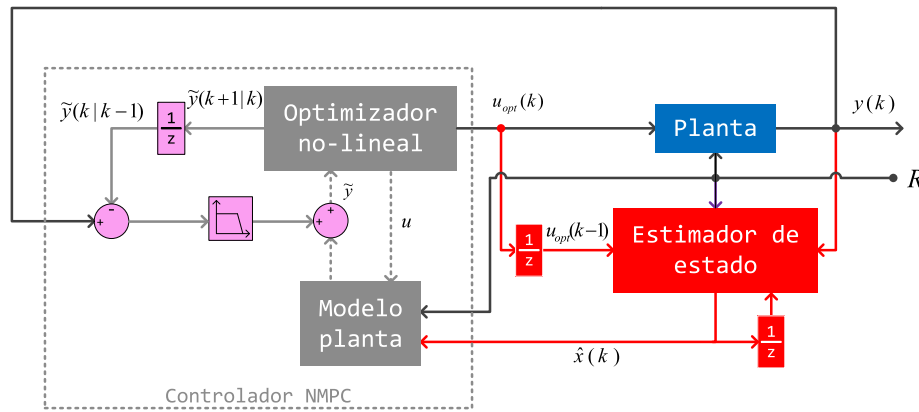


Figura 4.5: Diagrama de bloques de la estrategia de control NMPC con seguimiento de error

4.5. Resultados Simulados

Para probar el desempeño de la estrategia de control propuesta, se simula la operación del sistema descrito en la Figura 4.5, en donde la planta es simulada por su modelo fenomenológico desarrollado en el capítulo anterior y que es representado por la Ecuación de estado 3.72 (en tiempo continuo). El modelo interno del controlador es como el desarrollado en la Sección 4.2,

⁴Notar que en el caso de la frecuencia se utiliza la estimación del estado $\hat{\omega}$ para la actualización del error de predicción

que corresponde a la discretización del modelo de la planta. Se simula también la estimación de estado a través del EKF descrito en la Sección 4.3, y la correspondiente sintonización, pero no se introduce ruido en las mediciones.

De esta manera, las simulaciones realizadas representan la respuesta en lazo cerrado ante perturbaciones, cuando la predicción de la salida es, salvo la aproximación por discretización, exactamente igual a la salida real de la planta; y la estimación de estado se hace sobre un modelo y mediciones sin ruido. Además, en estas simulaciones el tiempo de computación del problema de optimización y de estimación de estado se asumen nulos. Por lo tanto, la respuesta simulada del controlador propuesto representa el mejor desempeño posible de la estrategia de control propuesto, ante las perturbaciones simuladas.

Las siguientes figuras muestran la simulación de dos tomas y dos rechazos bruscos de carga en dos puntos de operación distintos:

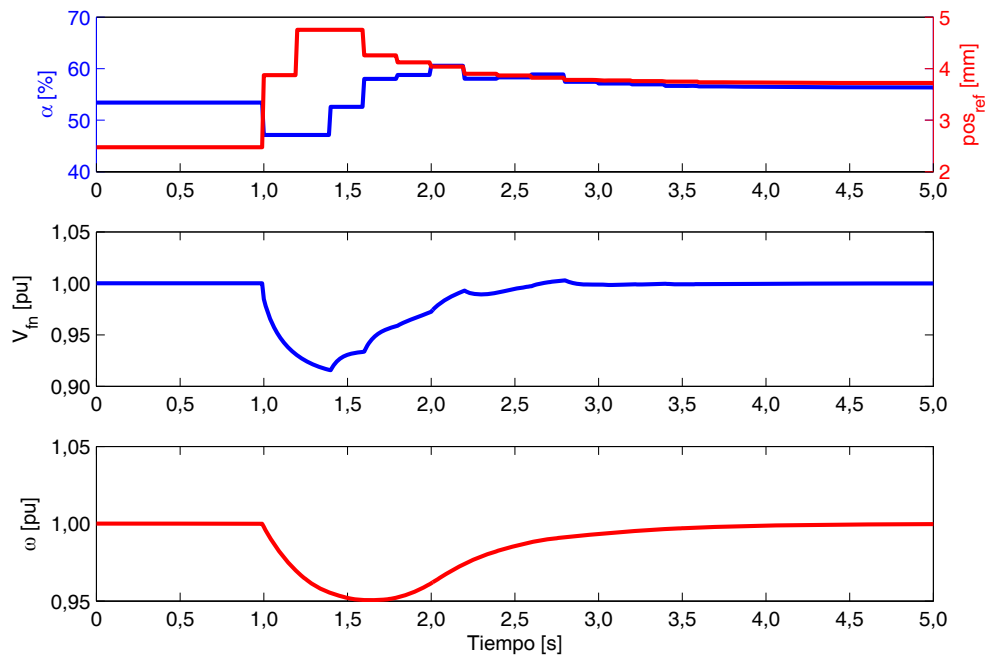


Figura 4.6: Respuesta simulada ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W

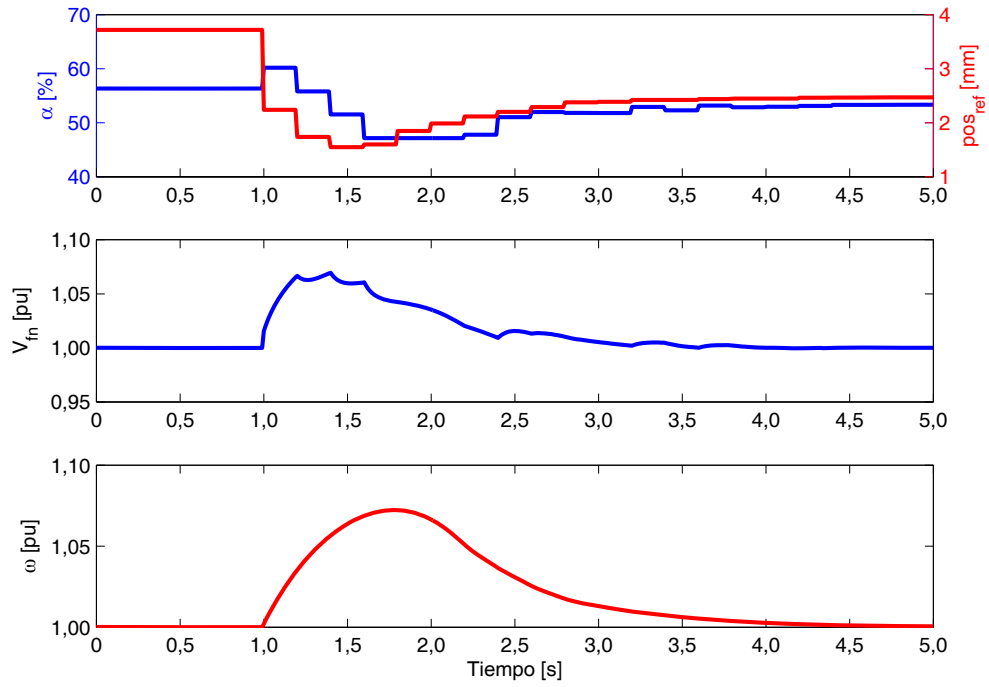


Figura 4.7: Respuesta simulada ante escalón de carga de -300 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 300 W

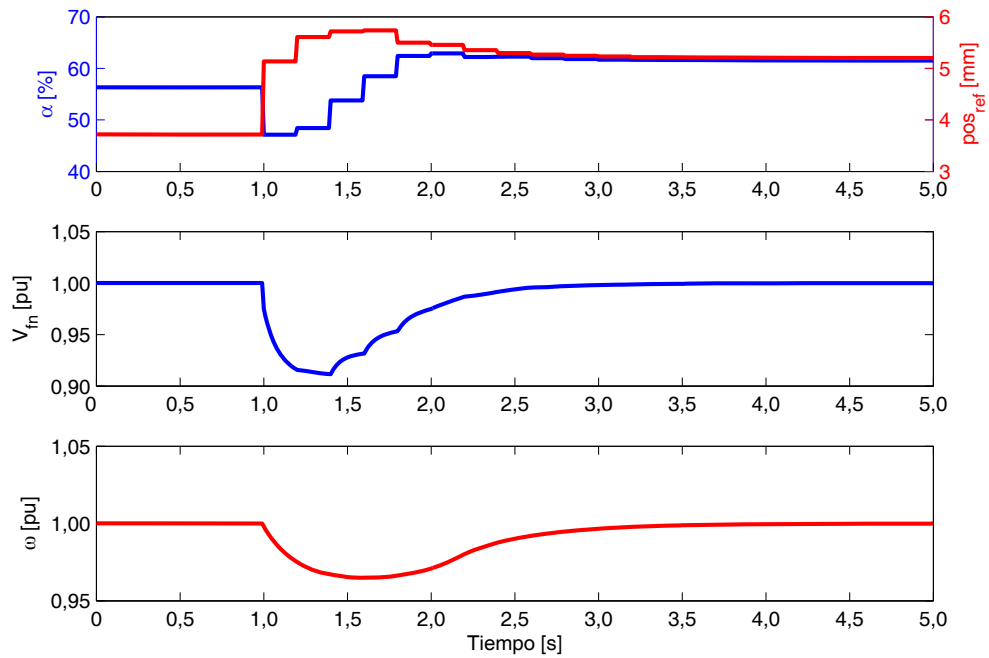


Figura 4.8: Respuesta simulada ante escalón de carga de 300 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 300 W

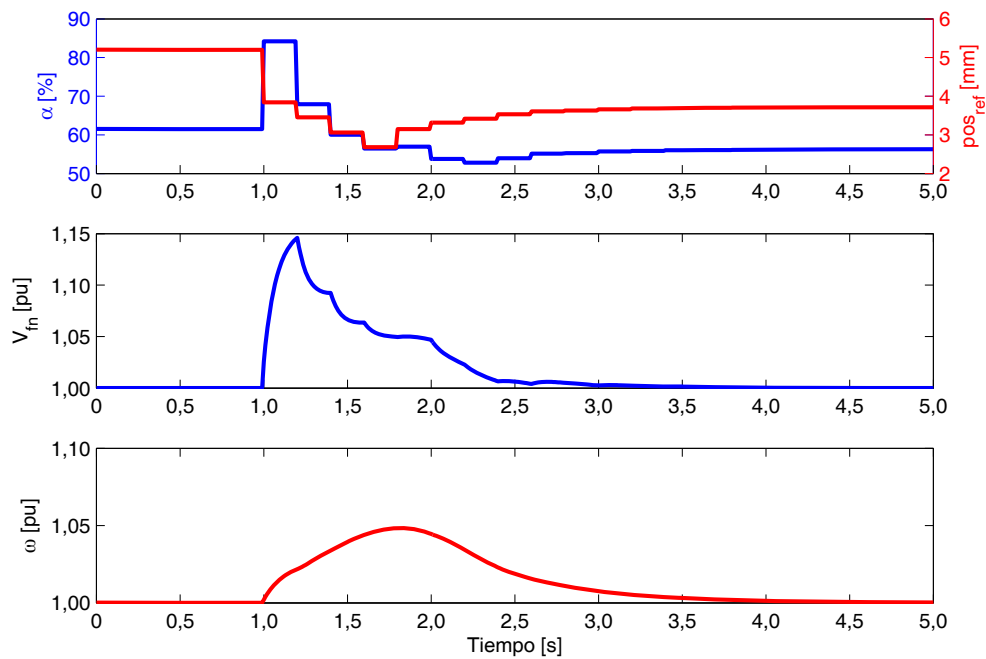


Figura 4.9: Respuesta simulada ante escalón de carga de -300 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 600 W

De la Figura 4.6 a la Figura 4.9 se observa que efectivamente se restablecen la tensión y frecuencia nominal tras la perturbación. Además, se observa claramente el efecto de la predicción en la toma de decisión del controlador, al momento que, por ejemplo en las tomas de carga de la Figura 4.6 y la Figura 4.8, inmediatamente después de la perturbación la tensión fase-neutro es menor a la nominal y, no obstante, la señal de control es disminuir el ciclo de trabajo del chopper (disminuir la tensión de campo) de tal manera de alivianar la carga del generador y recuperar rápidamente la velocidad. Esto contrasta notoriamente con la acción de un control proporcional, en donde la señal de control sería necesariamente aumentar el ciclo de trabajo del chopper ante cualquier tensión fase-neutro inferior a la nominal. El efecto análogo se produce en los rechazos de carga de la Figura 4.7 y la Figura 4.9.

4.6. Controlador PI de Comparación

En la Sección 2.1.3 se estudiaron algunas representaciones básicas y estrategias de control típicas utilizadas para el control de tensión y frecuencia de generadores aislados. En el caso de la frecuencia, el control isócrono permite mantener un error permanente cero ante variaciones de carga eléctrica, mediante la aplicación de una ganancia y una acción integral al error de frecuencia. En el caso del control de tensión, en cambio, se suele utilizar controladores PI (eventualmente PID) realimentados en la tensión de armadura del generador. Por lo tanto, dentro de las técnicas típicamente utilizadas para el control de tensión y frecuencia se encuentran aquellas basadas en controladores PI, al menos cuando se diseñan ambos controladores en forma separada.

Por lo expuesto en el párrafo anterior, y como una forma de comparar la estrategia de control propuesta con una técnica de control tradicional, se implementa un control de tensión y frecuencia basado en dos lazos cerrados independientes, cada uno con un controlador PI. No obstante la comparación es sesgada pues el controlador NMPC es inherentemente multi-variable, la aplicación de los lazos PI corresponde a una solución simple y natural de implementar si se dispone de conocimiento limitado de la dinámica de la planta, por lo que resulta interesante comparar con la estrategia propuesta en este trabajo en donde se busca maximizar la calidad del control desde el conocimiento pleno de la dinámica del proceso.

En la Figura 4.10 se observa un diagrama de bloques del controlador PI propuesto.

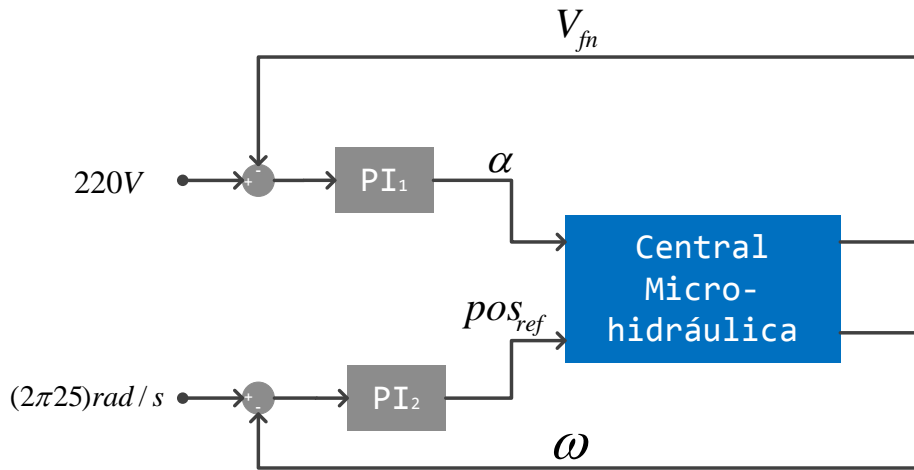


Figura 4.10: Control de comparación mediante lazos PI

Las ganancias proporcionales y los tiempos de integración de los lazos PI se determinan en base al criterio de *curva de reacción* de *Ziegler-Nichols*, para el punto de operación en que la CMH se encuentra operando en vacío y a tensión y frecuencia nominales. El tiempo de muestreo del controlador es de 10 ms (PI en tiempo discreto). En el Anexo 7.3 se detalla la sintonización de los parámetros de este controlador.

Capítulo 5

Implementación y Resultados Experimentales

Para probar y validar la estrategia de control propuesta en el capítulo anterior, en el presente capítulo se exponen los resultados de las pruebas experimentales realizadas a la CMH de laboratorio, siendo ésta gobernada por dicho esquema de control.

Para entender las consideraciones a tomar en cuenta en el análisis de los resultados de las distintas pruebas, primero se describe la implementación experimental de la estrategia de control propuesta, en particular, la forma en que los distintos algoritmos y rutinas se programan en los equipos utilizados.

Posteriormente, se muestran los resultados experimentales obtenidos de la estimación de estado basada en el Filtro Extendido de Kalman (EFK), que fue descrita en el capítulo anterior.

