



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

**MODELACIÓN Y CONTROL DE UN SISTEMA PILOTO DE CALENTAMIENTO DE
FLUIDOS POR INDUCCIÓN MAGNÉTICA**

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

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

MARCO SEBASTIÁN SÁNCHEZ ÁLVAREZ

**PROFESOR GUÍA:
SR. MANUEL DUARTE MERMOUD**

**MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
SR. NICOLÁS BELTRÁN MATURANA
SR. RICARDO FUENTES FUENTEALBA**

**SANTIAGO DE CHILE
ABRIL 2009**

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR AL
GRADO DE MAGÍSTER EN CS. DE LA
INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA Y EL TÍTULO
DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: MARCO SÁNCHEZ ÁLVAREZ
FECHA: 17 DE ABRIL DE 2009
PROF.GUÍA: SR. MANUEL DUARTE MERMOUD

“MODELACIÓN Y CONTROL DE UN SISTEMA PILOTO DE CALENTAMIENTO DE FLUIDOS POR INDUCCIÓN MAGNÉTICA”

En esta tesis se desarrolló un trabajo de modelación, simulación e implementación experimental de un sistema de control de temperatura para un equipo de calentamiento inductivo orientado a calentar fluidos de pasada. Lo anterior, con el propósito de estudiar el control de una variable de gran interés industrial: la temperatura del fluido calentado, ya que la mayoría de los procesos requieren para su operación óptima mantener un buen manejo de esta variable. Para tal efecto, se analizaron cinco estrategias de control, de las cuales cuatro de ellas corresponden a esquemas adaptables por modelo de referencia (MRAC): Control Adaptable Directo, Control Adaptable indirecto con enfoque Dinámico, Control Adaptable Indirecto con enfoque Algebraico y Control Adaptable Combinado, y otra de tipo clásica Proporcional-Integral (PI), a modo de encontrar ventajas comparativas entre sí y validar si una estrategia avanzada puede superar el desempeño de una más sencilla.

La metodología seguida consistió, en primer lugar, en la elaboración de un modelo fenomenológico detallado, dinámico y de parámetros concentrados, que considera los principales fenómenos físicos relacionados con el sistema, como el Electromagnetismo y la Tránsferencia de Calor, así como el comportamiento de las variables eléctricas en el equipo de alimentación, cuyos componentes son mayoritariamente de Electrónica de Potencia. En seguida, con un modelo de planta bien definido y calibrado, se diseñaron las estrategias de control de temperatura, y posteriormente se simuló el sistema en lazo cerrado, sometiénolo a determinados seguimientos de referencia y perturbaciones medibles y programadas. Luego, a través de indicadores comparativos de desempeño de la respuesta, sea en términos del error de control y la energía utilizada en la acción de control, entre otras, se evaluó objetivamente cuál de las estrategias reunía las características más favorables para controlar un sistema real. Finalmente, en una planta piloto de 15 [kW] se realizaron pruebas experimentales, las cuales permitieron validar tanto la controlabilidad y estabilidad de la planta, como contrastar las respuestas con el modelo propuesto.

Los resultados obtenidos en todas las actividades realizadas, demostraron que es posible implementar estrategias de control adaptable por modelo de referencia (MRAC) con resultados favorables y coincidentes, tanto a nivel experimental como en simulaciones, con un desempeño similar o mejor que una estrategia PI clásica. También, se pudo verificar que una combinación ponderada de las estrategias de control adaptable directa e indirecta constituye una mejora significativa en el desempeño de la planta, en términos de tiempos de estabilización, oscilaciones y sobrepasos. Por ello, se sugiere al esquema Adaptable MRAC Combinado como la mejor alternativa a implementar para estos sistemas de calentamiento inductivo. Finalmente, fue posible implementar herramientas sencillas de compensación de retardo en la variable controlada, producto de la ubicación del sensor con respecto a la zona de calentamiento, mediante métodos adaptables y predictivos con la incorporación del modelo, de modo de evitar en futuros diseños de equipos eventuales inestabilidades de la planta producidas por la demora en la variable controlada.

Finalmente, es importante expresar que esta Tesis se desarrolló en el marco del proyecto Fondef D05I10098, “Mejoramiento de Operaciones de Biolixiviación de Minerales de Cobre y Electro-Obtención en Plantas a Gran Altura Mediante Calentamiento de Soluciones por Inducción Magnética”.

Dedicado a mis Padres y Hermanos...

Agradecimientos

Quiero aprovechar esta oportunidad para dar mis sinceros agradecimientos a quienes formaron parte de esta tesis:

A Dios, mi gran compañero incondicional, y gran responsable de que me ocurran estas cosas.

A mis padres, quienes han sido el más importante pilar en mi vida, por su constante apoyo y formación que me ha llevado a ser una persona de bien, y por haberme otorgado siempre el consentimiento de hacer lo que más me gusta.

A mis hermanos Alonso, Almendra y Paulina, y a toda mi familia por entregarme el cariño y la fuerza necesaria para enfrentar los buenos y malos momentos.

A ti, Dany, por estar conmigo en cada instante, y por haber decidido saber, entender y apoyar todo este largo proceso a mi lado. Espero que éste sea sólo el comienzo de muchos otros.

Al profesor Manuel Duarte, por su sensato apoyo, su constructiva forma de guiar mi trabajo y, sobretodo, por haberme dado la oportunidad de participar en un proyecto donde pude aprender cosas nuevas y crecer en el ámbito profesional.

Al profesor Ricardo Fuentes y su equipo de trabajo en la UTFSM, por su constante colaboración durante mi estadía en Valparaíso, por sus valiosas enseñanzas, y por hacer de mi trabajo una experiencia más grata.

Al profesor Nicolás Beltrán, por sus certeros consejos y atinadas observaciones.

A Ian Pelissier, Franco Campaña y Jorge Estrada, por su excelente voluntad y paciencia para ayudarme en todo lo que necesité, y por entregarme buenas herramientas y consejos para facilitar mi trabajo.

A mis amigos y compañeros del Fondef, Lena, Ita, Gonzalo y Nico, por mostrarme que el laboratorio no sólo sirve para trabajar, también tiene un buen grupo humano en donde podemos ser escuchados.

A todas las personas que me acogieron en sus casas cuando estaba fuera de Santiago, tía Berta y familia y tía Magaly y familia, por hacer que mis preocupaciones sólo se reduzcan a mi tesis.

Y finalmente, a todas las personas que me apoyaron, me cuidaron y me desearon sinceramente lo mejor en la vida.

Muchas gracias por hacerme formar parte de ustedes.

Índice General

AGRADECIMIENTOS.....	4
ÍNDICE GENERAL	5
ÍNDICE DE FIGURAS.....	9
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	12
1.1 LA NECESIDAD DE UN CALENTAMIENTO MÁS EFICAZ	13
1.2 MODELACIÓN DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO	15
1.3 CONTROL DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO	17
1.3.1 <i>Control de la Frecuencia de Resonancia</i>	17
1.3.2 <i>Control de la Temperatura del Fluido</i>	18
1.3.3 <i>Estrategias de Control Adaptable</i>	20
1.4 TRABAJOS REALIZADOS POR OTROS AUTORES.....	21
1.5 APORTES DE LA TESIS	22
1.6 OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DEL TRABAJO.....	23
1.6.1 <i>Objetivos Generales</i>	23
1.6.2 <i>Objetivos Específicos</i>	23
1.6.3 <i>Resultados Esperados</i>	24
1.6.4 <i>Metodología de Trabajo</i>	24
1.6.5 <i>Estructura de la Tesis</i>	25
CAPÍTULO 2 MODELACIÓN FENOMENOLÓGICA DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO	26
2.1 EL FENÓMENO TÉRMICO Y ELECTROMAGNÉTICO.....	27
2.1.1 <i>Modelación Electromagnética</i>	27
2.1.2 <i>Modelación Térmica</i>	29
2.2 SIMPLIFICACIÓN A PARÁMETROS CONCENTRADOS.....	32
2.2.1 <i>Subsistema Térmico</i>	32
2.2.2 <i>Subsistema Eléctrico</i>	35
2.3 VARIACIÓN DE LOS PARÁMETROS CON LA TEMPERATURA.....	42
2.3.1 <i>Resistividad Eléctrica</i>	42
2.3.2 <i>Conductividad Térmica</i>	43
2.3.3 <i>Calor Específico</i>	44

2.3.4	<i>Densidad</i>	45
2.3.5	<i>Viscosidad Dinámica</i>	46
2.3.6	<i>Número de Prandtl</i>	46
2.3.7	<i>Rangos de Variación de los Parámetros</i>	47
2.4	CÁLCULO DE PARÁMETROS TÉRMICOS Y ELÉCTRICOS	49
2.4.1	<i>Parámetros del Susceptor</i>	50
2.4.2	<i>Parámetros del Inductor</i>	52
2.4.3	<i>Parámetros del Fluido a calentar y Tubería de PVC</i>	54
2.5	MODELO DE PLANTA.....	56
CAPÍTULO 3 CONTROL DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO DE FLUIDOS		59
3.1	ELEMENTOS DE CONTROL ADAPTABLE BASADO EN MODELO DE REFERENCIA (MRAC)	60
3.2	SIMULACIÓN DE ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA LA TEMPERATURA DEL FLUIDO	65
3.2.1	<i>Control PI Clásico</i>	67
3.2.2	<i>Control MRAC Directo</i>	69
3.2.3	<i>Control Adaptable Indirecto con enfoque Dinámico</i>	72
3.2.4	<i>Control Adaptable Indirecto con Enfoque Algebraico</i>	75
3.2.5	<i>Control Adaptable Combinado</i>	78
3.3	ESTUDIO DE PERTURBACIONES SOBRE EL SISTEMA	81
3.3.1	<i>Perturbación de Flujo del Fluido</i>	82
3.3.2	<i>Perturbación de Temperatura en el fluido de Entrada</i>	84
3.3.3	<i>Perturbación de la Temperatura Ambiente</i>	86
3.4	ÍNDICES COMPARATIVOS.....	87
3.5	SIMULACIÓN CON SUBSISTEMA ELÉCTRICO EN PSIM.....	90
3.6	ANÁLISIS Y DISCUSIÓN.....	93
CAPÍTULO 4 IMPLEMENTACIÓN EXPERIMENTAL DE ESTRATEGIAS DE CONTROL EN UNA PLANTA PILOTO DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO DE FLUIDOS.....		95
4.1	DESCRIPCIÓN GENERAL DE LA PLANTA PILOTO	96
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	103
4.3	VALIDACIÓN DEL MODELO FENOMENOLÓGICO	106
4.4	MÉTODOS DE COMPENSACIÓN DE RETARDO	108
4.4.1	<i>Compensación por Método de Mirkin</i>	110
4.4.2	<i>Compensación Predictiva con Utilización del Modelo</i>	112
4.5	ANÁLISIS Y DISCUSIÓN.....	116

CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	118
5.1 CONCLUSIONES GENERALES.....	118
5.2 TRABAJO FUTURO	121
ANEXOS.....	122
ANEXO A: RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES.....	123
A.1 SIMULACIÓN CON SISTEMA ELÉCTRICO SIN PSIM.....	123
A.2 SIMULACIÓN CON SISTEMA ELÉCTRICO EN PSIM	128
A.3 COMPARACIÓN DE RESPUESTAS CON Y SIN SUBSISTEMA ELÉCTRICO EN PSIM.....	135
ANEXO B: RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	137
ANEXO C: ESQUEMAS DE SIMULACIÓN EN SIMULINK	140
ANEXO D: PROTOCOLO DE PRUEBAS E INSPECCIONES PARA EL SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA DEL EQUIPO.....	142
REFERENCIAS	156

Índice de Tablas

<i>Tabla 1.1: Comparación de Tecnologías de Calentamiento.</i>	15
<i>Tabla 2.1: Variación de la conductividad térmica del agua con la temperatura.</i>	43
<i>Tabla 2.2 Variación de la conductividad térmica del aire con la temperatura.</i>	43
<i>Tabla 2.3 Variación del calor específico del agua con la temperatura.</i>	44
<i>Tabla 2.4: Variación del calor específico del aire con la temperatura.</i>	45
<i>Tabla 2.5: Variación de la densidad del agua con la temperatura.</i>	45
<i>Tabla 2.6: Variación de la densidad del aire con la temperatura.</i>	45
<i>Tabla 2.7: Variación de la viscosidad dinámica del agua con la temperatura.</i>	46
<i>Tabla 2.8 Variación de la viscosidad dinámica del aire con la temperatura.</i>	46
<i>Tabla 2.9: Variación del número de Prandtl del agua con la temperatura.</i>	46
<i>Tabla 2.10 Variación del número de Prandtl del aire con la temperatura.</i>	47
<i>Tabla 2.11: Variación de los parámetros en el intervalo de temperaturas de 0°C a 100°C.</i>	48
<i>Tabla 2.12: Nomenclatura para los cálculos del susceptor.</i>	50
<i>Tabla 2.13: Nomenclatura para los cálculos del inductor.</i>	53
<i>Tabla 2.14: Nomenclatura para los cálculos del fluido a calentar y PVC.</i>	55
<i>Tabla 3.1: Principales Variables y Parámetros de la Planta a Simular.</i>	65
<i>Tabla 3.2: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso PI).</i>	67
<i>Tabla 3.3: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Directo).</i>	70
<i>Tabla 3.4: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Indirecto Dinámico).</i>	73
<i>Tabla 3.5: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Indirecto Algebraico).</i>	76
<i>Tabla 3.6: Ganancias Adaptables obtenidas en la simulación (Caso Adaptable Combinado).</i>	79
<i>Tabla 3.7 : Índices parciales característicos y globales para estrategia.</i>	89

Índice de Figuras

<i>Figura 1.1: Principio del calentamiento inductivo.</i>	16
<i>Figura 1.2: Diagrama simplificado del Control de Frecuencia.</i>	18
<i>Figura 1.3: Diagrama General del Sistema de Calentamiento.</i>	19
<i>Figura 1.4: Resumen de metodología del trabajo de tesis.</i>	25
<i>Figura 2.1: Geometría utilizada para el cálculo electromagnético.</i>	29
<i>Figura 2.2: Diagrama simplificado del subsistema eléctrico.</i>	35
<i>Figura 2.3: Circuito resonante.</i>	36
<i>Figura 2.4: Esquema del Inversor Monofásico.</i>	38
<i>Figura 2.5: Esquema del convertor DC-DC.</i>	39
<i>Figura 2.6: Formas de onda de la tensión y corriente en el convertor DC-DC.</i>	40
<i>Figura 2.7: Sistema de Rectificación.</i>	41
<i>Figura 2.8: Variación de la conductividad térmica con la temperatura.</i>	43
<i>Figura 2.9: Variación del calor específico con la temperatura.</i>	44
<i>Figura 2.10: Principales Componentes del conjunto Bobina-Susceptor.</i>	49
<i>Figura 2.11: Características constructivas del susceptor.</i>	51
<i>Figura 2.12: Distribución de corrientes en cada tipo de sección.</i>	52
<i>Figura 2.13: Características constructivas del inductor.</i>	53
<i>Figura 2.14: Diagrama Funcional General del Equipo en Lazo abierto.</i>	57
<i>Figura 3.1: Estructura básica del Control Adaptable por Modelo de Referencia.</i>	61
<i>Figura 3.2: Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado.</i>	66
<i>Figura 3.3: Implementación Estrategia PI clásica.</i>	67
<i>Figura 3.4: Respuesta de Temperatura (Caso PI).</i>	68
<i>Figura 3.5: Implementación Estrategia Adaptable Directa.</i>	69
<i>Figura 3.6: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Directo).</i>	70
<i>Figura 3.7: Implementación Estrategia Adaptable Indirecta Dinámica.</i>	72
<i>Figura 3.8: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Indirecto Dinámico).</i>	74
<i>Figura 3.9: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Indirecto Algebraico).</i>	77
<i>Figura 3.10: Implementación Estrategia Adaptable Combinada.</i>	78
<i>Figura 3.11: Respuesta de Temperatura (Caso Combinado).</i>	80
<i>Figura 3.12: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de Flujo (Estrategia PI).</i>	82

<i>Figura 3.13: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de Flujo (Estrategias Adaptables)</i>	83
<i>Figura 3.14: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de su Temperatura de Entrada (Estrategia PI)</i>	84
<i>Figura 3.15: Respuesta de Temperatura del Fluido frente a una perturbación de la Temperatura de Entrada (Estrategias Adaptables)</i>	85
<i>Figura 3.16: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación en la Temperatura Ambiente (Estrategia PI)</i>	86
<i>Figura 3.17: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación en la Temperatura Ambiente (Estrategias Adaptables)</i>	87
<i>Figura 3.18: Comparación de simulaciones con y sin PSIM</i>	91
<i>Figura 3.19: (a) Comparación entre modelo completo y simplificado, con los métodos ode45 y ode23 respectivamente. (b) Comparación entre modelo completo y simplificado, ambos con método ode45</i>	94
<i>Figura 4.1: Diagrama General del Sistema de Calentamiento</i>	96
<i>Figura 4.2: Imágenes del subsistema eléctrico</i>	97
<i>Figura 4.3: Interfaz en Matlab-Simulink del Controlador de Temperatura en tiempo real</i>	98
<i>Figura 4.4: Imagen del Sistema Hidrodinámico Real</i>	100
<i>Figura 4.5 Imagen de la Bobina Resonante y el Susceptor Magnético Reales</i>	101
<i>Figura 4.6: Zona de operación del equipo para distintos caudales de fluido</i>	102
<i>Figura 4.7: Respuesta Experimental de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso PI)</i>	104
<i>Figura 4.8 Respuesta de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso Adaptable Directo)</i>	104
<i>Figura 4.9: Respuesta de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso Adaptable Indirecto Dinámico)</i>	105
<i>Figura 4.10: Respuesta de Temperatura y Ciclo de trabajo (caso Adaptable Combinado)</i>	105
<i>Figura 4.11: Comparación entre Respuesta Simulada y Real para las Estrategias de Control</i>	107
<i>Figura 4.12: Comparación de Respuestas en función del Retardo</i>	109
<i>Figura 4.13: Esquema General de Compensación de Retardo</i>	110
<i>Figura 4.14: Compensación de Retardo Adaptable por el método Mirkin Experimental</i>	112
<i>Figura 4.15: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control PI)</i>	113
<i>Figura 4.16: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Directo)</i>	113
<i>Figura 4.17: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Indirecto Dinámico)</i>	114
<i>Figura 4.18: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Combinado)</i>	114

Figura 4.19: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Detalle para las cuatro estrategias)..... 115

Capítulo 1

Introducción

El calentamiento es un fenómeno físico que cumple un rol preponderante en la mayoría de los procesos, ya sean químicos, físicos o biológicos. Desde calentar el agua para fines domésticos, hasta la fundición de metales [60], adquiere relevancia, ya que participa en forma activa en el tratamiento de una sustancia, dándole propiedades más interesantes. Por lo anterior, se ha generado un amplio espacio para la investigación y desarrollo en el área con el fin de encontrar cada día nuevas y mejores soluciones tecnológicas desde un punto de vista constructivo y operativo.

Si bien existe un buen cimiento teórico del tema, en la práctica las alternativas tecnológicas implementadas son escasas [4], enfocándose más en mejorar aquellas ya existentes que explorar nuevas. Dar una visión innovadora a la técnica de calentamiento, aplicado especialmente a fluidos industriales de pasada, corresponde al principal desafío de este trabajo, de tal modo de demostrar, con fundamentos científicos y de la ingeniería, la factibilidad del uso óptimo de una tecnología no convencional, y así dar un paso importante en el avance de la investigación aplicada sobre el tema.

La presente tesis forma parte del proyecto Fondef D05I10098: “Mejoramiento de Operaciones de Biolixiviación de Minerales de Cobre y Electro-Obtención en Plantas a Gran Altura Mediante Calentamiento de Soluciones por Inducción Magnética”, donde participan los Departamentos de Ingeniería Eléctrica de las Universidades de Chile y Técnica Federico Santa María, y las empresas Ingeniería y Desarrollo Tecnológico (IDT S.A.) y Anglo American Chile.

A continuación se entregan los principales elementos para motivar al lector sobre los principales objetivos propuestos en esta tesis.

1.1 La Necesidad de un Calentamiento más Eficaz

Para que una sustancia se encuentre a una determinada temperatura, mayor o igual a la temperatura de su entorno, requiere de energía para calentarse, y ese estado energético puede significar que dicha sustancia permita optimizar el rendimiento de un proceso dentro del cual participe. Por ejemplo, en los procesos hidrometalúrgicos de la minería del cobre, las sustancias a calentar son básicamente tres: Agua, soluciones de biolixiviación ([12],[27],[41]) y soluciones de electroobtención de cobre ([7],[75],[78]), todos fluidos de importancia en sus respectivos procesos. El agua caliente tiene una gran utilidad en la limpieza de cátodos de electroobtención y electrorrefinación para mantener la calidad del depósito. La solución de biolixiviación es rica en sulfato de cobre y bacterias que lo disocian, por lo que adquiere la doble propiedad de ser una solución conductora y compuesta por seres vivientes. Entonces, se debe tener un especial cuidado al momento de llevarla hasta una determinada temperatura para que trabaje en lo posible en su punto óptimo de productividad, procurando mantener las bacterias vivas y extrayendo la mayor cantidad de cobre, a la mayor velocidad posible ([11], [12], [56], [57], [65]). La solución de electroobtención representa la última etapa del proceso de extracción hidrometalúrgica, por lo que naturalmente tiene un alto porcentaje de cobre puro y, al igual que el caso anterior, se requiere de un manejo especial del calor aplicado a esta sustancia para maximizar la recuperación de metal.

En la actualidad se utilizan masivamente dos formas de calentamiento de fluidos: calentamiento por resistencias eléctricas y calentamiento por combustión ([75],[76]). Sin embargo, existen otras formas de calentamiento, pero utilizadas en otras aplicaciones, como el calentamiento por microondas y por inducción magnética. Esta última tecnología tiene su campo bien desarrollado en el tratamiento y fusión de metales, pero en el calentamiento de fluidos se encuentra poco explorada, y puede tener valiosas ventajas comparadas con las técnicas implementadas hasta hoy ([70],[72],[81]).

Estos métodos de calentamiento presentan ventajas y desventajas relacionadas con sus costos de inversión, operación y mantenimiento, además del impacto al medio ambiente que

generan y la operabilidad que pueda tener de acuerdo a necesidades específicas. Los equipos de calentamiento por combustión tienen por lo general bajos costos de operación, pero éstos fluctúan de acuerdo a variaciones del precio del combustible. Sin embargo, la quema es sucia y produce evidentes deterioros en las máquinas, lo que se traduce en la necesidad de un constante mantenimiento. También, se requiere de una gran infraestructura en calderas, oleoductos y/o gaseoductos necesarios para suministrar el insumo, y de inversiones considerables en filtros para los gases tóxicos emitidos al medio ambiente, en especial de CO₂, obligando a la industria a incurrir en gastos de bonos de carbono si se quiere adquirir el “derecho a contaminar”. Además, si la altura donde se produce la combustión es considerable, la escasez de aire influirá en la eficiencia calórica, ya que la reacción absorberá menos aire y por consiguiente menos calor será liberado, a una cantidad fija de combustible, produciendo lo que se llama combustión incompleta ([33],[40]). El calentamiento eléctrico por resistencias resulta ser más limpio y eficiente, ya que, teóricamente, todo el calor liberado por efecto Joule se destina a calentar [4]. no obstante, presenta una baja densidad de potencia (hasta 10 [W/cm²]), por lo que se necesita de grandes estanques e intercambiadores de calor, elevando el costo de inversión en proporción a los niveles de potencia exigidos por la carga a calentar.

El calentamiento inductivo reúne varias de las ventajas de las dos tecnologías anteriores, agregando otras, entre las cuales se destaca una mayor densidad de potencia (del orden de 30 – 300 [W/cm²]) y menor costo de mantenimiento. Esto se traduce en que, para un mismo nivel de potencia, el espacio físico requerido por el calentador inductivo será menor que los otros y por tener una configuración más sencilla y limpia, el mantenimiento del equipo se reduce notablemente.

Otro aspecto a considerar en la implementación de una tecnología consiste en la facilidad de controlar el sistema. Por el hecho que el calentamiento por inducción magnética actúa directamente sobre un flujo de pasada y no en un estanque acumulado, la capacidad de controlar la temperatura del fluido mejora, dado que se puede obtener una dinámica del sistema bajo control más rápida cuando se tenga alguna perturbación o cambios en la referencia de las variables involucradas. Esta cualidad abre la puerta al uso de estrategias avanzadas de control que permitan al equipo otorgar mayor controlabilidad de las principales variables, como la temperatura, por ejemplo. Sin embargo, es importante mencionar que esta técnica será eficiente en la medida que se tenga un buen manejo de información de las variables y un correcto diseño de la topología del equipo, ya que la transferencia de potencia hacia la carga depende fuertemente de estos aspectos, como por ejemplo la frecuencia de operación o la geometría de los componentes internos, que naturalmente definen el desempeño del equipo a lo largo de su vida útil. La Tabla 1.1 resume las características más relevantes de cada técnica de calentamiento [76].

Tabla 1.1: Comparación de Tecnologías de Calentamiento.

Tecnología	Combustión	Resistiva	Inductiva
Costo de Inversión	Alto	Medio	Medio
Costo de Operación	Bajo	Medio	Medio
Mantenimiento	Alto	Medio	Bajo
Facilidad de Control	Baja	Media	Alta

Como se aprecia, en términos globales, la técnica de calentamiento por inducción magnética puede ser una buena opción tecnológica, siempre y cuando las condiciones específicas de cada aplicación las amerite.

1.2 Modelación de un Sistema de Calentamiento Inductivo

Para prever el comportamiento de un sistema dinámico cualquiera, antes de su concreción física o real, la modelación resulta ser una poderosa herramienta para el adecuado diseño de un equipo, ya que se puede apreciar una aproximación aceptable de la evolución de las variables involucradas, el comportamiento frente a determinados estímulos y también el probable desempeño del sistema frente a las acciones decididas por controladores.

Un sistema de calentamiento de tipo inductivo, como su nombre lo indica, utiliza el principio de inducción magnética para transformar la energía eléctrica de entrada en térmica a la salida ([14], [22], [60]). Cuando circula una corriente eléctrica por una bobina o enrollado conductor, se genera un campo magnético que puede inducir corrientes en materiales cercanos, especialmente conductores. Dependiendo de la relación entre el número de vueltas de la bobina y del material inducido, estas corrientes pueden ser muy elevadas. Por otra parte, la potencia entregada por el campo magnético al material inducido es proporcional al cuadrado de la corriente y se manifiesta en forma de calor. Este calor finalmente es transmitido al objeto a calentar ya sea por convección (fluido) o conducción térmica (sólidos). La Figura 1.1 muestra la bobina que produce el campo magnético y el material inducido (cilindro macizo en este caso).

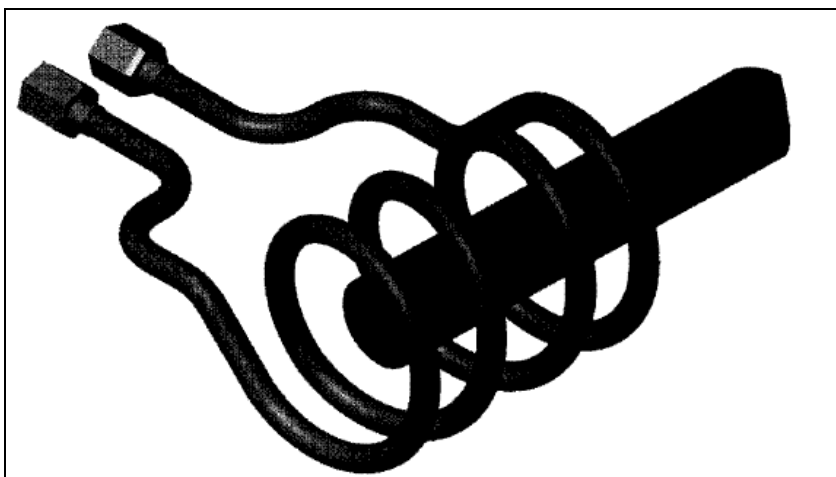


Figura 1.1: Principio del calentamiento inductivo.

El material inducido se llama susceptor, y puede adoptar distintas geometrías de acuerdo a cada aplicación que se le dé [3]. Incluso, si el fluido es conductor o circula por tuberías conductoras, puede no existir y el fenómeno funciona de igual manera.

El suministro de potencia hacia la bobina inductora proviene de varias configuraciones, dependiendo de la frecuencia de operación en la carga. Si ésta es baja (hasta 200 [Hz]), se alimenta directamente desde la fuente de tensión, o bien se utiliza transformadores en estrella con neutro conectado, para la circulación de corrientes de tercera armónica [4], alcanzando los 150 [Hz], y con razones de transformación adecuadas a elevadas corrientes inducidas en el susceptor. Si la frecuencia de operación es media y alta (sobre los 200 [Hz]), se construye un circuito RLC, cuya frecuencia de operación es definida en función de la bobina inductora e inducida (L), la resistencia inductora e inducida (R), y un condensador (C) cuyas características se definen de acuerdo a la frecuencia deseada. Evidentemente, para obtener estos niveles de frecuencia, se necesita de un sistema inversor que conmute a tales velocidades. Está demostrado que, la frecuencia donde el sistema permite una máxima transferencia de potencia activa es la de resonancia ([2], [5], [15], [16], [20], [30], [31] [36], [51], [55], [67], [73], [81], [82], [83]), calculada en función de R, L y C. La modelación y análisis realizados en este trabajo corresponde a un caso particular de configuración RLC, consecuente con la implementación en el prototipo de laboratorio.

En consecuencia, para modelar un sistema de estas características, es necesario considerar distintos fenómenos físicos y aplicaciones de la ingeniería, entre los cuales se destacan los siguientes tópicos:

- Electromagnetismo dinámico en una y tres dimensiones
- Transferencia de Calor dinámica en una y tres dimensiones
- Hidrometalurgia
- Electrónica de Potencia
- Control Automático

Para la simulación del modelo se requiere por un lado de software especializado que permita elaborar las distintas configuraciones de cada aplicación, y entregar así los resultados esperados, y también de una buena capacidad computacional para llevar a cabo la implementación y entregar la respuesta del sistema frente a todos los requerimientos de la simulación. La herramienta utilizada en este trabajo corresponde al software Matlab-Simulink y PSIM.