Finalmente, se exponen los resultados de las pruebas experimentales del control NMPC propuesto aplicado sobre la planta de pruebas, cuando se somete a tomas y rechazos bruscos de carga eléctrica. Para esto, primero se prueba el seguimiento de la trayectoria de referencia en régimen transitorio y en régimen permanente de la CMH de laboratorio, en distintos puntos de operación. Luego, se analiza la calidad del modelo de predicción y el funcionamiento de la estrategia de seguimiento de error, a partir de los resultados de las pruebas realizadas. Posteriormente, se comparan las respuestas dinámicas en lazo cerrado de la planta de pruebas real y de la planta de pruebas simulada, dimensionándose así la pérdida de la calidad del control que sucede en la práctica, y la distancia entre el rendimiento obtenido y el rendimiento teórico ideal. Finalmente, se comparan las respuestas en lazo cerrado del control NMPC propuesto y de los lazos PI descritos en la Sección 4.6, mostrándose así la ganancia o pérdida de la calidad del control al utilizar la estrategia propuesta en vez de una estrategia de control tradicional.

5.1. Implementación Experimental

Se utiliza un controlador CompactRIO 9014 de National Instruments, en adelante cRIO, para realizar las siguientes funciones: adquisición de datos desde los sensores, generación de señales de control hacia los actuadores, registro de datos de las pruebas realizadas, y ejecución de distintas

rutinas requeridas por el control NMPC propuesto. El cRIO es un controlador que cuenta con tres componentes: un controlador *Real Time* (RT), un FPGA, y módulos de entrada y salida (I/O). En el caso del cRIO que se utilizó, éste cuenta con puertos de entradas analógicas (de tensión ± 10 V) y puertos de salida digitales.

El controlador RT es un procesador reprogramable que ofrece las siguientes características [53]:

- Capacidad de ejecutar varios ciclos a distintas frecuencias. Este controlador cuenta con 128 MB de memoria DRAM.
- Realizar *data logging* en la memoria del mismo controlador. Para esto cuenta con 2 GB de almacenamiento.
- Establecer comunicación en línea con otros equipos a través de los puertos Ethernet, USB y RS232.

El FPGA está directamente conectado con los puertos I/O, y es a través de éste que el controlador RT accede a ellos. Este controlador es capaz de ejecutar ciclos a muy alta velocidad, permitiendo así acceder a los módulos de I/O con una latencia prácticamente nula. Se utiliza también el FPGA para procesar y filtrar señales a muy alta frecuencia (hasta algunos MHz dependiendo del número de operaciones), y para ejecutar rutinas en paralelo dado que todo el código corre sobre el hardware. Tanto en el controlador RT como el FPGA, los códigos se programan a través de aplicaciones en el ambiente de programación gráfico LabView.

En la Figura 5.1 se muestra el esquema general de adquisición de datos, monitoreo y comando de la CMH de laboratorio a través del cRIO. El usuario a través del PC puede monitorear variables del proceso tales como: salida y , potencia P_{carga} , estimación del estado \hat{x} , y la entrada a la planta u . También, desde el PC se puede seleccionar el modo de operación de la CMH como *manual* o *automático*. En el modo manual, el usuario controla directamente desde el PC las variables manipuladas, por lo que el cRIO y el PC actúan simplemente como interfaz entre el usuario y la planta. En el modo automático, en cambio, tanto en el cRIO como en el PC se ejecutan todas las rutinas y algoritmos necesarios para generar las señales de control de acuerdo a la lógica de la estrategia de control propuesta en el capítulo anterior.

Los distintos algoritmos y rutinas requeridos para implementar el control NMPC propuesto, se programaron en tres niveles distintos: el FPGA, el controlador RT, y el PC. Las señales eléctricas de los secundarios de los transformadores de medida (tensión fase-neutro y corriente de línea instantánea), así como la señal analógica proporcional a la posición de la válvula, son digitalizadas por los puertos de entrada y leídas por el FPGA, en donde se calculan: la tensión fase-neutro RMS, la velocidad (frecuencia), y la resistencia de la carga. Con esto se construye el vector de mediciones y . La tasa de muestreo de las señales provenientes de los sensores es cercana a 100 kHz, pero la tensión V_{fn} (RMS) y la velocidad ω se actualizan después de cada cruce por cero de la tensión fase-neutro instantánea.

En el controlador RT se ejecuta la rutina de actualización de la estimación de estado (estimador EKF), a partir del vector de salidas y la resistencia de la carga calculados en el FPGA, además de la última señal de control ingresada a la planta. La tasa a la que se actualiza la estimación de estado es de 20 Hz. Por otra parte, toda la comunicación entre el cRIO y el PC se realiza a través del controlador RT. La tasa con que se actualizan todas las variables de entrada y salida

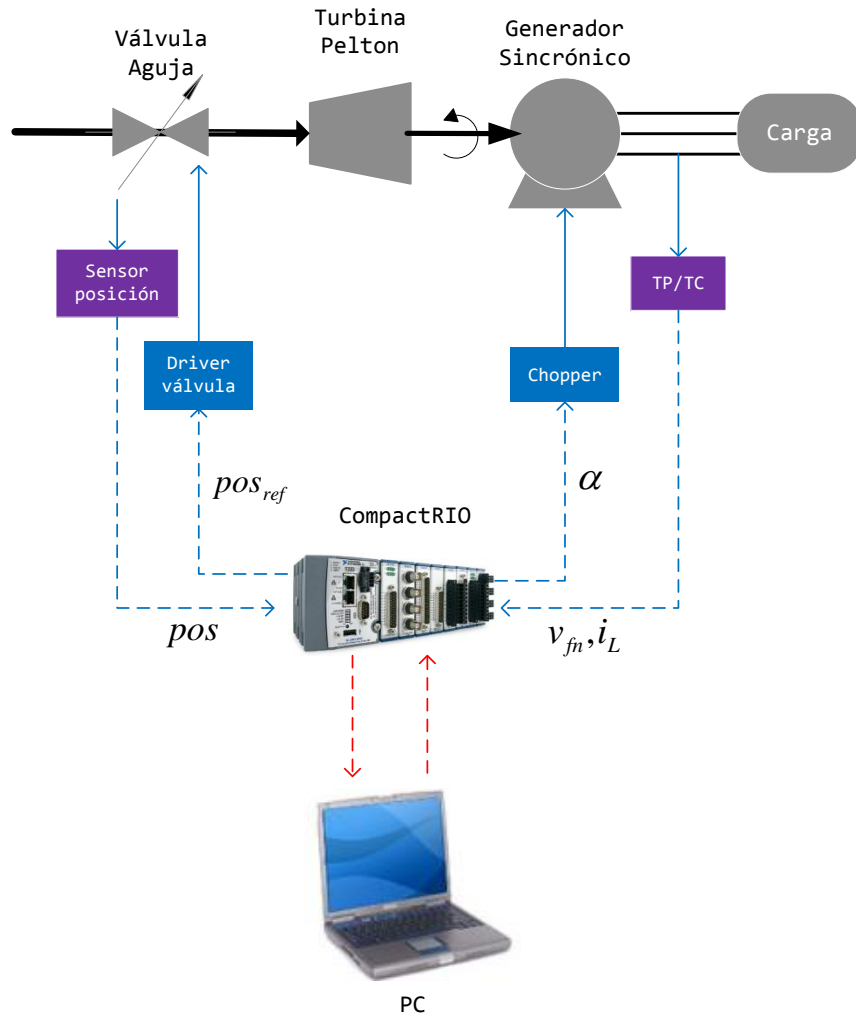


Figura 5.1: Adquisición de datos, monitoreo y comando de la CMH de laboratorio

del controlador RT se refrescan a una tasa de 100 Hz . Adicionalmente, en el controlador RT se realiza el *data logging* de todas las variables que se registran durante las pruebas, con un intervalo de muestreo de 10 ms .

Finalmente, la resolución del problema de optimización del controlador NMPC (incluyendo la estrategia de seguimiento de error) se resuelve mediante un método numérico programado en una rutina Matlab, la cual se ejecuta en el servidor de Matlab en el PC. La comunicación entre el PC y el cRIO se realiza a través del controlador RT. La tasa a la que se actualiza el cálculo de la señal de control la correspondiente al tiempo de muestreo del controlador, que como se determinó en el capítulo anterior es igual a 200 ms .

La arquitectura de la programación de la estrategia de control propuesta en la planta de pruebas se muestra en la Figura 5.2.

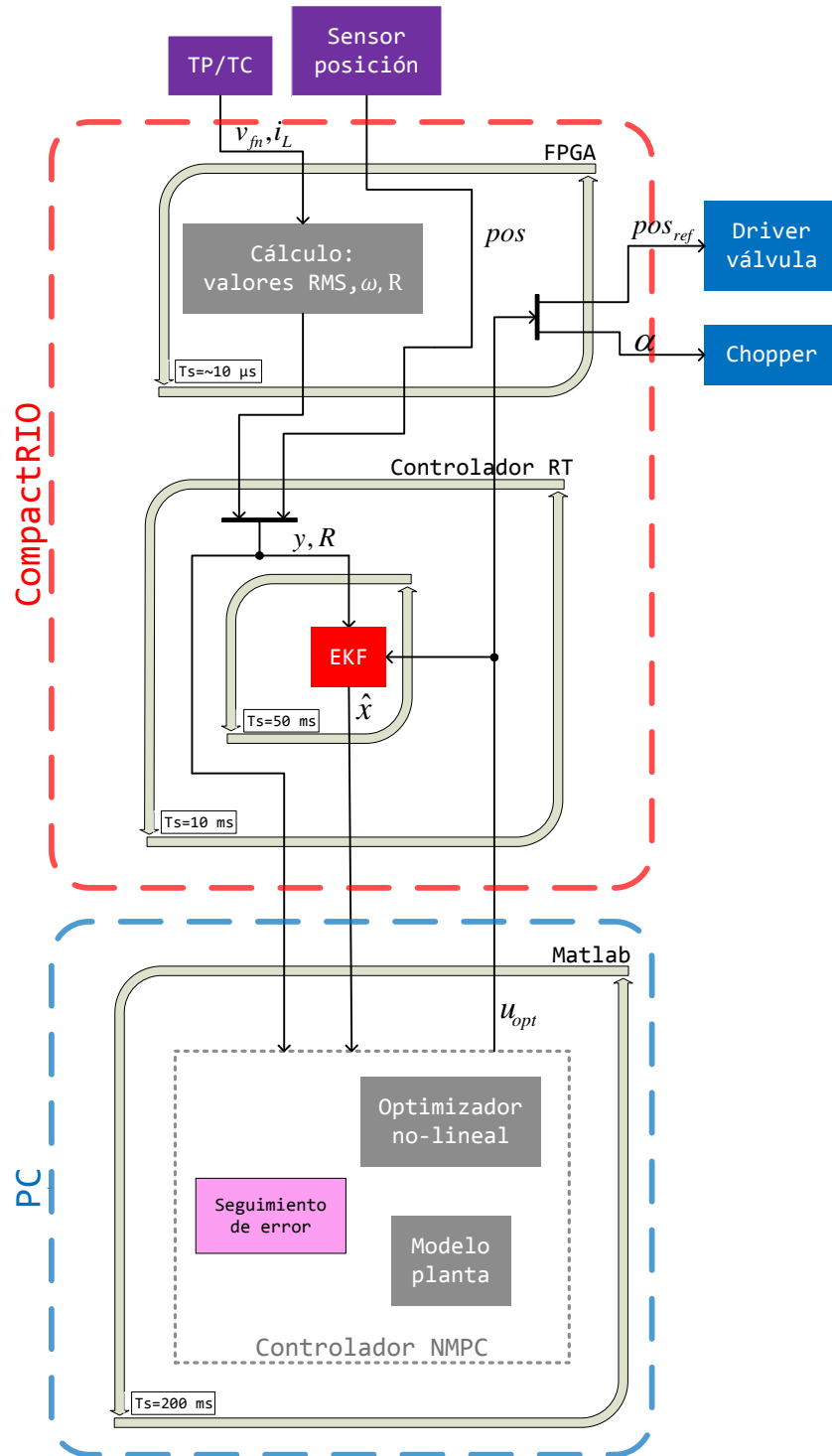


Figura 5.2: Arquitectura de la programación del control NMPC

La interfaz con el usuario de la programación en LabView se muestra en la Figura 5.3. A la izquierda se puede ver que en el PC se ubica el programa “Optimizador_NMPC.vi”, el cual realiza

la resolución del problema de optimización del controlado propuesto, llamando a una rutina en Matlab. Mas abajo, dentro del FPGA se ejecuta el programa “Mediciones_RMS_frec.vi” que realiza el muestreo de las señales analógicas y calcula valores RMS y frecuencia. Finalmente, la rutina “Panel_EKF_RT.vi” se ejecuta dentro del controlador RT, y es la que actualiza la estimación de estado y, adicionalmente se comunica con el usuario a través de la interfaz del lado derecho. Mas abajo se encuentran declaradas las variables “Global_R_u1_y.vi” y “Global_Xest.vi” que corresponde a las variables que se transmiten entre el FPGA, el controlador RT y el PC (ver Figura 5.2). En la interfaz con el usuario (lado derecho de la Figura 5.3) se puede seleccionar entre un modo de control manual, en cuyo caso la posición de referencia de la válvula y el ciclo de trabajo del chopper son comandados por el usuario, o un modo automático en el que las entradas a la planta son las determinadas por la función “Optimizador_NMPC.vi”.

Finalmente, en el controlador RT se encuentra programada la rutina “Panel_PI.vi” que corresponde al controlador PI de comparación. En este caso el cálculo de las señales de control se realiza en el controlador RT y no en el PC.

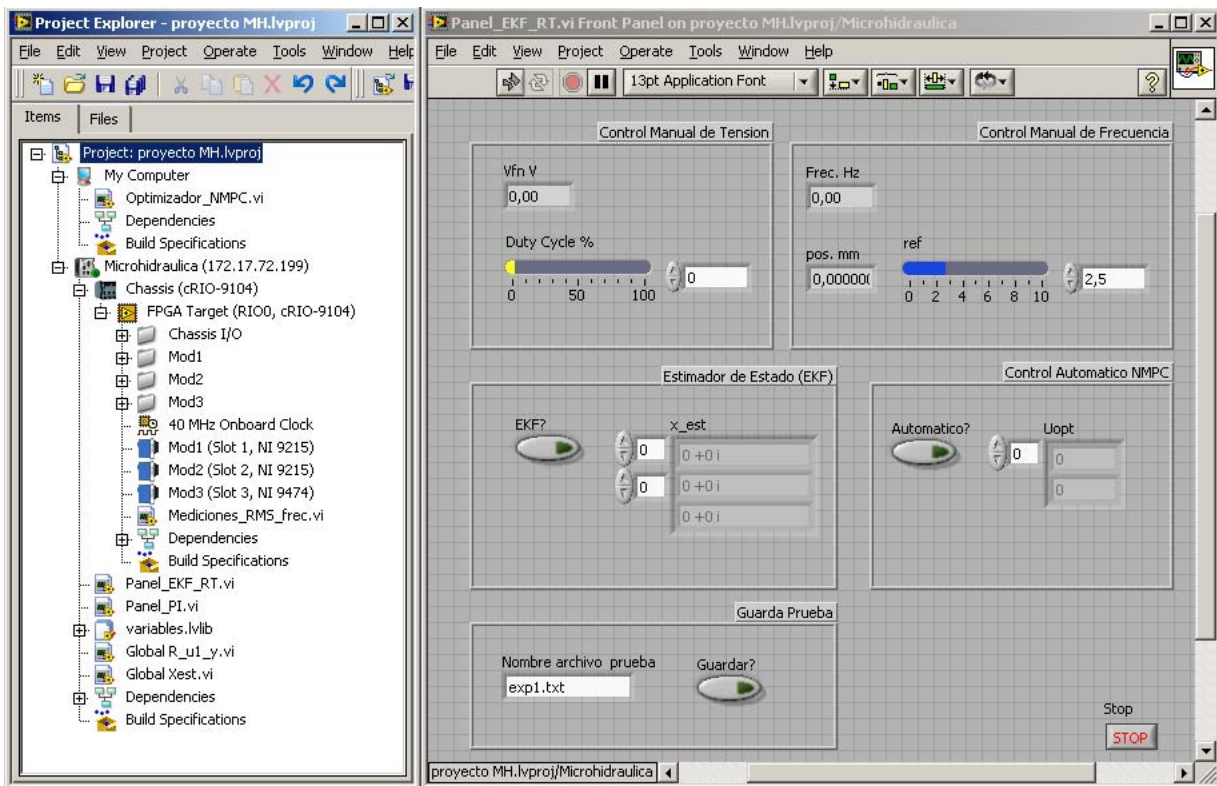


Figura 5.3: Interfaz con el usuario de programa desarrollado en LabView para pruebas experimentales

De la Figura 5.2 se debe notar que se ejecutan en total cuatro ciclos a distintas tasas de refresco. En el caso del FPGA, la tasa de refresco es tan alta en comparación a las demás que se puede considerar como instantáneo. Sin embargo, en el caso de los otros tres ciclos las tasas de refresco son comparables por lo que existen importantes latencias que retardan la transmisión de las señales de una rutina a otra. Es esperable que esto tenga un efecto negativo en el desempeño del controlador por cuanto éste se alimenta de mediciones y estimaciones del estado que tienen cierto retardo.

Por otra parte, se debe considerar que dada la característica no-lineal del problema de optimización que resuelve el controlador NMPC, el tiempo de cómputo es variable y, por lo tanto, la actualización de la señal de control óptima es a una tasa que no es exactamente constante. Es esperable también que esto provoque una pérdida en la calidad del control dado que la señal de control es óptima cuando se aplica en un instante que no es igual al cual en la práctica se aplicará, y que además tal retardo no es constante. Esto comprueba la necesidad de suavizar el error de estimación, ya que, en cada intervalo de control, éste depende del tiempo de cómputo de la señal de control óptima.

5.2. Resultados de la Estimación de Estado

En el Capítulo 4 se describió la sintonización del EKF utilizado, por una parte, para estimar la corriente de campo no observada y, por otra parte, filtrar el ruido de las mediciones de velocidad y posición de la válvula. Las varianzas del ruido asociado a las mediciones se determinó en función de lo observado en los registros experimentales de las variables medidas. Por otra parte, la varianza del ruido del modelo se determinó de forma tal que cuantifique la incertidumbre del modelo en relación a la incertidumbre de las mediciones. Este procedimiento incluyó sucesivas pruebas hasta determinar las varianzas definitivas. A continuación se muestran los registros de la estimación del estado mediante el EKF sintonizado con los parámetros finalmente utilizados.

La Figura 5.4 muestra la estimación de la corriente de campo cuando se aplica un escalón en el ciclo de trabajo del chopper (y por consiguiente en la tensión de campo). Se observa un decaimiento asintótico en la corriente de campo característico de la respuesta al escalón de un circuito RL. Por inspección se puede determinar que la constante de tiempo resultante es cercana a los 160 *ms*, lo cual es considerablemente mayor a los 70 *ms* calculados teóricamente a partir de los parámetros del enrollado de campo (resistencia y autoinductancia). Se observa entonces la ponderación que realiza el EKF de la actualización de la estimación del estado vía el modelo y las mediciones, considerándose en este caso válida la estimación obtenida por cuanto el cálculo de la autoinductancia de campo está sujeto a la validez de supuestos y aproximaciones (ver Anexo 7.1).

La Figura 5.5 muestra la estimación de la velocidad y la posición de la válvula ante una toma de carga arbitraria. En el caso de la velocidad, se observa que la estimación elimina en gran medida el ruido de alta frecuencia inducido en la medición, tal como se buscaba en la sintonización de EKF. Es preciso notar que la estimación de la velocidad sigue el valor suavizado de la medición de ésta, lo cual da cuenta de la actualización *a priori* de la estimación a través del modelo no-lineal de la planta. En la estimación de la posición de la válvula, en cambio, se observa que, sin considerar el error de discretización, la estimación sigue exactamente la medición puesto que se consideró una gran certidumbre en el valor de la medición de la posición.

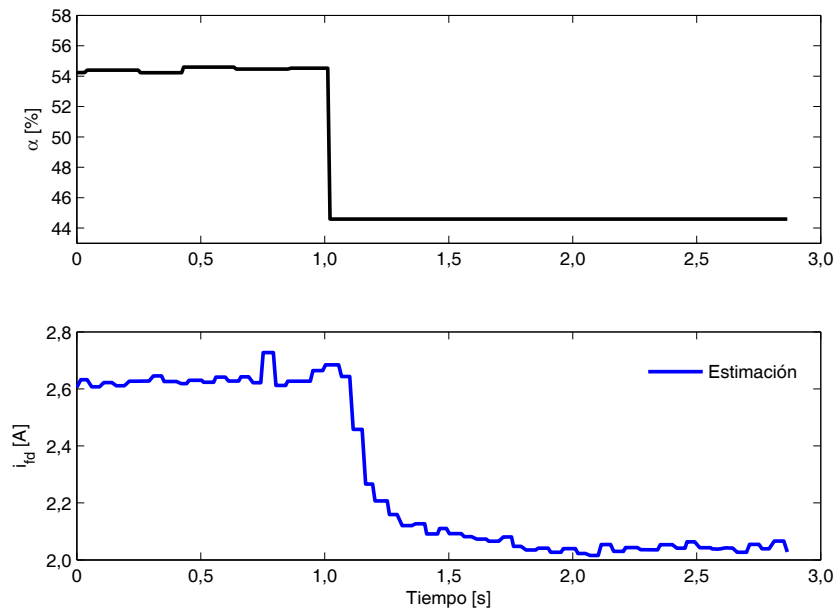


Figura 5.4: Estimación de la corriente de campo

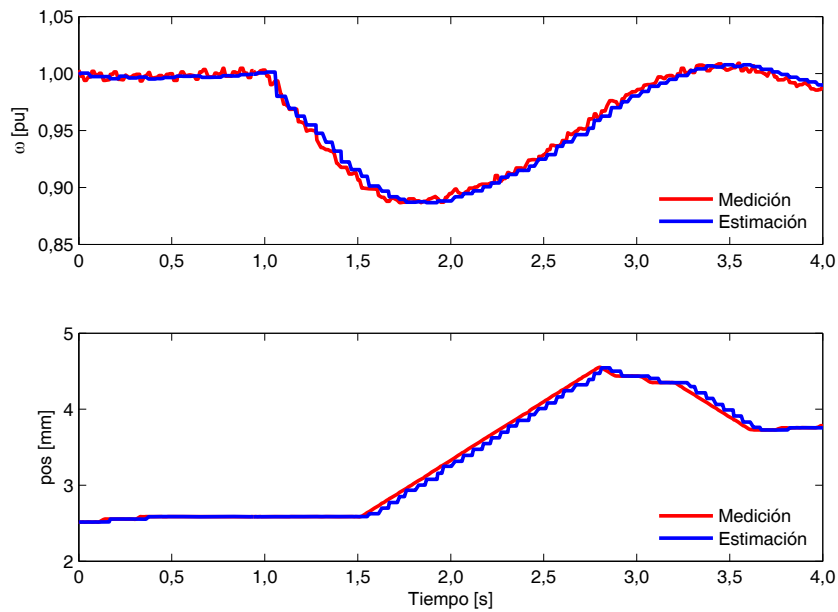


Figura 5.5: Filtrado de la velocidad y posición de la válvula

Se valida entonces el funcionamiento del EKF, de acuerdo a los objetivos planteados en la formulación de la Sección 4.3, como estimador de la variable de estado no observada: la corriente de campo; y como filtro de las dos variables de estado observadas: velocidad y posición de la válvula.

5.3. Resultados de las Pruebas de Control

Para probar la estrategia de Control Predictivo No-lineal (NMPC) propuesta en el Capítulo 4, se realizaron pruebas en que se somete al control de tensión y frecuencia a las condiciones más demandantes dinámicamente que enfrentaría cuando una CMH opera en isla, esto es, cuando se enfrenta a un cambio brusco y de gran magnitud en la carga eléctrica. Estas pruebas experimentales consistieron en conectar y desconectar discretamente cargas por medio de un interruptor, cuando la CMH de laboratorio está operando inicialmente régimen permanente y gobernada por el control propuesto. Se mantienen siempre los supuestos hechos en el Capítulo 3 para la modelación de la CMH, esto es, carga trifásica resistiva, simétrica y equilibrada. Estas pruebas se realizaron en distintos puntos de operación iniciales y para distintas magnitudes de la toma y rechazo de carga.

A continuación se exponen los registros obtenidos de las pruebas descritas en el párrafo anterior. También se analiza el modelo de predicción a través de la comparación de la predicción de la salida y de la salida observada en la práctica, así como el funcionamiento experimental de la estrategia de seguimiento de error. Además, las respuestas en lazo cerrado obtenidas se comparan con las de las simulaciones mostradas en la Sección 4.5, y con las resultantes de aplicar los lazos de control PI de tensión y frecuencia.

5.3.1. Seguimiento de trayectoria

Primero se prueba la capacidad del controlador de restablecer la tensión y frecuencia nominales luego de una perturbación, así como de minimizar las desviaciones de las variables controladas respecto de las referencias durante el régimen transitorio.

La Figura 5.6 muestra la respuesta en lazo cerrado ante una toma de carga de 300 W, cuando la CMH está operando inicialmente en vacío. La Figura 5.7 muestra la respuesta en lazo cerrado cuando la CMH desprende toda la carga inicial de 300 W. En ambos casos se puede observar lo siguiente:

1. El sistema en lazo cerrado permanece estable luego de la perturbación.
2. El controlador restablece las consignas de tensión y frecuencia con error permanente cero.
3. Tanto la respuesta de tensión y frecuencia son ligeramente sobreamortiguadas, siendo la sobreoscilación casi nula.

Tal como en las respuestas simuladas en la Sección 4.5, en las señales de control se observa claramente el efecto de la predicción y la minimización de la función objetivo. Así, inmediatamente después de la perturbación el ciclo de trabajo del chopper es contraria a la esperada para un controlador proporcional, buscando así inicialmente disminuir el sobrenivel de frecuencia variando la tensión en la carga, y posteriormente determinando el ciclo de trabajo que hace la tensión fase-neutro igual a la nominal en la nueva condición de carga. En efecto, en el caso de la Figura 5.6, inmediatamente después de la perturbación, el ciclo de trabajo calculado por el controlador es menor al inicial, en circunstancias que la tensión fase-neutro es menor a la nominal. El efecto análogo ocurre en el caso del rechazo de carga de la Figura 5.7.

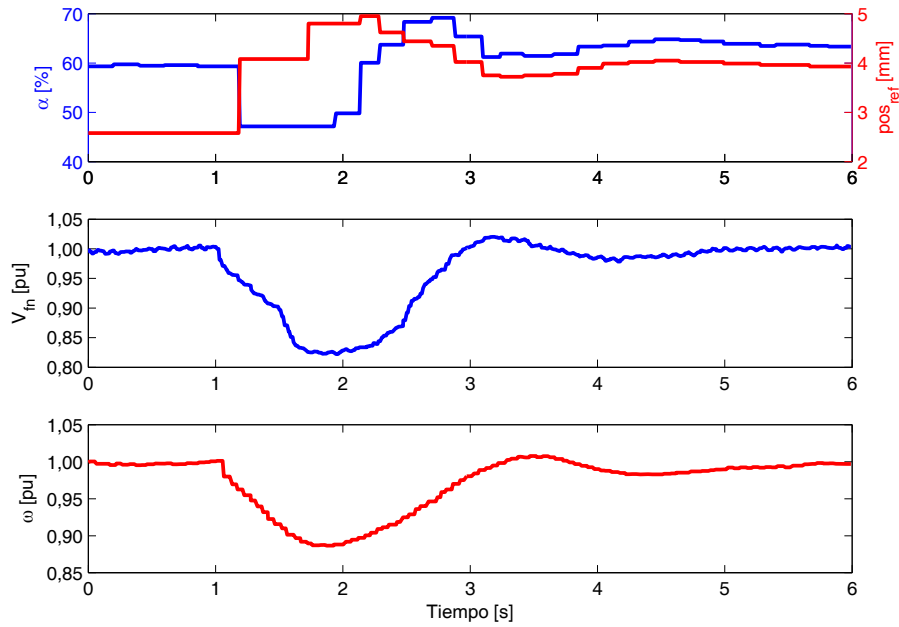


Figura 5.6: Respuesta ante escalón de carga de 300 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W

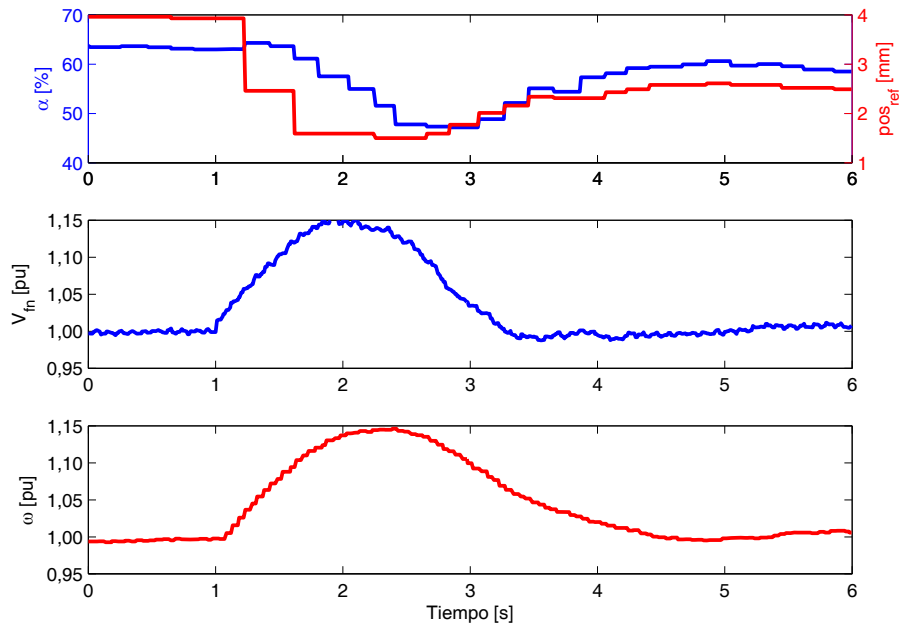


Figura 5.7: Respuesta ante escalón de carga de -300 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W

Luego, para probar la estabilidad del esquema de control propuesto, se aplica a la planta a un escalón de carga de magnitud aun mayor. La Figura 5.8 y la Figura 5.9 muestran la respuesta en lazo cerrado ante una toma y rechazo de carga, respectivamente, de magnitud igual a 600 W .

En ambos casos se observa una respuesta estable, con error permanente cero, y ligeramente sobreamortiguada.

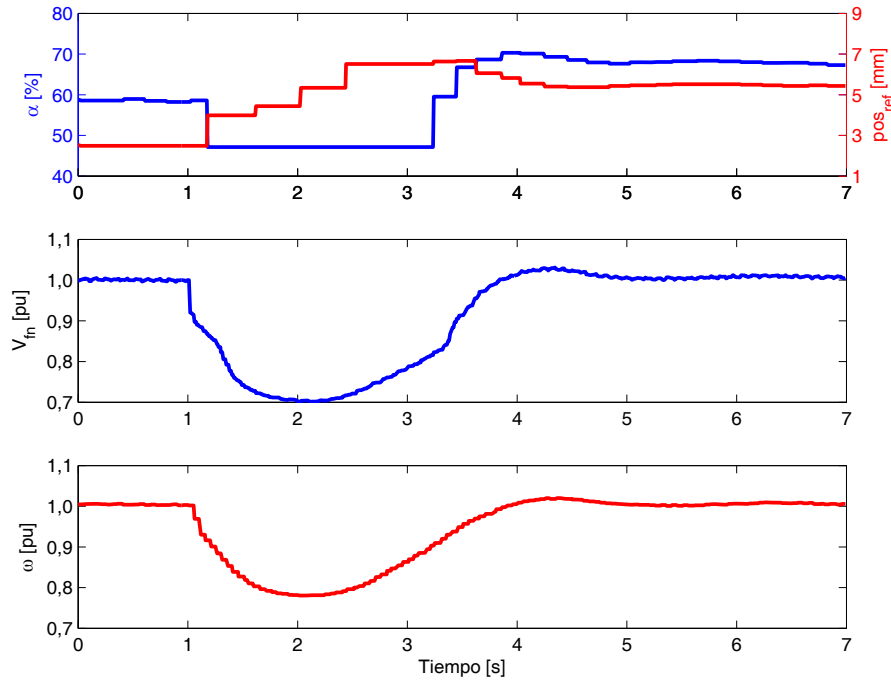


Figura 5.8: Respuesta ante escalón de carga de 600 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W

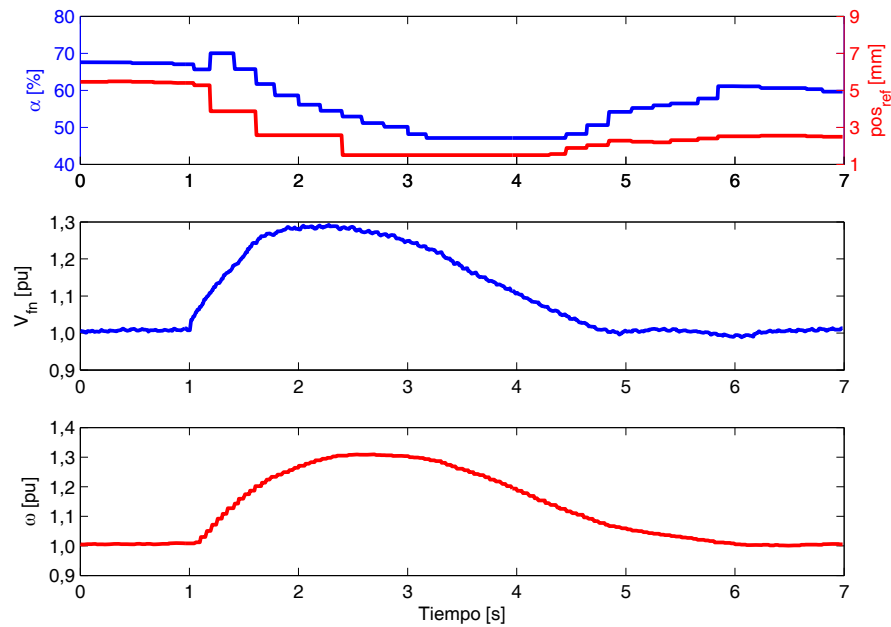


Figura 5.9: Respuesta ante escalón de carga de -600 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W

A continuación se muestran las respuestas en lazo cerrado antes escalones de carga (positivos y negativos) de magnitud igual a 300 W , cuando la planta opera inicialmente en una condición de carga distinta. La Figura 5.10 muestra la respuesta en tensión y frecuencia ante una toma de carga de 300 W , cuando inicialmente se están generando 300 W , y la Figura 5.11 muestra la respuesta de la planta cuando, operando inicialmente en 600 W de carga, se aplica un escalón negativo de carga de 300 W .