1.3 Control de un Sistema de Calentamiento Inductivo

Los requerimientos de control de un equipo de calentamiento inductivo van de acuerdo a las necesidades del proceso en el cual participe. En este caso, se distinguen dos variables a controlar, cada una cumpliendo un rol fundamental en el desempeño del sistema: El control de la *frecuencia del inversor resonante*, preocupado de transferir óptimamente la potencia hacia la carga y el control de la *temperatura del fluido calentado*, el cual representa el objetivo final del equipo. A continuación, se describe cada uno de estos aspectos.

1.3.1 Control de la Frecuencia del Inversor Resonante

Los parámetros internos de un equipo de calentamiento pueden variar a lo largo de su vida útil, o bien producto de alguna perturbación. La resistencia interna del equipo y la inductancia varían básicamente por efectos de fatiga del material o por temperatura. Muchas veces, estos cambios resultan complicados de detectar, sino imposibles, por lo que el sistema tiende a alejarse del punto óptimo de transferencia de potencia activa. Es por esto, que la frecuencia de resonancia debe disponer necesariamente de un lazo de control, cuyo objetivo consista en ajustar la frecuencia de alimentación al circuito RLC de acuerdo a su valor resonante ([38], [39]). La empresa de Ingeniería y Desarrollo Tecnológico, IDT S.A., patentó un

sistema de control por enclavamiento de fase que ajusta la frecuencia de resonancia en cada instante de operación [73].

En este caso, se mide la frecuencia de la tensión de entrada al circuito, V_{ac} (Figura 1.2) y a través de un sistema de detección de cruces por cero ([21], [50], [73]), genera los pulsos de alimentación de disparo de los IGBTs del inversor. De este modo, se habla de que el sistema adquiere la cualidad de ser “autorresonante”. La figura 1.2 muestra un diagrama simplificado de este sistema de control.

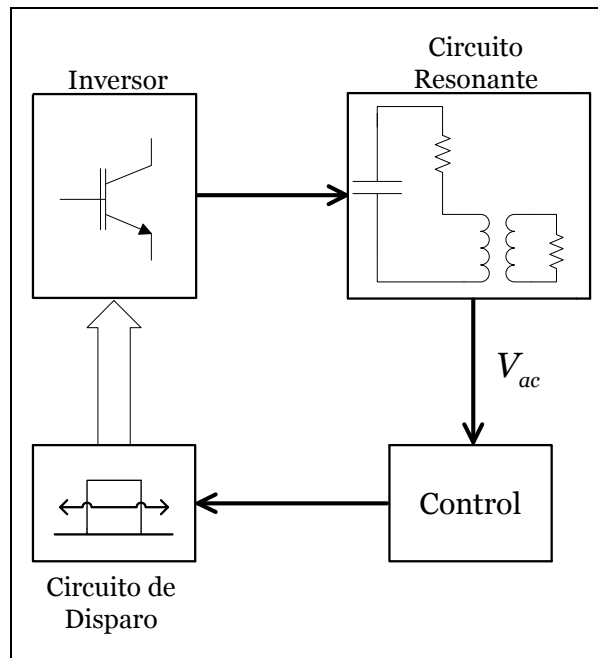


Figura 1.2: Diagrama simplificado del Control de Frecuencia.

1.3.2 Control de la Temperatura del Fluido

El calor que necesita el fluido para que alcance una temperatura dada depende de la potencia eléctrica aplicada al sistema, que puede ser entregada de distintas formas dependiendo de la configuración del equipo. La alimentación que recibe el inversor proviene de una fuente continua, que puede ser de corriente o tensión, dependiendo de la topología del circuito RLC [35]. Si el circuito tiene sus parámetros en serie, la entrada al inversor se comportará como fuente de tensión, por lo que la variación de la potencia estará ligada a la variación de esta variable. Por otro lado, si la configuración está en paralelo, se tendrá una fuente de corriente y por ende el control deberá actuar sobre su amplitud en el bus continuo a la salida del convertidor DC-DC. En ambos casos, sea por regulación de corriente o tensión, la acción de control consiste en definir en cada instante algún nivel de potencia que debe entregar el sistema eléctrico a la carga, de tal modo de obtener la temperatura de referencia predefinida. En particular, el lazo define la potencia entregando al subsistema eléctrico un ciclo de trabajo

(δ) al convertor *chopper* DC-DC. En este trabajo, se analiza en detalle la configuración en resonancia paralela ([5], [8], [15], [55], [63], [67]), ya que, por estudios previos, resulta ser la alternativa más viable para este tipo de aplicación en particular, en especial porque se minimiza la corriente requerida por los semiconductores del inversor, para un mismo nivel de potencia.

La técnica de calentamiento inductivo usada tradicionalmente para el tratamiento de metales, tiene un objetivo distinto al de calentamiento de fluidos. Por una parte, el metal requiere, en la mayoría de los casos, ser fundido o manipulado utilizando un consumo energético óptimo, independiente de los niveles de temperatura alcanzados, mientras que el fluido necesita más una buena precisión de temperatura para optimizar los procesos. Luego, el objetivo de control está enfocado en mantener la temperatura del fluido calentado (T_f) según alguna referencia (T_{fref}) o característica que requiera un proceso determinado, con la mayor precisión y estabilidad posibles.

Para tal efecto, se utilizaron estrategias avanzadas de control, además de la PI (Proporcional-Integral) clásica, obteniendo efectos interesantes en las respuestas, e información relevante para recomendar su utilización, desde un punto de vista adecuado a las condiciones específicas de operación.

La Figura 1.3 muestra un esquema simplificado del sistema de control integrado que se aplica a este sistema.

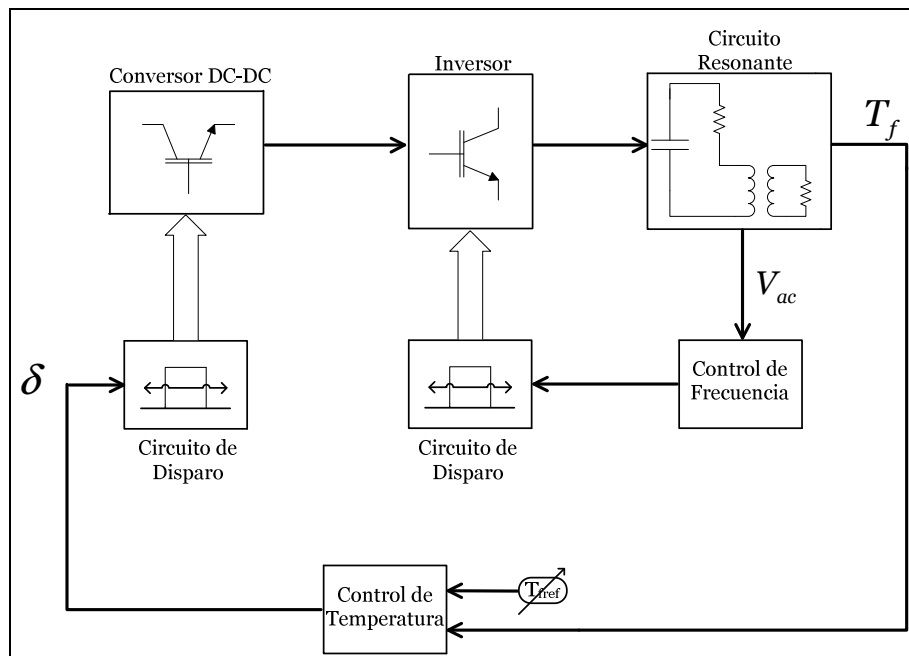


Figura 1.3: Diagrama General del Sistema de Calentamiento.

1.3.3 Estrategias de Control Adaptable

De los dos subsistemas de control, el de frecuencia se encuentra bien definido y patentado, luego no se aborda en este estudio y se puede implementar como una “caja negra”. Distinto es el caso del control de temperatura, en el cual se realiza un estudio detallado que va desde el modelo fenomenológico de la planta, hasta la programación de los controladores en el equipo real. Esta tesis estudia la respuesta de la temperatura del fluido calentado según el efecto que produce las siguientes estrategias de de control:

- Control PI Clásico.
- Control MRAC (Model Reference Adaptive Control) Directo.
- Control MRAC Indirecto con enfoque Dinámico.
- Control MRAC Indirecto con enfoque Algebraico.
- Control MRAC Combinado.

Las estrategias de control adaptable deciden las acciones de control, considerando que sus parámetros internos pueden modificarse con el tiempo, y que la información proveniente de la planta es escasa. Como su nombre lo indica, el control se adapta a cambios del sistema, por lo que, a diferencia de un control de parámetros fijos, éstos deben necesariamente ser variables en el tiempo, dándole mayor precisión y resistencia frente a eventuales cambios de su punto de operación inicial.

Muchas veces, resulta difícil modelar matemáticamente una planta, dada su complejidad, ya que en la mayoría de los casos son no lineales, o bien no se tiene un acceso directo a las variables de estado, debiendo disponer exclusivamente de las entradas y salidas para controlar. Para nutrir de información adicional al controlador, se define un modelo de referencia, el cual determina el comportamiento a seguir por la planta real, forzando de alguna manera a que responda según el comportamiento del modelo de referencia. En este sentido, el control adaptable estudiado aquí, toma como base un modelo de referencia para procesar las acciones de control, a través de comparaciones o errores entre el modelo y la planta real, o bien una planta ficticia, pero que contiene información semejante (planta identificada). Así, de una forma más indirecta se puede controlar sistemas con cierto grado de desconocimiento, linealidad y orden, de una manera poco invasiva y efectiva. La estabilidad de estos esquemas es demostrada y validada experimentalmente en las pruebas realizadas en una planta piloto.

1.4 Trabajos Realizados por otros Autores

Si bien existen diversos trabajos relacionados con el tema, éstos se encuentran dispersos y separados por áreas específicas, lo cual muchas veces no son aplicables a este estudio en particular. No obstante, han contribuido notablemente a la formación de una base referencial para validar el aporte real de esta tesis.

En relación a la modelación del sistema, Jin-kyu Byun, J. Nerg y ter Maten han desarrollado distintos trabajos de modelamiento y simulación de sistemas de calentamiento inductivo para hornos, en parámetros distribuidos, en los cuales se consideran las ecuaciones de electromagnetismo y transferencia de calor en la geometría del conjunto bobina-susceptor, enfocando más el trabajo en un diseño óptimo de los componentes, que en el desempeño global del equipo, que incluyen los sistemas de control y electrónica de potencia. Ter Maten [71] estudia en detalle los fenómenos ocurrientes en un calentador de estas características, incluyendo efectos de radiación y convección. Por su parte, Jin-kyu Byun [34] trabaja en el diseño de algoritmos para optimizar la geometría y la fenomenología física de un calentador, procurando mantener distribuciones de temperatura lo más uniforme posibles, mientras que Nerg presenta un modelo dinámico [54], que combina parámetros distribuidos con elementos concentrados mediante ecuaciones de acoplamiento, y el efecto de una determinada geometría de diseño sobre las señales eléctricas medidas.

Con respecto al control de la frecuencia del inversor resonante, Irshad Khan ([39], [40]) implementó uno mediante detección de cruces por cero (ZVS) y un sistema por enclavamiento de fase (PLL), para hornos de inducción. Dicho control, intenta mantener en fase la corriente y la tensión en la entrada de la bobina resonante, de tal modo de mantener un factor de potencia unitario a la entrada y por ende oscilar enclavado en la frecuencia natural del circuito. Sus resultados experimentales avalan un buen desempeño del enclavamiento y robustez frente al manejo de los tiempos muertos entre las conmutaciones de los interruptores del inversor.

La mayor cantidad de publicaciones relacionadas con los sistemas de calentamiento inductivo están orientadas a los hornos para fundir o tratar metales. Sin embargo, existe un grupo de trabajo japonés que ha desarrollado una amplia investigación sobre el calentamiento de fluidos, desde el punto de vista de diseño y construcción, aunque de modelación se ve débil. Los principales autores en este tema son M. Nakaoka, H. Tanaka, M. Kaneda, T. Nakamizo, H. Sadakata, M. Yamamoto y B. Guo, quienes implementaron en forma integral el sistema, considerando tanto las topologías de los equipos de electrónica de potencia [70], resonancia serie ([31], [36], [51], [81]) y paralelo ([37], [62], [70]), modulación PWM para los inversores, diseño de la geometría y composición físico-química del susceptor magnético y control de la temperatura del fluido ([31], [36], [37], [51], [62], [70], [81]). En particular, se enfatiza la

sensibilidad que presenta el diseño del susceptor en la eficiencia del equipo, en términos de lograr las turbulencias necesarias para uniformar la distribución de temperatura del fluido calentado, y el aumento que tiene la eficiencia global en función de la potencia de operación, destacando que los semiconductores desacoplan la proporcionalidad de las pérdidas. Las principales conclusiones obtenidas en sus trabajos, además de las mencionadas, apuestan a que esta novedosa técnica reduce considerablemente el volumen total de un equipo. A diferencia de otra técnica, como la combustión, es limpia y poco invasiva, y presenta rápidas respuestas de temperatura, con un control estable y preciso.

1.5 Aportes de la Tesis

Los trabajos realizados por otros autores permiten dar una visión global sobre los aportes que pueden realizarse en esta tesis para complementar la línea de investigación en el área, o bien plantearse nuevos desafíos. En base a los antecedentes entregados, se ha detectado que para optimizar un buen diseño de un equipo de calentamiento se requiere, por un lado, de unificar las áreas de modelación, simulación y construcción, con el fin de tener buenas herramientas de predicción del comportamiento futuro del equipo y así minimizar los tiempos de ejecución cuando se realicen proyectos.

En el campo de la modelación, se conocen bien las ecuaciones que rigen al sistema, pero están estrechamente ligadas a los parámetros distribuidos. Por ende, esto hace mucho más compleja la simulación dinámica que requiere un controlador cuando se necesite probar alguna estrategia. Por ello, en esta tesis se elabora un modelo dinámico de parámetros concentrados, que entregue mediciones puntuales y estratégicas que puedan ser comparadas con señales provenientes de sensores, y así poder diseñar esquemas de control para cualquier variable representativa.

Por otra parte, se pudo comprobar que, si bien es considerado dentro de los trabajos, se tienen escasos antecedentes sobre el control de temperatura, ya que se implementan estrategias básicas, y se ha notado la necesidad de destacar la importancia que puede tener en el desempeño del equipo, en relación tanto a la seguridad operacional, a los requerimientos de cada proceso en el que sea aplicado y al rendimiento energético global del sistema. Por lo tanto, otro aporte significativo de esta tesis consiste en realizar un estudio detallado del control de temperatura del fluido para este sistema, aplicando seguimientos de referencia, analizando el comportamiento frente a distintas perturbaciones y elaborando métodos de corrección de situaciones que se presentan en la práctica, como la presencia de retardos. Además, todos estos procedimientos serán aplicados por primera vez a través de estrategias de control adaptable por modelo de referencia (MRAC), como una propuesta de que las características de

estos esquemas son adecuadas para controlar sistemas cuyos parámetros internos varíen con el tiempo, y la información sobre la planta sea escasa.

Como primera aproximación, se pudo verificar que toda la metodología propuesta en este trabajo obtuvo buenos resultados, experimentalmente demostrados, tanto en la implementación de esquemas de control adaptable que funcionan en forma estable y ágil, presentando notables ventajas frente a estrategias más simples como la PI, como además en la elaboración de un buen modelo fenomenológico de la planta.

1.6 Objetivos y Estructura del Trabajo

Los objetivos y la estructura general de este trabajo se detallan a continuación.

1.6.1 Objetivos Generales.

- Elaborar un modelo matemático fenomenológico de un sistema de calentamiento inductivo de fluidos.
- Realizar un estudio comparativo de esquemas avanzados de control de temperatura del fluido calentado, en simulaciones y en una planta piloto experimental de 15 [kW].
- Proponer los cambios necesarios en el diseño de un prototipo a nivel semi-industrial de mayor potencia.

1.6.2 Objetivos Específicos.

- Determinar los parámetros internos del sistema.
- Realizar un análisis de sensibilidad de sus parámetros internos con respecto a la temperatura.
- Simular, a través de los softwares Matlab, PSIM y Comsol, el comportamiento global del sistema, suponiendo un modelo de parámetros concentrados, tanto en lazo abierto como cerrado.
- Elaborar indicadores objetivos de comparación de las distintas estrategias de control analizadas.
- Seleccionar la estrategia más adecuada para este tipo de aplicaciones.
- Implementar métodos de compensación de retardo en la variable Temperatura para todas las estrategias.

1.6.3 Resultados Esperados

Los resultados que se esperan obtener de este trabajo son:

- Obtener un modelo fenomenológico representativo y simplificado de un sistema de calentamiento inductivo de fluidos.
- Comprobar en forma simulada y experimental que el sistema de calentamiento inductivo se comporte adecuadamente bajo la acción de los esquemas de control diseñados.
- Demostrar que existen esquemas avanzados de control de temperatura con un desempeño igual o mejor que un esquema convencional tipo PI para esta clase de sistemas.

1.6.4 Metodología de Trabajo

La metodología que se seguirá en este trabajo se describe a continuación.

- Revisión bibliográfica del estado del arte sobre el calentamiento por inducción magnética relacionados con los temas:
 - Electromagnetismo
 - Electrónica de Potencia
 - Control Automático
 - Transferencia de Calor
 - Hidrometalurgia
 - Programación de microcontroladores
- Diseño, simulación y calibración en Matlab del modelo fenomenológico del sistema de calentamiento por inducción magnética.
- Diseño, simulación y calibración en Matlab de los esquemas de control de temperatura que se aplicarán a la planta.
- Diseño de la interfaz de comunicaciones entre el sistema de control y el equipo de calentamiento de 15 [kW].
- Realización de pruebas experimentales.
- Análisis comparativo de los resultados y ajustes necesarios para validación del modelo.

La Figura 1.4 resume la metodología a seguir en este trabajo con sus respectivos ajustes.

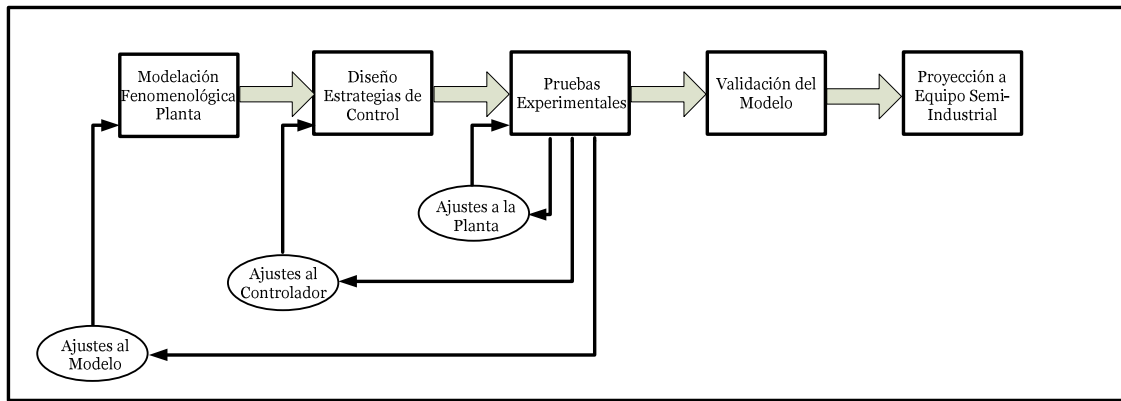


Figura 1.4: Resumen de metodología del trabajo de tesis.

1.6.5 Estructura de la Tesis.

El Capítulo 2 contiene los fundamentos físicos y matemáticos que rigen en un sistema de calentamiento inductivo. Se entrega el análisis de sensibilidad de los parámetros internos con respecto a la temperatura, y se identifican las entradas, salidas, perturbaciones y variables de estado que conforman el modelo de planta. Además, se explican los elementos básicos de diseño de un equipo en particular. En el Capítulo 3 se diseña y simula en detalle las estrategias de control adaptables aplicadas al sistema, comparándolas con la estrategia PI tradicional y, estableciendo índices comparativos objetivos. Se obtiene información relevante para decidir la estrategia más adecuada a implementar. El Capítulo 4 está dedicado a las características constructivas del equipo prototipo de 15 kW, describe el software y hardware utilizado para las pruebas, y finalmente compara los resultados obtenidos experimentalmente con las simulaciones realizadas. Finalmente, el Capítulo 5 contiene los resultados obtenidos del trabajo, propone desafíos futuros, y destaca el aporte al desarrollo de esta tecnología no sólo para un determinado sector, sino que se plantea la extensión a otros campos de aplicación. En los anexos se incluyen resultados adicionales de las simulaciones de cada estrategia, los esquemas de control diseñados en Matlab, los códigos en C programados para los microcontroladores del prototipo, y un protocolo de pruebas a seguir para una correcta manipulación del equipo al momento de realizar pruebas del control.

Capítulo 2

Modelación Fenomenológica de un Sistema de Calentamiento Inductivo

A continuación se presenta la modelación y el análisis matemático de un sistema de calentamiento por inducción magnética, junto con los principales aspectos de diseño de un equipo prototipo. Se resumen los componentes esenciales para el funcionamiento del sistema, se entregan las bases termodinámicas y electromagnéticas que rigen el fenómeno de calentamiento, se detallan los aspectos de diseño eléctrico y mecánico del equipo para finalmente desarrollar un modelo de planta de parámetros concentrados [54]. Además, se analiza la sensibilidad de sus parámetros internos con respecto a la variable temperatura, producto de las variaciones que presenten durante la vida útil del equipo prototipo y se verifica el efecto que tienen sobre los distintos esquemas de control probados. Todo lo anterior, busca determinar el comportamiento de las variables, la robustez, la estabilidad y la controlabilidad del sistema previo a su implementación real.

2.1 El Fenómeno Térmico y Electromagnético

Un sistema de calentamiento por inducción magnética es una forma de conversión de energía eléctrica en calor, que puede ser absorbido por una sustancia, o liberado al medio ambiente. El principio físico fundamental corresponde a la inducción de corrientes en un conductor debido a un campo magnético variable en el tiempo producido por una fuente de corriente externa. El conductor, al tener resistencia eléctrica, por la ley de Ohm genera potencia proporcional al cuadrado de la corriente circulante. Lo anterior, es válido cuando se trata de simplificar el problema en parámetros concentrados. Sin embargo, al tratarse de elementos que ocupan un lugar en el espacio, se debe extender la modelación a parámetros distribuidos, en donde aparecen densidades de potencia, corriente y distribuciones de temperatura, entre otros ([19], [23], [71]).

Para entender la fenomenología electromagnética y térmica se definen los elementos necesarios para producir el calentamiento. Estos son los siguientes:

- Bobina Inductora: Enrollado proveniente de la fuente eléctrica que genera el campo magnético.
- Susceptor Magnético: Pieza conductora que cumple el rol de bobina inducida, generalmente en cortocircuito para producir corrientes elevadas.

2.1.1 Modelación Electromagnética

Los fundamentos físicos están definidos por las leyes de Maxwell, a partir de las cuales se derivará la ecuación particular para este modelo. Como se sabe, la descripción a nivel macroscópico de los campos electromagnéticos está dada por las ecuaciones [74]

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.4)$$

donde \vec{H} representa al campo magnético, \vec{B} a la densidad de flujo magnético, \vec{E} al campo eléctrico, \vec{D} al vector desplazamiento eléctrico, \vec{J} la densidad de corriente inductora y ρ la densidad de carga eléctrica. Por otra parte, se cumplen las relaciones

$$\vec{D} = \epsilon\epsilon_0\vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu_r\mu_0\vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (2.7)$$

con ϵ y ϵ_0 las permitividades eléctricas relativa y del vacío respectivamente y μ_r y μ_0 las permeabilidades magnéticas relativa y del vacío respectivamente. Reemplazando (2.5) en (2.1) se puede escribir

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial(\epsilon\epsilon_0\vec{E})}{\partial t} \quad (2.8)$$

Sin embargo, en las aplicaciones de calentamiento inductivo menores a 10 [MHz], las corrientes por conducción resultan muy superiores a las corrientes de desplazamiento, por lo que una buena aproximación consiste en eliminar este término, considerando solamente la ecuación

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.9)$$

Dado que $\nabla \cdot \vec{B} = 0$, se puede replantear la ecuación explicitando el vector de potencial magnético \vec{A} , con lo que se tiene

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \times \vec{A} \quad (2.10)$$

Ordenando las ecuaciones anteriores, se obtiene finalmente una relación entre el potencial magnético \vec{A} y el potencial eléctrico de alimentación ϕ :

$$\frac{1}{\mu_r\mu_0}(\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \vec{\nabla} \phi = 0 \quad (2.11)$$

Para estas aplicaciones se trabaja con variables sinusoidales, por lo que las derivadas temporales se denotan en la nomenclatura de régimen permanente sinusoidal ($\dot{x} \triangleq j\omega x$). Luego, el problema se convierte en cuasi-estacionario

$$\frac{1}{\mu_r\mu_0}(\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{A}) + \sigma j\omega \vec{A} + \sigma \vec{\nabla} \phi = 0 \quad (2.12)$$

La geometría analizada en este trabajo corresponde a la cilíndrica con simetría de rotación en el eje z (no radial ni polar), utilizada en la mayoría de las aplicaciones, por lo que la ecuación electromagnética a resolver se simplifica a los ejes r y z, y está dada por [60]

$$\frac{1}{\mu_r \mu_o} \left(\frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{A}}{\partial r} + \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial z^2} - \frac{\bar{A}}{r^2} \right) + \sigma j \omega \bar{A} + \sigma \bar{\nabla} \phi = 0 \quad (2.13)$$

Esta ecuación permite encontrar la distribución espacio-temporal del vector potencial magnético a través de la geometría involucrada en el proceso. En este caso, la fuente está dada por el potencial eléctrico de alimentación, o bien la densidad de corriente en caso que se disponga su medición. La Figura 2.1 esquematiza la geometría más sencilla de analizar para la resolución de estos campos:

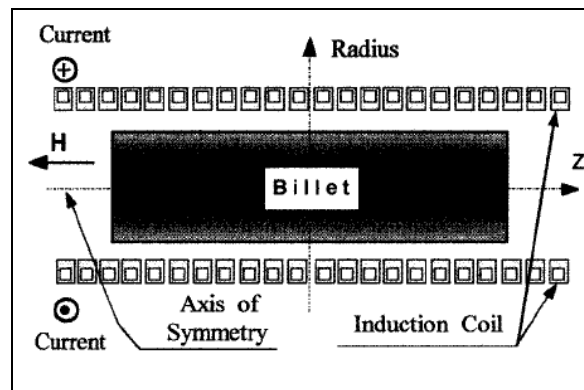


Figura 2.1: Geometría utilizada para el cálculo electromagnético.

Para resolver esta ecuación se recurre al método de elementos finitos, cuyas condiciones de borde serán definidas de acuerdo a cada caso en particular [66]. A continuación, falta acoplar este modelo electromagnético con el fenómeno térmico, con el fin de llegar a la transferencia de calor que finalmente entrega energía al fluido a calentar.

2.1.2 Modelación Térmica

En el proceso de calentamiento influyen tres formas de transferencia de calor ([24], [42]):

- Conducción.
- Convección.
- Radiación.

Es bien sabido que en un cuerpo existe un flujo de calor cuando en distintas zonas hay un gradiente de temperatura, desde la zona más caliente a la más fría ([13], [33]). Cuando ocurre aquello se habla de una *transferencia de calor por conducción*, cuyo calor depende de ese gradiente de temperatura. Este fenómeno se aprecia en equipos de calentamiento tradicionales de fusión de metales, donde el suscepto magnético es conformado por el cuerpo sólido a

fundir. La ecuación que aquí se rige es la de Fourier, y está dada por

$$c_s d_s \frac{\partial T_{sc}}{\partial t} + \bar{\nabla} \cdot (-k_s \bar{\nabla} T_{sc}) = Q_s \quad (2.14)$$

donde c_s es el calor específico, d_s es la densidad, k_s es la conductividad térmica, todos del susceptor magnético. Por su parte, T_{sc} es la temperatura distribuida en la geometría del susceptor y Q_s es el calor generado por efecto del campo electromagnético inducido en el mismo. Dado que los espesores suelen ser considerables, es posible apreciar un flujo de calor desde el centro del cuerpo hacia las paredes en contacto con el fluido, y con ello tener una distribución de temperaturas bien definida. Sin embargo, el calentamiento de fluidos tiene topologías del susceptor cuyos espesores son finos, de tal modo de permitir el paso del fluido. Aquí, si bien existe conducción, la distribución de temperaturas no alcanza a generar un gradiente considerable en la geometría, por lo que la transferencia de calor se realiza directamente hacia el fluido, con un calor entregado proporcional a la diferencia de temperaturas entre el sólido (susceptor) y el fluido. A este fenómeno se le llama *transferencia de calor por convección*, y se describe mediante la ecuación

$$Q_s = h_s (T_s - T_f) \quad (2.15)$$

donde h_s es el coeficiente de convección entre el susceptor y el fluido a calentar. El valor de este coeficiente depende tanto de la geometría de la zona de transferencia de calor como de las propiedades de los materiales participantes. La convección puede ser considerada como una condición de borde del problema de conducción, relacionándolo con el medio externo, que en este caso lo conforma el fluido.

Por último, existe una forma de intercambio energético independiente del medio de propagación, y está manifestado en radiación. Depende de las propiedades de los materiales, de la frecuencia y de la temperatura de intercambio. En aplicaciones de calentamiento inductivo, tiene la forma

$$Q_r = \gamma_s (T_s^4 - T_f^4) \quad (2.16)$$

Aquí, Q_r es el calor entregado por radiación y γ_s es el coeficiente de radiación. Dado que la frecuencia de operación es relativamente baja para liberar un calor considerable por radiación [60] ($Q_r \approx 0$), se desprecia este término, con lo que la forma predominante y analizada de aquí

en adelante será la convección. La variable de acoplamiento entre la fenomenología electromagnética y térmica es el calor generado Q_s , que depende de la densidad de corriente inducida en la superficie del susceptor (\bar{J}_s) y su conductividad eléctrica (σ_s), calculándose mediante la relación

$$Q_s = \sigma_s^{-1} \left\| \frac{1}{\mu_r \mu_o} (\bar{\nabla} \times \bar{\nabla} \times \bar{A}) \right\|^2 = \sigma_s^{-1} \|\bar{J}_s\|^2 \quad (2.17)$$

De esta manera, se tiene abordado el problema fenomenológico completo, no obstante los métodos analíticos de resolución, por su complejidad no consideran efectos de borde o parásitos. Por ello es recomendable recurrir a un método numérico para tener mayor precisión en la distribución de las variables vectoriales.

2.2 Simplificación a Parámetros Concentrados

El modelo analizado en la Sección 2.1 corresponde a una generalización del problema fenomenológico pertinente al sistema de calentamiento, dado que considera tanto la variable temporal como la geometría involucrada en el proceso. Sin embargo, para efectos de controlabilidad, se requiere sólo de algunas mediciones puntuales extraídas desde lugares específicos de la geometría del equipo. Esta acción permite interpretar al sistema como un sistema de parámetros concentrados y obtener un número finito y bien definido de entradas y salidas para su control. De esta manera, el problema térmico y electromagnético se resuelve fijando un punto en el espacio, equivalente a situar un sensor en el equipo real, y a partir de sus mediciones procesar las acciones de control, convirtiéndose en un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias con variable temporal. Así, se definen parámetros concentrados como resistencias térmicas y eléctricas, condensadores, inductancias, masas, etc.

2.2.1 Subsistema Térmico

El subsistema térmico puede ser modelado como un conjunto de ecuaciones diferenciales cuyas variables a calcular son las temperaturas en diferentes puntos del equipo. En este caso, las temperaturas definidas son ([6], [13], [33]):

- Temperatura media del susceptor en el extremo caliente, T_s .
- Temperatura media del fluido en el extremo caliente, \bar{T}_f .
- Temperatura media del fluido calentado medida por un sensor, T_f .
- Temperatura media de la tubería de PVC por donde pasa el fluido en el extremo caliente, T_p .
- Temperatura media del Inductor, T_w .
- Temperatura media del fluido de refrigeración del inductor, a la salida del equipo, T_a .
- Temperatura media Ambiente, T_{amb} .

Los tipos de transferencia de calor definidos entre cada gradiente de temperatura son los siguientes:

- Interacción susceptor y fluido: Convección Forzada.
- Interacción fluido y tubería de PVC: Convección Forzada.
- Interacción tubería de PVC y medio ambiente: Convección Natural.
- Interacción inductor y fluido de refrigeración: Convección Forzada.
- Interacción inductor y ambiente: Convección Natural

De esta manera, se tienen ecuaciones diferenciales ordinarias en función de los parámetros concentrados propios de los conjuntos susceptor-fluido-PVC e Inductor-fluido de refrigeración, aplicándoles el efecto dinámico y la interacción entre las temperaturas. Dichas ecuaciones son:

$$\dot{T}_s(t) = \frac{h_s A_{ds}}{M_s c_s(t)} (\bar{T}_f(t) - T_s(t)) + \frac{P_s(t)}{M_s c_s(t)} \quad (2.18)$$

$$\dot{\bar{T}}_f(t) = \frac{d_f(t) Q_f(t)}{M_f} (T_{fo}(t) - \bar{T}_f(t)) + \frac{h_s A_{ds}}{M_f c_f(t)} (T_s(t) - \bar{T}_f(t)) + \frac{h_p A_{dp}}{M_f c_f(t)} (T_p(t) - \bar{T}_f(t)) \quad (2.19)$$

$$\dot{T}_p(t) = \frac{h_{pn} A_{dp}}{M_p c_p(t)} (T_{amb}(t) - T_p(t)) + \frac{h_p A_{dp}}{M_p c_p(t)} (\bar{T}_f(t) - T_p(t)) \quad (2.20)$$

$$\dot{T}_w(t) = \frac{h_w A_{dw}}{M_w c_w(t)} (T_a(t) - T_w(t)) + \frac{h_{wn} A_{dwn}}{M_w c_w(t)} (T_{amb}(t) - T_w(t)) + \frac{P_w(t)}{M_w c_w(t)} \quad (2.21)$$

$$\dot{T}_a(t) = \frac{d_a(t) Q_a(t)}{M_a} (T_{ao}(t) - T_a(t)) + \frac{h_w A_{dw}}{M_a c_a(t)} (T_w(t) - T_a(t)) \quad (2.22)$$

$$T_f(t) = \bar{T}_f(t - \tau) \quad (2.23)$$

donde:

- h_s , h_p , h_w , h_{pn} y h_{wn} son los coeficientes de convección del fluido en interacción con el susceptor y el PVC, de interacción del inductor con el fluido de refrigeración y del medio ambiente con respecto al PVC e inductor respectivamente.
- M_s , M_f , M_p , M_w y M_a son las masas equivalentes del susceptor, fluido, PVC, inductor y fluido de refrigeración en la zona donde se produce el calentamiento.
- A_{ds} , A_{dp} , A_{dw} y A_{dwn} son las áreas de disipación-absorción de calor por convección de la interacción susceptor-fluido, fluido-PVC, inductor-fluido de refrigeración e inductor-aire ambiente respectivamente. Aquí, por la estrechez del espesor de la tubería de PVC, se supone que las áreas de disipación en la cara interior y exterior son aproximadamente iguales.
- c_s , c_f , c_p , c_w y c_a corresponden al calor específico del susceptor, fluido, PVC, inductor y fluido de refrigeración respectivamente.
- d_f y d_a son las densidades del fluido a calentar y el de refrigeración.
- R_{Tp} es la resistencia térmica del PVC en la zona de calentamiento
- T_{amb} es la temperatura ambiente, T_{fo} es la temperatura de entrada del fluido y T_{ao} es la temperatura de entrada del fluido de refrigeración.

- P_s y P_w son las potencias eléctricas activas aplicadas al susceptor e inductor por efecto Joule respectivamente.
- Q_f y Q_a son el flujo de fluido a calentar y refrigeración respectivamente.
- τ es el retardo producido por la ubicación del sensor de temperatura lejos del calentador.

De las ecuaciones anteriores, se aprecia el acoplamiento de las temperaturas de acuerdo a la interacción entre los materiales, la influencia del flujo de fluido sobre las temperaturas, el que se supone constante y uniformemente distribuido en la geometría de circulación. En la práctica, se tienen efectos de turbulencias y presiones hidráulicas que influyen en la forma del flujo, que dependen fuertemente del espesor del lumen del fluido, pero como en esta aplicación la distancia entre láminas sólidas del susceptor es milimétrica, se puede considerar un flujo constante uniformemente distribuido, y por consiguiente su distribución de temperaturas. La Sección 2.4 describe en detalle los aspectos constructivos del susceptor utilizado.

Cabe destacar que, este sistema de ecuaciones no es necesariamente lineal. En efecto, los parámetros de densidad, calor específico y conductividad térmica (implícita en la resistencia térmica) varían considerablemente con la temperatura, y por ende con el tiempo. Luego, se debe clasificar a este subsistema térmico como no lineal, de parámetros concentrados, descrito por ecuaciones diferenciales ordinarias y de primer orden, que corresponden a las ecuaciones de estado. La variable potencia eléctrica P_s proviene del subsistema eléctrico, el cual se describe a continuación.

2.2.2 Subsistema Eléctrico

Este subsistema se preocupa de suministrar la potencia eléctrica requerida por el susceptor para entregar calor al fluido. Al igual que en el caso anterior, es posible definir un modelo de parámetros concentrados, que simplifique de forma útil el comportamiento eléctrico y electromagnético del sistema. Aquí interesa calcular inductancias propias y mutuas, resistencias, condensadores y elementos de electrónica de potencia para obtener un circuito equivalente cuya potencia eléctrica se pueda calcular mediante las variables de corriente y tensión. Se puede clasificar en 5 componentes funcionales:

- Sistema de alimentación trifásico.
- Sistema de rectificación de tensión.
- Sistema Conversor DC-DC
- Sistema Inversor.
- Circuito Resonante.

La Figura 2.2 esquematiza la interconexión de los componentes mencionados anteriormente. Como se ve, desde una fuente trifásica no controlada se alimenta todo el sistema, regulando el flujo de potencia desde el conversor DC-DC, mediante el ciclo de trabajo del chopper (de bajada en este caso). En particular, la variable regulada es la corriente a la salida de este conversor, la cual actúa como fuente de corriente de alimentación al inversor monofásico, produciendo una forma de onda de corriente recortada cuadrada, y una tensión sinusoidal, dadas las características de la carga.

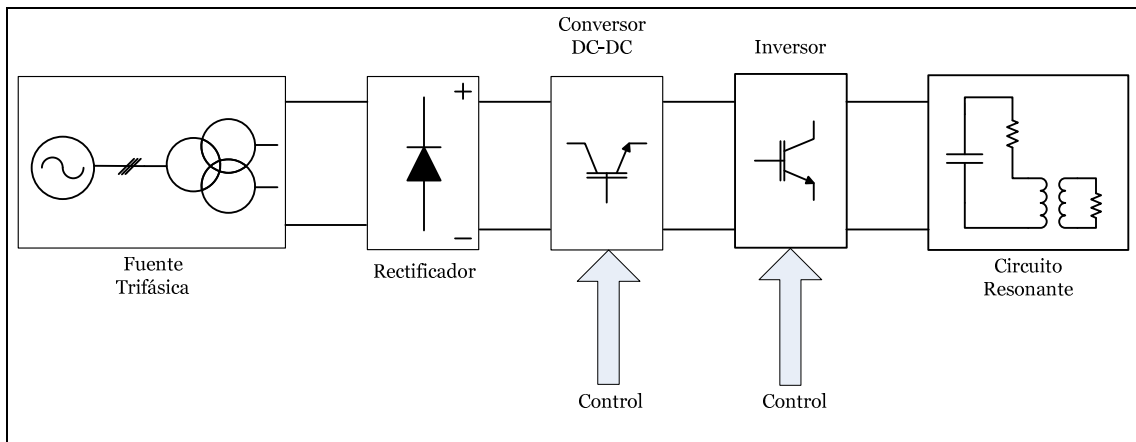


Figura 2.2: Diagrama simplificado del subsistema eléctrico.

La carga eléctrica está constituida por los parámetros equivalentes del susceptor y la bobina inductora, como la resistencia y las inductancias propias y mutuas que las conforman, más un condensador de ajuste, el cual define la frecuencia de operación del circuito. Se dice

que el circuito es resonante porque es alimentado por señales cuya frecuencia es la de resonancia del circuito RLC equivalente. Sea el circuito de la Figura 2.3, configurado por el condensador en paralelo con el equivalente RL.

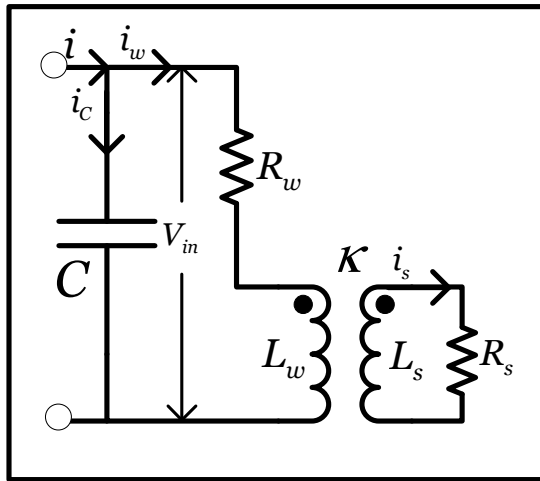


Figura 2.3: Circuito resonante.

Resolviendo el problema dinámico se tienen las ecuaciones diferenciales [74]

$$\dot{i}_s(t) = \frac{V_{in}(t)}{\kappa\sqrt{L_w L_s}} - \frac{R_w(t)i_w(t)}{\kappa\sqrt{L_w L_s}} - \frac{L_w}{\kappa\sqrt{L_w L_s}} \dot{i}_w(t) \quad (2.24)$$

$$\dot{i}_w(t) = -\frac{L_s}{\kappa\sqrt{L_w L_s}} \dot{i}_s(t) - \frac{R_s i_s(t)}{\kappa\sqrt{L_w L_s}} \quad (2.25)$$

$$\dot{V}_{in}(t) = -\frac{i_w(t)}{C} + \frac{i(t)}{C} \quad (2.26)$$

donde:

- R_w y R_s son las resistencias propias de la bobina inductora y susceptor respectivamente.
- L_w y L_s son las inductancias propias de la bobina inductora y susceptor respectivamente.
- C es la capacidad del condensador de ajuste.
- κ es el factor de acoplamiento entre la bobina inductora y el susceptor ($\kappa \in [0,1]$).
- i_w e i_s son las corrientes instantáneas de la bobina inductora y susceptor respectivamente.
- V_{in} es la tensión de alimentación del circuito
- $i = i_w + i_s$ es la corriente de alimentación.

De esta manera, se tiene que las potencias eléctricas aplicadas al subsistema térmico están dadas por

$$\begin{aligned} P_s(t) &= R_s(t)i_s^2(t) \\ P_w(t) &= R_w(t)i_w^2(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Para ajustar la frecuencia de operación del circuito resonante, se tiene un sistema de control de frecuencia, el cual sincroniza los pulsos de disparo de los interruptores del inversor, tomando los cruces por cero de la tensión V_{in} medida. Por tal motivo, esta topología de denomina “autorresonante”. La frecuencia de resonancia se calcula determinando el punto en el cual la componente reactiva de entrada al circuito se anula, es decir $Q_{in} = 0$, y tiene la expresión

$$f_o(t) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}(t)C} - \left(\frac{R_{eq}(t) + R_w(t)}{L_{eq}(t)} \right)^2} \quad (2.28)$$

R_{eq} es el valor de la resistencia equivalente del susceptor vista desde los terminales del lado de la bobina inductora, y L_{eq} la inductancia equivalente. Resolviendo el circuito equivalente se comprueba que

$$R_{eq}(t) = \frac{R_s(t)\kappa^2(2\pi f_o(t))^2 L_w L_s}{R_s^2(t) + (2\pi f_o(t))^2 L_s^2} \quad (2.29)$$

$$L_{eq}(t) = \frac{R_s^2(t)L_w - (2\pi f_o(t))^2 L_s^2 L_w (\kappa^2 - 1)}{R_s^2(t) + (2\pi f_o(t))^2 L_s^2} \quad (2.30)$$

Como se ve, el cálculo analítico de la frecuencia de resonancia no es sencillo, ya que el grado del polinomio a resolver es mayor que 3. Luego, por métodos numéricos se puede encontrar una buena solución y definir las dimensiones y materiales a utilizar en cada componente para asociarle un valor de parámetro de circuito, o bien si los parámetros resistivos son lo suficientemente pequeños, la ecuación (2.28) se puede simplificar a la clásica expresión $1/(2\pi\sqrt{LC})$. Cabe notar que en las ecuaciones (2.29) y (2.30) se incluye el efecto del acoplamiento entre bobina inductora y el susceptor. Si no existiera tal acoplamiento ($\kappa = 0$), se tendría que $R_{eq} = 0$ y $L_{eq} = L_w$, por lo que no habría transferencia de potencia hacia el susceptor y por ende no habría calentamiento. Este factor está relacionado con el diseño del equipo, por lo tanto maximizarlo implica una buena disposición y materiales que permiten enlazar el flujo magnético inducido por el susceptor.

La etapa de inversión está compuesta por un set de interruptores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) dispuestos en una configuración de tipo “puente H”, como se muestra en la Figura 2.4 ([82], [83]).

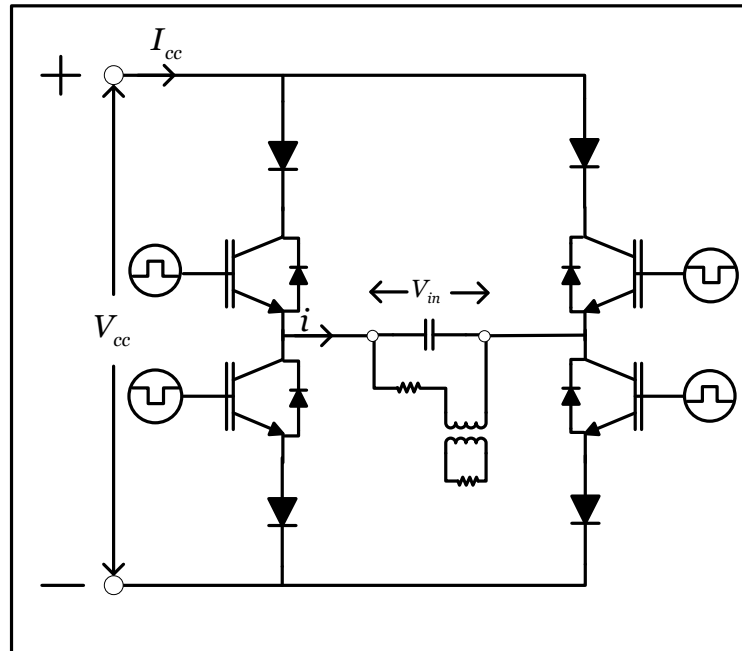


Figura 2.4: Esquema del Inversor Monofásico.

Dado que el circuito de carga tiene por lo menos un componente en paralelo, el inversor se comporta como una fuente de corriente i , que suministra potencia reactiva pura a la rama capacitiva (suponiendo que no existen pérdidas resistivas en el condensador), y potencias activa y reactiva a la rama equivalente RL. El objetivo de la resonancia consiste en que las potencias reactivas se anulen dentro del mismo circuito, de tal manera de tener un factor de potencia unitario en la entrada.

La corriente de entrada al inversor I_{cc} , proviene de la salida del convertor DC-DC, y conforma un buen indicador de la potencia que se quiera entregar a la carga. Ésta viene filtrada por una inductancia de acoplamiento entre ambos convertidores, y tiene un valor continuo. Luego, para general la corriente alterna, los IGBTs recortarán en cada interrupción la corriente de entrada, y como se produce un intercambio de polaridad en cada ciclo, la carga percibe este recorte en ambos sentidos, por lo tanto se genera una onda cuadrada de dos niveles cuya frecuencia corresponde a la misma de interrupción de los transistores (f_r) y puede escribirse en serie de Fourier como

$$i(t) = \frac{4I_{cc}(t)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(2n\pi f_r t) \quad (2.31)$$

Evidentemente, esta señal produce una cantidad no despreciable de armónicas, pero que no afectan a la señal de tensión, pues el circuito actúa como filtro, dejando solamente la frecuencia de resonancia, lo que explica que la tensión generada sea sinusoidal pura. Por otra parte, como la funcionalidad de los convertidores está desacoplada, la tensión aplicada a la carga puede ser mayor que la tensión de recorte del convertor DC-DC, produciendo una corriente inversa desde la carga hacia la fuente. Para evitar esto, se colocan diodos en serie con los IGBTs. Así, en caso de tener tensión inversa, no circulará corriente en ese sentido.

La etapa de conversión DC-DC consiste en una configuración de regulación de bajada o “Buck”, en cuyo caso la tensión recortada (V_d) varía con el ciclo de trabajo impuesto por las interrupciones del transistor IGBT ([35], [49]). Lo anterior se ilustra en la Figura 2.5.

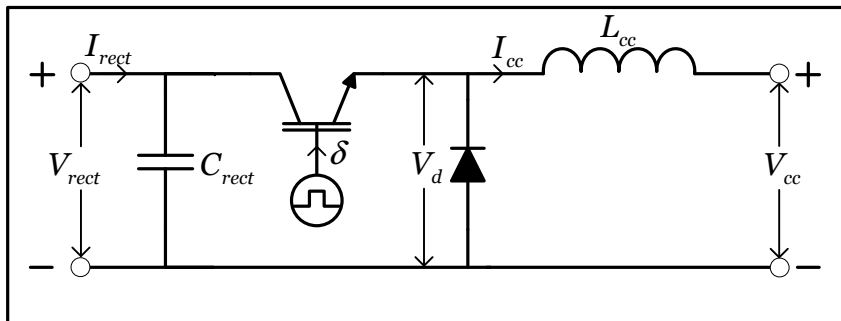


Figura 2.5: Esquema del convertor DC-DC.

En este caso, la tensión de entrada V_{rect} proviene de un sistema de rectificación multipulso, por lo que muchas veces la señal no es puramente continua. El condensador C_{rect} suaviza el rizado producido por las conmutaciones en el rectificador, permitiendo una buena calidad de la señal para ser recortada. El análisis dinámico [2] que relaciona la corriente de salida I_{cc} , con el ciclo de trabajo δ de recorte de tensión está dado por las ecuaciones (2.32) a (2.34).

$$\dot{I}_{cc}(t) = \begin{cases} -\frac{R_{cc}(t)I_{cc}(t)}{L_{cc}} + \frac{V_{rect}(t)}{L_{cc}} & \text{si } t \in [j\mathfrak{S}, (j+\delta(t))\mathfrak{S}], 0 \leq \delta(t) \leq 1, j \in \mathbb{N}^0 \\ -\frac{R_{cc}(t)I_{cc}(t)}{L_{cc}} & \text{si } t \in [(j+\delta(t))\mathfrak{S}, (j+1)\mathfrak{S}], 0 \leq \delta(t) \leq 1, j \in \mathbb{N}^0 \end{cases} \quad (2.32)$$

$$R_{cc}(t) = \frac{8}{\pi^2} \frac{L_{eq}}{CR_{eq}(t)} \quad (2.33)$$

$$V_{rect}(t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ffrms}(t) \quad (2.34)$$

donde \mathfrak{S} representa al período de la señal. La Figura 2.6 muestra las formas de onda generadas por efecto de esta configuración.

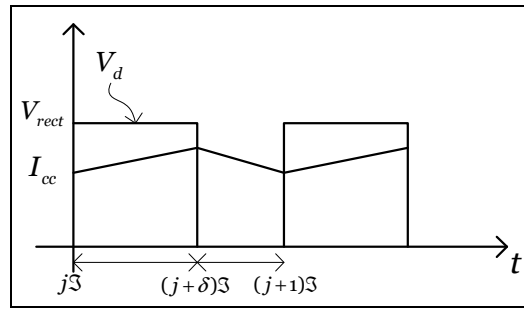


Figura 2.6: Formas de onda de la tensión y corriente en el convertor DC-DC.

La ecuación (2.32) se deduce a partir de las ecuaciones diferenciales propias del análisis transitorio de un circuito RL, calculado mediante las leyes de Kirchoff, primero en el momento de carga de la inductancia L_{cc} , y luego en la descarga generada en el recorte de tensión. Por otra parte, si se desea que la tensión o corriente continua a la salida del convertor DC-DC se mantenga estable dentro de un rango de operación definido, usualmente se utiliza un controlador PI. En particular, para la topología resonante paralelo se tiene que

$$\dot{\delta}(t) = -k_{pl} \dot{I}_{cc}(t) - k_{il} I_{cc}(t) + k_{pl} \dot{I}_{ref}(t) - k_{il} I_{ref}(t) \quad (2.35)$$

El caso de control de tensión es análogo. En esta ecuación, se denomina a k_{pl} y k_{il} las ganancias proporcional e integral del controlador respectivamente e I_{ref} a la referencia de corriente a la salida del convertor.

La tensión de salida del convertor DC-DC depende de la naturaleza de la carga. Aquí, dado que la tensión en el circuito RLC es sinusoidal, para cada semiciclo de conmutación en el inversor, se tiene por el lado de continua esta tensión rectificada en media onda, por lo que se tiene que $V_{cc}(t) = |V_{in}(t)|$, tensión del doble de la frecuencia de resonancia.

El sistema de rectificación no tiene control de la tensión continua de salida, y lo conforma una configuración de tipo puente de seis diodos, como lo muestra la Figura 2.7:

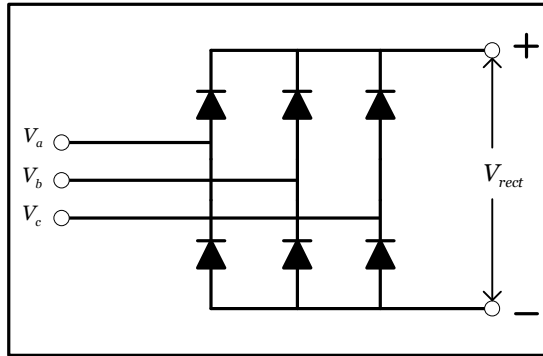


Figura 2.7: Sistema de Rectificación.

En esta topología, la tensión rectificada ve la tensión entre fases ([49], [59], [68]) y depende de su valor pico y del número de pulsos de tensión (p) que, en este caso es de seis. Luego, V_{rect} tiene un valor medio dado por:

$$V_{rect(medio)} = (V_a - V_b)_{m\acute{a}x} \cdot \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\left(\frac{\pi}{p}\right)} \approx 1,35 \cdot V_{ab(eff)} \quad (2.36)$$

donde $V_{ab(eff)}$ es la tensión RMS entre fases a la entrada del rectificador. Claramente, este sistema de rectificación genera distorsión armónica de corriente y disminución del factor de potencia, pero este problema se soluciona por medio de la interconexión de rectificadores en paralelo con pulsos desfasados gracias a transformadores multipulso ([28], [79], [80]), haciendo que la corriente de línea de entrada sea lo más sinusoidal posible. Además, por ser no controlado, el factor de potencia corresponde al máximo teórico.

Finalmente, la etapa de alimentación trifásica está compuesta por un conjunto de transformadores desfasadores para suministrar a cada rectificador los pulsos en ángulos de disparo distintos de tal modo que la suma de las corrientes forme una señal lo más parecida posible a una senoide o de bajo contenido armónico. Aquí, el valor de la tensión de entrada se conecta con las tensiones de cada subsistema mediante la relación

$$V_{ab(eff)} = \frac{n_p}{n_s} V_{red(eff)} \quad (2.37)$$

con n_p y n_s los números de vueltas del primario y secundario de los transformadores de entrada respectivamente.

2.3 Variación de los Parámetros con la Temperatura

Los parámetros internos del sistema de calentamiento pueden verse afectados a lo largo del tiempo por las magnitudes físicas presentes en la fenomenología. Entre éstas se encuentra la presión, la velocidad, la humedad, el campo magnético y la temperatura, entre otras. Sin embargo, es esta última la magnitud [60] que más influencia tiene sobre las propiedades de los materiales y la evolución en el rendimiento global del equipo. El campo magnético también tiene una influencia importante, pero depende del tipo de material que se trata, como por ejemplo algún núcleo ferromagnético. Pero este equipo, salvo en los transformadores de entrada, que no son considerados en el análisis, no tiene ningún material ferromagnético, luego para la modelación de planta se puede despreciar este efecto, a no ser que el conjunto susceptor-inductor tenga materiales de esas características. Se hace un análisis de sensibilidad de la variación de los parámetros propios del equipo, a través de un estudio de extrapolación de las curvas empíricas de cada propiedad del parámetro en función de la temperatura. La metodología de interpolación consiste en aproximar la curva empírica a través de un polinomio dentro del intervalo de temperaturas de operación del equipo, que para esta aplicación está entre 0°C y 100°C. A continuación, se presenta las curvas reales de las variaciones de las propiedades de los materiales y su polinomio respectivo. Los materiales fundamentales pertinentes al sistema son:

- Acero Inoxidable del Susceptor (subíndice “s”).
- Cobre de los Enrollados del Inductor (subíndice “w”).
- Agua del Fluido a Calentar (subíndice “f”).
- Aire (subíndice “a”).

2.3.1 Resistividad Eléctrica

Se sabe que la resistividad eléctrica ρ de los materiales tiene el siguiente comportamiento con la temperatura [60]

$$\rho(T) = \rho_o(1 + \beta(T - 20)) \quad (2.38)$$

donde ρ_o corresponde a la resistividad eléctrica del material a 20 °C, y β es su coeficiente empírico de conversión. Para el caso del susceptor e inductor se tiene que la variación está dada por

$$\rho_s = 7,4 \cdot 10^{-7} \cdot (1 + 0,005 \cdot (T_s - 20)) \quad [\Omega \cdot m] \quad (2.39)$$

$$\rho_w = 1,686 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 0,00393(T_w - 20)) \quad [\Omega \cdot m] \quad (2.40)$$

Este parámetro permite entender los cambios en la resistencia eléctrica de los elementos del equipo, lo que resulta importante para verificar si se está trabajando realmente a la frecuencia de resonancia, o bien si las condiciones de temperatura incrementan demasiado las pérdidas por efecto Joule.

2.3.2 Conductividad Térmica

La conductividad térmica de los metales en cuestión varía según las curvas empíricas de la Figura 2.8 [60]:

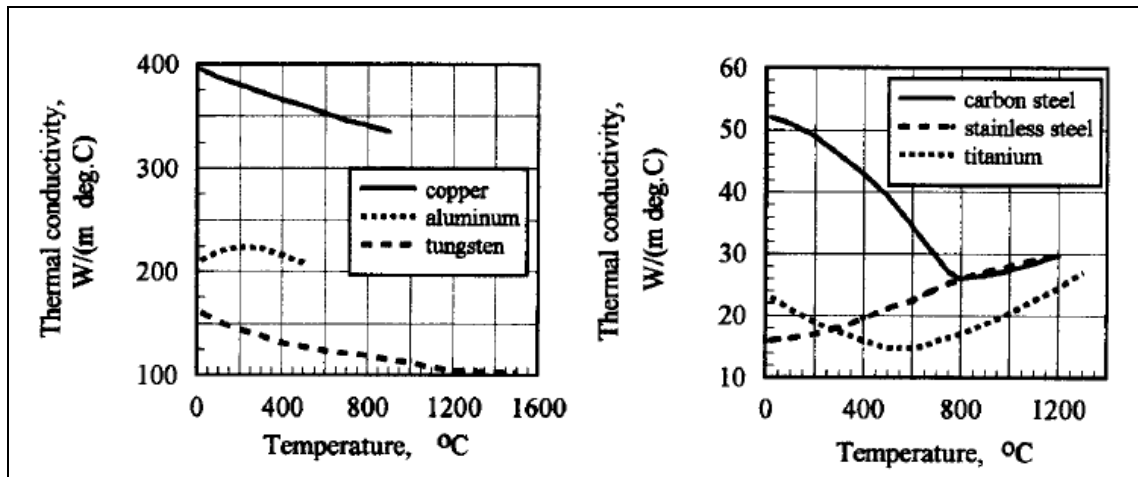


Figura 2.8: Variación de la conductividad térmica con la temperatura.

Por su parte, el aire y el agua siguen un comportamiento de acuerdo a las Tablas 2.1 y 2.2 respectivamente [3]:

Tabla 2.1: Variación de la conductividad térmica del agua con la temperatura.

T [°C]	0,01	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
k_f [W/m°C]	0,564	0,582	0,608	0,623	0,637	0,648	0,659	0,667	0,674	0,678	0,681

Tabla 2.2 Variación de la conductividad térmica del aire con la temperatura.