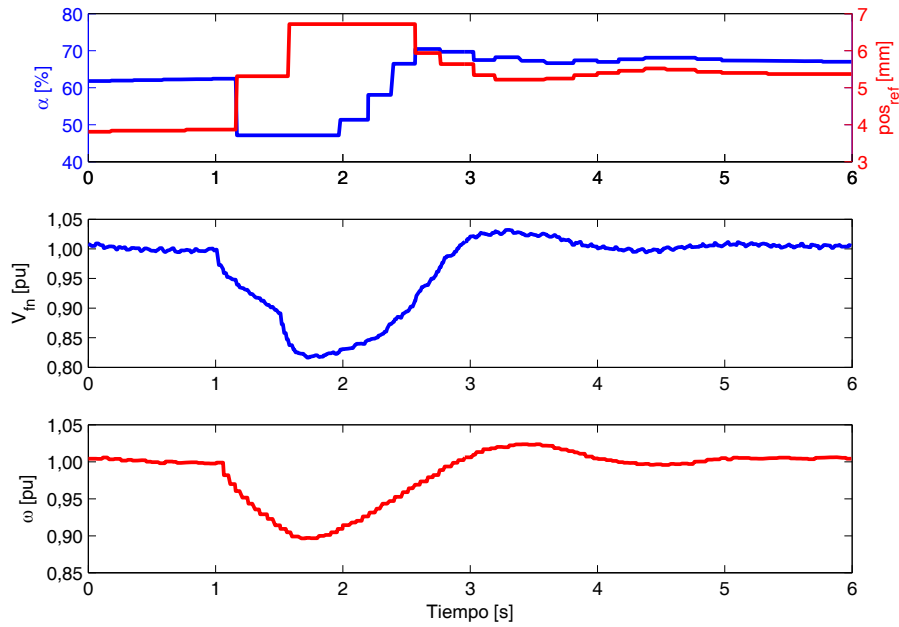


Figura 5.10: Respuesta ante escalón de carga de 300 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 300 W

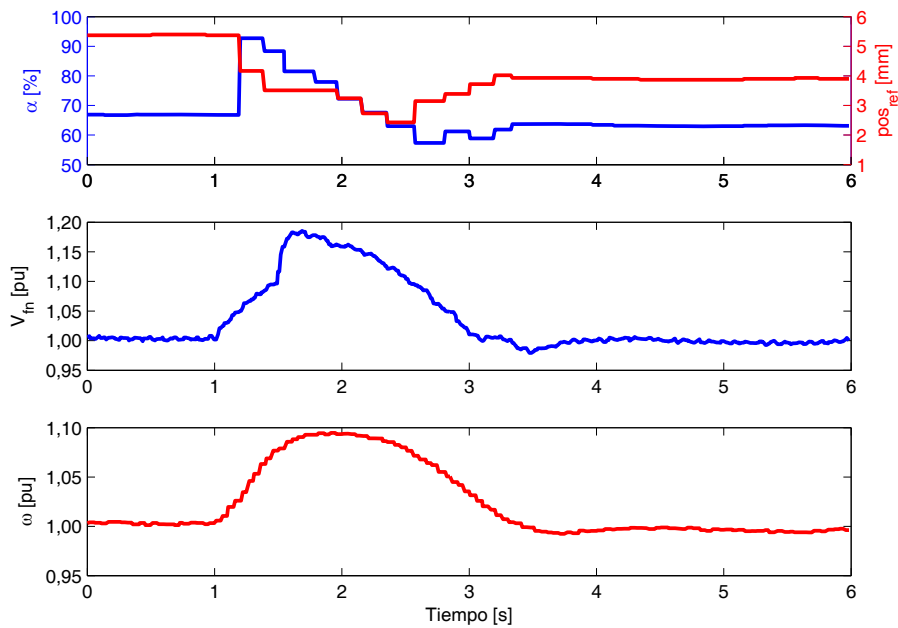


Figura 5.11: Respuesta ante escalón de carga de -300 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 600 W

Como una forma de evaluar el desempeño del controlador ante una perturbación de igual magnitud pero en puntos de operación distintos, se calculan los sobreniveles máximos y los tiempos de estabilización resultantes de aplicar un escalón de carga de magnitud igual a 300 W en los dos puntos de operación distintos. En la Tabla 5.1 se muestran dichos indicadores para las pruebas de las Figuras 5.6, 5.7, 5.10, y 5.11.

Tabla 5.1: Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = \pm 300\text{ W}$

Indicadores		$\Delta P = +300\text{ W}$		$\Delta P = -300\text{ W}$	
		$P_{inicial} = 0$	$P_{inicial} = 300\text{ W}$	$P_{inicial} = 300\text{ W}$	$P_{inicial} = 600\text{ W}$
Sobrenivel	V_{fn}	-0,18	-0,18	+0,16	+0,19
max. pu	ω	-0,11	-0,10	+0,15	+0,10
Tiempo	V_{fn}	2,71	2,73	2,90	2,83
est. s	ω	2,97	3,66	4,03	3,17

Finalmente, a continuación se muestran las respuestas de tensión y frecuencia en lazo cerrado cuando se aplica un escalón de carga de magnitud igual a 180 W (positivos y negativos), en distintos puntos de operación. Luego, en las Tablas 5.2 y 5.3 se muestra la comparación de los sobreniveles máximos y los tiempos de estabilización de dichas respuestas.

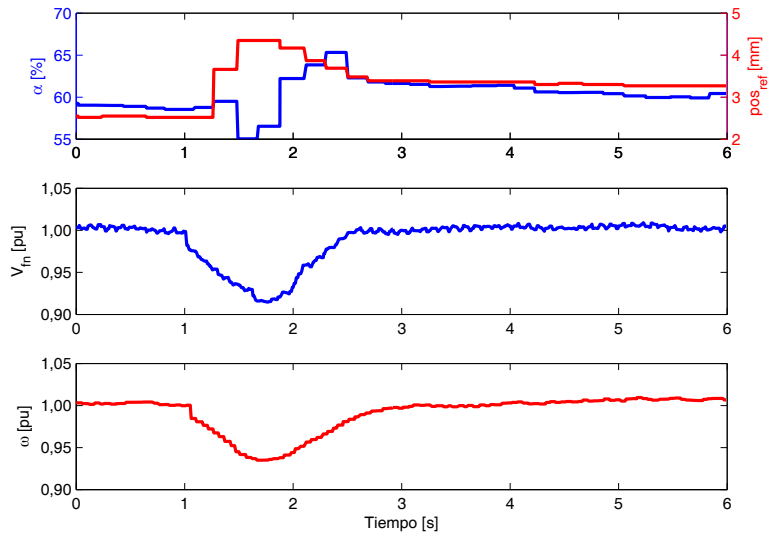


Figura 5.12: Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 0 W

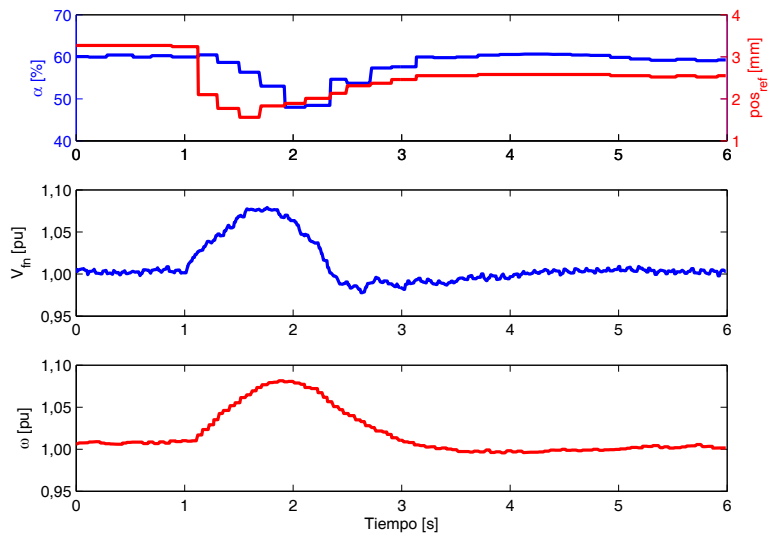


Figura 5.13: Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 180 W

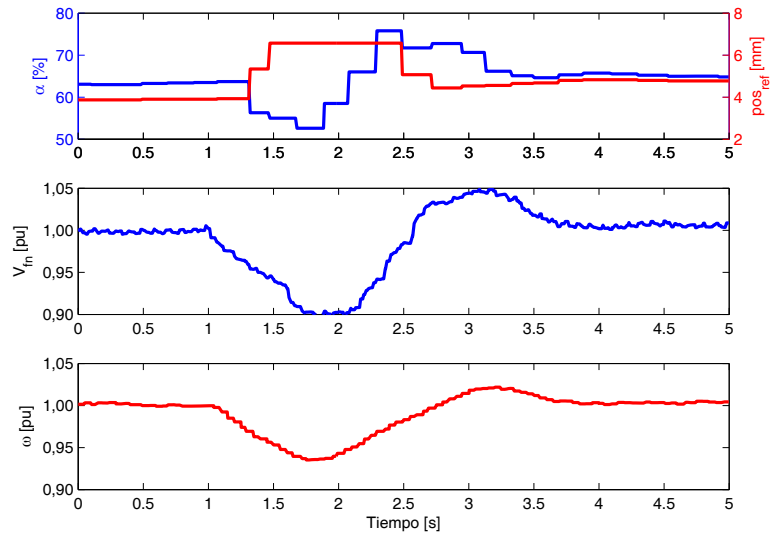


Figura 5.14: Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 300 W

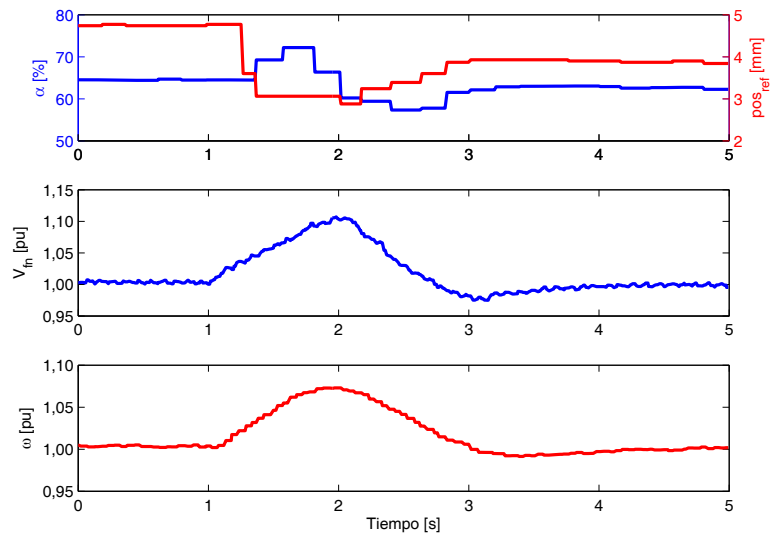


Figura 5.15: Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 480 W

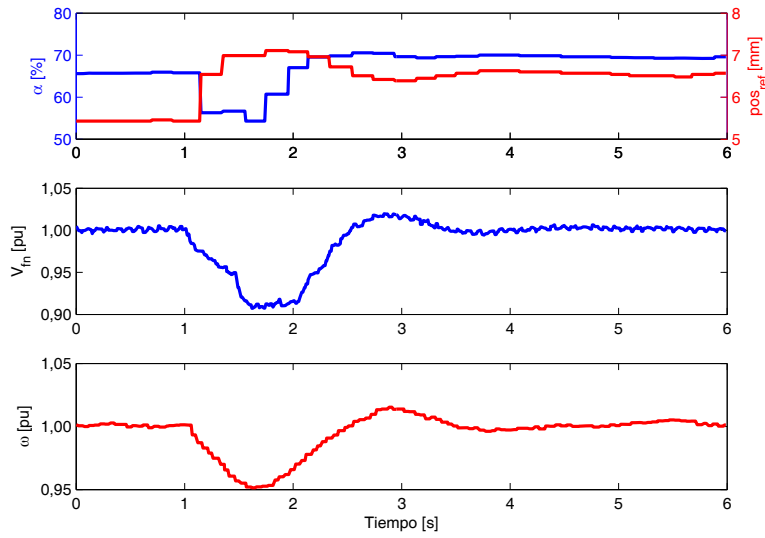


Figura 5.16: Respuesta ante escalón de carga de 180 W en $t = 1$ s, carga inicial 600 W

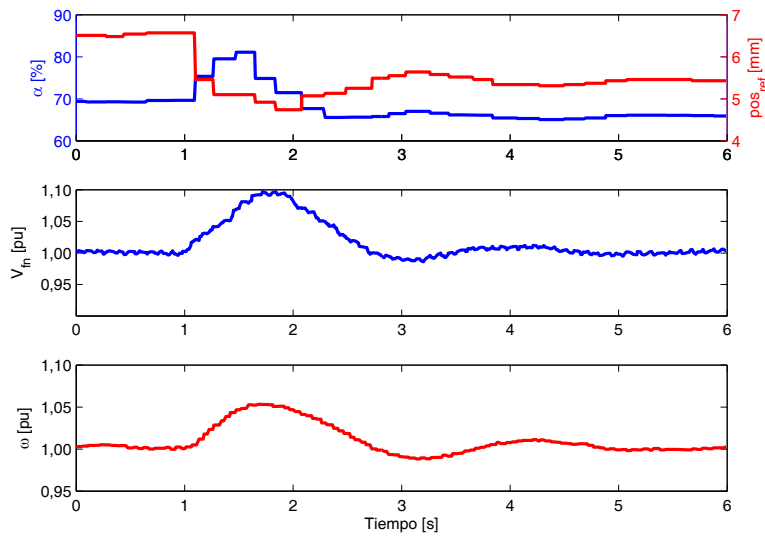


Figura 5.17: Respuesta ante escalón de carga de -180 W en $t = 1$ s, carga inicial 780 W

Tabla 5.2: Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = +180$ W

Indicadores		$\Delta P = +180$ W		
		$P_{inicial} = 0$	$P_{inicial} = 300$ W	$P_{inicial} = 600$ W
Sobrenivel	V_{fn}	-0,09	-0,10	-0,09
max. pu	ω	-0,07	-0,06	-0,05
Tiempo	V_{fn}	2,01	2,36	2,24
est. s	ω	2,46	3,25	2,19

Tabla 5.3: Sobrenivel máximo y tiempo de estabilización de pruebas con $\Delta P = -180 W$

Indicadores		$\Delta P = -180 W$		
		$P_{inicial} = 180 W$	$P_{inicial} = 480 W$	$P_{inicial} = 780 W$
Sobrenivel	V_{fn}	+0,08	+0,11	+0,10
max. pu	ω	+0,08	+0,07	+0,05
Tiempo	V_{fn}	2,07	2,37	2,30
est. s	ω	2,87	2,74	2,47

De las Tablas 5.1, 5.2 y 5.3 se puede verificar que, en ambos casos, en términos de sobrenivel máximo y tiempo de estabilización la respuesta de la planta es bastante similar para igual perturbación en distintos puntos de operación. Esto da cuenta de que el esquema de control NMPC no está sintonizado para un punto de operación en particular, sino que recoge la característica no-lineal de la planta en la decisión de control a través de la estimación de la salida mediante el modelo interno de la planta.