T [°C]	0	77	127
k_a [W/m°C]	0,026	0,03	0,033

Como se ve, el intervalo de temperaturas mostrado en las curvas empíricas está sobredimensionado para la aplicación de calentamiento de fluidos, dado que se considera variaciones para hornos de inducción, alcanzando temperaturas de fundición sobre 1000°C. Sin embargo, la interpolación permite definir en el intervalo de interés los siguientes polinomios:

$$k_s = -1,17 \cdot 10^{-8} \cdot T_s^3 + 2,17 \cdot 10^{-5} \cdot T_s^2 + 0,0022 \cdot T_s + 16,198 \left[\frac{W}{m^{\circ}C} \right] \quad (2.41)$$

$$k_w = 400 - 0,0833 \cdot T_w \left[\frac{W}{m^{\circ}C} \right] \quad (2.42)$$

$$k_f = -1,085 \cdot 10^{-5} \cdot T_f^2 + 0,0022 \cdot T_f + 0,564 \left[\frac{W}{m^{\circ}C} \right] \quad (2.43)$$

$$k_a = -2 \cdot 10^{-7} \cdot T_a^2 + 0,0001008 \cdot T_a + 0,0234 \left[\frac{W}{m^{\circ}C} \right] \quad (2.44)$$

Los polinomios de grado mayor a uno se justifican por la no linealidad que existe en la curva empírica.

2.3.3 Calor Específico

El calor específico es una magnitud física que mide la capacidad que tiene un material para almacenar energía interna ([13], [33]). Cuantitativamente, se interpreta como la cantidad de energía aplicada al material necesaria para incrementar en 1°C su temperatura por unidad de masa. En la Figura 2.9 se puede verificar que esta magnitud varía casi linealmente por lo menos hasta los 750°C, para los elementos acero inoxidable y cobre [60].

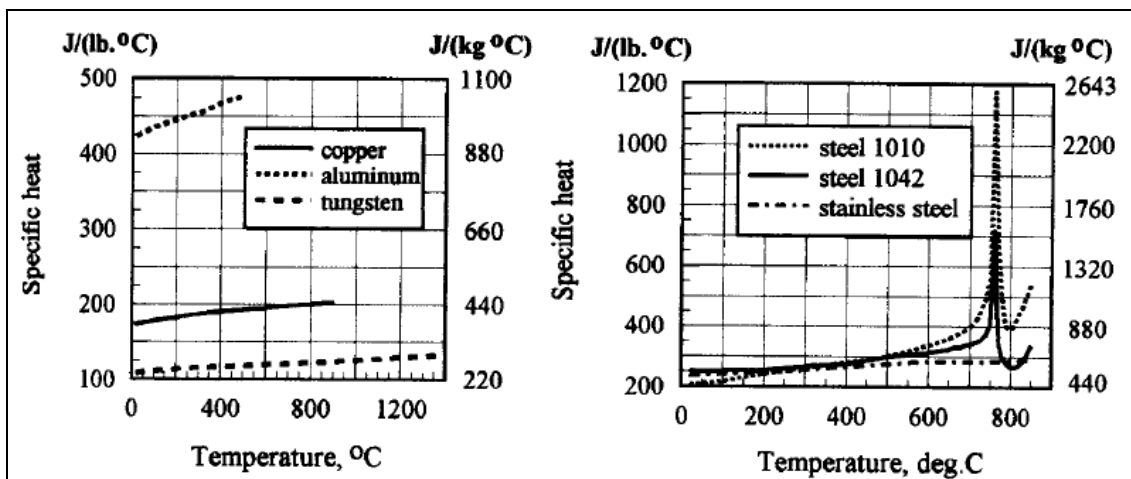


Figura 2.9: Variación del calor específico con la temperatura.

Sin embargo, el agua y el aire no presentan las mismas características y se comportan según las siguientes tablas [3] (Tablas 2.3 y 2.4):

Tabla 2.3 Variación del calor específico del agua con la temperatura.

T [°C]	0,01	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
c _f [J/KgK]	4.217	4.293	4.181	4.179	4.179	4.182	4.185	4.190	4.197	4.205	4.216

Tabla 2.4: Variación del calor específico del aire con la temperatura.

T [°C]	0	77	127
c_a [J/KgK]	1.005	1.009	1.014

Lo anterior, conduce finalmente a la definición de los polinomios de aproximación

$$c_s = 550 + 0,1375 \cdot T_s \left[\frac{J}{^{\circ}C \cdot Kg} \right] \quad (2.45)$$

$$c_w = 385 + 0,08125 \cdot T_w \left[\frac{J}{^{\circ}C \cdot Kg} \right] \quad (2.46)$$

$$c_f = 3,5 \cdot 10^{-6} \cdot T_f^4 - 8,5 \cdot 10^{-4} \cdot T_f^3 + 0,081 \cdot T_f^2 - 3,047 \cdot T_f + 4,216 \left[\frac{J}{^{\circ}C \cdot Kg} \right] \quad (2.47)$$

$$c_a = 0,0002 \cdot T_a^2 + 0,592 \cdot T_a + 1,003,3 \left[\frac{J}{^{\circ}C \cdot Kg} \right] \quad (2.48)$$

2.3.4 Densidad

Los materiales más sensibles a las variaciones de densidad son los fluidos, por lo que solamente interesa la sensibilidad del agua y del aire, obtenida experimentalmente bajo condiciones ideales según las tablas mostradas a continuación (Tablas 2.5 y 2.6) [3]

Tabla 2.5: Variación de la densidad del agua con la temperatura.

T [°C]	0.01	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
d_f [Kg/m³]	998,8	999,8	998,3	995,7	992,3	988	980	978	971	962	962

Tabla 2.6: Variación de la densidad del aire con la temperatura.

T [°C]	0	77	127
d_a [Kg/m³]	1,177	0,998	0,882

Los polinomios del menor grado con mayor aproximación a las curvas experimentales son

$$d_f = -0,002 \cdot T_f^2 - 0,14229 \cdot T_f + 1,001,3 \left[\frac{Kg}{m^3} \right] \quad (2.49)$$

$$d_a = 1,28 \cdot 10^{-5} \cdot T_a^2 - 0,0049 \cdot T_a + 1,3009 \left[\frac{Kg}{m^3} \right] \quad (2.50)$$

2.3.5 Viscosidad Dinámica

Esta magnitud cuantifica la resistencia que tiene el fluido frente a su medio de circulación, cuando forma parte de un flujo. Su interpretación inversa es la fluidez, y al igual que la densidad, se muestra su variación en el agua y aire en las Tablas 2.7 y 2.8 [3]:

Tabla 2.7: Variación de la viscosidad dinámica del agua con la temperatura.

T [°C]	0.01	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
μ_f [Pa·s·10⁻³]	1,78	1,31	1	0,798	0,653	0,547	0,467	0,404	0,355	0,326	0,295

Tabla 2.8 Variación de la viscosidad dinámica del aire con la temperatura.

T [°C]	0	77	127
μ_a [Pa·s·10⁻⁵]	1,846	2,075	2,286

Los polinomios resultantes son

$$v_f = 3,1 \cdot 10^{-11} \cdot T_f^4 - 8,706 \cdot 10^{-9} \cdot T_f^3 + 9,58 \cdot 10^{-7} \cdot T_f^2 - 5,459 \cdot 10^{-5} \cdot T_f + 0,001776 [Pa \cdot s] \quad (2.51)$$

$$v_a = -3,6 \cdot 10^{-11} \cdot T_a^2 + 4,95 \cdot 10^{-8} \cdot T_a + 1,714 \cdot 10^{-5} [Pa \cdot s] \quad (2.52)$$

2.3.6 Número de Prandtl

El número de Prandtl representa la razón entre la difusividad de la cantidad de movimiento (ν) y la difusividad térmica (α), es decir, indica qué difusividad es más rápida para un cierto material. Se expresa en función del calor específico, la viscosidad dinámica y la conductividad térmica de la siguiente manera

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} = \frac{c\mu}{k} \quad (2.53)$$

Este número se emplea para calcular los coeficientes de transferencia de calor por convección, ya sea natural o forzada. Con las magnitudes físicas mencionadas anteriormente se construye el número de Prandtl correspondiente al agua y al aire en las Tablas 2.9 y 2.10.

Tabla 2.9: Variación del número de Prandtl del agua con la temperatura.

T [°C]	0,01	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Pr [un]	12,85	9,66	6,87	5,35	4,28	3,53	2,96	2,53	2,21	2,02	1,82

Tabla 2.10 Variación del número de Prandtl del aire con la temperatura.

T [°C]	0	77	127
Pr [un]	0,71	0,69	0,7

Finalmente, la regresión de estas tablas da lugar a los polinomios

$$Pr_f = 1,6741 \cdot 10^{-7} \cdot T_f^4 - 5,277 \cdot 10^{-7} \cdot T_f^3 + 0,0065 \cdot T_f^2 - 0,4046 \cdot T_f + 12,91 [un] \quad (2.54)$$

$$Pr_a = 6 \cdot 10^{-7} \cdot T_a^2 - 0,00028 \cdot T_a + 0,7151 [un] \quad (2.55)$$

Se aprecia que el agua sufre modificaciones importantes del número de Prandtl, a diferencia del aire. El análisis de sensibilidad de éste y los parámetros anteriores se describe en la siguiente sección.

2.3.7 Rangos de Variación de los Parámetros

La Tabla 2.11 resume los valores máximos y mínimos que pueden tener los parámetros analizados anteriormente, junto con sus respectivos porcentajes de variación con respecto al menor valor en el intervalo de temperaturas de 0°C a 100°C. Se destaca que, la resistividad eléctrica presenta importantes variaciones, incrementando su valor más pequeño hasta casi un 50%, lo que evidencia la relevancia que tiene al momento de modelar el subsistema eléctrico no considerar a la resistencia eléctrica como un parámetro constante. Se puede verificar también que el aire varía considerablemente sus propiedades, en especial su densidad y su conductividad térmica, producto de la sensibilidad propia de un gas. Lo más destacable corresponde a la variación del número de Prandtl del agua, que puede influir significativamente en la eficiencia de transferencia de calor por convección desde el susceptor hacia el fluido.

Tabla 2.11: Variación de los parámetros en el intervalo de temperaturas de 0°C a 100°C.

Parámetro	Unidad (SI)	Valor Mínimo	Valor Máximo	% de Variación
ρ_s	$[\Omega \cdot m]$	$6,66 \cdot 10^{-7}$	$1 \cdot 10^{-6}$	50,15
ρ_w	$[\Omega \cdot m]$	$1,55 \cdot 10^{-8}$	$2,21 \cdot 10^{-8}$	42,58
k_s	$[W / ^\circ C \cdot m]$	16,2	16,4	1,23
k_w	$[W / ^\circ C \cdot m]$	391,67	400	2,12
k_f	$[W / ^\circ C \cdot m]$	0,564	0,784	39
k_a	$[W / ^\circ C \cdot m]$	0,023	0,031	34,78
c_s	$[J / ^\circ C \cdot Kg]$	550	563,75	2,5
c_w	$[J / ^\circ C \cdot Kg]$	385	393,12	2,1
c_f	$[J / ^\circ C \cdot Kg]$	4.177	4.221	1,05
c_a	$[J / ^\circ C \cdot Kg]$	1.003,3	1.082,5	7,84
d_f	$[Kg / m^3]$	967,07	1001,3	3,53
d_a	$[Kg / m^3]$	0,938	1,3	38,59
ν_f	$[Pa \cdot s]$	$2,91 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	518,5
ν_a	$[Pa \cdot s]$	$1,71 \cdot 10^{-5}$	$2,17 \cdot 10^{-5}$	26,9
Pr_f	$[un]$	7,46	90,09	1.107
Pr_a	$[un]$	0,69	0,71	2,89

En general, los otros parámetros analizados no presentaron grandes variaciones dentro del intervalo de temperaturas, por lo que se puede suponer razonablemente que permanecen constantes.

2.4 Cálculo de Parámetros Térmicos y Eléctricos

En esta subsección se presenta el cálculo de los parámetros concentrados más relevantes para el análisis del comportamiento del sistema de calentamiento, de acuerdo a la geometría y el tipo de material utilizado. La figura 2.10 muestra un esquema de la geometría del conjunto bobina-susceptor utilizado en este trabajo. Sobre la base de esta topología se calculan los respectivos parámetros térmicos y eléctricos.

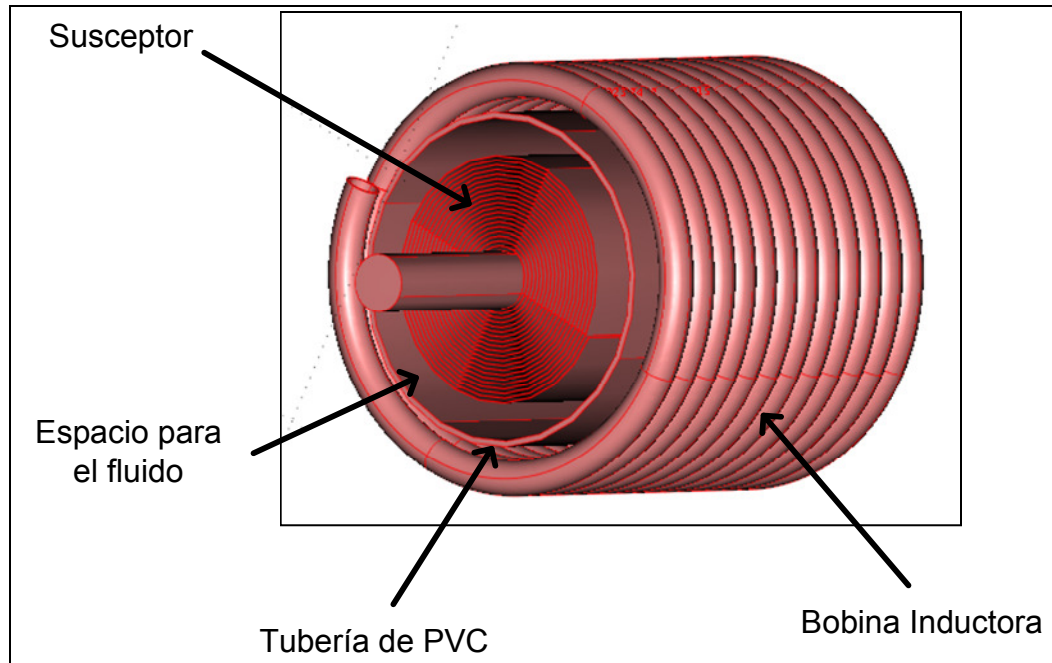


Figura 2.10: Principales Componentes del conjunto Bobina-Susceptor.

Los parámetros a calcular son los siguientes:

- Resistencia térmica del susceptor.
- Resistencia térmica del inductor.
- Resistencia térmica del fluido a calentar en la zona de transferencia de calor.
- Resistencia eléctrica de susceptor a 20°C.
- Resistencia eléctrica del inductor a 20 °C.
- Inductancia propia del susceptor.
- Inductancia propia del inductor.
- Masa del susceptor.
- Masa del inductor.
- Masa del fluido a calentar en la zona de transferencia de calor.
- Masa de la tubería de PVC en la zona de transferencia de calor.

2.4.1 Parámetros del Susceptor

En la primera etapa del proyecto Fondef se determinó ([3], [26]) que, entre varias alternativas, las mejores características térmicas y eléctricas para la aplicación de calentamiento de fluidos corresponden a una geometría del susceptor de tipo *espiral con tapón central de baquelita*, ya que aprovecha su forma para entregar una mayor superficie de disipación de calor, una mejor velocidad de respuesta térmica y una mejor capacidad de penetración de campo magnético para la inducción de corrientes (ver Figura 2.11). El centro de baquelita se coloca con el fin de forzar el paso del fluido por los flejes del espiral de tal forma de producir uniformidad tanto en la distribución de temperaturas en la zona de transferencia de calor, como en la distribución de velocidades del fluido, evitando calentamientos irregulares y turbulencias respectivamente. La identificación de los componentes del susceptor se define en la Tabla 2.12:

Tabla 2.12: Nomenclatura para los cálculos del susceptor.

Parámetro	Definición [unidades en MKS]
ϵ_s	Espesor del Susceptor
L_s	Inductancia Propia del Susceptor
R_{s0}	Resistencia Eléctrica del Susceptor a $T=20^\circ\text{C}$
R_{Ts}	Resistencia Térmica del Susceptor
Δ_s	Distancia entre placas sucesivas en el Susceptor
M_s	Masa del Susceptor
D_s	Diámetro Exterior del Susceptor
D_{Ns}	Diámetro del lumen del Susceptor
N_s	Número de Vueltas del Susceptor
μ_s	Permeabilidad Magnética del Susceptor
h	Profundidad Axial del Susceptor

La figura 2.11 entrega un diagrama tridimensional de este susceptor, junto a sus medidas relevantes.

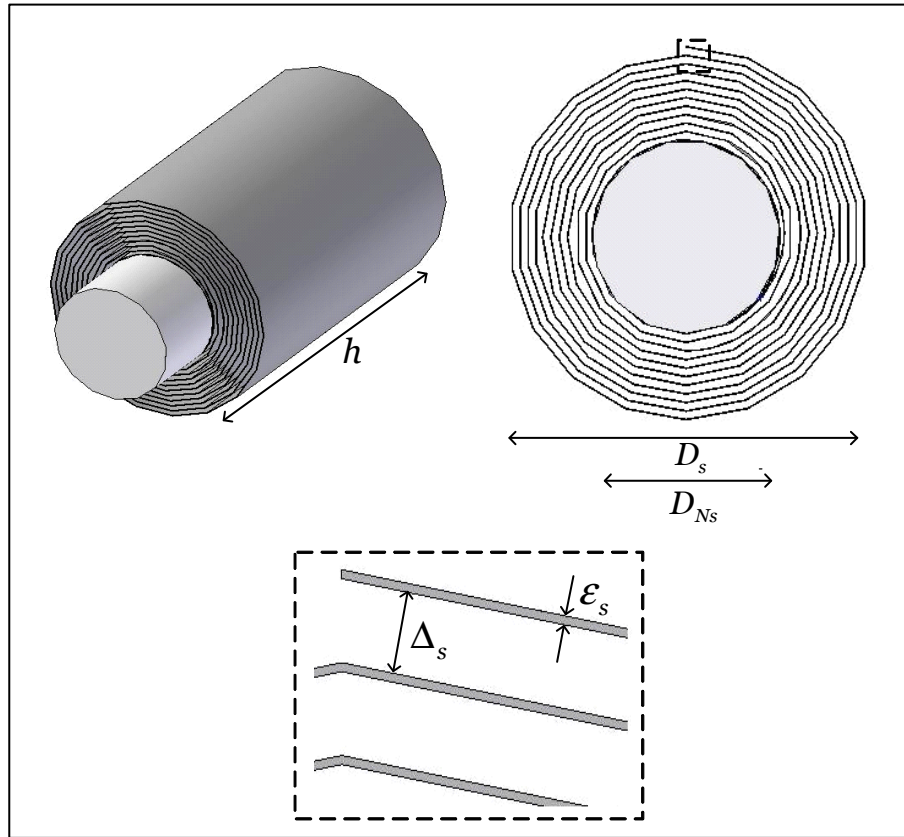


Figura 2.11: Características constructivas del susceptor.

De acuerdo al diseño anterior, una buena aproximación para calcular los parámetros del susceptor está dada por las siguientes relaciones [26]:

$$M_s \approx d_s h \epsilon_s (N_s D_{Ns} + \Delta_s (N_s (N_s + 1))) \quad (2.56)$$

$$R_{Ts} \approx \frac{\epsilon_s}{k_s (2\epsilon_s + h) (N_s D_{Ns} + \Delta_s (N_s (N_s + 1)))} \quad (2.57)$$

$$R_{so} \approx \frac{\pi \cdot \rho_{so} D_{Ns}}{h \cdot \epsilon_s} \left[N_s + \frac{\Delta_s N_s (N_s - 1)}{2} \right] \quad (2.58)$$

$$L_s \approx \frac{N_s^2 \mu_s \pi D_s^2}{4h} \quad (2.59)$$

donde se aplica la aproximación de la longitud del enrollado espiral como la suma de N_s circunferencias de radio creciente a paso Δ_s .

2.4.2 Parámetros del Inductor

El inductor está conformado básicamente por una bobina de N_w vueltas, enrollada alrededor de la tubería donde circula el fluido. El campo magnético generado concentra la corriente de la bobina hacia el interior ([4], [60]), como se muestra en la Figura 2.12, por lo que se requiere de un conductor con una sección que distribuya lo más uniformemente la densidad de corriente, para evitar calentamientos e inutilización de sectores de conducción. Idealmente, la sección rectangular tiene la ventaja de distribuir las corrientes circulantes en una mayor superficie, a diferencia de la sección circular, que tiende a concentrar la densidad de corriente en una zona puntual debido a su curvatura. Sin embargo, desde el punto de vista práctico, resulta más sencilla la construcción y disponibilidad de la segunda alternativa, dado que basta con moldear cañerías de agua para tener una bobina representativa. Por lo anterior, se elige la segunda configuración, considerando que las diferencias para este nivel de potencia no son realmente significativas.

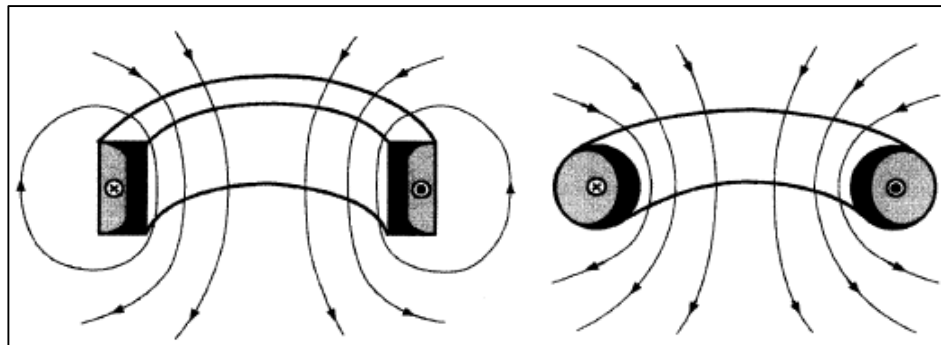


Figura 2.12: Distribución de corrientes en cada tipo de sección.

Al igual que el caso del susceptor, se presenta la nomenclatura asociada a los parámetros del inductor (tabla 2.13). Por tratarse de corriente alterna, se debe considerar la profundidad de penetración de corriente en el inductor, en función de la frecuencia (f). Ésta se calcula mediante la expresión [60] (unidades en MKS):

$$\delta_w = 503 \sqrt{\frac{\rho_w}{\mu_{rw} f}} \quad (2.60)$$

Donde μ_{rw} es la permeabilidad magnética relativa del inductor y ρ_w la resistividad eléctrica.

Tabla 2.13: Nomenclatura para los cálculos del inductor.

Parámetro	Definición [unidades en MKS]
a	Diámetro exterior de la tubería del Inductor
ϵ_w	Espesor del Inductor
δ_w	Profundidad de Penetración de Corriente del Inductor
L_w	Inductancia Propia del Inductor
R_{w0}	Resistencia Eléctrica del Inductor a $T=20^\circ\text{C}$
R_{Tw}	Resistencia Térmica del Inductor
M_w	Masa del Inductor
N_w	Número de Vueltas del Susceptor
μ_w	Permeabilidad Magnética del Susceptor
K_{ws}	Inductancia mutua entre Inductor y Susceptor
h	Profundidad Axial del Inductor
D_w	Diámetro Interior del Inductor

El aspecto constructivo que tiene esta bobina está basado en el diseño propuesto por el proyecto [25], de manera de tener mayor eficiencia en la transferencia de potencia hacia el susceptor (ver Figura 2.13).

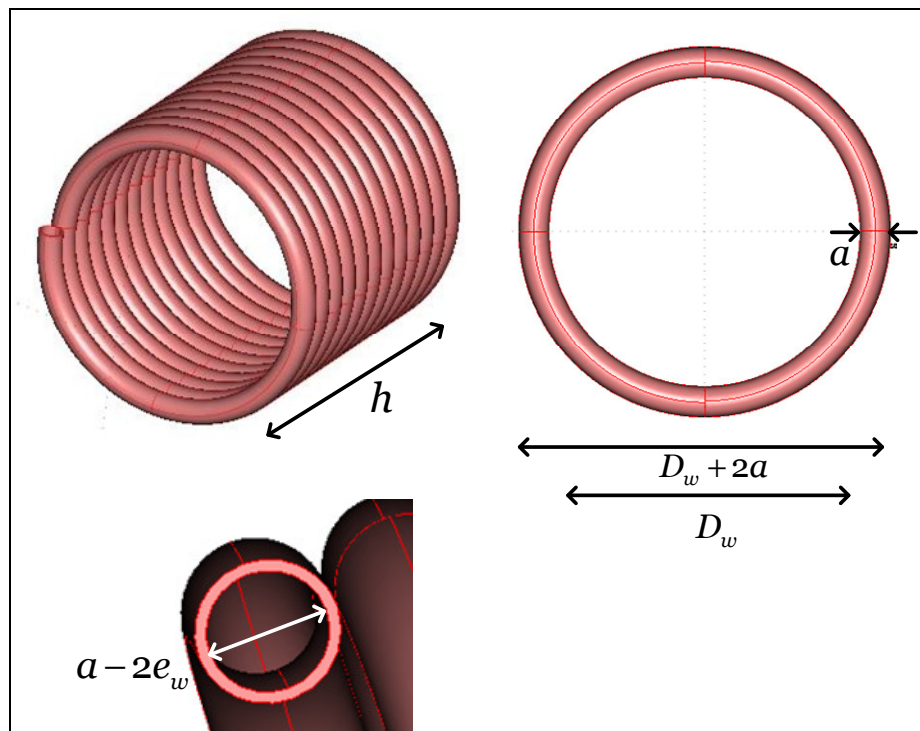


Figura 2.13: Características constructivas del inductor.

Los parámetros internos más relevantes de este componente se calculan mediante las expresiones (unidades en MKS) [77]

$$M_w \approx \frac{d_w \pi^3 \varepsilon_w (2a - \varepsilon_w) (D_w + a) N_w}{4} \quad (2.61)$$

$$R_{rw} \approx \frac{\ln \left[\frac{\frac{a}{2}}{\frac{a}{2} - e_w} \right]}{2\pi^2 k_w N_w (D_w + a)} \quad (2.62)$$

$$L_w \approx \frac{10^6 \cdot 0,8 \left[\frac{(D_w - 2e_w) N_w}{2} \right]^2}{15,4 \frac{(D_w - 2e_w)}{2} + 22,8h + 25,4N_c a} \quad (2.63)$$

$$R_{wo} \approx \frac{\rho_{wo} N_w (D_w - a + a(N_c + 1))}{\delta_w (a - \delta_w)} \quad (2.64)$$

$$K_{ws} \approx \kappa \sqrt{L_w L_s} \quad (2.65)$$

En este caso, N_c representa el número de capas de la bobina. Aquí también se aplica la aproximación del largo de espiral mediante la suma de N_w circunferencias.

2.4.3 Parámetros del Fluido a calentar y Tubería de PVC

Lo que interesa analizar con respecto al fluido es la estimación de sus parámetros térmicos dentro de la zona de transferencia de calor, ya que es ésta la que interactúa directamente con el suscepto y la bobina inductora. Es razonable mencionar que, dentro de la tubería donde pasa el fluido, su volumen corresponde al complemento del volumen ocupado por el suscepto, por lo que resulta más sencillo calcular la masa. Sin embargo, la resistencia térmica tiene una consideración especial, ya que se debe tener en cuenta que la superficie de disipación corresponde a la que entrega el agua hacia el exterior, y no dentro del mismo fluido, producto del movimiento. Por ello, una buena aproximación es considerar el área del cilindro de la tubería dentro de la zona de transferencia. La Tabla 2.14 muestra la nomenclatura utilizada.

Tabla 2.14: Nomenclatura para los cálculos del fluido a calentar y PVC.

Parámetro	Definición [unidades en MKS]
ϵ_f	Espesor entre la última capa del Susceptor y el PVC
R_{Tf}	Resistencia Térmica del Fluido
M_w	Masa del Fluido
ϵ_p	Espesor de la tubería de PVC
D_p	Diámetro de la tubería de PVC
R_{Tp}	Resistencia Térmica del PVC
M_p	Masa del PVC

Los parámetros son calculados mediante las ecuaciones

$$M_f \approx d_f \left[\frac{\pi(D_p^2 - D_{Ns}^2)h}{4} - h\epsilon_s (N_s D_{Ns} + \Delta S (N_s (N_s + 1))) \right] \quad (2.66)$$

$$R_{Tf} \approx \frac{\epsilon_f}{k_f \pi D_p h} \quad (2.67)$$

$$M_p \approx \frac{d_p h \pi (D_p^2 - (D_p - 2\epsilon_p)^2)}{4} \quad (2.68)$$

$$R_{Tp} \approx \frac{\ln\left(\frac{D_p}{D_p - 2\epsilon_p}\right)}{2\pi k_p h} \quad (2.69)$$

De esta manera, se puede calcular cualquier parámetro de un equipo de estas características con sólo saber las propiedades de los materiales y su geometría.

2.5 Modelo de Planta

Con la modelación fenomenológica del calentamiento, el valor de los parámetros internos del equipo, y la interconexión de los subsistemas térmico y eléctrico es posible definir un modelo de planta con las siguientes características:

- Un equipo de calentamiento de potencia activa P_{in} .
- Un equipo con un subsistema eléctrico y térmico.
- El subsistema eléctrico está compuesto por:
 - Una alimentación trifásica.
 - Un transformador desfasador.
 - Dos rectificadores tipo puente no controlados de seis diodos.
 - Un convertor DC-DC.
 - Un Inversor monofásico.
 - Una carga RLC equivalente al conjunto bobina-susceptor y condensador de ajuste.
- El subsistema térmico considera:
 - Un susceptor.
 - Un inductor.

Bajo estas condiciones, se define las entradas y salidas del sistema global:

- Entrada:
 - Ciclo de Trabajo del Convertor DC-DC (δ).
- Salida:
 - Temperatura de Fluido de salida de cada equipo (T_f).
- Variables de Estado:
 - Corriente a la salida del convertor DC-DC (I_{cc}).
 - Tensión de Entrada al circuito RLC (V_{in}).
 - Corriente de Inductor (i_w).
 - Corriente de Susceptor (i_s).
 - Temperatura media del susceptor en el extremo caliente (T_s).
 - Temperatura media de la tubería de PVC por donde pasa el fluido en el extremo caliente (T_p).
 - Temperatura media del Inductor (T_w).

- Temperatura media del fluido de refrigeración del inductor, a la salida del equipo, T_a .
 - Temperatura media Ambiente (T_{amb}).
- Perturbaciones (todas medibles):
 - Flujo de Fluido a calentar (Q_f).
 - Temperatura de Fluido de entrada al equipo (T_{fo}).
 - Temperatura media Ambiente (T_{amb}).

La Figura 2.14 muestra un diagrama funcional general del sistema de calentamiento inductivo estudiado en este trabajo, que identifica básicamente las entradas, salidas y variables de estado, seguido de un resumen del modelo fenomenológico propuesto.

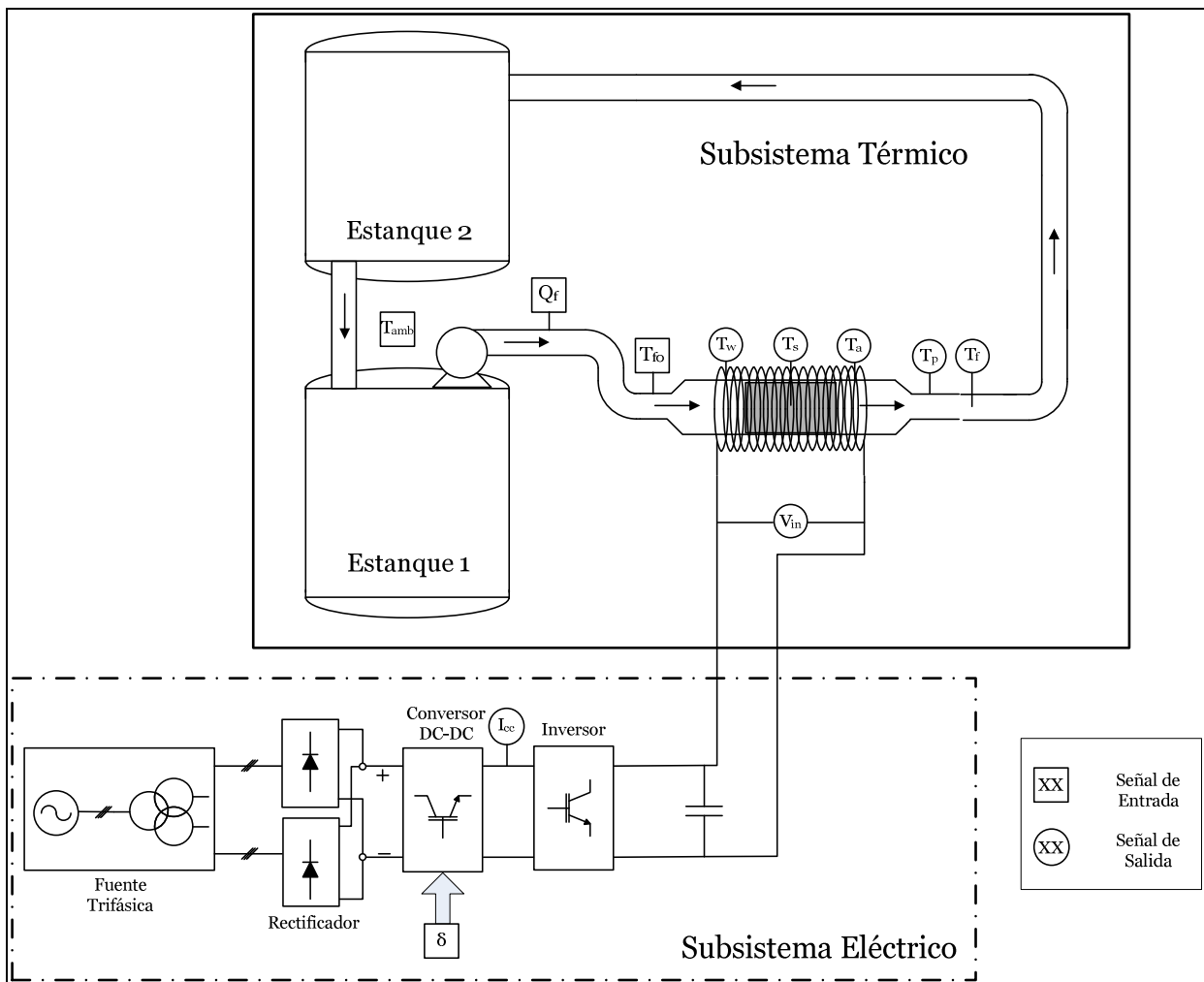


Figura 2.14: Diagrama Funcional General del Equipo en Lazo abierto.

Subsistema Térmico

$$\begin{aligned}\dot{T}_s(t) &= \frac{h_s A_{ds}}{M_s c_s(t)} (\bar{T}_f(t) - T_s(t)) + \frac{P_s(t)}{M_s c_s(t)} \\ \dot{\bar{T}}_f(t) &= \frac{d_f(t) Q_f(t)}{M_f} (T_{fo}(t) - \bar{T}_f(t)) + \frac{h_s A_{ds}}{M_f c_f(t)} (T_s(t) - \bar{T}_f(t)) + \frac{h_p A_{dp}}{M_f c_f(t)} (T_p(t) - \bar{T}_f(t)) \\ \dot{T}_p(t) &= \frac{h_{pm} A_{dp}}{M_p c_p(t)} (T_{amb}(t) - T_p(t)) + \frac{h_p A_{dp}}{M_p c_p(t)} (\bar{T}_f(t) - T_p(t)) \\ \dot{T}_w(t) &= \frac{h_w A_{dw}}{M_w c_w(t)} (T_a(t) - T_w(t)) + \frac{h_{wn} A_{dwn}}{M_w c_w(t)} (T_{amb}(t) - T_w(t)) + \frac{P_w(t)}{M_w c_w(t)} \\ \dot{T}_a(t) &= \frac{d_a(t) Q_a(t)}{M_a} (T_{ao}(t) - T_a(t)) + \frac{h_w A_{dw}}{M_a c_a(t)} (T_w(t) - T_a(t)) \\ T_f(t) &= \bar{T}_f(t - \tau)\end{aligned}$$

Acoplamiento Térmico-Eléctrico

$$P_s(t) = R_s(t) i_s^2(t)$$

$$P_w(t) = R_w(t) i_w^2(t)$$

Subsistema Eléctrico

$$\begin{aligned}\dot{i}_s(t) &= \frac{V_{in}(t)}{\kappa \sqrt{L_w L_s}} - \frac{R_w(t) i_w(t)}{\kappa \sqrt{L_w L_s}} - \frac{L_w}{\kappa \sqrt{L_w L_s}} \dot{i}_w(t) \\ \dot{i}_w(t) &= -\frac{L_s}{\kappa \sqrt{L_w L_s}} \dot{i}_s(t) - \frac{R_s i_s(t)}{\kappa \sqrt{L_w L_s}} \\ \dot{V}_{in}(t) &= -\frac{i_w(t)}{C} + \frac{i(t)}{C} \\ i(t) &= \frac{4I_{cc}(t)}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(2n\pi f_r t) \\ \dot{I}_{cc}(t) &= \begin{cases} -\frac{R_{cc}(t) I_{cc}(t)}{L_{cc}} + \frac{V_{rect}(t)}{L_{cc}} & \text{si } t \in [j\mathfrak{S}, (j+\delta(t))\mathfrak{S}], 0 \leq \delta(t) \leq 1, j \in \mathbb{N}^0 \\ -\frac{R_{cc}(t) I_{cc}(t)}{L_{cc}} & \text{si } t \in [(j+\delta(t))\mathfrak{S}, (j+1)\mathfrak{S}], 0 \leq \delta(t) \leq 1, j \in \mathbb{N}^0 \end{cases} \\ R_{cc}(t) &= \frac{8}{\pi^2} \frac{L_{eq}(t)}{CR_{eq}(t)} \\ R_{eq}(t) &= \frac{R_s(t) \kappa^2 (2\pi f_o)^2 L_w L_s}{R_s^2(t) + (2\pi f_o)^2 L_s^2} \\ L_{eq}(t) &= \frac{R_s^2(t) L_w - (2\pi f_o)^2 L_s^2 L_w (\kappa^2 - 1)}{R_s^2(t) + (2\pi f_o)^2 L_s^2} \\ f_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}(t)C} - \left(\frac{R_{eq}(t) + R_w(t)}{L_{eq}(t)} \right)^2} \\ V_{rect}(t) &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{ffrms}(t)\end{aligned}$$

Capítulo 3

Control de un Sistema de Calentamiento

Inductivo de Fluidos

El presente capítulo contiene el estudio de las estrategias de control de temperatura aplicadas al sistema de calentamiento inductivo, a nivel teórico y de simulación. La estrategia de control base elegida para el estudio corresponde al control adaptable por modelo de referencia (MRAC, *Model Reference Adaptive Control*). Se entregan las bases matemáticas de este esquema, se identifican todas las variables del sistema en lazo cerrado y se realizan las simulaciones del modelo para un equipo de 15 [kW] sometido a diversos casos, considerando tanto perturbaciones como eventuales cambios de referencia programados. Finalmente, a través de una herramienta objetiva se analizan los resultados mediante la elaboración de índices comparativos, los cuales determinan potencialidades y debilidades de cada estrategia en particular, de tal forma de tener alguna noción sobre cuál configuración resulta ser la más apropiada para este tipo de aplicaciones.

3.1 Elementos de Control Adaptable basado en Modelo de Referencia (MRAC)

Hasta hoy, existen varios puntos de vista que definen un sistema de control adaptable. Sin embargo, el que tiene un mayor grado de aceptación entre los teóricos, define al control adaptable como aquel, que con poca información disponible, tiene la capacidad de aprender a mejorar su desempeño a través de la observación de sus salidas [53]. Esto se hace mediante el ajuste de los parámetros del controlador, denominados θ y k (Figura 3.1) en función de este desempeño en el tiempo. De esta forma, el sistema busca encontrar un punto óptimo en el cual se cumpla un criterio definido, como de estabilidad o de mínima energía, independiente de la estructura interna de la planta, la cual se supone parcialmente desconocida. Para tal efecto, el controlador ajusta los parámetros utilizando la información proveniente de dos modelos: un *modelo de referencia*, el cual impone el comportamiento a seguir por la planta real y un *modelo de identificación*, que estima sus parámetros para incorporar información adicional al controlador (ver Figura 3.1).

Sea x_p la variable de estado de la planta, x_m el estado de un modelo de referencia y r la entrada al modelo de referencia. Para un sistema de primer orden con parámetros constantes se puede definir las siguientes ecuaciones de estado

$$\dot{x}_p = a_p x_p + b_p u_p \quad (3.1)$$

$$y_p = x_p \quad (3.2)$$

$$\dot{x}_m = a_m x_m + b_m r \quad (3.3)$$

$$y_m = x_m \quad (3.4)$$

El problema del control adaptable consiste en buscar una acción de control u_p tal que se cumpla la condición que $\lim_{t \rightarrow \infty} |y_p - y_m| = 0$, es decir, que el error de control ($e_c = y_p - y_m$) producido tienda a cero para un tiempo suficientemente grande.

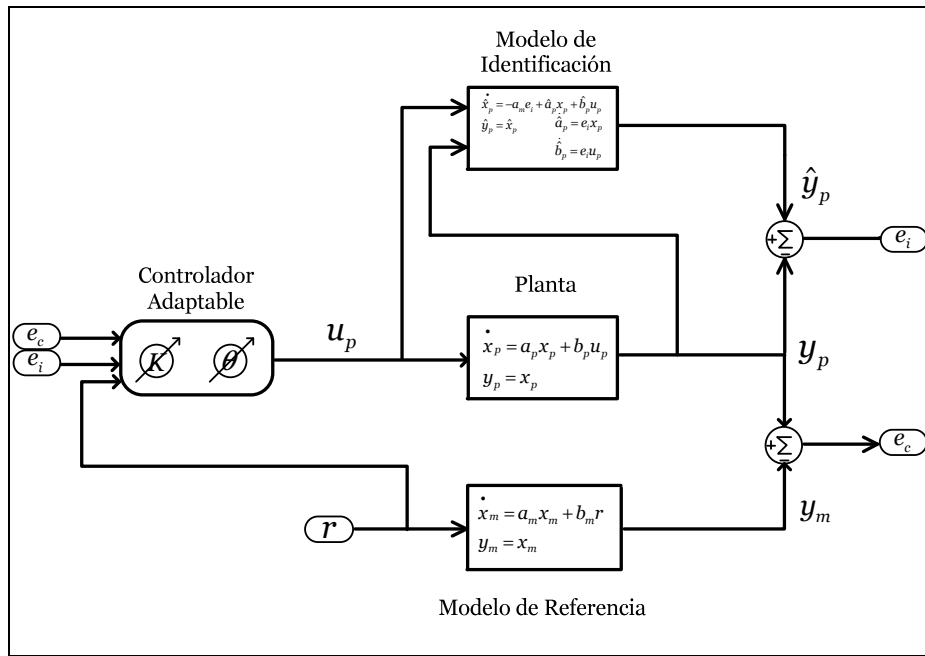


Figura 3.1: Estructura básica del Control Adaptable por Modelo de Referencia.

Una manera de manejar la falta de información proveniente de la planta consiste en realizar la estimación de su estructura interna o identificación de sus parámetros. Con sólo datos de entrada y salida, y herramientas matemáticas, es posible construir un modelo de planta estimado. Luego, el sistema de control adaptable ajusta sus parámetros de acuerdo al comportamiento de la identificación del sistema real, mediante el error de identificación, $e_i = y_p - \hat{y}_p$, las entradas y los parámetros del modelo de referencia. Sean \hat{x}_p la variable de estado estimada y \hat{a}_p y \hat{b}_p los parámetros estimados de la planta. De acuerdo a [53], el modelo de identificación más generalizado para los sistemas adaptables tiene la forma

$$\dot{\hat{x}}_p = -a_m e_i + \hat{a}_p x_p + \hat{b}_p u_p \quad (3.5)$$

$$\hat{y}_p = \hat{x}_p \quad (3.6)$$

La estimación de los parámetros a_p y b_p , denominados \hat{a}_p y \hat{b}_p respectivamente, obedece a leyes de ajuste dinámicas, que pueden depender del error de identificación, del error de control, de la entrada y de la salida. En el caso que el parámetro b_p sea conocido, se simplifica el problema de identificación, pues en la práctica, el método de cálculo de este parámetro puede producir divergencias y resulta necesario establecer cotas superiores o inferiores.

La acción de control u_p , se obtiene ponderando las señales de la planta y la referencia con los parámetros del controlador adaptable θ y k , obteniendo finalmente el control aplicado

$$u_p = \theta y_p + kr \quad (3.7)$$

Evidentemente, se espera que bajo ciertas condiciones la dinámica de ajuste de parámetros converja a valores estacionarios, que implique la estabilización del sistema a su valor de referencia, los cuales se denotan θ^* y k^* . Si el ajuste de θ y k se realiza en base al error producido entre el modelo de referencia y la planta real (error de control, e_c), se dice que el esquema de control tiene un enfoque *directo*, ya que los parámetros del controlador son ajustados mediante las señales directamente y sin utilizar estimación de parámetros. En este caso, se tiene que [53]

$$\dot{\theta} = -\text{sgn}(b_p) \theta_{gain} e_c y_p \quad (3.8)$$

$$\dot{k} = -\text{sgn}(b_p) k_{gain} e_c r \quad (3.9)$$

donde θ_{gain} y k_{gain} son las ganancias adaptables que ayudan en la evolución y convergencia de los parámetros.

En contraste con lo anterior, si los parámetros son ajustados con elementos de la planta identificados, como los parámetros y el error de identificación (e_i), se dice que existe un enfoque *indirecto* de control, más complejo, pero aporta mayor información que el anterior. En este contexto, los parámetros del controlador tienen dos enfoques de cálculo, ambos dependientes de los parámetros estimados de la planta y del modelo de referencia. Por un lado, se tiene un enfoque *algebraico*, el cual computa θ y k mediante una expresión algebraica, ya sea una suma o un producto, por lo que existe la posibilidad de una división por cero, dificultando la convergencia de \hat{b}_p . Luego, se debe resolver una dinámica más compleja que impida que $\hat{b}_p = 0$, estableciendo una cota mínima o máxima denominada $b_{po} \neq 0$, de manera que se incluyan las condiciones necesarias para la estabilidad en la identificación del parámetro. Lo anterior se traduce en

$$\dot{\hat{a}}_p = e_i y_p \quad (3.10)$$

$$\dot{\hat{b}}_p = \begin{cases} e_i u_p & \text{si } \hat{b}_p > b_{po} \\ e_i u_p & \text{si } \hat{b}_p = b_{po} \text{ y } e_i u_p > 0 \\ 0 & \text{si } \hat{b}_p = b_{po} \text{ y } e_i u_p \leq 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

De esta manera, los parámetros del controlador θ y k son calculados algebraicamente mediante la expresión

$$\theta = \frac{a_m - \hat{a}_p}{\hat{b}_p} \quad (3.12)$$

$$k = \frac{b_m}{\hat{b}_p} \quad (3.13)$$

Para evitar las divisiones por cero ocasionadas por \hat{b}_p en (3.12) y (3.13), también existe enfoque *dinámico* para determinar los parámetros del controlador, de modo que se imponga una condición inicial, y la dinámica del sistema evolucione junto con la estabilización de los parámetros de la planta. Definiendo los errores e_θ y e_k como

$$e_\theta = \hat{a}_p + \hat{b}_p \theta - a_m \quad (3.14)$$

$$e_k = \hat{b}_p k - b_m \quad (3.15)$$

los parámetros de control θ y k son ajustados mediante las leyes adaptables

$$\dot{\theta} = -\text{sgn}(b_p) \theta_{\text{gain}} e_\theta \quad (3.16)$$

$$\dot{k} = -\text{sgn}(b_p) k_{\text{gain}} e_k \quad (3.17)$$

Sin embargo, dado que no es necesario definir una cota para \hat{b}_p , el ajuste para estimar los parámetros se torna más simple, tomando la expresión

$$\dot{\hat{a}}_p = e_i y_p \quad (3.18)$$

$$\dot{\hat{b}}_p = e_i u \quad (3.19)$$

los cuales aseguran teóricamente la convergencia de los parámetros identificados y la estabilidad del sistema [53].

Finalmente, si el ajuste de los parámetros considera aspectos directos e indirectos, como la referencia, el error de control y el de identificación, se puede hablar de una acción *combinada*, en la cual se pondera ambos efectos de acuerdo al comportamiento del sistema. En muchas ocasiones, la acción combinada puede superar el rendimiento de la directa e indirecta por separado, por lo que resulta viable de implementar, y donde el problema se traduce en encontrar un ponderador α tal que se cumpla que

$$\alpha \cdot [\text{Control Directo}] + (1 - \alpha) \cdot [\text{Control Indirecto}] \text{ mejor que } [\text{Control Directo}]$$

o

$$\alpha \cdot [\text{Control Directo}] + (1 - \alpha) \cdot [\text{Control Indirecto}] \text{ mejor que } [\text{Control Indirecto}]$$

Como esta comparación es cualitativa, se requiere de identificar y definir elementos objetivos que permitan evaluar el desempeño de un sistema bajo un esquema de control, como por ejemplo el tiempo de estabilización o la energía del error producido durante el tiempo de respuesta. Cada sistema tiene sus propias características, luego el desempeño de la respuesta dependerá de distintas cualidades, cuya relevancia se le da de acuerdo a la aplicación que se desee implementar.

Las propiedades de una acción directa e indirecta dan lugar a cuatro estrategias básicas de control adaptable:

- Control Adaptable Directo.
- Control Adaptable Indirecto con Enfoque Dinámico.
- Control Adaptable Indirecto con Enfoque Algebraico.
- Control Adaptable Combinado.

El análisis teórico de estabilidad se puede ver en [53]. En esta tesis se da énfasis a la corroboración simulada y experimental de la estabilidad del sistema para estas cuatro estrategias de control, en comparación con la estrategia PI clásica.

3.2 Simulación de Estrategias de Control para la Temperatura del Fluido

A continuación se presenta la simulación y análisis de las cinco estrategias de control aplicadas al sistema de calentamiento inductivo propuesto en la Sección 2, de las cuales cuatro son adaptables de tipo MRAC, con enfoques directo e indirecto y una PI clásica, de tal modo de tener una estrategia de referencia probada y sencilla de implementar para compararlas con las estudiadas. Las principales características del modelo de la planta utilizadas para la simulación se resumen en la Tabla 3.1 ([3], [35] [25]).

Tabla 3.1: Principales Variables y Parámetros de la Planta a Simular.

Variable o Parámetro	Valor	Unidad
Q_f	8,5	[lt / min]
Q_a	5	[lt / min]
T_{fo}	19,5	[°C]
T_{amb}	20	[°C]
T_{fref}	25	[°C]
R_{losseq}	0,0307	[Ω]
R_{seq}	0,0703	[Ω]
C	41,8	[μF]
L_{eq}	33	[μH]
f_o	4.200	[Hz]
h_p	10	[W / m ² °C]
h_w	2.000	[W / m ² °C]
h_{wn}	10	[W / m ² °C]
h_{pn}	1	[W / m ² °C]

El modelo analizado consiste en una configuración dada por un susceptor, una bobina inductora de doble capa [25] y una fuente de alimentación de potencia máxima 15 [kW], resonando a 4.200 [Hz] (aproximadamente) [21]. Los parámetros del circuito RLC son

denominados de acuerdo al diseño del equipo prototipo. Las pérdidas en el sistema son representadas por la resistencia equivalente R_{losseq} , la cual representa el calor disipado por la bobina inductora, por las paredes de la tubería de PVC, por los semiconductores [64], por los cables de alimentación, por los transformadores y por la carga hidrodinámica, debido al obstáculo que conforma el susceptor en el fluido circulante [1], entre otras. La potencia global medida es la entrada al inversor y se supone refrigeración por convección forzada de agua en el inductor.

Las condiciones iniciales de temperatura son 19,5 [°C] para el fluido y 20 [°C] tanto para el susceptor como para el inductor.

De acuerdo a la probable ubicación del sensor de temperatura en el equipo real, se calculó un retardo en la respuesta cercano a 25 [s], por concepto de demora en la circulación del fluido a través de la tuberías.

La simulación del modelo fue realizada completamente en Matlab-Simulink, incluyendo en este caso, la modelación del subsistema térmico y eléctrico propuesto en el Capítulo 2, y las estrategias de control descritas en la Sección 3.1. El tiempo de simulación base fue de 2.500 [s] para todos los casos [17].

Además de la obtención de las variables mencionadas en el modelo de la planta, es posible obtener de la simulación la evolución temporal de todos los parámetros intrínsecos de los materiales presentes, como el calor específico, la densidad, la conductividad térmica, etc., y evidentemente todos los parámetros y variables de interés provenientes de los controladores.

Para entender los esquemas de control en interacción con la planta, la Figura 3.2 muestra un diagrama de bloques descriptivo.

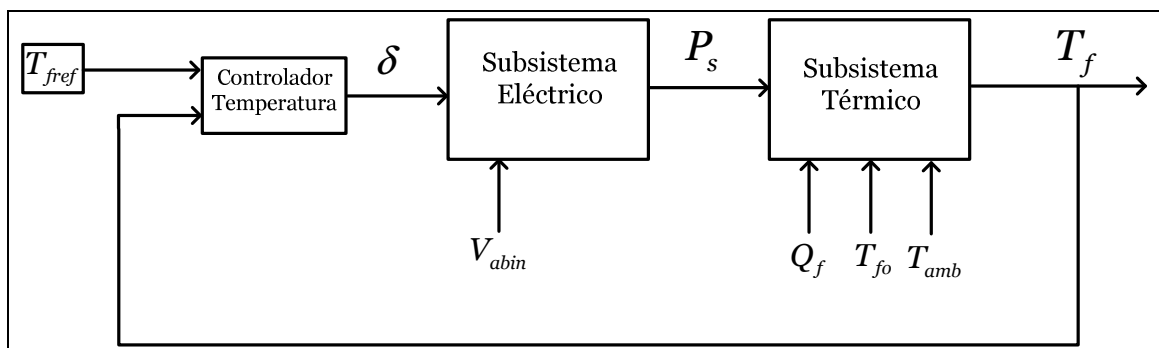


Figura 3.2: Diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado.

El detalle de los esquemas y los resultados de las simulaciones se describen en la siguiente Sección.

3.2.1 Control PI Clásico

La primera estrategia probada con el sistema completo fue la PI clásica, como una forma sencilla de comprobar el funcionamiento del sistema. El esquema simulado en Matlab para esta estrategia de control se describe en la Figura 3.3:

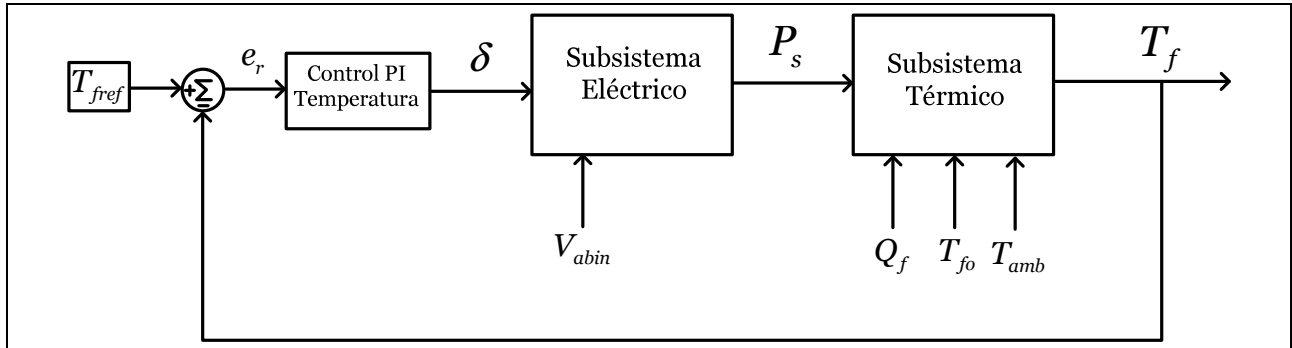


Figura 3.3: Implementación Estrategia PI clásica.

La elección de utilizar un controlador PI y no de otra naturaleza, se debe a la buena caracterización que tiene este controlador en llevar el error de referencia a cero, evitando posibles inestabilizaciones y un comportamiento ruidoso, a diferencia de si se incluye la acción derivativa. Con esto, el valor de ciclo de trabajo entregado al convertor DC-DC del subsistema eléctrico está dado por:

$$\dot{\delta} = -k_p \dot{T}_f - k_i T_f + k_p \dot{T}_{ref} - k_i T_{ref} \quad (3.20)$$

Al tratarse de un sistema complejo de analizar analíticamente, la metodología de sintonización de este controlador se basó en prueba y error. Después de varios ensayos, bajo un criterio de adecuado tiempo de estabilización y mínimo sobrepaso, se obtuvo las siguientes ganancias proporcional e integral (Tabla 3.2) y la respuesta correspondiente a las principales variables involucradas, entre las que destaca la temperatura del fluido a calentar, que representa a la variable controlada (Figura 3.4):

Tabla 3.2: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso PI).

Ganancia	Valor
k_p	0,6
k_i	0,15

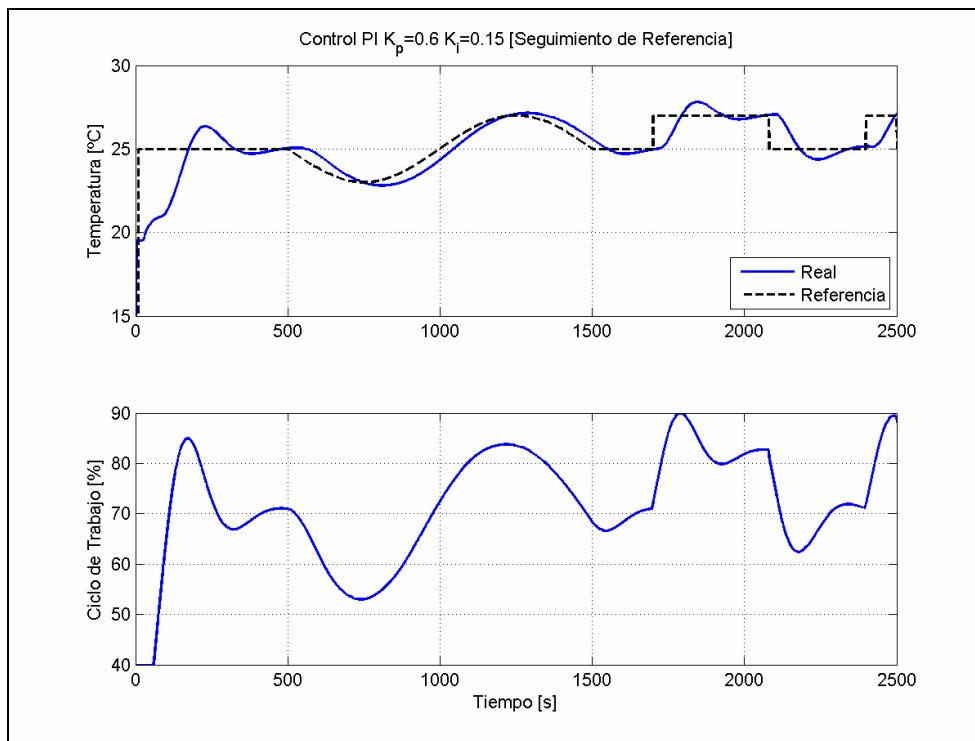


Figura 3.4: Respuesta de Temperatura (Caso PI).

De la figura anterior, se puede ver el comportamiento de la temperatura con el tiempo siguiendo una referencia variable, que presenta tres características representativas. Por un lado, en los primeros 500 [s] se tiene la partida del equipo, comenzando con una potencia mínima distinta de cero, dado que el ciclo de trabajo se encuentra saturado entre 40 % y 90 % por limitaciones técnicas (explicadas posteriormente), hasta la primera estabilización, de acuerdo a una referencia de temperatura fijada en 25 [°C]. En seguida, desde los 500 [s] hasta los 1.600 [s] se tiene una referencia sinusoidal, suave y muy lenta, con el objeto de verificar si la temperatura es capaz de seguirla en el caso que siempre esté variando. Y finalmente, una referencia tipo tren de pulsos, con cambios abruptos y discretos, para chequear la respuesta en términos de estabilidad y tiempo de estabilización a un nuevo valor de referencia, cambiado instantáneamente.