5.3.2. Modelo de predicción y seguimiento de error

Tal como se analizó anteriormente, en las respuestas en lazo cerrado de la planta se aprecia cualitativamente el efecto de la predicción de la salida de ésta en la decisión de control. Además, se observó que el error permanente es nulo para todas las pruebas realizadas, lo cual indica que en caso de existir errores en la predicción, éstos son compensados satisfactoriamente gracias a la estrategia de seguimiento de error. Sin embargo, la respuesta transitoria de la planta está condicionada por la calidad de la predicción de la salida, lo cual se analiza en esta sección.

Como una forma de medir la calidad de la predicción, a continuación se compara la predicción de la salida de la planta versus la salida efectivamente observada durante una perturbación. Se analiza un rechazo de carga de $600 W$ (prueba de la Figura 5.9) por cuanto permite observar la predicción de salida en un rango amplio alrededor de los valores nominales. En efecto, en la Figura 5.18 se muestra la salida de la planta y la predicción de ésta en $t = k + 1$, es decir, en un tiempo de $200 ms$; luego de la desconexión de $600 W$ de carga. En la predicción de la salida se incluye la compensación hecha por el seguimiento de error. Se muestra además los errores de predicción eV_{fn} y $e\omega$ calculados como se indicó en la Sección 4.4 para la estrategia de seguimiento de error, es decir, como la diferencia suavizada entre la salida de la planta y la predicción hecha en el intervalo de control anterior.

De la Figura 5.18 se puede observar que existe cierto error de predicción permanente del orden de $-3,5 \cdot 10^{-2}$ y $1,5 \cdot 10^{-3}$ en pu para la tensión y frecuencia, respectivamente, en el punto de operación final (generador en vacío). Esto da cuenta de un ligero error en la ganancia estática del modelo, lo cual ya había sido observado anteriormente, y que es considerablemente más significativo para la tensión que para la frecuencia. Sin embargo, sin bien el error de predicción varía durante el transitorio así como de un punto de operación a otro, esta variación es pequeña por lo que mediante el supuesto utilizado en la estrategia de seguimiento de error, que el error de predicción se mantiene constante en el horizonte de predicción, se logra compensar satisfactoriamente la predicción de la salida al menos en $t = k + 1$, como se observa en los dos gráficos superiores.

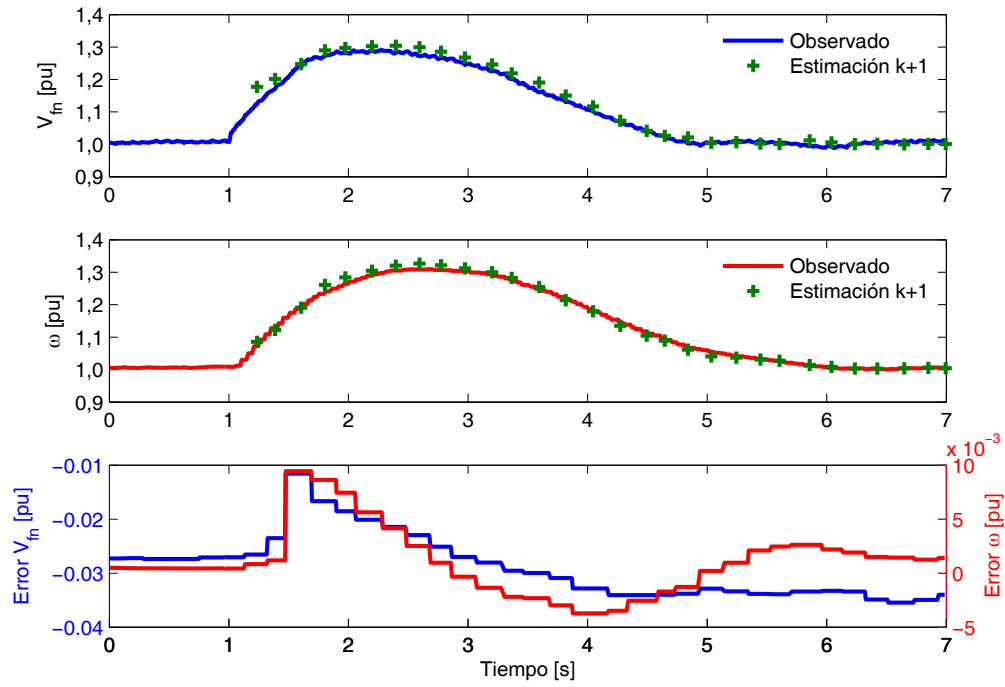


Figura 5.18: Error de predicción para $t = k + 1$

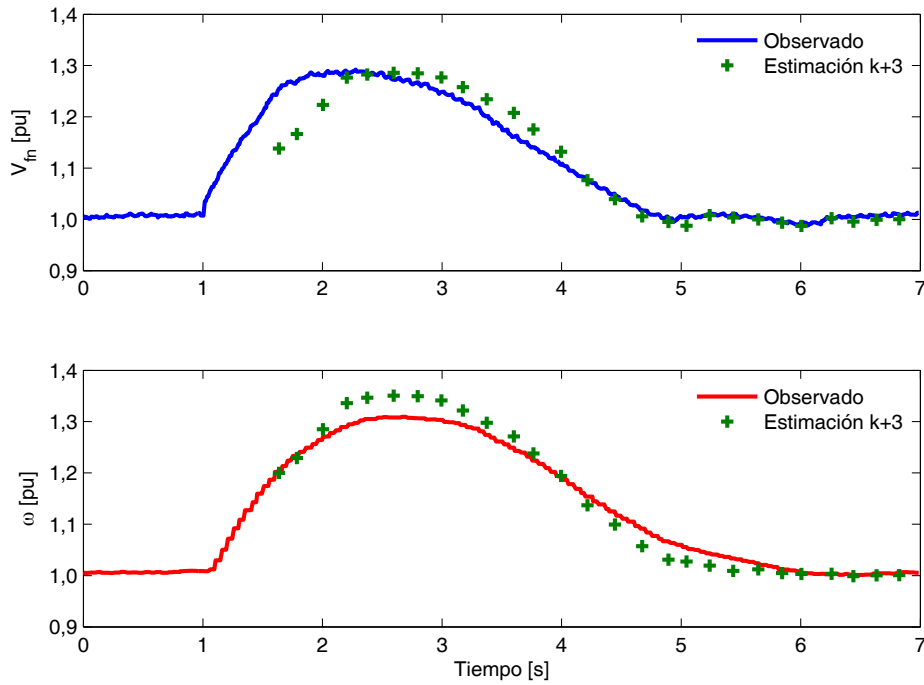
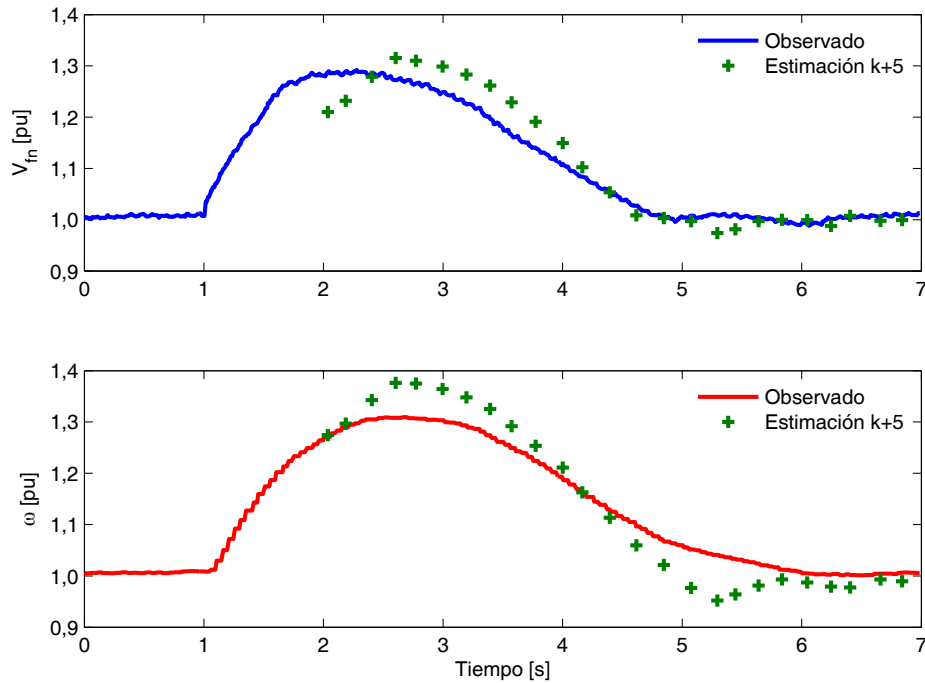


Figura 5.19: Error de predicción para $t = k + 3$

Figura 5.20: Error de predicción para $t = k + 5$

Para analizar el decaimiento en la calidad de la predicción conforme para horizontes mayores, en la Figura 5.19 y la Figura 5.20 se compara la predicción de la salida con la salida observada en $t = k + 3$ y $t = k + 5$, es decir, en un horizonte de 600 y 1000 *ms*. Se incluya también en la predicción de la salida la compensación hecha por el seguimiento de error.

De la comparación de las Figuras 5.18, 5.19 y 5.20 se observa el decaimiento de la calidad de la predicción conforme se estima la salida para horizontes mayores. Este efecto es esperable para un modelo interno de la planta imperfecto, por cuanto el error de éste se acumula de un intervalo de predicción a otro. Además, en horizontes mayores pierde validez el supuesto que el error de predicción calculado para compensar la estimación de la salida se mantiene constante durante el horizonte de predicción, por cuanto se ha observado que durante el régimen transitorio el error de predicción es variable, y, por lo tanto, la estrategia de seguimiento de error no logra compensar las imperfecciones del modelo.

5.3.3. Comparación con resultados simulados

Hasta ahora se ha mostrado la respuesta de la planta en lazo cerrado ante escalones de carga, y se han analizado la calidad de la predicción de la salida y el funcionamiento de la estrategia de seguimiento de error. Como una forma de cuantificar todos los efectos que influyen en la calidad del control al aplicar la estrategia NMPC a la CMH de laboratorio, a continuación se compara la respuesta en lazo cerrado de la planta observada experimentalmente, versus la respuesta en lazo cerrado simulada computacionalmente mostrada en la Sección 4.5. El resultado de esta comparación está determinado por los siguientes factores:

1. La calidad del modelo de predicción analizado en la sección anterior. En la simulación la planta está representada por su modelo fenomenológico, el cual salvo el error de discretización, es igual al modelo interno de la planta utilizado por el controlador.
2. Existencia de latencias en la transmisión de datos por efecto de las tasas de refresco de las distintas rutinas en que se programó el controlador. En la simulación tales latencias no existen.
3. Tiempo de cómputo de la señal de control óptima. En el caso de las pruebas experimentales, este tiempo es distinto de cero y variable de un intervalo de control a otro, en cambio, en la simulación no se considera la evolución de la planta en durante este tiempo, lo que es equivalente a suponer que dicho tiempo es siempre cero.
4. Estimación del estado. En la simulación no se consideran ruidos en las mediciones (ni en el modelo), y además el estado estimado se considera inicialmente igual al estado real. Por lo tanto, la estimación del estado sigue exactamente al estado de la planta simulada.

Por lo enumerado anteriormente, y como se dijo en la Sección 4.5, la respuesta simulada representa el mejor desempeño posible del controlador NMPC propuesto, en condiciones ideales.

En la Figura 5.21 se muestran las respuestas de tensión y frecuencia simuladas y experimentales, cuando se desconecta toda la carga de 600 W que inicialmente se está alimentando (prueba de la Figura 5.9). Se observa que, como es esperable, la respuesta experimental es peor a la simulada en tensión y frecuencia, tanto en sobrenivel máximo como en tiempo de estabilización. Se comprueba que los factores mencionados anteriormente afectan el comportamiento dinámico en lazo cerrado de la planta.

En el caso de la tensión, inmediatamente después de la perturbación se observa que la pendiente con que aumenta la tensión observada experimentalmente es bastante mayor a la de la tensión simulada. Considerando que la constante de tiempo observada para la corriente de campo es cercana a 160 ms , la tensión fase-neutro del generador inmediatamente después de la perturbación no está determinada por la tensión de campo pues la corriente de campo no alcanza a variar, y, por consiguiente, no depende de la entrada al sistema sino fundamentalmente de la dinámica de la planta. Por lo anterior se puede deducir que el decaimiento de la calidad del control observado experimentalmente respecto de los resultados simulados, está afectado por el error en la predicción de la tensión fase-neutro. Esto es consistente con lo observado en el análisis del modelo de predicción de la sección anterior.

Al igual que en el caso de la tensión, la velocidad inmediatamente después de la perturbación está determinada fundamentalmente por la dinámica de la planta y no por la señal de control aplicada. En lo observado en la Figura 5.21, la velocidad de la simulada y experimental aumentan con la misma pendiente justo después de la perturbación, lo que da cuenta de la precisión del modelo de predicción de esta salida. Sin embargo, después de aproximadamente 100 a 200 ms se comienza a observar que la velocidad simulada se amortigua más rápidamente que la velocidad experimental. Asumiendo que el modelo de predicción de la velocidad es bastante preciso, y por lo tanto las señales de control de la respuesta simulada y experimental debiesen ser similares, un efecto que podría afectar la respuesta experimental es el retardo en el cómputo de la señal de control óptima y el periodo de control. En efecto, de la Figura 5.9 se puede determinar que después de la perturbación la señal de control cambia al cabo de 194 ms después de ocurrida la perturbación. En la simulación, en cambio, inmediatamente después de la perturbación se aplica

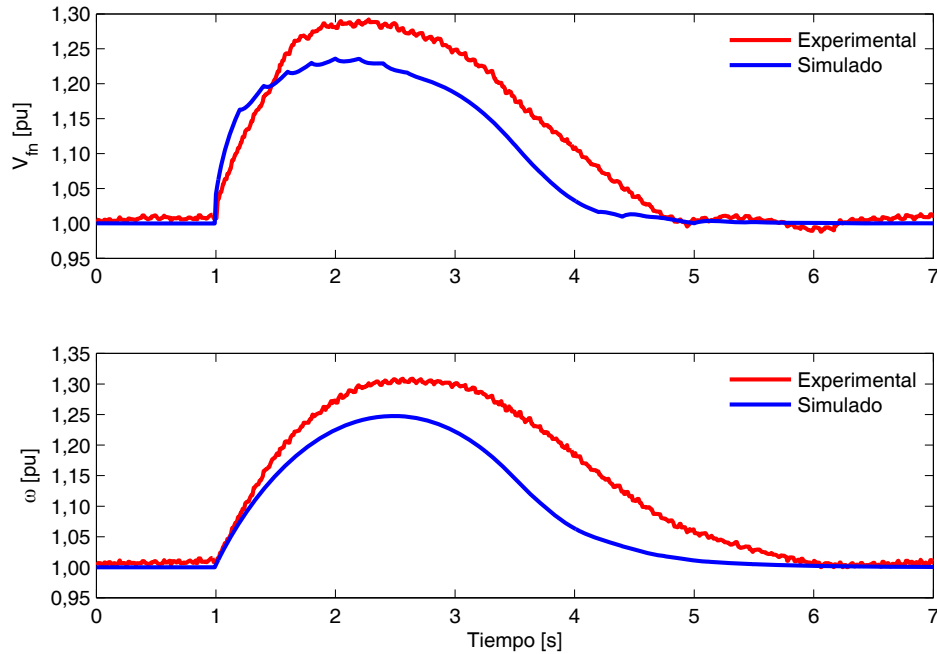


Figura 5.21: Comparación con respuesta simulada ante escalón de carga de -600 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 600 W

la primera señal de control calculada con la nueva carga. Este efecto condiciona sustancialmente la respuesta del sistema observado experimentalmente puesto que durante un lapso de tiempo la planta evoluciona dinámicamente sin que se corrija la señal de control.