El resultado de esta simulación, para esta estrategia en particular, indica que la temperatura del fluido alcanza estrechamente la referencia, situándose dentro de una banda aproximada de 2 %, presentando sobrepasos no superiores a 1.5 [°C], y con el retardo definido de 25 [s] . Sin embargo, aunque dentro de la respuesta de temperatura este incremento no parece significativo, sí lo es en términos del esfuerzo de control por parte del equipo, ya que se puede ver que el ciclo de trabajo alcanza casi su potencia máxima en determinados intervalos de tiempo, hecho que se desea evitar para no sobreexigir los componentes internos cada vez que se requiera solicitar cambios de referencia. Por eso, y en base a los resultados obtenidos,

se puede catalogar esta estrategia como aceptable, ya que la respuesta de temperatura puede ser mejorada por otra técnica, o bien por métodos de compensación del retardo (analizados posteriormente en la Sección 3.5). El comportamiento oscilatorio resultante debe en gran parte al efecto inestabilizante que produce el retardo en la planta producto de la información imprecisa que recibe el controlador. no obstante, en la Sección 3.4 se verificará con una herramienta objetiva la calidad de esta estrategia en términos comparativos, que considera aspectos más específicos como la energía utilizada por el control y la suma de los sobrepasos, entre otras.

3.2.2 Control MRAC Directo

La primera estrategia de control adaptable analizada es la MRAC directa. En ella se toma en cuenta la respuesta de un modelo de referencia y la planta para ajustar los parámetros del controlador. La Figura 3.5 describe el modelo utilizado en la simulación.

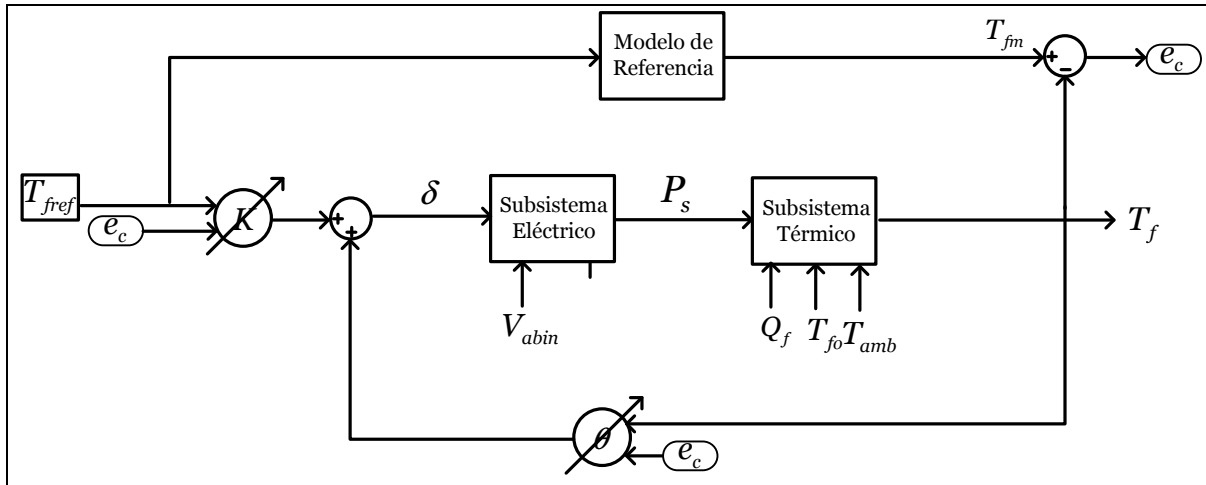


Figura 3.5: Implementación Estrategia Adaptable Directa.

Al igual que el caso anterior, se pretende verificar el efecto sobre el seguimiento de la salida del modelo de referencia. Eso sí, ahora el controlador de temperatura tiene una estructura definida mediante las siguientes leyes (3.21) a (3.25):

$$\dot{T}_{fm} = a_m T_{fm} + b_m T_{ref} \quad (3.21)$$

$$e_c = T_f - T_{fm} \quad (3.22)$$

$$\dot{\theta} = -\theta_{gain} e_c T_f \quad (3.23)$$

$$\dot{k} = -k_{gain} e_c T_{ref} \quad (3.24)$$

$$\delta = \theta T_f + k T_{ref} \quad (3.25)$$

Las ganancias θ_{gain} y k_{gain} representan a las ganancias adaptables que sintonizan el controlador, ya que determinan la magnitud del efecto que producen tanto θ como de k sobre la acción de control, logrando mitigar muchas veces oscilaciones no deseadas, como también largos tiempos de estabilización. Luego de varios ensayos de simulación, y bajo los mismos criterios definidos para el controlador PI, se encontró que dichas ganancias adaptables que describen más adecuadamente la respuesta de temperatura están dadas en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Directo).

Ganancia	Valor
θ_{gain}	0,000071
k_{gain}	0,00004

La respuesta de temperatura obtenida en el mejor caso se muestra en la Figura 3.6:

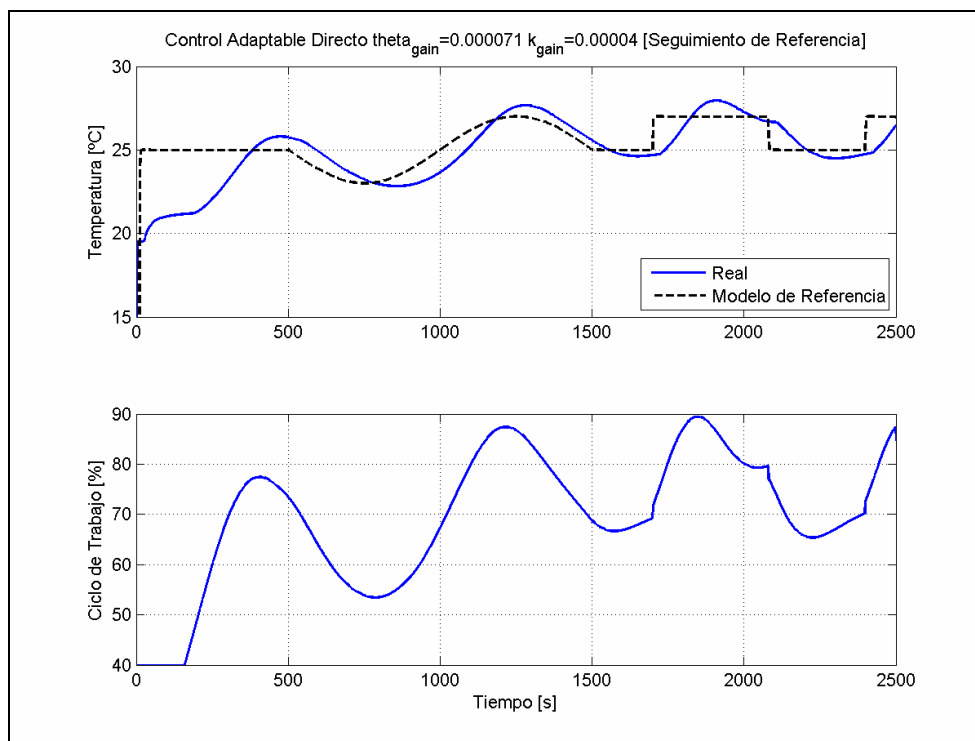


Figura 3.6: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Directo).

Como se ve, al igual que la estrategia PI clásica, existe una tendencia hacia el seguimiento, aunque con un desempeño claramente más deficiente, en términos de un tiempo de estabilización mayor (superior a 500 [s]), hecho que puede ser no beneficioso en un proceso productivo que requiera agilidad en las partidas de los equipos. Pero la ventaja que se puede

obtener en contraste con la demora, es el menor consumo energético en el transitorio y un menor esfuerzo en el control. Si bien una estrategia puede demorar la mitad que otra, si el esfuerzo tanto en potencia como en energía pone en riesgo al equipo en sí, esperar un tiempo más puede ser una buena decisión considerando que la partida ocurre ocasionalmente. Lo importante sí es que esta demora comparativa no se manifieste al momento de ocurrencia de perturbaciones, ya que en ese caso puede desestabilizar o hacer menos eficiente el proceso en línea, concluyendo que la estrategia no sea la adecuada de implementar. En la sección de índices comparativos se cuantificará el peso que tiene la variable tiempo sobre energía y validará su uso.

Cabe destatar que, esta estrategia resultó la más difícil de sintonizar. En primer lugar, se probó con ganancias adaptables unitarias, pero el sistema tomaba magnitudes muy elevadas, saliéndose en la mayoría de los casos de los límites técnicos, incluso desestabilizando la planta. Pero las ganancias donde se apreciable una conducta adecuada se encontraban bastante alejadas de la unidad, tanto así que tienen un orden de 10^{-5} , lo que explica los elevados valores que están alcanzando θ y k en relación con la acción de control que debe suministrar el controlador. Esto se debe por un lado a que el modelo de referencia es más rápido que la planta, por lo que desde el punto de vista del error de control, la diferencia entre las constantes de tiempo es amplia, y por otro lado, ambos parámetros dependen del cuadrado de la temperatura de referencia, que fácilmente alcanza el valor 1600. Y como los parámetros dependen del producto de estas dos variables, es esperable que obtener valores del orden de 10000, lo que obliga al sistema a establecer ganancias muy bajas para formar acciones de control del orden de 30. Además, se verificó la gran sensibilidad que tiene la respuesta con respecto a estas ganancias, lo que sugiere en la práctica precisión en la medición de las variables y suficiente claridad para definir un número de estas magnitudes en un controlador real, como el microcontrolador dsPIC, en caso que sea utilizado para las pruebas experimentales ([43],[44],[45],[46]).

Finalmente, se acentúa el efecto negativo que tiene el retardo sobre la respuesta de temperatura para esta estrategia de control.

3.2.3 Control Adaptable Indirecto con enfoque Dinámico

En este esquema la identificación de los parámetros de la planta resulta necesaria para calcular la acción de control, y aunque no necesariamente éstos sean idénticos (a no ser que se tenga una entrada de excitación persistente [53]), la estabilidad y controlabilidad del sistema toma prioridad en este caso. De este modo se define una salida estimada \hat{T}_f , calculada en base a los parámetros estimados y con la información real de la planta se genera un error de identificación, e_i , el cual se usa como dato de entrada al controlador. La Figura 3.7 muestra la configuración utilizada en la simulación.

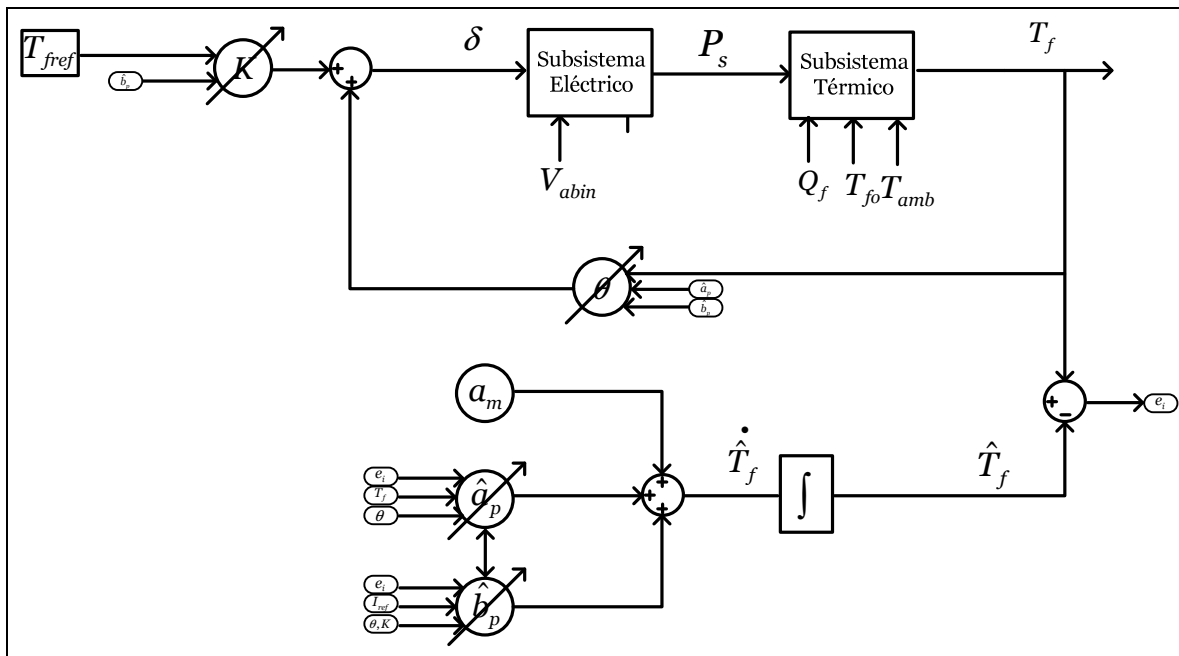


Figura 3.7: Implementación Estrategia Adaptable Indirecta Dinámica.

Las ecuaciones (3.26) a (3.35) resumen esta estrategia de control para el caso en estudio. Nótese que el carácter de enfoque dinámico está en el cálculo de los parámetros del controlador θ y k , que son mediante ecuaciones dinámicas (diferenciales), con condiciones iniciales y sujetos a transitorios. Dependen además de la estimación de los parámetros de la planta y del modelo de referencia, donde no se considera su respuesta, sino que sólo sus parámetros internos, como un modo de “enriquecer” la información recibida. Aquí, no existen restricciones de las variables, dado que se espera que su evolución dinámica entregue una convergencia y que alguna inestabilidad indique la conveniencia de implementar este controlador.

$$\dot{T}_{fm} = a_m T_{fm} + b_m T_{ref} \quad (3.26)$$

$$\dot{\hat{T}}_f = a_m \hat{T}_f + [\hat{a}_p - a_m] T_f + \hat{b}_p I_{ref} \quad (3.27)$$

$$e_i = T_f - \hat{T}_f \quad (3.28)$$

$$e_\theta = \hat{a}_p + \hat{b}_p \theta - a_m \quad (3.29)$$

$$e_k = \hat{b}_p k - b_m \quad (3.30)$$

$$\dot{\hat{a}}_p = \hat{a}_{pgain} [e_i T_f - \hat{a}_p - \hat{b}_p \theta + a_m] \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{b}}_p = \hat{b}_{pgain} [e_i \delta - \theta e_\theta - k e_k] \quad (3.32)$$

$$\dot{\theta} = -\theta_{gain} e_\theta \quad (3.33)$$

$$\dot{k} = -k_{gain} e_k \quad (3.34)$$

$$\delta = \theta T_f + k T_{ref} \quad (3.35)$$

Las ganancias adaptables obtenidas por prueba y error entregaron los resultados mostrados en la Tabla 3.4:

Tabla 3.4: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Indirecto Dinámico).

Ganancia	Valor
θ_{gain}	0,15
k_{gain}	0,15
a_{pgain}	1
b_{pgain}	1

Se puede apreciar que, en contraste con el caso directo, las ganancias no tienen un valor muy bajo, y son idénticas. Pero esto no debe extrañar, considerando que ahora la magnitud de los parámetros ya no depende del producto de temperaturas, más bien la estructura del cálculo es distinta, y es función de la estimación tanto de b_p como de a_p , que no necesariamente son iguales a los de la planta real. Sin embargo, lo anterior no impide que el sistema converja a la referencia en forma estable, como se puede apreciar en la Figura 3.8, destacándose un comportamiento similar al caso PI en su caracterización.

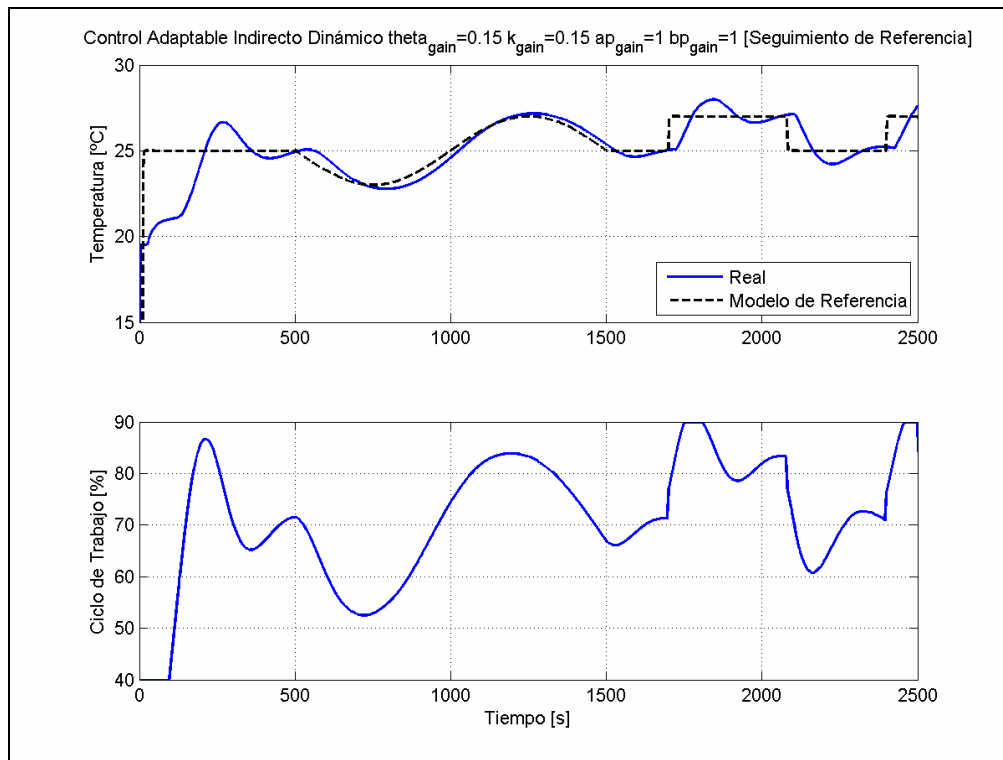


Figura 3.8: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Indirecto Dinámico).

Nótese que, si bien esta estrategia funcionó adecuadamente con respecto al seguimiento, también se percibe el efecto oscilatorio no deseado que impide una rápida convergencia hacia la referencia, producto tanto de la naturaleza del controlador, como por el efecto del retardo, obteniéndose un tiempo de estabilización cercano a los 300 [s] (banda del 2%), con sobreoscilaciones exigentes para el suministro de potencia del equipo. Los Anexos A.1 y A.2 entregan los resultados de todas las variables de la simulación, y en especial de destaca la evolución de los parámetros de la planta estimados, verificándose que, para error de identificación convergente a cero, no son necesariamente los mismos.

Por lo anterior, de los indicadores objetivos se espera para esta estrategia un resultado no favorable en relación a las otras estrategias, aunque se debe considerar que por el hecho que tiene más parámetros de sintonización, quizás la condición actual no sea la mejor, y exista otro punto de operación el cual presente las ventajas esperadas. Por ello, se deja propuesto utilizar herramientas de optimización para encontrar con mayor precisión los “mejores” parámetros del controlador.

3.2.4 Control Adaptable Indirecto con Enfoque Algebraico

Si bien el principio de acción de este controlador es idéntico al analizado en la Sección 3.2.3, su estructura interna difiere en ciertos aspectos relevantes. Este tipo de enfoque lo proporciona el cálculo de los parámetros θ y k , calculados mediante operaciones algebraicas que, según (3.13) y (3.14) incluyen una división que puede ser singular. Por este motivo, indirectamente también se debe tratar en forma especial el cálculo de \hat{b}_p , definiendo una cota inferior $b_{po} \neq 0$, para evitar este problema. El resto de las ecuaciones son idénticas al caso anterior.

El esquema de control implementado en este caso también es el mismo de la Figura 3.8, por lo que se omitirá. Las ecuaciones (3.36) a (3.43) presentan el modelo simulado, notándose que los parámetros de sintonía están dados exclusivamente por las ganancias \hat{a}_{pgain} y \hat{b}_{pgain} y la cota inferior b_{po} , ya que si se sintoniza en los parámetros del controlador se producirían desviaciones de los valores deseados, porque su cálculo no tiene un ajuste dinámico. Sin embargo, lo ideal sería que la cota inferior tuviera un valor fijo y que la respuesta del sistema no obligue a trabajar en saturación, sino que esté sobre la cota para tener mayor fidelidad de la identificación del parámetro. Después de una sintonización exhaustiva, se logró encontrar los tres parámetros de ajuste conforme al criterio de respuesta establecido, a saber según la Tabla 3.5:

$$\dot{T}_{fm} = a_m T_{fm} + b_m T_{ref} \quad (3.36)$$

$$\dot{\hat{T}}_f = a_m \hat{T}_f + [\hat{a}_p - a_m] T_f + \hat{b}_p \delta \quad (3.37)$$

$$e_i = T_f - \hat{T}_f \quad (3.38)$$

$$\dot{\hat{a}}_p = \hat{a}_{pgain} e_i T_f \quad (3.39)$$

$$\dot{\hat{b}}_p = \begin{cases} \hat{b}_{pgain} e_i \delta & \text{si } \hat{b}_p > b_{po} \\ \hat{b}_{pgain} e_i \delta & \text{si } \hat{b}_p = b_{po} \text{ y } e_i \delta > 0 \\ 0 & \text{si } \hat{b}_p = b_{po} \text{ y } e_i \delta \leq 0 \end{cases} \quad (3.40)$$

$$\theta = \frac{a_m - \hat{a}_p}{\hat{b}_p} \quad (3.41)$$

$$k = \frac{b_m}{\hat{b}_p} \quad (3.42)$$

$$\delta = \theta T_f + k T_{ref} \quad (3.43)$$

Tabla 3.5: Ganancias de Ajuste obtenidas en la Simulación (Caso Adaptable Indirecto Algebraico).

Ganancia	Valor
θ_{gain}	1
k_{gain}	1
a_{pgain}	0,000025
b_{pgain}	0,000001
b_{po}	0,1

El resultado de la simulación para el control de la temperatura se entrega en la Figura 3.9:

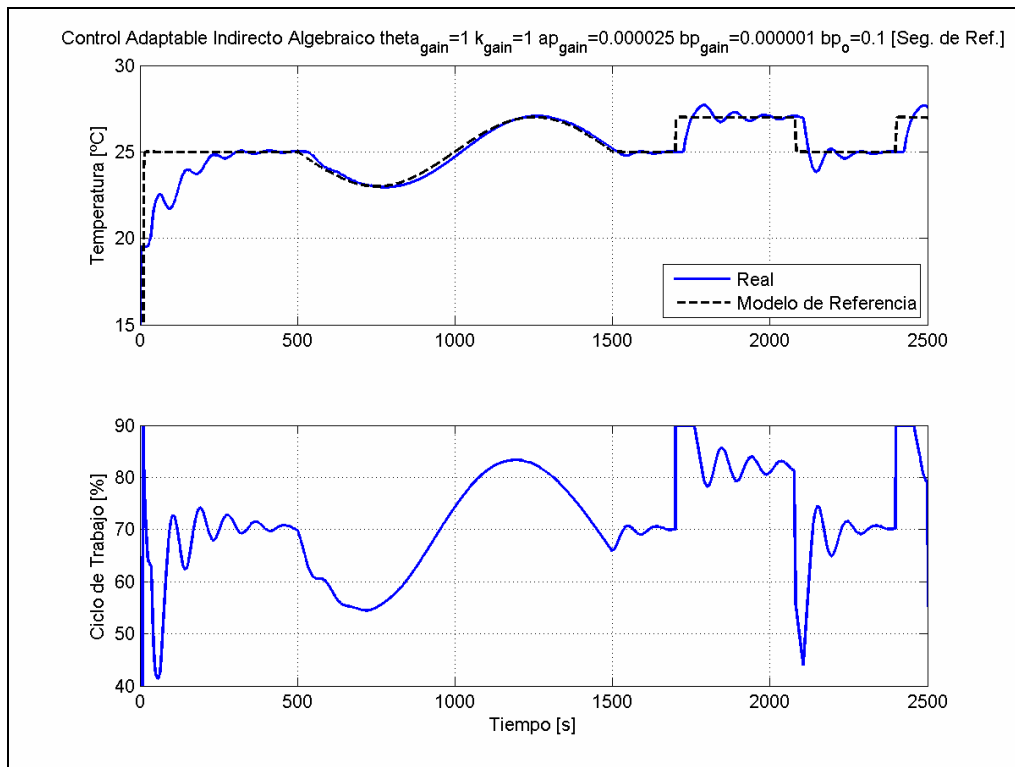


Figura 3.9: Respuesta de Temperatura (Caso Adaptable Indirecto Algebraico).

Dado que el cómputo de los parámetros del controlador es a través de ecuaciones algebraicas, su reacción en la respuesta es más rápida que en el caso de ajuste dinámico, por ello es que la curva tiende a converger en un tiempo menor que en los casos anteriores. Si el objetivo del control está centrado en estas características, se podría afirmar que esta estrategia reúne la mayoría de las fortalezas de las anteriores, ya que el tiempo de estabilización es muy bajo, y prácticamente no existe sobreoscilaciones. Pero, desde el punto de vista de esfuerzo de control y seguridad, puede significar un alto costo para el equipo. Como se aprecia en la respuesta del ciclo de trabajo, existen transitorios muy abruptos y cortos, lo que refleja una elevación-disminución de la potencia significativa en los instantes tanto de partida como en los cambios bruscos de referencia, y luego se presenta una exigida tendencia hasta la estabilización, a diferencia de un comportamiento suave que se desea para no someter al equipo a grandes esfuerzos. Entonces, se debe pensar en cubrir este costo técnico si el proceso requiere utilizar esta estrategia para mitigar las constantes de tiempo en la respuesta, aunque no es recomendable sabiendo que el desempeño del equipo se ve perjudicado por este accionar.

También hay que ver la evolución del sistema frente a perturbaciones, ya que si bien se puede tener un buen manejo de la variable controlada, se pueden producir oscilaciones estables no deseadas, que para un sistema de alimentación basado en conmutaciones

(válvulas) puede producir deterioro de las componentes y disminución de su vida útil. En la Sección 3.3 se trata este punto con más detalle.

3.2.5 Control Adaptable Combinado

La última estrategia analizada incluye una combinación lineal entre el control adaptable directo e indirecto, con este último en un enfoque dinámico. El objetivo de esta estrategia consiste en encontrar un punto intermedio, en donde la acción integrada de ambas sea mejor que de cada una por separado, cuantificando la ponderación por un parámetro α , incluida en el cálculo de θ y k . La Figura 3.10 muestra la configuración de esta propuesta, destacando que se tiene la mayor cantidad de información de las analizadas anteriormente, y por consiguiente mayor complejidad numérica. Luego, se tiene la capacidad de manipular o discriminar variables para optimizar la respuesta de la planta.

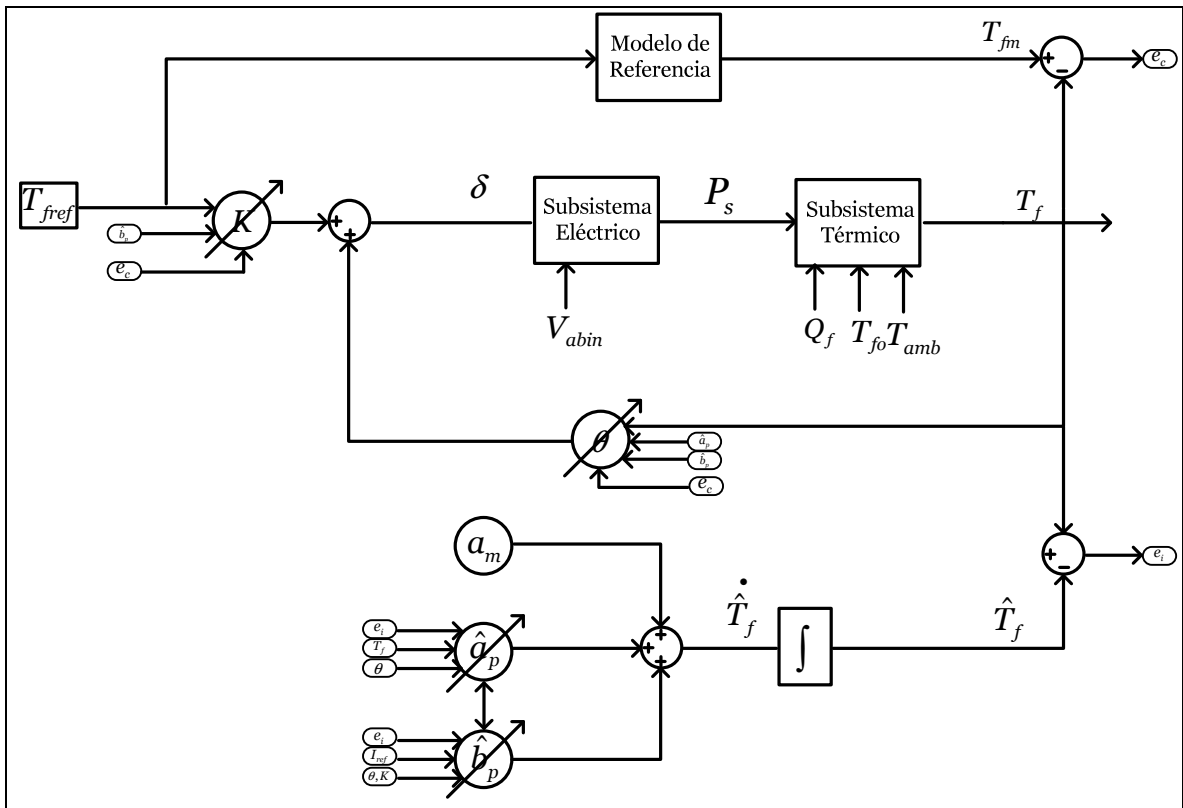


Figura 3.10: Implementación Estrategia Adaptable Combinada.

El controlador requiere obtener información tanto del modelo de referencia como del de identificación, para calcular los parámetros, luego se debe incluir en el modelo los errores e_c y e_i . Las ecuaciones (3.44) a (3.54) describen la estructura de este controlador:

$$\dot{T}_{fm} = a_m T_{fm} + b_m T_{ref} \quad (3.44)$$

$$\dot{\hat{T}}_f = a_m \hat{T}_f + [\hat{a}_p - a_m] T_f + \hat{b}_p I_{ref} \quad (3.45)$$

$$e_i = T_f - \hat{T}_f \quad (3.46)$$

$$e_c = T_f - T_{fm} \quad (3.47)$$

$$e_\theta = \hat{a}_p + \hat{b}_p \theta - a_m \quad (3.48)$$

$$e_k = \hat{b}_p k - b_m \quad (3.49)$$

$$\dot{\hat{a}}_p = \hat{a}_{pgain} [e_i T_f - e_\theta] \quad (3.50)$$

$$\dot{\hat{b}}_p = \hat{b}_{pgain} [e_i \delta - \theta e_\theta - k e_k] \quad (3.51)$$

$$\dot{\theta} = -\theta_{gain} \{ \alpha [e_c T_f] + (1 - \alpha) [e_\theta] \} \quad (3.52)$$

$$\dot{k} = -k_{gain} \{ \alpha [e_c T_{ref}] + (1 - \alpha) [e_k] \} \quad (3.53)$$

$$\delta = \theta T_f + k T_{ref} \quad (3.54)$$

En este caso, se ajustó este valor a 0,7, lo que significa que la ley de ajuste tiene un 70% de ponderación en la acción directa y un 30% de acción indirecta. Se espera visualizar el efecto que puede tener una pequeña acción indirecta sobre una planta controlada directamente. Los resultados de sintonización obtenidos se pueden ver en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Ganancias Adaptables obtenidas en la simulación (Caso Adaptable Combinado).