5.3.4. Comparación con controlador PI

Con el objetivo de comparar el desempeño del controlador propuesto con el de una estrategia de control más tradicional, se pone a prueba la CMH de laboratorio cuando es controlada por los dos lazos PI descritos en la Sección 4.6. La Figura 5.22 muestra las respuestas en tensión y frecuencia de ambas estrategias de control ante una toma de carga de 300 W , estando el generador inicialmente en vacío (prueba de la Figura 5.6). Se observa que las respuestas de tensión y frecuencia presentan tiempos de estabilización menores para el control NMPC. En cambio, ambas respuestas presentan sobreniveles máximos de frecuencia similares, y el control PI presenta un menor sobrenivel máximo de tensión en comparación con la estrategia NMPC. Esto último es esperable debido a que, como se vio anteriormente, desde el punto de vista de minimizar la función objetivo es mejor decisión disminuir inicialmente el ciclo de trabajo del chopper para reducir así la tensión en la carga, y en consecuencia la potencia en ésta, y de esta forma amortiguar más rápidamente la velocidad del generador.

En el análisis de la Figura 5.22, se debe considerar además que el tiempo de muestreo del controlador PI es de 10 ms , mucho menor a los 200 ms del controlador NMPC, por lo que la primera decisión de control después de la perturbación ocurre bastante tiempo antes. Este mismo efecto se comprobó afectaba calidad de control de la estrategia propuesta en comparación

con el desempeño observado en simulaciones.

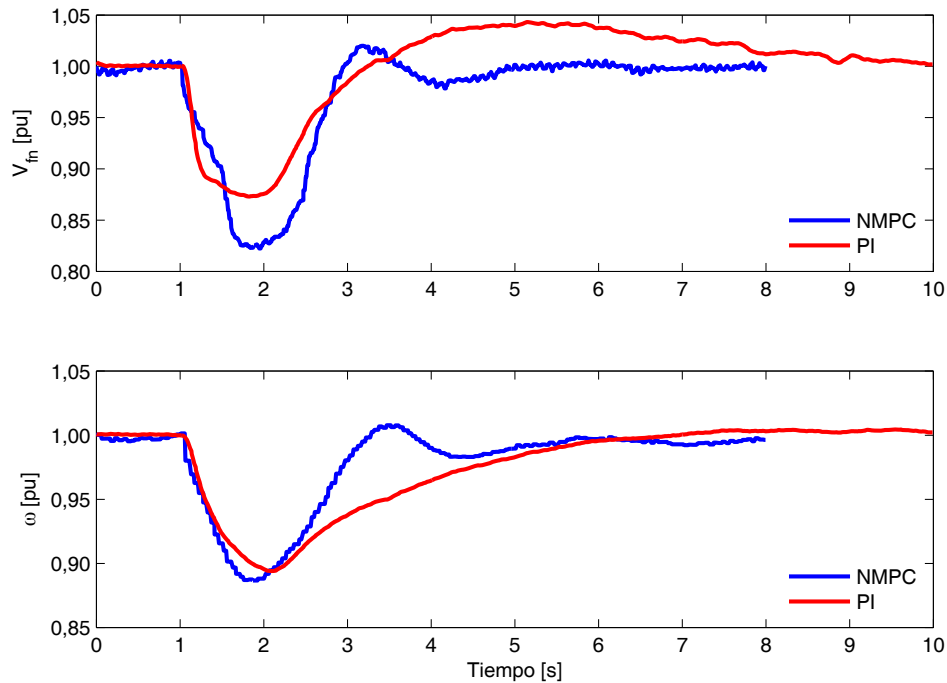


Figura 5.22: Comparación con lazos PI ante escalón de carga de $+300\text{ W}$ en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 0 W

Por otra parte, se debe considerar que los lazos PI fueron sintonizados en el punto de operación en que, en la prueba de la Figura 5.22, la CMH se encuentra inicialmente (en vacío). Considerando que la planta representa un sistema dinámico no-lineal, es esperable que los lazos PI pierdan calidad de control conforme se aleja del punto de operación en que los parámetros de este controlador han sido sintonizados. Para comprobar lo anterior, en la Figura 5.23 se muestra la comparación entre las respuestas de tensión y frecuencia de ambas estrategias de control, cuando se aplica un rechazo total de carga de 600 W (prueba de la Figura 5.9), forzando así la operación de la planta lejos del punto de operación en que se sintonizó el controlador PI. En la Figura 5.23, la respuesta de tensión y frecuencia del controlador PI es mucho más sobreamortiguada que la observada en la Figura 5.22, lo que da cuenta de la no-linealidad de la planta que no es considerada en la toma de decisión del controlador PI. Al contrario, el controlador NMPC presenta respuestas ligeramente sobreamortiguadas ante ambas perturbaciones. En términos de sobreniveles máximos, la respuesta del controlador PI es mejor en tensión mientras que del controlador NMPC es mejor en frecuencia. Tanto en tensión como en frecuencia el controlador NMPC presenta tiempos de estabilización mucho menores.

Finalmente, se comparan los errores de trayectoria obtenidos experimentalmente al probar el controlador NMPC y los lazos de control PI en la CMH de laboratorio. Se incluye en la comparación la respuesta del controlador NMPC simulada computacionalmente. La Figura 5.24 muestra tal comparación.

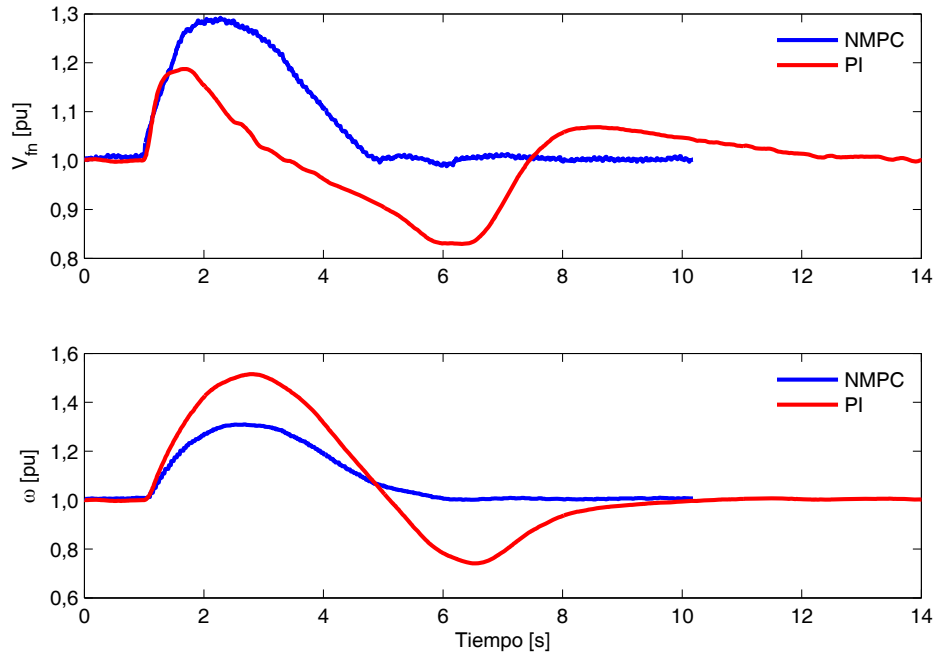


Figura 5.23: Comparación con lazos PI ante escalón de carga de -600 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 600 W

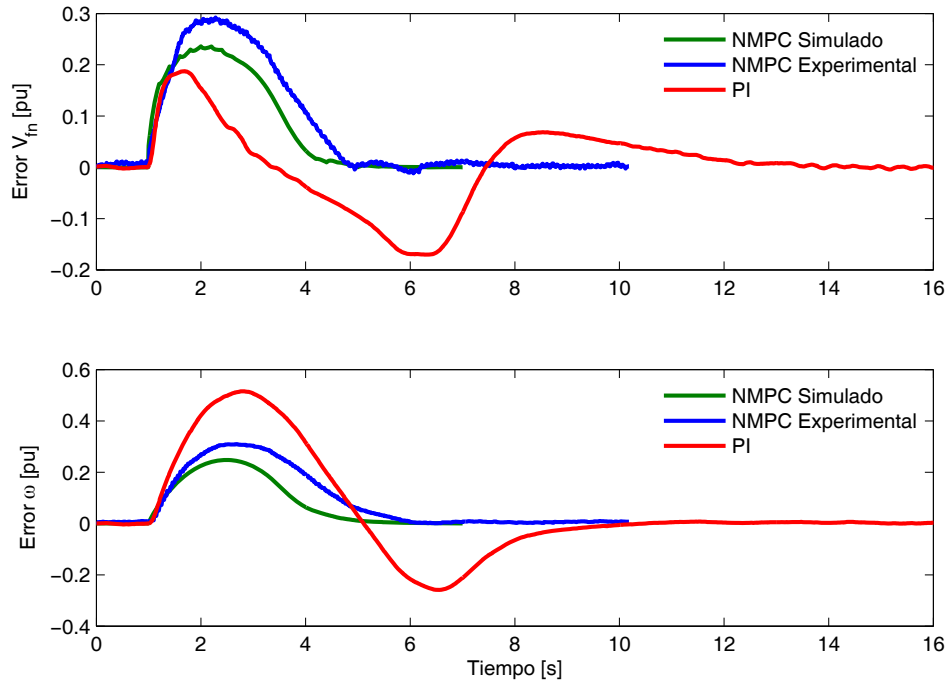


Figura 5.24: Comparación de errores de trayectoria ante escalón de carga de -600 W en $t = 1\text{ s}$, carga inicial 600 W

La Tabla 5.4 muestra los sobreniveles máximos y los tiempos de estabilización de tensión y frecuencia de la comparación de la Figura 5.24. Adicionalmente, como una forma de evaluar el costo de las salidas obtenidas en los tres casos estudiados, se calcula la función objetivo del controlador NMPC descrita en la Sección 4.2, pero considerando toda la ventana de tiempo que dura la prueba, es decir, evaluando la siguiente función¹:

$$\frac{1}{No.Muestras} \cdot \sum_i \Delta V_{fni}^2 + \lambda \cdot \Delta \omega_i^2 \quad (5.1)$$

Tabla 5.4: Comparación de sobreniveles máximos, tiempos de estabilización y función de objetivo ante desprendimiento total de carga de 600 W

Controlador		Sobrenivel max. pu	Tiempo de estabilización s	Función Objetivo %
NMPC	V_{fn}	0,24	4,4	100 %
Simulado	ω	0,25	5,1	
NMPC	V_{fn}	0,29	4,7	129,7 %
Experimental	ω	0,31	6,0	
PI	V_{fn}	0,19	12,2	188,9 %
Experimental	ω	0,52	9,7	

De la Tabla 5.4 se concluye que en términos del costo modelado por la función objetivo, la respuesta obtenida para el controlador NMPC es un 29,7% más costosa que la del mismo controlador simulado (respuesta óptima teórica), mientras que la respuesta del controlador PI es un 88,9% más costosa que la misma. Además, en tiempo de estabilización y sobrenivel máximo, la respuesta del control NMPC experimental se encuentra siempre entre la respuesta óptima teórica y la del controlador PI, con excepción del sobrenivel máximo de tensión que es menor para el controlador PI comparado con el controlador NMPC.

¹Los valores de la función objetivo se presentan normalizados al caso del controlador NMPC simulado computacionalmente.

Capítulo 6

Conclusiones

6.1. Conclusiones Generales

Se desarrolla un caso de aplicación de una estrategia de Control Predictivo No-lineal (NMPC), para el control de tensión y frecuencia de una Central Micro-Hidráulica (CMH) operando como generador aislado de la red eléctrica. El trabajo incluye las etapas de modelamiento de la planta, planteamiento de la función objetivo, estimación del estado mediante el Filtro Extendido de Kalman (EKF), desarrollo de una estrategia para compensar errores de predicción, implementación en planta de laboratorio y validación mediante pruebas experimentales. Se demuestra la factibilidad de amortiguar oscilaciones de tensión y frecuencia en una CMH, considerando criterios de optimalidad y utilizando el conocimiento de la dinámica de la planta, en cada decisión de control.

El trabajo desarrollado representa una propuesta novedosa en el ámbito del control de tensión y frecuencia de generadores aislados, por cuanto, a diferencia de las estrategias tradicionales, se toman en cuenta tanto el acoplamiento existente entre las variables controladas (sistema MIMO), así como la característica no-lineal de la planta. Lo anterior se realiza con el objetivo de buscar mejoras en la calidad del suministro de estos generadores (variaciones de tensión y frecuencia), a través de la aplicación de técnicas de control modernas. Por otra parte, se prueba una estrategia de Control Predictivo en una planta con constantes de tiempo pequeñas (algunos cientos de *ms*), lo que constituye un ejemplo de aplicación atípico de esta técnica, generalmente utilizada industrialmente en procesos mas lentos.

6.2. Conclusiones Específicas

Modelamiento

Se desarrollan los modelos matemáticos de las componentes que forman parte de la CMH de laboratorio utilizada como planta de pruebas, estos son: el circuito hidráulico (válvula aguja y turbina Pelton) y el generador sincrónico. En el caso del circuito hidráulico, se analizan las diferencias dinámicas existentes entre la CMH de laboratorio y una CMH alimentada por una tubería de presión real. Se concluye que el sistema bomba centrífuga - variador de frecuencia

utilizado en el laboratorio, reproduce aproximadamente la característica estática de una CMH en un ambiente real, no así la característica dinámica. Esto permite establecer así los alcances y la escalabilidad del modelo desarrollado.

En el caso del modelo del generador sincrónico, se reconocen las variables relevantes para la representación de la planta en las condiciones de interés y se hacen simplificaciones para reducir el orden del modelo. Se obtiene un modelo de generador sincrónico en que las únicas variables dinámicas son la corriente de campo y la velocidad.

Finalmente, a partir de los modelos del circuito hidráulico y del generador sincrónico, se formula un modelo fenomenológico de la CMH de laboratorio utilizada, el cual tiene tres variables de estado: la corriente de campo del generador, la velocidad y la posición de la válvula. Se desarrolla un algoritmo para el cálculo de los parámetros mediante pruebas simples y equipamiento disponible. El modelo es validado a partir de la comparación entre las respuestas en lazo abierto observadas experimentalmente y las simuladas mediante el modelo fenomenológico, en distintos puntos de operación y ante distintas perturbaciones. Se concluye que el modelo matemático de la planta reproduce con bastante precisión la dinámica de ésta, por lo que es posible predecir la salida esperada de la planta ante determinadas señales de entrada. Se da cumplimiento así a uno de los objetivos específicos planteados al inicio de este trabajo.

Estimador de Estado

Una característica importante del controlador propuesto es que está realimentado en el estado del sistema, por lo que a través del modelo de la planta es capaz de predecir las variables controladas (tensión y frecuencia), en un horizonte de predicción futuro, en función de las señales de control que se determinen. Considerando que la CMH de laboratorio representa un sistema no-lineal, se utiliza el Filtro Extendido de Kalman (EFK) para, por una parte, estimar la corriente de campo del generador (estado no observado) y, por otra, filtrar el ruido de medición de la velocidad y la posición de la válvula (estados observados). La calidad del control está sujeta a la calidad de la estimación del estado, debido a que esta última representa las condiciones iniciales en la predicción de las salidas de la planta.

El EKF se prueba experimentalmente y demuestra satisfacer los requerimientos señalados, por cuanto permite estimar la corriente de campo a partir de las mediciones, y ser capaz de seguir las mediciones de los estados observados pero filtrando el ruido de alta frecuencia. Esto último deja de manifiesto el uso del modelo de la planta en la estimación del estado, habida consideración de la característica no-lineal del mismo. De esta forma, se resuelve exitosamente una dificultad práctica recurrente en la aplicación de técnicas de Control Predictivo a procesos industriales.

Controlador NMPC

Uno de los objetivos específicos de este trabajo es lograr el control de la tensión y frecuencia del generador de la CMH de laboratorio mediante un esquema basado en Control Predictivo. La estrategia de control propuesta e implementada en la planta de pruebas fue sometida a perturbaciones exigentes para el control de tensión y frecuencia, esto es, variaciones de carga eléctrica bruscas (escalones), de magnitud importante, y en distintos puntos de operación. Los resultados obtenidos para dichas pruebas presentan las siguientes características:

- Señales de control buscan minimizar función objetivo de las salidas. Se verificó que, como es esperable en una estrategia de Control Predictivo, las señales de control responden a

la resolución del problema de optimización de la salida estimada, dejando claro el efecto de la predicción en la toma de decisión del controlador. En este sentido se verifica que, en términos de la función objetivo, las señales de control determinadas por el controlador tienden a optimizar la respuesta transitoria de la planta ante perturbaciones en la carga eléctrica. En particular, se prueba la consideración del acoplamiento de las dos variables manipuladas y las dos variables controladas en la toma de decisión del controlador.

- Seguimiento de trayectoria con error permanente cero en todos los puntos de operación. Esto demuestra que, por una parte, el modelo de predicción es capaz de estimar con moderado error la salida de la planta en el horizonte de predicción y, por otra, la estrategia de seguimiento de error efectivamente compensa los errores de predicción del modelo interno, estabilizando siempre las salidas de la planta en las referencias.
- Comportamiento estable ante perturbaciones severas. Se verifica que la respuesta en lazo cerrado de la planta es estable aun cuando se aplican perturbaciones de gran magnitud en la potencia de la carga eléctrica (escalones de hasta 600 W discretos), llevando la planta a operar lejos de los valores nominales de tensión y frecuencia. El sistema puesto a prueba no presenta problemas de estabilidad, ni transitoria, ni de pequeña señal, en ninguno de los puntos de operación o ante alguna de las pruebas experimentales realizadas.
- Compensación de la no-linealidad de la planta. Dado que la predicción de la salida de la planta se hace a partir del modelo fenomenológico de ésta, las señales de control recogen la característica no-lineal de la dinámica de la CMH de laboratorio. Esto se demuestra en que para perturbaciones de distinta magnitud y en puntos de operación diferentes, siempre se observa una respuesta casi críticamente amortiguada de la tensión y frecuencia.

A la vista de los resultados obtenidos, se considera que se ha cumplido el objetivo de implementar una estrategia de Control Predictivo para la operación de la CMH de laboratorio como generador aislado.

Adicionalmente, se analizan los factores que afectan la calidad del control en la aplicación práctica del esquema propuesto. Para esto, se comparan los resultados obtenidos experimentalmente con aquellos resultantes de simular la operación en lazo cerrado de la planta. Se analiza también la precisión del modelo de predicción al comparar la predicción de la salida con las salidas observadas. De este análisis se determina que los errores de predicción y, especialmente, los tiempos de cómputo de la solución óptima, son factores importantes que degradan la calidad del control respecto de su potencial teórico. En términos de la función objetivo planteada para el controlador NMPC, se demuestra que la respuesta experimental es aproximadamente un 30 % más costosa que la respuesta teórica óptima.

Finalmente, se realiza una comparación del control propuesto con una técnica de control tradicional, representada en este caso por dos lazos de control PI: uno para la tensión y otro para la frecuencia. En términos de la función objetivo considerada en el control NMPC, se verifica que la respuesta en tensión y frecuencia de los lazos PI son cerca de un 89 % más costosa que la respuesta óptima teórica representada por la simulación de la operación del controlador NMPC, o equivalentemente, aproximadamente un 46 % más costosa que la respuesta experimental del controlador NMPC. Además, se comparan las respuestas experimentales de tensión y frecuencia obtenidas para ambos controladores, en términos de tiempos de estabilización y sobreniveles máximos. Se comprueba que, salvo el sobrenivel máximo de tensión, la respuesta del controlador

NMPC propuesto es superior a la de los lazos de control PI, en función de estos indicadores. Por lo anterior, se concluye que la estrategia de control planteada e implementada en la CMH de laboratorio significan un avance en el desarrollo de esquemas de control de generadores en operación aislada de la red eléctrica.

6.3. Trabajo Futuro

Los resultados obtenidos en el presente trabajo representan una primera aproximación hacia el uso de técnicas de control predictivo para el control de unidades micro-hidráulicas, en la forma en que se ha planteado en este trabajo, esto es, haciendo uso de la dinámica completa de la planta en la toma de decisiones para el control de la tensión y al frecuencia. A continuación, se proponen dos trabajos que permitirían replicar el trabajo realizado y obtener quizás resultados mejores aun:

- Calibrar nuevamente el modelo fenomenológico de la CMH de laboratorio, especialmente el modelamiento de la dinámica del campo del generador sincrónico. En el análisis de los resultados del EKF se observa en la estimación de la corriente de campo que la constante de tiempo asociada a dicha variable no coincide con la esperada según los parámetros determinados para el enrollado de campo. Adicionalmente, en el análisis del modelo de predicción se comprueba la existencia de cierto error en la predicción de la tensión fase-neutro. Se propone determinar parámetros del enrollado de campo a partir de otras pruebas como, por ejemplo, la respuesta de la corriente a un escalón de tensión.
- Disminuir el horizonte de predicción. En el análisis del modelo de predicción se comprobó la pérdida de la precisión del modelo hacia las muestras finales en el horizonte de predicción. Se propone evaluar el desempeño del controlador NMPC al considerar, en vez de 5 muestras, tan sólo 4 ó 3. Esto reduciría también los tiempos de cómputo del problema de optimización que fue considerado también como un factor en la pérdida de la calidad de control.

Por otra parte, se reconoce un conjunto de estudios necesarios para avanzar hacia la aplicación industrial de esquemas de control de tensión y frecuencia basados en NMPC, tales como:

- Determinar sensibilidad de la calidad de control al tipo de cargas alimentadas por la CMH. En el presente trabajo se utilizaron solamente carga resistivas. Se propone extender el esquema propuesto a otro tipo de cargas. Para esto, es necesario definir un modelo de carga que permita representar lo mejor posible las distintas cargas eléctricas que pudieran conectarse a una CMH operando en un ambiente real. El grado de ajuste de las cargas reales al modelo de la mismas y sus implicancias en el desempeño del controlador debiesen ser estudiados en profundidad.
- Minimizar factores que degradan calidad del control, en particular, los tiempos de cómputo del problema de optimización. En este sentido, se propone desarrollar un modelo más simplificado que sea representativo de la dinámica de la planta, y que permita resolver el problema de optimización en forma más rápida y económica. Cabe recordar que en el presente trabajo se utilizaron herramientas matemáticas existentes para la resolución del

problema de optimización, por lo que el desarrollo de una herramienta *ad-hoc* al problema específico pudiera ayudar en la misma dirección.

- Estudiar la oportunidad de extender la propuesta de control desarrollada en este trabajo a CMH instaladas en ambientes reales. Lo anterior considerando el desafío que representa el control de sistemas de fase no mínima, a cuyo caso corresponden las tuberías de presión, como se vio en la Sección 3.1.2.

Por último, se propone el desarrollo de un esquema de control de tensión y frecuencia basado en Control Predictivo, pero aplicado a una CMH con Control Electrónico de Carga (ELC). Esto resulta particularmente interesante puesto que en este esquema de control de frecuencia, al no existir partes mecánicas móviles, las constantes de tiempo de los actuadores pueden ser muy pequeñas. Así, la capacidad de equilibrar desbalances de potencia no está limitada por la velocidad de los actuadores, como sí ocurre en el caso del control por regulación de caudal. La clave entonces para balancear lo más rápidamente posible la potencia de entrada y salida de la planta, está en la decisión de cómo actuar sobre las variables manipuladas, lo cual puede ser abordado adecuadamente por un esquema de Control Predictivo.

Bibliografía

- [1] C. Sulzberger, “The Chivilingo plant history,” in *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 60 – 68, 2008.
- [2] P. Mendoza, *Control Electrónico de una Central Micro-Hidráulica para su Aplicación en Generación Distribuida - Memoria de Título*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento Ingeniería Eléctrica, Enero 2007.
- [3] D. Medel, *Perfeccionamiento de Sistema de Control y Pruebas para un Prototipo de Central Micro-Hidráulica Operada como Generador Distribuido - Memoria de Título*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento Ingeniería Eléctrica, Enero 2010.
- [4] W. Brokering, R. Palma, and L. Vargas, *¿Jom Lijfke (El Rayo Domado) o Los Sistemas Eléctricos de Potencia*. Prentice Hall, Pearson Education, 2008.
- [5] G. Boyle, *Renewable Energy, Power for a sustainable future*. OUP Oxford, 2004.
- [6] Dirección General de Energía (DG XVII), Comisión Europea, “Manual de Pequeña Hidráulica, Cómo llevar a buen fin un proyecto de minicentral hidroeléctrica.” Disponible en sitio web, última consulta en noviembre 2011. <http://www.grenergia.com.ar/Manual%20de%20MCH%20-%20Comunidad%20Europea.pdf>.
- [7] J.M. Elder, *Low-Cost Power Generating Technology for Small-Scale Stand-Alone Applications - Ph.D. Thesis*. University of Auckland, 1983.
- [8] S.P. Adhau, “A comparative study of micro hydro power schemes promoting self sustained rural areas,” in *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, pp. 1 – 7, 2009.
- [9] G.M. Demetriades, “The use of induction generators for small-scale hydroelectric schemes in remote areas,” in *Electrotechnical Conference, 2000. MELECON 2000. 10th Mediterranean*, vol. 3, pp. 1055 – 1058, 2000.
- [10] S. Joshi, A. Gordon, L. Holloway, and C. Liuchen, “Selecting a high specific speed pump for low head hydro-electric power generation,” in *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, pp. 603 – 606, 2005.
- [11] M. Andreica, S. Bacha, D. Roye, I. Exteberria-Otadui, and I. Munteanu, “Micro-hydro water current turbine control for grid connected or islanding operation,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 957 – 962, 2008.

- [12] J.L. Miñrquez, M.G. Molina, and J.M. Pacas, “Dynamic modeling, simulation and control design of an advanced micro-hydro power plant for distributed generation applications,” in *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 11, pp. 5772 – 5777, 2010.
- [13] C.P. Ion and C. Marinescu, “Autonomous micro hydro power plant with induction generator,” in *Renewable Energy*, vol. 36, no. 8, pp. 2259 – 2267, 2011.
- [14] B. Singh, G.K. Kasal, A. Chandra, and K. Al Haddad, “Voltage and frequency controller for an autonomous micro hydro generating system,” in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, pp. 1 – 9, 2008.
- [15] V. Rajagopal and B. Singh, “Electronic load controller using Icos ϕ algorithm for standalone induction generator,” in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, pp. 1 – 6, 2010.
- [16] J.A. Barrado, R. Grino, and H. Valderrama, “Standalone Self-Excited Induction Generator with a Three-Phase Four-Wire Active Filter and Energy Storage System,” in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 600 – 605, 2007.
- [17] I. Boldea, “Control of electric generators: a review,” in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, vol. 1, pp. 972 – 980, 2003.
- [18] C.P. Ion and C. Marinescu, “Control of parallel operating micro hydro power plants,” in *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010 12th International Conference on*, pp. 1204 – 1209, 2010.
- [19] M.G. McArdle, D.J. Morrow, P.A.J. Calvert, and O. Cadel, “A hybrid PI and PD type fuzzy logic controller for automatic voltage regulation of the small alternator,” in *Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, pp. 1340 – 1345, 2001.
- [20] C. Marinescu, L. Clotea, M. Cirstea, I. Serban, and C. Ion, “Controlling variable load stand-alone hydrogenerators,” in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, vol. 3, p. 6, 2005.
- [21] M. Hanmandlu, H. Goyal, and D.P. Kothari, “Proposing a new advanced control technique for micro hydro power plants,” in *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 30, no. 4, pp. 272 – 282, 2008.
- [22] Issam Salhi, Saï£d Doubabi, Najib Essounbouli, and Abdelaziz Hamzaoui, “Application of multi-model control with fuzzy switching to a micro hydro-electrical power plant,” in *Renewable Energy*, vol. 35, no. 9, pp. 2071 – 2079, 2010.
- [23] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. Mc Graw-hill, 1994.
- [24] N. Kishor, R.P. Saini, and S.P. Singh, “A review on hydropower plant models and control,” in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 11, no. 7, pp. 776 – 796, 2007.
- [25] IEEE PES Working Group on Prime Mover Energy Supply Models for System Dynamic Performance Studies, “Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies,” in *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 1, pp. 167 – 179, 1992.

- [26] E. De Jaeger, N. Janssens, B. Malffiet, and F. Van De Meulebroeke, "Hydro turbine model for system dynamic studies," in *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 4, pp. 1709 – 1715, 1994.
- [27] O.H., Jr. Souza, N. Barbieri, and A.H.M. Santos, "Study of hydraulic transients in hydropower plants through simulation of nonlinear model of penstock and hydraulic turbine model," in *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 1269 – 1272, 1999.
- [28] J.M. Undrill and J.L. Woodward, "Nonlinear Hydro Governing Model and Improved Calculation for Determining Temporary Droop," in *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-86, no. 4, pp. 443 – 453, 1967.
- [29] L.M. Hovey, "Optimum Adjustment of Hydro Governors on Manitoba Hydro System," in *Power Apparatus and Systems, Part III. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 81, no. 3, pp. 581 – 586, 1962.
- [30] P.M. Anderson and A.A. Fouad, *Power System Control and Stability*. Wiley-IEEE Press, 2002.
- [31] L. Dong-Hee, Tae-Hyoung Kim, and Jin-Woo Ahn, "Control of digital AVR in stand alone generator for improved dynamic characteristics," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 1978 – 1982, 2008.
- [32] Cummins Generator Technologies Ltd., "Instruction Manual, Stamford / AVK DM110." Disponible en sitio web, última consulta en noviembre 2011. https://www.cumminsgeneratortechnologies.com/www/en/common/pdfs/avr/TD_DM110_11_09_01_EN.pdf.
- [33] Cummins Generator Technologies Ltd., "MA330 Automatic Voltage Regulator." Disponible en sitio web, última consulta en noviembre 2011. http://www.diesलगeneratorsmiami.com/recursos_tecnicos/STAMFORD-MA330-VOLTAGE%20REGULATOR.PDF.
- [34] J.M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*. Prentice Hall, 2002.
- [35] E.F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. Springer, 1999.
- [36] D.N.Rao, M.R.K.Murthy, S.R.M.Rao, and D.N.Harshal, "Comparison of NGPC with approximate and Nonlinear Predictive Control - A Simulation Study," in *ICGST International Journal on Automatic Control and Systems Engineering, ACSE*, vol. 6, no. 1, pp. 35 – 40, 2006.
- [37] R.K. Al Seyab, *Nonlinear Model Predictive Control Using Automatic Differentiation - Ph.D. Thesis*. Cranfield University, 2006.
- [38] M. Petrov, A. Taneva, T. Puleva, and S. Ahmed, "Parallel distributed neuro-fuzzy model predictive controller applied to a hydro turbine generator," in *Intelligent Systems, 2008. IS '08. 4th International IEEE Conference*, vol. 1, pp. 9 – 25, 2008.
- [39] Z. Zhao, X. Xia, J. Wang, J. Gu, and Y. Jin, "Nonlinear dynamic matrix control based on multiple operating models," in *Journal of Process Control*, vol. 13, no. 1, pp. 41 – 56, 2003.
- [40] Z. Zhao, X. Xia, J. Wang, J. Gu, and Y. Jin, "Linear and nonlinear model predictive control design for a milk pasteurization plant," in *Control and Intelligent Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 1 – 8, 2003.