Ganancia	Valor
θ_{gain}	0,2
k_{gain}	0,46
a_{pgain}	1
b_{pgain}	1
α	0,7

La Figura 3.11 ilustra el resultado de la simulación para este esquema. Lo interesante de este resultado es que, la disminución del sobrepaso por parte del control directo y el menor tiempo de estabilización de la planta a cargo de la acción indirecta se combinan exitosamente en esta estrategia, mejorando la respuesta transitoria y manteniendo un buen seguimiento de la

referencia. Se debe considerar que esta mejora en el comportamiento físico de la planta incrementa el costo computacional de cálculo del controlador, por lo que el resultado experimental debiera validar la implementación del mismo demostrando que el hardware de implementación soporta sin problemas este aumento de complejidad. En consecuencia, a priori esta estrategia combinada resulta ser la más apropiada para controlar la temperatura del fluido. Igualmente, se analizará objetivamente esta respuesta, a través de los indicadores y sobre la base de los resultados experimentales.

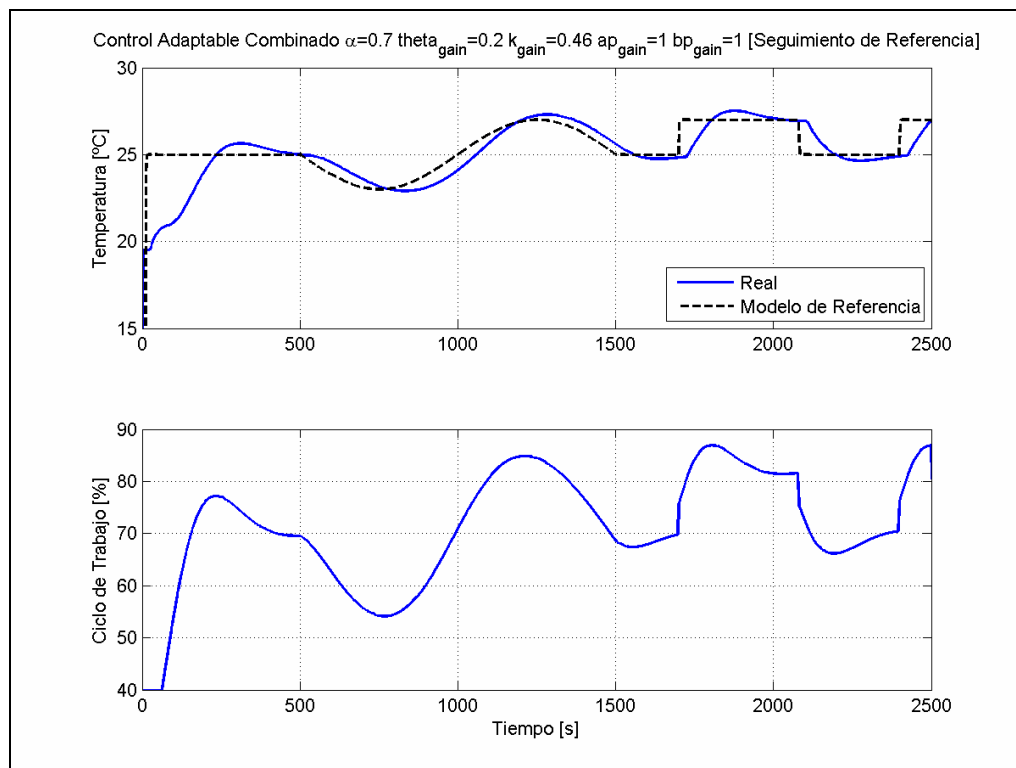


Figura 3.11: Respuesta de Temperatura (Caso Combinado).

El detalle de todas las variables del sistema obtenidas en las simulaciones, además de las mostradas, es presentado en el Anexo A de este informe.

3.3 Estudio de Perturbaciones sobre el Sistema

En esta sección se analiza el efecto producido en las variables del sistema obtenidas en las simulaciones, para las estrategias estudiadas en la Sección 3.2, cuando el sistema es sometido a distintos tipos de perturbaciones en un equipo de estas características. En particular, se muestra cómo evoluciona la variable controlada cuando debe mantenerse una referencia fija, de 25 [°C], considerando que algunas de sus variables internas varían en el tiempo, y cómo la acción de control responde a los requerimientos solicitados. Además, este análisis permite obtener una aproximación de las cotas mínimas y máximas que pueden tener las perturbaciones de tal modo de no exceder los límites operacionales del equipo real.

Las condiciones que se eligieron para la programación de estas variaciones son las siguientes:

- Tipos de perturbaciones:
 - Cambio en el Flujo del Fluido, Q_{fpert} , entre $7 \left[\frac{lt}{min} \right]$ y $10 \left[\frac{lt}{min} \right]$.
 - Cambio en la Temperatura de Entrada del Fluido, T_{fopert} , entre 17,5 [°C] y 21,5 [°C].
 - Cambio en la Temperatura Ambiente $T_{ambpert}$, entre 15 [°C] y 25 [°C].

El detalle del análisis frente a cada perturbación se describe a continuación.

3.3.1 Perturbación de Flujo del Fluido

Una modificación en el flujo del fluido debiera repercutir en la potencia suministrada al susceptible, ya que es directamente proporcional, según el modelo fenomenológico. Por consiguiente, un buen control debiera mantener la temperatura del fluido con mínimas repercusiones y cambiar del mismo modo el ciclo de trabajo. Las Figuras 3.12 y 3.13 muestran el efecto producido por esta perturbación en el horizonte de tiempo predefinido, para cada estrategia de control.

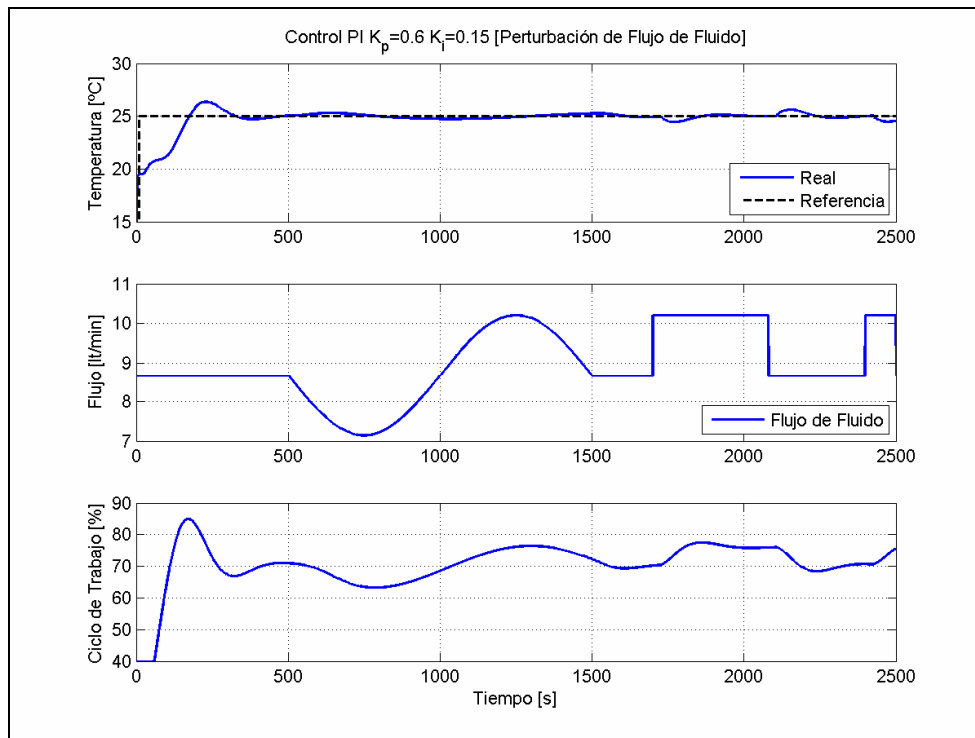


Figura 3.12: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de Flujo (Estrategia PI).

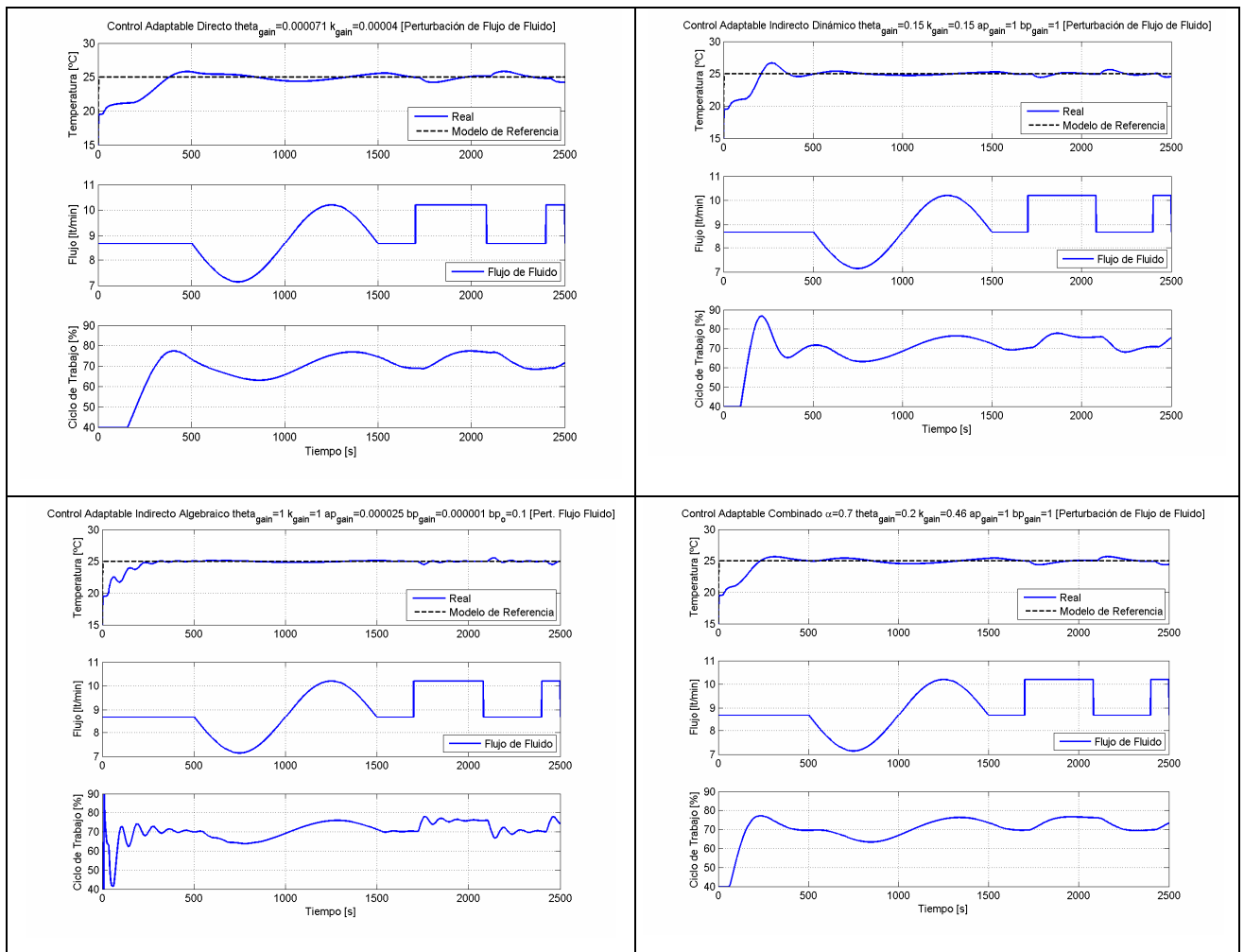


Figura 3.13: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de Flujo (Estrategias Adaptables).

Al programar una perturbación de cambio de flujo con la misma forma de la referencia, se puede ver claramente el efecto inverso en el ciclo de trabajo, producto del esfuerzo de control que implica la perturbación, para todas las estrategias. La temperatura del fluido se ve afectada, saliendo de su valor de referencia, pero el controlador responde inmediatamente intentando reestablecer el valor predefinido. Por su parte, se aprecia que todas las estrategias mantuvieron la temperatura, aunque con claras diferencias de tiempo de estabilización y sobreoscilaciones. Se puede ver que el control de tipo indirecto algebraico presenta la menor sensibilidad de la perturbación sobre la temperatura del fluido de las cinco estrategias, pero a su vez se tiene un elevado costo en la acción de control para lograr tal efecto. Por ello, no conviene precipitarse y decidir que es la mejor estrategia. Lo que sí es claro, es que el esquema directo presenta mayores dificultades para volver a la situación original, mientras que las combinada, dinámica y PI tienen un comportamiento razonablemente aceptable.

A partir de los gráficos se desprende que la perturbación programada puede ser más exigente aún en magnitud, ya que la acción de control varió en un pequeño intervalo. Luego se infiere que el flujo puede elevarse sobre los 10 [lt/min] y estar por debajo de los 7 [lt/min], manteniendo una buena regulación de la variable controlada.

En general, todas las estrategias lograron mantener la temperatura de referencia, a pesar de esta perturbación, sin ocasionar desvíos importantes o inestabilidad de la planta.

3.3.2 Perturbación de Temperatura en el fluido de Entrada

Otro tipo de perturbación que tiene una alta probabilidad de ocurrencia en el sistema de calentamiento corresponde a variaciones de la temperatura del fluido a la entrada, la cual puede variar principalmente por las condiciones climáticas del entorno del equipo. Si el fluido está más frío, evidentemente se necesita aplicar más potencia para obtener a la salida la misma temperatura y viceversa, por lo que a diferencia de la perturbación de flujo, producirá un efecto inversamente proporcional. Al igual que el caso anterior, se muestra en las Figuras 3.14 y 3.15, los resultados obtenidos en este contexto, destacando nuevamente el efecto de cambios bruscos en la potencia provocados en el caso indirecto algebraico, y el adecuado comportamiento de las otras estrategias, concluyendo además que todas lograron soportar de buena manera la perturbación programada.

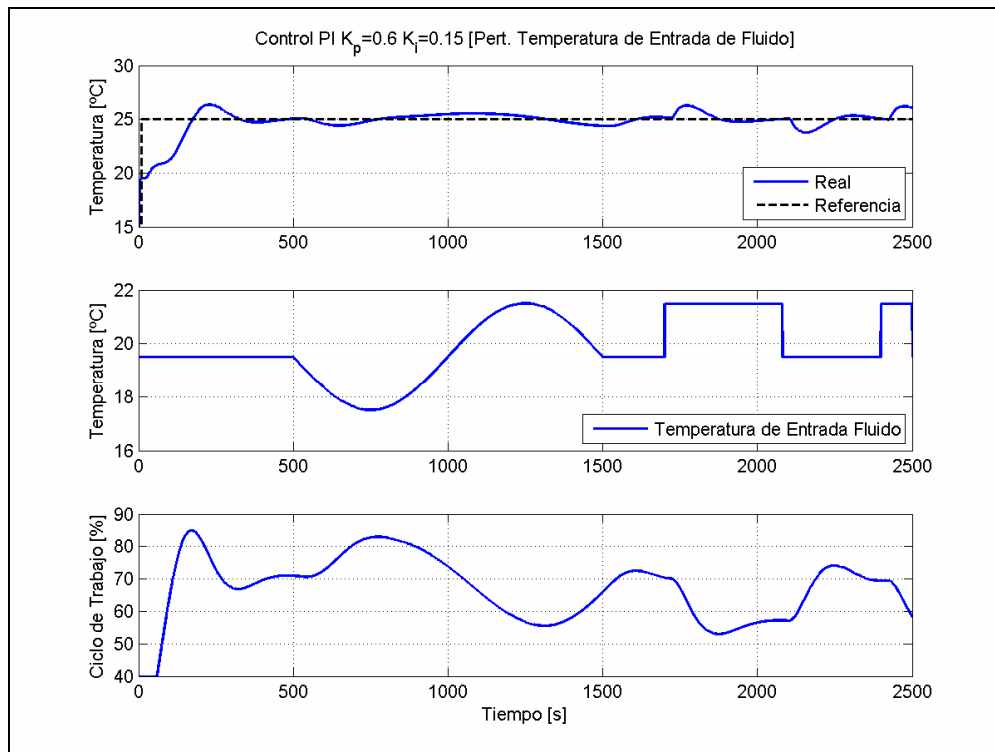


Figura 3.14: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación de su Temperatura de Entrada (Estrategia PI).

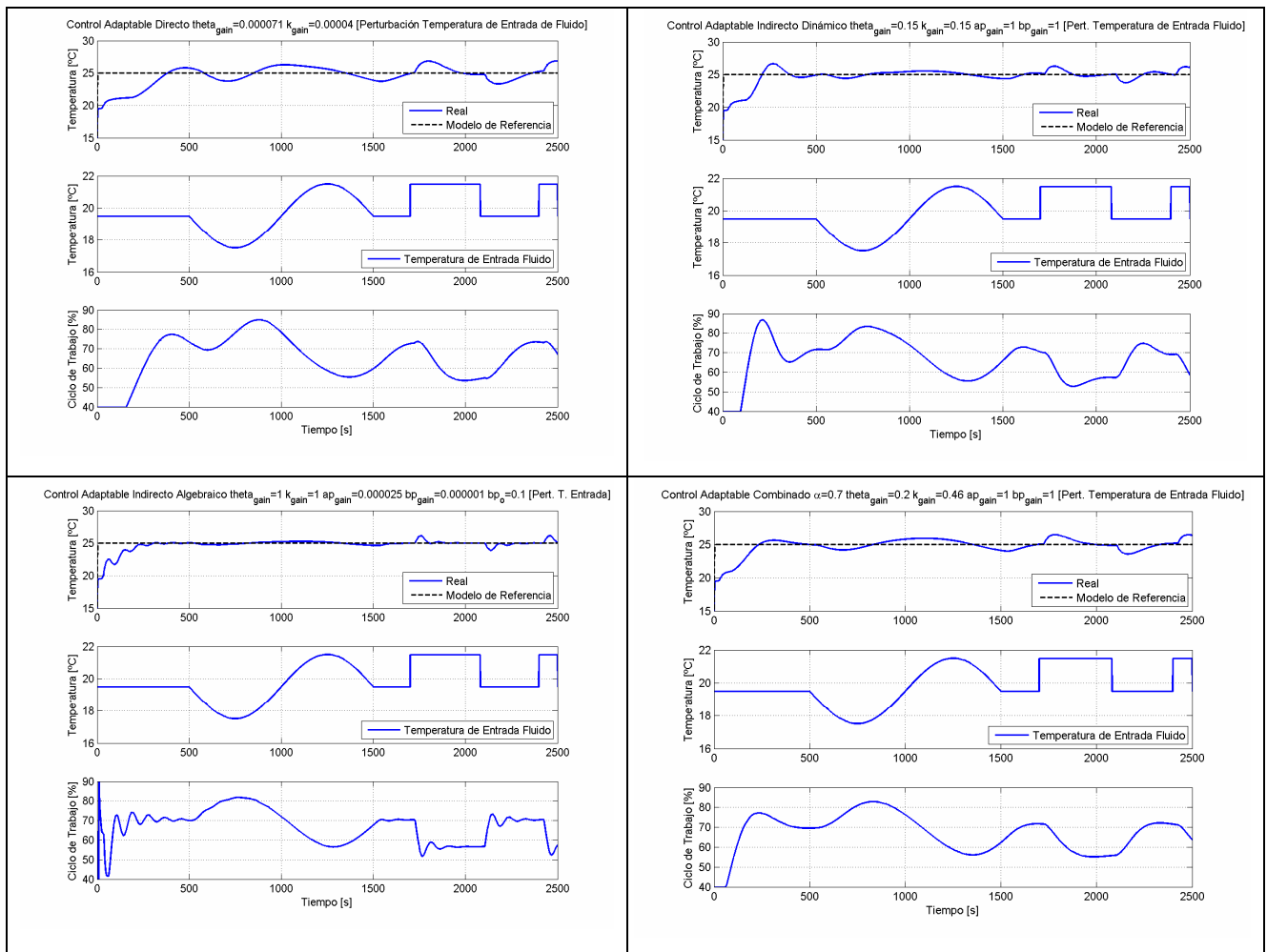


Figura 3.15: Respuesta de Temperatura del Fluido frente a una perturbación de la Temperatura de Entrada (Estrategias Adaptables).

3.3.3 Perturbación de la Temperatura Ambiente

Finalmente, se tiene la situación en que cambia la temperatura ambiente, de modo de verificar si efectivamente el sistema se encuentra bien aislado térmicamente, ya que el equipo fue diseñado para trabajar a la intemperie, bajo condiciones ambientales variables, y si el sistema de control es capaz de soportar dichas variaciones. Es importante mencionar que esta simulación considera que la temperatura de entrada del fluido no se ve afectada por la temperatura ambiente. Las Figuras 3.16 y 3.17 ilustran el efecto de esta perturbación.

Según se puede apreciar, la temperatura ambiente perturba levemente al sistema, pese a que varía 10 [°C], dado que los materiales de cobertura designados, tienen buenas propiedades térmicas de aislación, lo que se traduce en que el equipo, por lo menos el subsistema térmico, puede trabajar a la intemperie sometido a un intervalo de temperatura suficientemente amplio, como por ejemplo en una faena minera en altura.

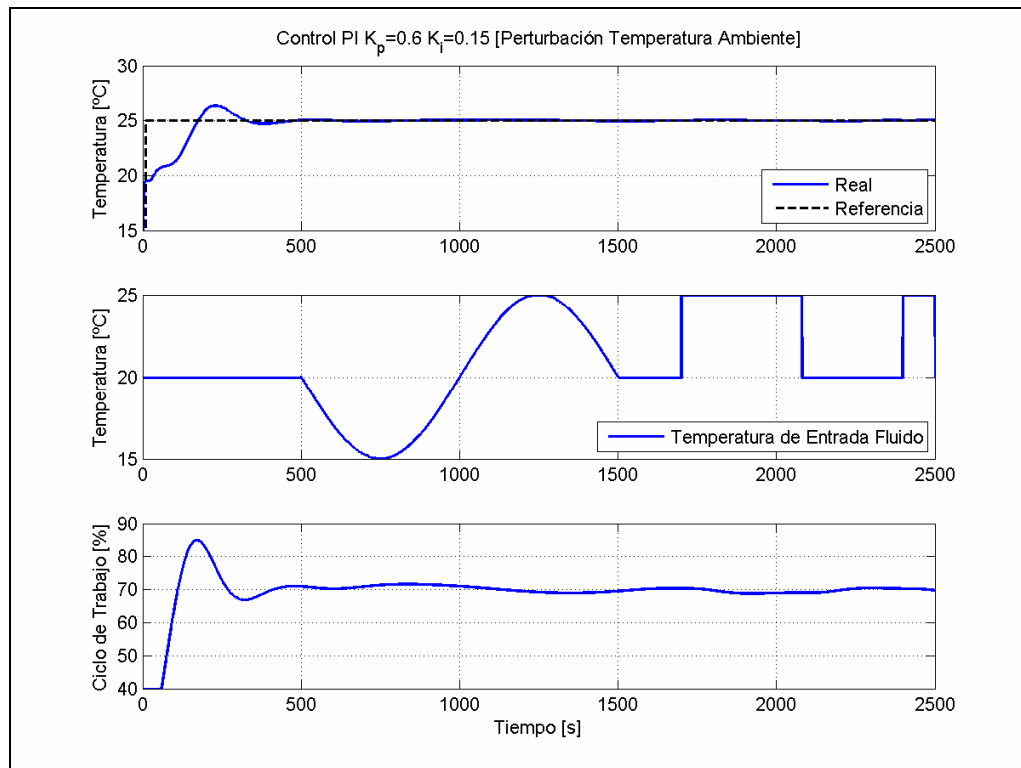


Figura 3.16: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación en la Temperatura Ambiente (Estrategia PI).

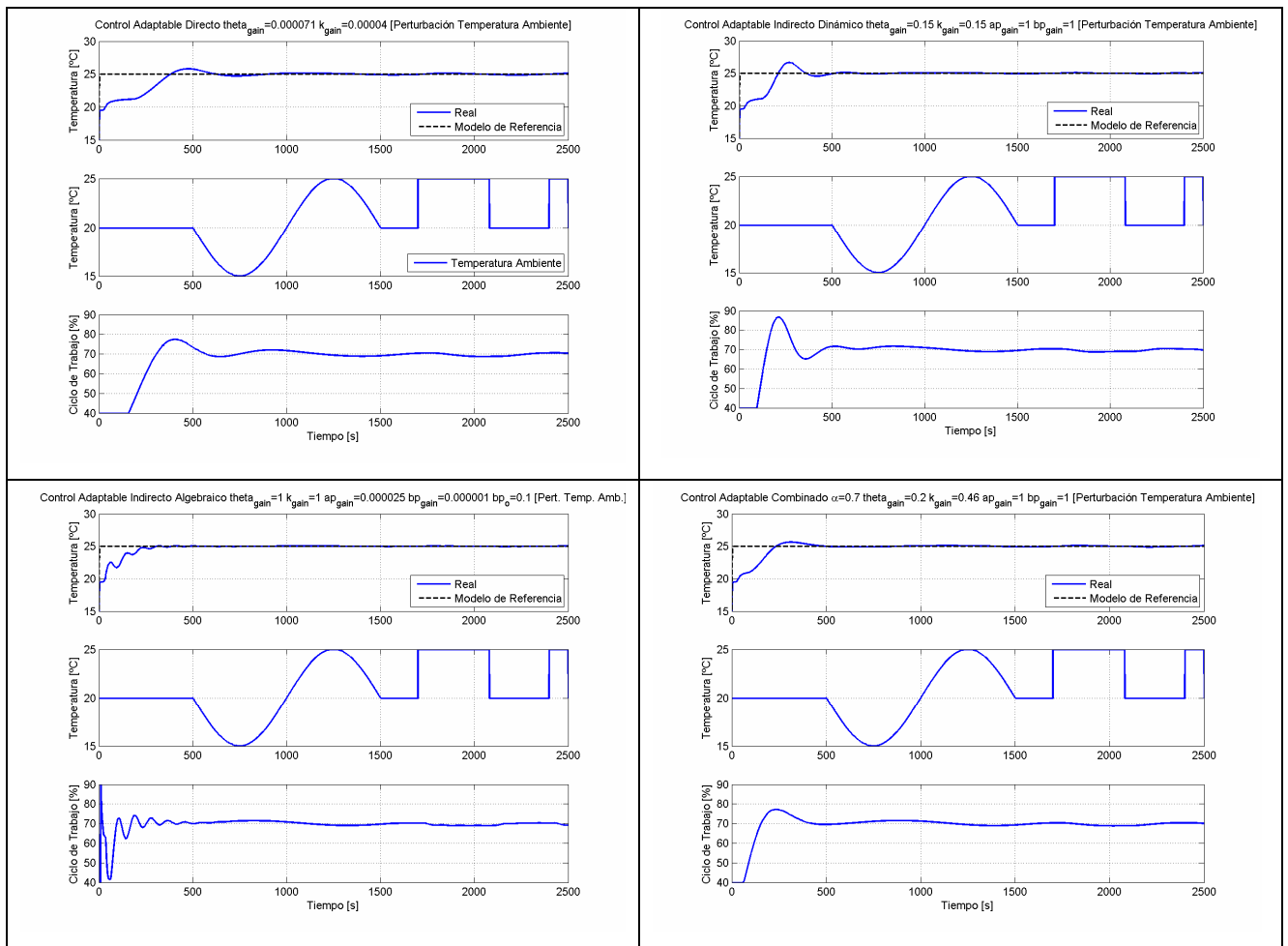


Figura 3.17: Respuesta de Temperatura del Fluido por efecto de una perturbación en la Temperatura Ambiente (Estrategias Adaptables).

3.4 Índices Comparativos

La presente sección evalúa la conducta de la respuesta del sistema bajo control frente a criterios preestablecidos y pretende entregar una herramienta de análisis objetiva para destacar una estrategia sobre otra. El método utilizado consiste en definir un índice comparativo, adimensional, que escale y deje en igualdad de condiciones a todas las situaciones sometidas al sistema. Conforman en sí una especie de ponderador, un número entre cero y uno que da una noción de la calidad de la respuesta considerando un determinado factor. Finalmente, la suma ponderada de todos estos índices genera un índice global, el cual entrega la visión completa de la estrategia y cuyo máximo valor implique la mejor evaluada ([18], [58]). Las características de la respuesta del sistema por analizar, con sus respectivos índices son:

- Energía utilizada en el control, I_{EU} .
- Para la respuesta de temperatura del fluido:
 - Número de sobrepasos y bajopasos, I_{npk} .
 - Sumatoria de sobrepasos y bajopasos, I_{sov} y I_{sun} .
 - Desviación de la sumatoria de sobrepasos y bajopasos, I_{dsov} y I_{dsun} .
 - Sumatoria de las áreas sobre y bajo el valor de régimen permanente, I_{ap} e I_{an} .
 - Integral del módulo del error, I_{ae} .
 - Integral del cuadrado del error, I_{se} .
 - Integral del tiempo por el módulo del error, I_{tae} .
 - Integral del tiempo por el cuadrado del error, I_{tse} .
 - Tiempo de estabilización en la banda del 2% del valor de régimen permanente, I_{ta2} .
 - Tiempo de estabilización en la banda del 5% del valor de régimen permanente, I_{ta5} .
 - Tiempo de estabilización en la banda del 10% del valor de régimen permanente, I_{ta10} .

La definición de cada uno de los índices relacionados con la respuesta de temperatura se encuentra bien documentada en ([18], [58]). El índice de energía utilizada en el control se calcula como el valor de la energía dividido por el máximo valor alcanzado, procurando establecer el mejor resultado asociado a un índice mayor.

El análisis comparativo tomará en cuenta el efecto de las tres perturbaciones programadas, y las ponderaciones de cada acción son definidas en este caso uniformemente (1/3 cada una). Es preciso señalar que, para cada índice parcial, la ponderación no es uniforme, ya que por el análisis realizado anteriormente, se percibe ponderar más aquellos factores que signifiquen un mejor comportamiento oscilatorio, tiempo de estabilización más corto y consumo energético menor. no obstante, cabe destacar que el criterio de ponderaciones queda a disposición de libre elección, ya que en cada proceso puede diferir la importancia de una característica de la respuesta sobre otra, por lo que este caso de análisis es considerado sólo como una referencia. Los resultados obtenidos del cálculo de los índices se resumen en la Tabla 3.7.