- [41] D. Simon, *Optimal State Estimation*. John Wiley Sons, 2006.
- [42] B.D.O. Anderson and J.B. Moore, *Optimal Filtering*. Dover Publications, 2005.
- [43] M.A. Henson and D.E. Seborg, *Nonlinear Process Control*. Prentice Hall, 1997.
- [44] J.C. Campbell and J.B. Rawlings, “Predictive Control of Sheet- and Film-Forming Processes,” in *AIChE Journal*, vol. 44, no. 8, pp. 1713 – 1723, 1988.
- [45] G.P. Rangaiah, P. Saha, and M.O. Tadiş, “Nonlinear model predictive control of an industrial four-stage evaporator system via simulation,” in *Chemical Engineering Journal*, vol. 87, no. 3, pp. 285 – 299, 2002.
- [46] M.J. Kurtz and M.A. Henson, “Input-output linearizing control of constrained nonlinear processes,” in *Journal of Process Control*, vol. 7, no. 1, pp. 3 – 17, 1997.
- [47] J. Larios, *Diseño, Montaje y Pruebas de un Prototipo de Microcentral Hidroeléctrica con Turbina Pelton - Memoria de Título*. Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento Ingeniería Mecánica, Enero 2007.
- [48] National Renewable Energy Laboratory, “Study and Development of Anti-Islanding Control for Synchronous Machine-Based Distributed Generators.” Disponible en sitio web, última consulta en noviembre 2011. www.nrel.gov/docs/fy06osti/38018.pdf.
- [49] B. Zverlov, A. Lisov, B. Sokolov, and A. Subbotin, “Determination of the mechanical losses of electrical rotor machines and the level of degradation,” in *Measurement Techniques*, vol. 42, no. 4, pp. 390 – 393, 1999.
- [50] M. Popescu, D.G. Dorrell, and I.M. Ionel, “A Study of the Engineering Calculations for Iron Losses in 3-phase AC Motor Models,” in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, pp. 169 – 174, 2007.
- [51] Hyuk Nam, Kyung-Ho Ha, Jeong-Jong Lee, Jung-Pyo Hong, and Gyu-Hong Kang, “A study on iron loss analysis method considering the harmonics of the flux density waveform using iron loss curves tested on Epstein samples,” in *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 1472 – 1475, 2003.
- [52] D.M. Ionel, M. Popescu, S.J. Dellinger, T.J.E. Miller, R.J. Heideman, and M.I. McGilp, “On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines,” in *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 658 – 667, 2006.
- [53] National Instruments, “NI LabVIEW for CompactRIO Developer’s Guide.” Disponible en sitio web, última consulta en noviembre 2011. <https://lumen.ni.com/nicif/us/infocriodevgudfull/content.xhtml>.

Capítulo 7

Anexos

7.1. Parámetros del Rotor del Generador Sincrónico

Como se vio en la Sección 3.3.2, el modelo del enrollado de campo se reduce a un circuito RL.

Para determinar la resistencia se aplica tensión continua al enrollado de campo y se mide la corriente que circula por éste. En la Figura 7.1 se grafican las mediciones obtenidas en esta prueba. De este gráfico se calcula la siguiente resistencia de campo:

$$R_{fd} = 7,17 \text{ Ohm} \quad (7.1)$$

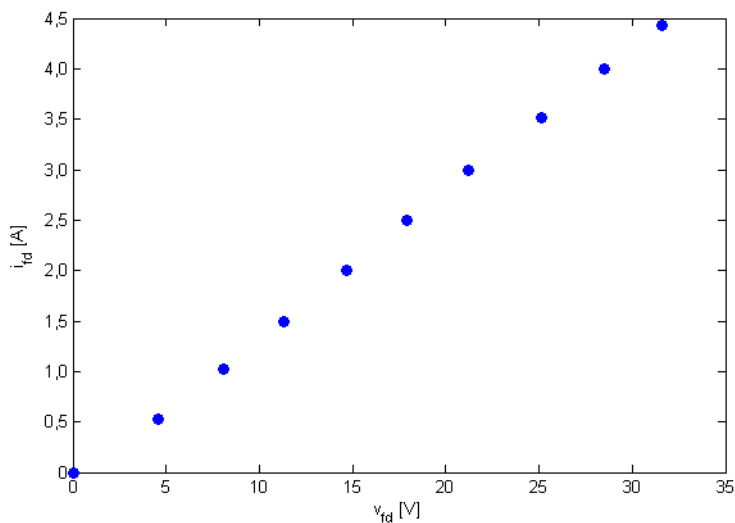


Figura 7.1: Medición de la resistencia de campo

Luego, para calcular la autoinductancia se aplica tensión alterna de 50 Hz, de magnitud reducida V , y se mide la magnitud de la corriente por el campo I . Luego, la autoinductancia L_{ffd} se calcula de:

$$\frac{V}{I} = \sqrt{R_{fd}^2 + (2\pi L_{ffd})^2} \quad (7.2)$$

El problema de esta forma de calcular la autoinductancia de campo es que el valor de ésta es tan alta que las corrientes alternas que circulan por el enrollado al aplicar tensión de 50 *Hz* son muy pequeñas y, por lo tanto, difíciles de medir con precisión. Otra dificultad derivada de lo mismo es que el efecto de la saturación magnética en los puntos de operación medidos es casi nulo, a diferencia de cuando por el rotor circula corriente de campo nominal (continua), en cuyo caso la saturación magnética puede ser considerable. Por esto último, la autoinductancia de campo calculada por este procedimiento estará sobreestimada.

Las mediciones al aplicar tensión alterna reducida son las siguientes: tensión 44 *V* y corriente 0,2 *A*. Con esto, aplicando la Ecuación 7.2 resulta en una autoinductancia cercana a 0,7 *H*. Considerando el efecto de la saturación magnética se decide finalmente dejar el valor de L_{ffd} en 0,5 *H*.

7.2. Cálculo de Coeficientes de Pérdidas de Potencia

El cálculo de los coeficientes de pérdida de la turbina se realiza de acuerdo al procedimiento descrito en la Sección 3.6. Para esto, se realiza una prueba de eficiencia estática de la turbina en donde se aplica distintas cargas eléctricas al sistema y se regulan la posición de la válvula y la corriente de campo de tal forma de estabilizar la tensión y velocidad en los valores nominales. En estas condiciones se toman las siguientes mediciones: posición de la válvula, corriente de campo, corriente de línea y potencia eléctrica trifásica. Con esto, más las pruebas de desaceleración libre mostradas en la Sección 3.4, y asumiendo cierto momento de inercia de la masa rotatoria, es posible aplicar el balance de potencia mostrado en la Figura 3.14. En efecto, la Tabla 7.1 muestra dicho balance en 7 puntos de operación distintos, en donde el momento de inercia utilizado para calcular las pérdidas adicionales es el resultante de la aplicación del algoritmo mostrado en la Figura 3.15.

Tabla 7.1: Balance de potencia para cálculo de coeficientes de pérdida de la turbina Pelton

pos mm	i_{fd} A	$P_{3\phi}$ W	i_L A	q lt/s	P_{hid} W	$Perd_{elec}$ W	$Perd_{fricc}$ W	$Perd_{Fe}$ W	P_{mec} W	$Perd_{turb}$ W	η_{turb} $\%$
2,506	2,55	0	0	2,073	772	0	209,6	245,1	455	317,262	58,9
3,117	2,65	189	0,291	2,551	950	1,0	209,6	252,5	652	297,828	68,6
3,820	2,73	304	0,463	2,551	1.150	2,5	209,6	258,3	774	375,195	67,4
4,530	2,84	491	0,745	2,551	1.346	6,4	209,6	266,3	973	372,556	72,3
5,304	2,92	617	0,933	2,551	1.554	10,1	209,6	272,1	1.109	444,952	71,4
6,360	3,03	803	1,214	2,551	1.827	17,1	209,6	280,0	1.310	517,160	71,7
7,003	3,13	919	1,388	2,551	1.987	22,4	209,6	287,1	1.438	549,217	72,4

Luego, se ajusta la forma de las pérdidas en la turbina a un polinomio cuadrático del caudal calculado, resultando de esta forma los coeficientes de pérdida k_0 , k_1 y k_2 de la Tabla 3.2. En la Figura 7.2 se muestra la dependencia de las pérdidas de potencia estimadas en la turbina y el caudal estimado.

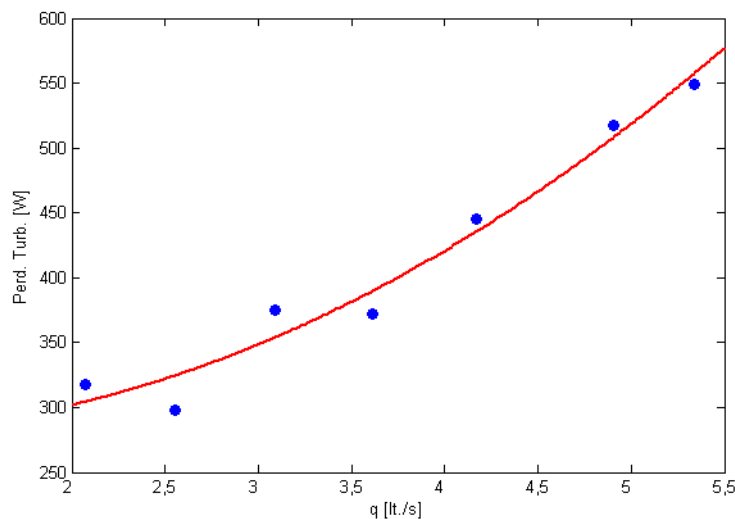


Figura 7.2: Ajuste de los coeficientes de pérdida de la turbina Pelton

7.3. Sintonización del Control PI

Para sintonizar los lazos de control PI, primero se calcularon las ganancias utilizando el método de *Curva de Reacción* de Ziegler-Nichols. Este procedimiento se aplica a los dos lazos, de tensión y frecuencia, sin considerar el acople existente entre ambas variables. Para esto, se aplicaron separadamente dos escalones, uno en la posición de referencia de la válvula y otro en el ciclo de trabajo del chopper. En ambos casos, el punto de operación inicial utilizado fue el mismo, correspondiente a tensión y frecuencia nominales, y con el generador operando en vacío. Los parámetros obtenidos mediante este criterio sirven como punto inicial, modificándose heurísticamente en base a pruebas experimentales.

El método de *Curva de Reacción* de Ziegler-Nichols consiste en aproximar la respuesta en lazo abierto del sistema por la de un sistema lineal de primer orden con retardo, es decir, la función de transferencia es como en la siguiente ecuación:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (7.3)$$

En el caso de la tensión, se aplica un escalón de 3,5% en el ciclo de trabajo del chopper, obteniéndose una respuesta de tensión como la de la Figura 7.3. Los tiempos t_1 y t_2 representan aquellos en que la salida es un 28,3% y un 63,2% de la salida final en régimen permanente, respectivamente.

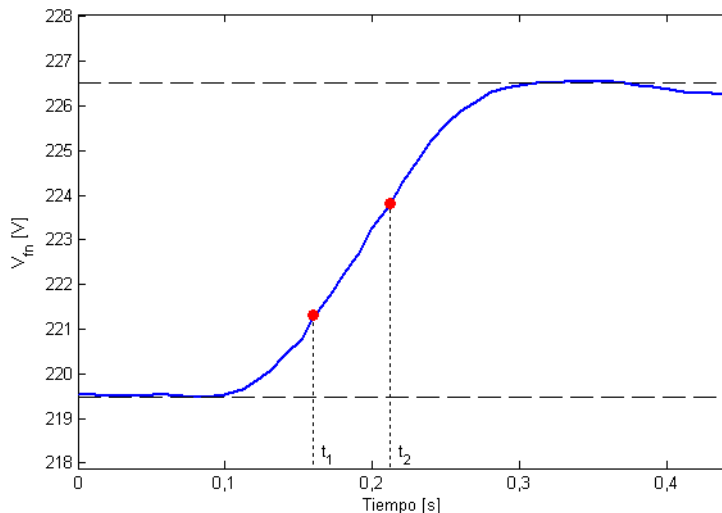


Figura 7.3: Curva de reacción de la tensión

Se sabe que los tiempos T y L se pueden aproximar según las Ecuaciones 7.4 y 7.5, respectivamente. Además, la ganancia estática K se puede obtener de la respuesta en lazo abierto de la Figura 7.3 y conociendo la magnitud del escalón.

$$T = \frac{3}{2} (t_2 - t_1) \quad (7.4)$$

$$L = \frac{3}{2} \left(t_1 - \frac{1}{3} t_2 \right) \quad (7.5)$$

Así, se obtiene la siguiente ganancia proporcional y tiempo de integración del lazo PI de control de tensión:

$$K_p = 0,40 \% / V \quad (7.6)$$

$$T_i = 0,29 \text{ s} \quad (7.7)$$

En el caso de la frecuencia, en la Figura 7.4 se muestra la respuesta en lazo abierto ante un escalón de 0,21 mm en la referencia de posición de la válvula. Se muestran también los tiempos t_1 y t_2 .

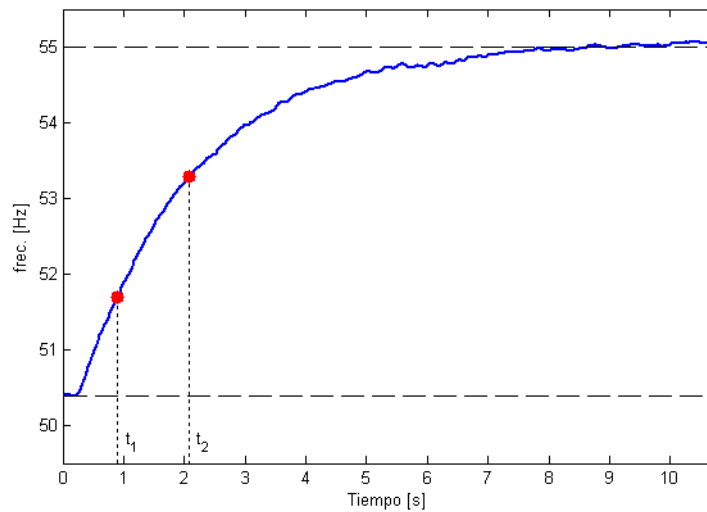


Figura 7.4: Curva de reacción de la frecuencia

Análogamente, se determina la ganancia proporcional y el tiempo de integración del lazo de control de frecuencia:

$$K_p = 0,36 \text{ mm}/Hz \quad (7.8)$$

$$T_i = 0,67 \text{ s} \quad (7.9)$$

Habiendo operado la planta con los parámetros de los lazos PI antes señalados, se observó una respuesta en lazo cerrado poco estable ante perturbaciones bruscas. Por lo anterior se incrementó sucesivamente el tiempo de integración del lazo de frecuencia hasta obtener una respuesta con un tiempo de estabilización mucho menor. Mediante sucesivas pruebas también se modificaron ligeramente los parámetros restantes de los lazos de control PI. En la Tabla 7.2 se muestran los parámetros definitivos de los lazos PI utilizados.

Tabla 7.2: Parámetros definitivos de los lazos de control PI

Tensión	K_p	0.48 %/V
	T_i	0.47 s
Frecuencia	K_p	0.22 mm/Hz
	T_i	1.80 s

7.4. Ecuaciones de Estado

A continuación se muestran las expresiones explícitas de la Ecuación de estado 3.72, en donde el valor de los parámetros que se utilizaron en este trabajo son los señalados en la Tabla 3.2. Estas expresiones fueron las finalmente utilizadas para la programación del EKF y el controlador NMPC.

La ecuación correspondiente al primer estado, la corriente de campo i_{fd} , es como a continuación. Esta expresión es idéntica a la mostrada en la Ecuación 3.72, y corresponde a la dinámica del enrollado de campo que, de acuerdo al modelamiento desarrollado, es la propia de un circuito RL.

$$\frac{di_{fd}}{dt} = \frac{1}{L_{ffd}} (\alpha V_{cc} - R_{fd}i_{fd}) \quad (7.10)$$

A continuación se muestra la expresión explícita de la ecuación correspondiente al segundo estado, la velocidad ω , que contiene implícitamente el torque acelerante de la turbina, el torque resistivo por fricción, el torque eléctrico del generador y el torque resistivo por pérdidas en el núcleo magnético.

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = & \frac{1}{J} \frac{\sqrt{2gH} (1000gH - c_1) \left[\frac{\pi \cdot 1,225^2}{10000} \left(1 - \left(1 - \frac{pos}{29,8} \right)^2 \right) \right] - 2gHc_2 \left[\frac{\pi \cdot 1,225^2}{10000} \left(1 - \left(1 - \frac{pos}{29,8} \right)^2 \right) \right]^2 - c_0}{\omega} \\ & - \frac{1}{J} \frac{3 \left[\left(\frac{1}{L_1} \right)^2 \left(\frac{R+R_a}{\frac{p_f}{2}\omega} \right)^3 + \frac{R+R_a}{\frac{p_f}{2}\omega} \right]}{\left[\left(\frac{R+R_a}{\frac{p_f}{2}\omega} \right)^2 \frac{1}{L_q} + L_d \right]^2} (\psi_{afd,0} + L_{afd,sat}i_{fd})^2 - \frac{1}{J} (k_1\omega + k_0 + k_{Fe}i_{fd}^\beta) \end{aligned} \quad (7.11)$$

Finalmente, a continuación se muestra la expresión de la ecuación de la dinámica de la válvula aguja. A diferencia de la señalada en la Ecuación 3.72, aquí la función discontinua *signo* ha sido reemplazada por una función *sigmoidal* para efectos de la programación.

$$\frac{dpos}{dt} = vel \cdot \left(-1 + \frac{2}{1 + e^{-100(pos_{ref} - pos)}} \right) \quad (7.12)$$