Tabla 3.7 : Índices parciales característicos y globales para estrategia.

ÍNDICE CARACT.	Factor de Importancia [%]	PID	Adap. Directo	Adap. Ind. Din	Adap.Ind. Alg.	Adap. Combinado ($\alpha=0.7$)
lta2	6,250	0,689	0,512	0,650	0,764	0,625
lta5	6,250	0,733	0,658	0,680	0,793	0,791
lta10	6,250	0,851	0,708	0,813	0,867	0,829
liae	4,688	0,523	0,328	0,479	0,642	0,472
litae	4,688	< 0,001	< 0,001	< 0,001	< 0,001	< 0,001
lise	4,688	0,185	0,056	0,135	0,292	0,152
litse	4,688	< 0,001	< 0,001	< 0,001	< 0,001	< 0,001
lap	3,125	0,263	0,351	0,276	0,545	0,286
lan	3,125	0,011	0,005	0,010	0,003	0,010
lsov	9,375	0,398	0,445	0,346	0,466	0,485
lsun	9,375	0,436	0,439	0,416	0,451	0,602
ldsov	6,250	0,051	0,113	0,050	0,130	0,063
ldsun	6,250	0,173	0,124	0,162	0,037	0,186
lnpk	9,375	0,075	0,123	0,073	0,043	0,110
IEU	6,250	0,954	1,000	0,961	0,960	0,962
ÍNDICE GLOBAL	100,000	0,372	0,355	0,354	0,387	0,397

De acuerdo a los resultados anteriores, la estrategia que obtuvo el mayor índice global fue la MRAC Combinada, seguida muy de cerca de la Algebraica. Es decir que, bajo todos los criterios objetivos identificados como pertinentes al proceso y cuantificado mediante índices comparativos, se puede afirmar que con las ponderaciones definidas en la Tabla 3.7, la estrategia que presenta las mayores ventajas comparativas es la MRAC Combinada. Por lo tanto, esta herramienta permite validar la efectividad del uso de estrategias de control de tipo adaptable para el sistema de calentamiento, demostrando que tiene un mejor funcionamiento que una convencional.

Se desprende también de los resultados los peores casos: Muy similares están en las últimas posiciones las estrategias adaptables directa y dinámica, penalizadas por el tiempo de estabilización, las sobreoscilaciones y las áreas acumuladas sobre y bajo el valor de régimen permanente, influyendo más sobre el índice que se obtiene por consumo energético. Finalmente, se puede verificar que para el caso combinado, de acuerdo a este resultado en

particular, la ponderación de la acción dinámica y la directa juntas beneficia más que cada estrategia vista por separado.

3.5 Simulación con Subsistema Eléctrico en PSIM

Para obtener mayor precisión en la modelación del sistema de calentamiento analizada en el Capítulo 2, se propuso extender la naturaleza del subsistema eléctrico [35], a través de un programa de diseño de circuitos llamado PSIM, en el cual es posible emular el comportamiento detallado de cada uno de los componentes eléctricos, mostrando así una mejor variedad de variables y parámetros eléctricos en forma gráfica. De esta manera, los rectificadores, inversores, transformadores y otros elementos concentrados se incluyen explícitamente en el programa y se miden las señales registradas durante la instalación. En este caso, el modelo dinámico del subsistema eléctrico se encuentra implícito en la implementación del software, y por tanto es necesario comparar las respuestas obtenidas con las simulaciones considerando el modelo en que el subsistema eléctrico aparece en forma explícita. La Figura 3.18 presenta el resultado de un caso de simulación usando control PI y considerando el subsistema eléctrico en PSIM. Se puede ver en el gráfico 3.18 (a) la comparación entre la respuesta con y sin el circuito, apreciándose claramente una coincidencia razonable entre los casos, lo que valida en cierta forma el modelo fenomenológico del subsistema eléctrico propuesto anteriormente.

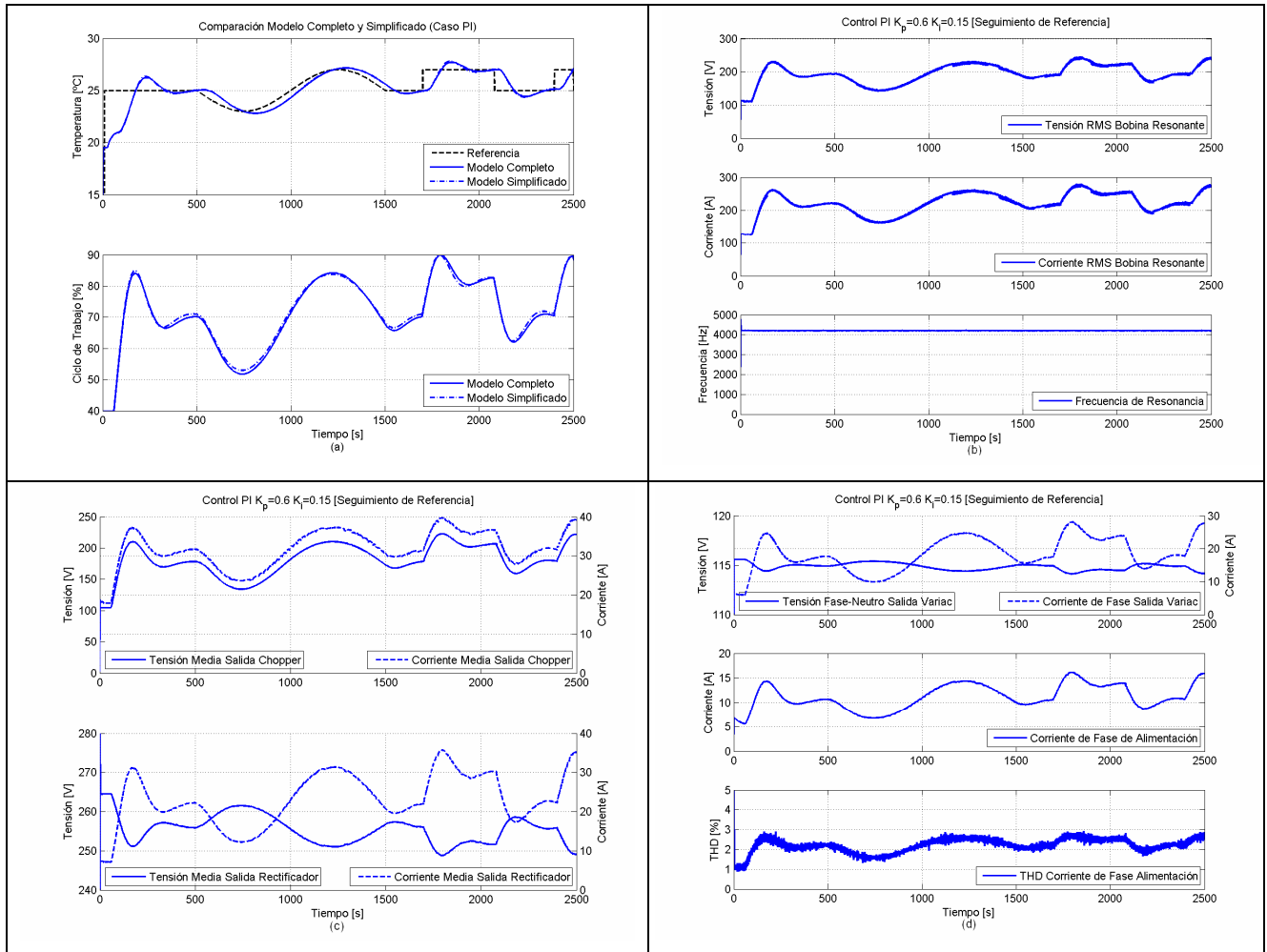


Figura 3.18: Comparación de simulaciones con y sin PSIM.

Por otra parte, las siguientes gráficas de la figura 3.18 muestran algunas de las variables adicionales que se pueden obtener, como las tensiones y corrientes en todas las zonas del equipo de alimentación a la carga, además de indicadores de frecuencia, distorsión armónica, y factor de potencia, entre otras. En este caso, sólo se muestran las más representativas, y las simulaciones para las otras estrategias de control se encuentran bien detalladas en el CD adjunto.

Cabe destacar que, la obtención de resultados más amplios y detallados está asociada a un mayor costo computacional, ya que el programa considera las formas de onda reales de las señales, que en este caso superan los 4 [kHz]. Esto implica un muestreo de datos cercano a 10 [kHz], en un tiempo de simulación de 2.500 [s], por lo que, para procesar y recopilar todos los datos de la simulación, se requiere de un tiempo cercano a 25 [h] reales, lo que dista notablemente de los 10 [s] que demora la simulación sin el sistema en PSIM. Por eso, se distingue entre un sistema *simplificado* y *completo*, con respecto a la complejidad del modelo.

En consecuencia, y dado que se dispone de un buen modelo simplificado, para el diseño y calibración de un modelo de estas características, se sugiere hacer uso del mismo, mientras que, una vez definida la configuración, utilizar el completo para obtener una mayor cantidad de información sobre determinadas variables eléctricas adicionales.

3.6 Análisis y Discusión

Luego de la modelación, análisis y simulación de este sistema de calentamiento inductivo, se pueden mencionar varios aspectos, que se indican a continuación.

En primer lugar, se destaca que todas las estrategias de control estudiadas lograron el objetivo de seguir la referencia de temperatura, aunque de distintas formas. Lo anterior, ratifica que se dispone de un modelo matemático de planta estable y controlable [53], que refleja de buena manera el comportamiento esperado de las variables del sistema.

Frente a perturbaciones, el sistema respondió según lo esperado, manteniéndose dentro de un punto de operación estable, incluso en el caso Indirecto Algebraico, el cual presentó cambios abruptos en el ciclo de trabajo, pero así y todo logró mantener la temperatura del fluido dentro de una banda aceptable.

Los índices comparativos resultaron ser una herramienta representativa para tomar decisiones sobre las estrategias de control aplicadas al sistema, con criterios de objetividad y transparencia.

El control adaptable combinado se propone como una atractiva alternativa a implementar en el equipo real, dadas sus buenas características en la respuesta tanto en tiempos de estabilización como de consumo energético. Le sigue la estrategia PI, que también obtuvo una buena evaluación, demostrando nuevamente la efectividad de un esquema clásico de alta simpleza de implementación.

Si bien las estrategias adaptables directa y dinámica tuvieron propiedades menos favorables que las otras, las diferencias encontradas no son significativas, pues en todos los casos se puede ver un desempeño estable y asintótico, pese a que existan distintos tiempos de estabilización y sobrepasos, pero el orden de magnitud de las variables es similar. En consecuencia, las cinco estrategias de control son potencialmente aplicables a un equipo experimental.

Un punto importante a mencionar consiste en los costos computacionales que tienen las simulaciones del sistema bajo esquemas de implementación completa, llámese aquella que incluye tanto al subsistema eléctrico y el térmico, como el controlador en sí. En particular, para el caso con subsistema eléctrico en PSIM, los tiempos reales de simulación superan las 25 [h], dado principalmente a que se debe procesar y muestrear una gran cantidad de señales periódicas de frecuencia superior a 10 [kHz], como tensiones, corrientes y potencias alternas. En cambio, en la simulación que no posee el circuito en PSIM se evita estas formas de onda y trabaja con valores medios y efectivos, simplificando notoriamente el tiempo de simulación a 10 [s]. Por ende, si en ambos casos existen coincidencias en las respuestas, conviene utilizar para

diseño y calibración del modelo esta simulación, y posteriormente, para obtener información más detallada, la simulación con PSIM.

En la Sección 3.5 se realizó una comparación entre las simulaciones con y sin el subsistema eléctrico en PSIM, obteniendo resultados notablemente coincidentes, lo que permite concluir que se tiene un buen modelo de planta al emplear el modelo simplificado. Sin embargo, esta coincidencia no se ve reflejada en el caso adaptable algebraico, ya que fue la única estrategia que obtuvo diferencias significativas, como se ve en la Figura 3.19 (a). No obstante, se pudo comprobar que esto no se debe a un problema del modelo en sí, sino más bien al método numérico de resolución de las ecuaciones del sistema. Para todos los casos de la simulación con PSIM, se usó el método *ode45*, por ser considerado de un orden más alto, y por ende más preciso para resolver las dinámicas incorporadas en el circuito, donde se incluyen las formas de onda de las tensiones y corrientes. En el caso de simulaciones sin el circuito en PSIM, se resolvió con un método más simple y de menor orden, *ode23*, para minimizar los tiempos de cómputo, obteniendo muy buenas coincidencias, salvo en el caso algebraico, que parece ser mucho más sensible a la forma de calcular sus variables. Por eso, para el caso simplificado, y utilizando la estrategia algebraica, se cambió el método a *ode45* y se comparó con el modelo completo. De la Figura 3.19 (b) se puede apreciar claramente una respuesta muy similar entre ambas. Eso sí, desde el punto de vista de control, conviene más utilizar el modelo simplificado, ya que tiene un comportamiento asintótico y estable, a diferencia de la insegura inestabilidad de la otra situación. Por lo tanto, este punto pone en duda el buen desempeño de esta estrategia al momento de ponerla a prueba en un equipo real, ya que incrementa la incertidumbre de su funcionamiento. En los Anexos A.1 y A.2 se puede ver en detalle para esta estrategia las diferencias descritas.

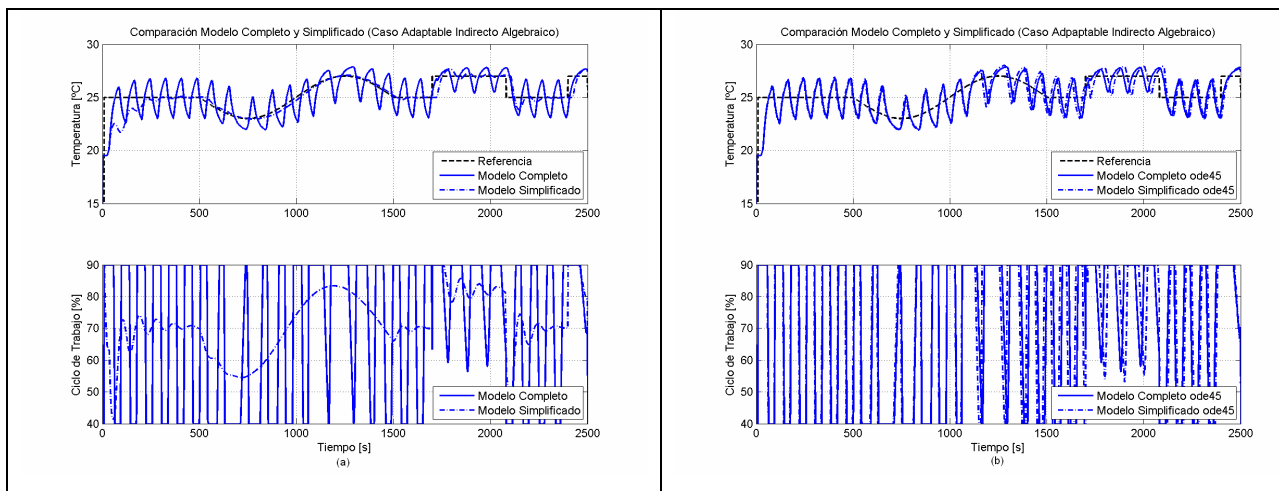


Figura 3.19: (a) Comparación entre modelo completo y simplificado, con los métodos *ode45* y *ode23* respectivamente. (b) Comparación entre modelo completo y simplificado, ambos con método *ode45*.

Capítulo 4

Implementación Experimental de Estrategias de Control en una Planta Piloto

El presente capítulo describe el procedimiento y los resultados de la implementación experimental del control de temperatura de un sistema de calentamiento inductivo en una planta piloto de 15 [kW] descrita en el Capítulo 3 [61]. Primero, se entrega información respecto al diseño y construcción del equipo, luego sobre el controlador y su respectiva interfaz, y finalmente se muestran los resultados obtenidos de las cinco estrategias estudiadas en el Capítulo 3. Lo último incluye tanto las curvas de respuesta de entradas y salidas del sistema, como un análisis de las mismas en proyección hacia un equipo a nivel semi-industrial de mayor potencia. Dentro del análisis, se considera un contraste con los resultados obtenidos usando el modelo fenomenológico simplificado y por medio de simulaciones computacionales, de tal forma de encontrar diferencias y similitudes en ambos casos, y validar el funcionamiento del control del equipo bajo un sustento teórico.

4.1 Descripción General de la Planta Piloto

El sistema de calentamiento inductivo piloto fue diseñado y construido por la empresa IDT S.A, la Universidad de Chile (UCH) y la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), y en esta última institución fue montado para realizar las pruebas, específicamente en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas, Accionamientos Eléctricos y Laboratorio de Alta Tensión del Departamento de Electricidad, en Valparaíso.

En él, se puede identificar dos subsistemas elementales (ver Figura 4.1): el eléctrico, conformado por la fuente de inducción ([21], [49]) y el controlador, y el térmico, que corresponde al conjunto bobina-susceptor donde se produce la transferencia de calor hacia el fluido, y toda la instalación hidrodinámica para producir su movimiento [26]. El fluido a calentar en todo el desarrollo de la experiencia fue agua potable.

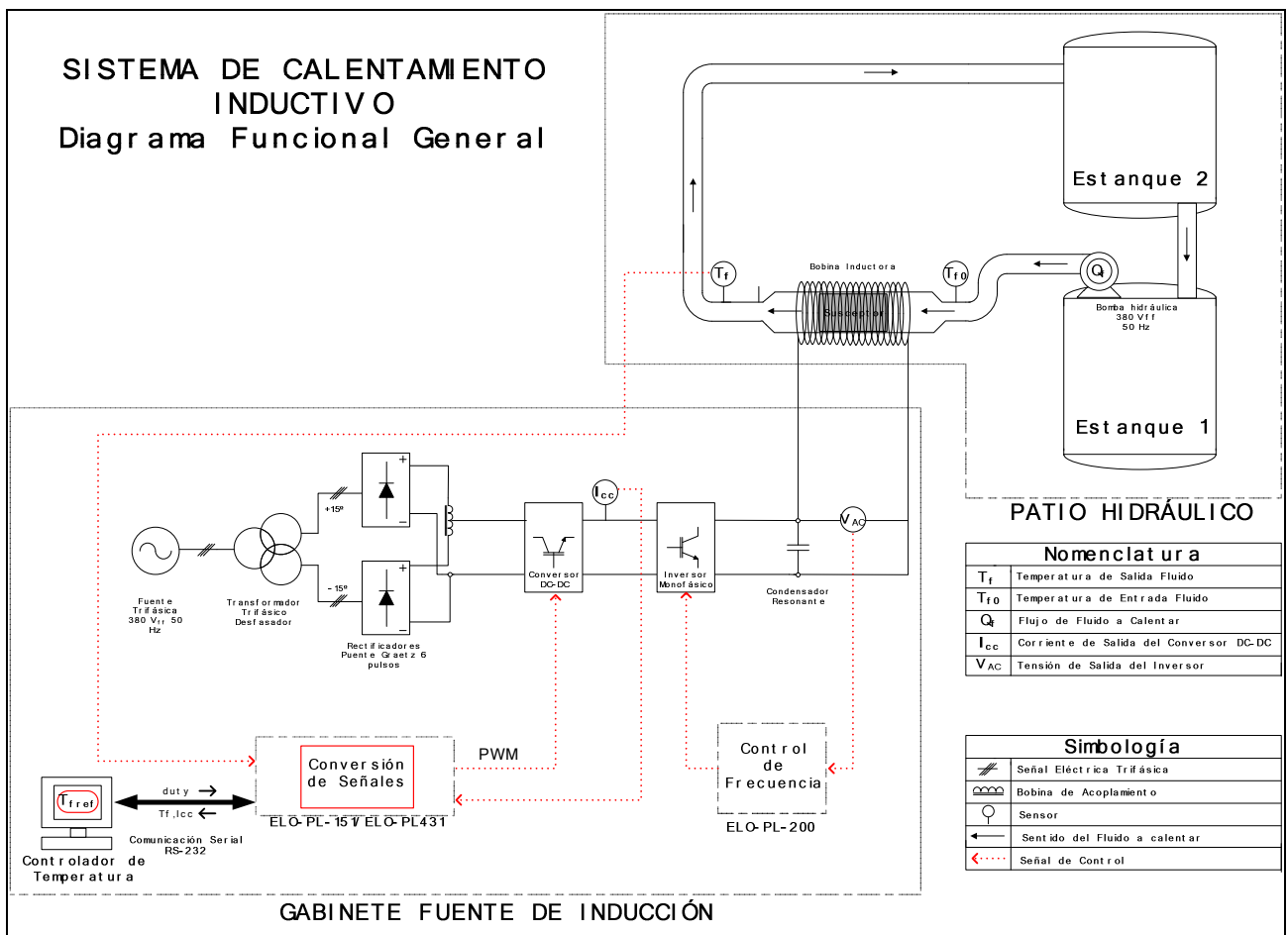


Figura 4.1: Diagrama General del Sistema de Calentamiento.

El primer subsistema se montó físicamente en un espacio dentro del laboratorio de pruebas (Laboratorio de Máquinas) (ver Figura 4.2 (a)), donde se incluye un gabinete con los

dispositivos de electrónica de potencia, los condensadores resonantes, la bobina de filtrado de corriente DC, el sensor de corriente de salida del conversor DC-DC y las tarjetas de control ELO-PL151 y ELO-PL200, encargadas de procesar las señales y generar el PWM hacia el IGBT del conversor DC-DC, y controlar la frecuencia de resonancia respectivamente, según el diagrama de la Figura 4.1 ([39], [73], [82]). Además, fuera del gabinete, se instalaron dos transformadores desfasadores de entrada, un autotransformador para la partida del equipo (Variac), los instrumentos de medición y el computador, tal como se ve en la Figura 4.2 (b). Este último, encargado de fijar la referencia y controlar la temperatura del fluido, mediante el envío del ciclo de trabajo δ hacia la tarjeta de control. Dentro de los instrumentos de medición está el sensor de temperatura, de tipo PT-100, ubicado en la tubería donde circula el fluido, a unos 30 cm del susceptor (ver Figura 4.4 (a) y (b)). El software utilizado para el diseño del controlador y la interfaz de comunicación en este caso fue Matlab 7.

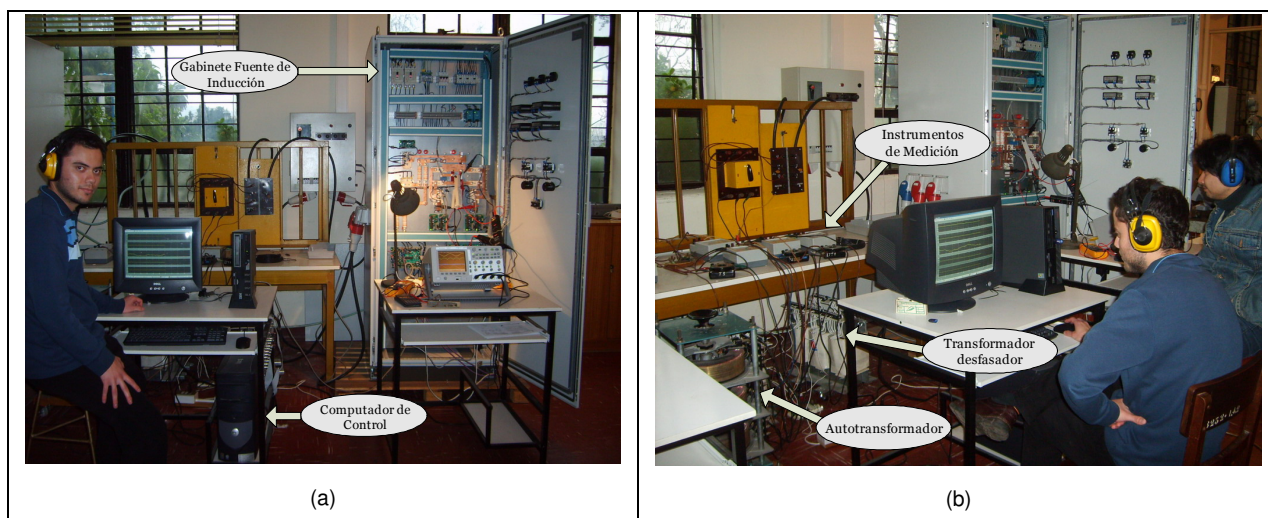


Figura 4.2: Imágenes del subsistema eléctrico.

La comunicación entre el computador y la tarjeta de control se realizó mediante el protocolo serie RS-232, con envío de señales bidireccional. La Figura 4.3 muestra la interfaz en Matlab-Simulink para el control en tiempo real del sistema.

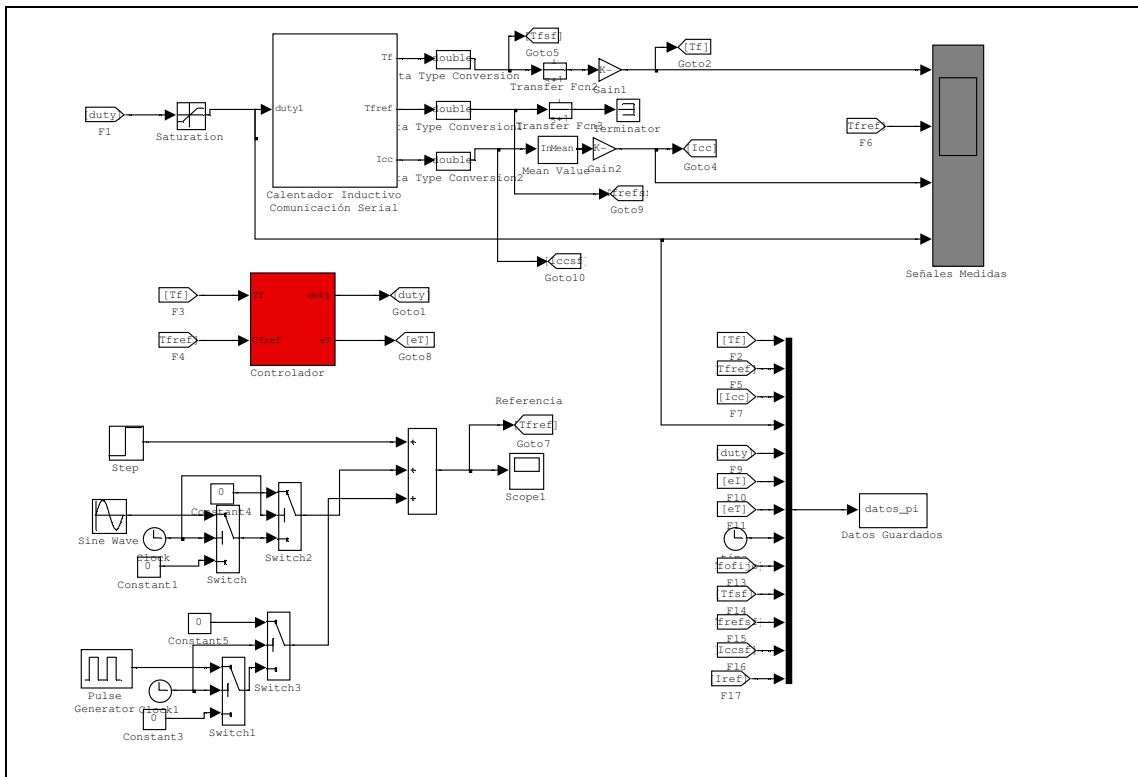


Figura 4.3: Interfaz en Matlab-Simulink del Controlador de Temperatura en tiempo real.

De la Figura 4.3 se puede ver que la interfaz permite integrar varios elementos en una misma pantalla. Por un lado, se tiene el bloque de comunicación serie, el cual interpreta la información entre el computador y el equipo, a través de un puerto serie. Este bloque tiene integrada la configuración de la cantidad de puertos de entrada-salida, la tasa de transferencia y un bloque de tiempo real para sincronizar el despliegue de las señales para el procesamiento. Luego está el bloque del controlador, que puede ser diseñado fácilmente mediante un diagrama de bloques e intercambiable para cada estrategia. La referencia puede ser programada flexiblemente, pudiendo desplegar sinusoides, tren de pulsos, etc., o bien se maneja directamente desde un potenciómetro externo para una operación in situ. Para limitar las señales de acuerdo a las condiciones de operación del equipo, se agregan bloques de saturación, para su escalamiento se colocan ganancias y finalmente para filtrar el ruido de alta frecuencia relativa se utilizan filtros analógicos de primer orden. Toda la información adquirida y recibida desde o hacia el exterior, o generada internamente es almacenada en un “workspace” de Matlab.

La placa de control ELO-PL151 (ver Figura 4.1) recibe en forma analógica las señales provenientes del sensor de temperatura y corriente de salida del convertor DC-DC, en forma de tensión de 1 a 5 [V], representando un intervalo de temperatura de 0 a 50 [°C] y un intervalo de corriente de 0 a 50 [A]. Estas señales ingresan filtradas a los canales analógicos del

microcontrolador dsPIC, integrado en la placa ELO-PL151, para digitalizarse y ser enviadas por el puerto serie [43]. Por su parte, el ciclo de trabajo enviado desde el PC hacia esta tarjeta también es procesado y traducido en la generación de la señal PWM por el mismo dsPIC, evitando de esta manera elaborar un circuito externo que cumpla esta funcionalidad. Evidentemente, el microcontrolador puede ser utilizado para controlar la temperatura y cumplir las funciones del PC. Sin embargo, se decidió utilizar la interfaz por la flexibilidad que se otorga para la sintonización de los parámetros del controlador en un primer acercamiento al sistema real.

El segundo subsistema se instaló en un patio exterior al laboratorio, al aire libre (ver Figura 4.4). En él, se incluyen básicamente el sistema hidrodinámico, la bobina resonante y el susceptor magnético.

El sistema hidrodinámico, posee dos estanques de agua, uno para suministrar agua fría antes de calentar, y el otro para almacenar el agua ya calentada, de tal forma de no recircular agua caliente. Además, existe un circuito de tuberías de PVC para circulación de agua de diámetros distintos, especialmente ensanchado en la zona de ubicación del susceptor y estrechado en el resto, asegurando velocidades de fluido mayores para un nivel de caudal experimental relativamente bajo dada la topología del sistema, y acentuando así el efecto de “fluido de pasada” y no “fluido de estanque”. Una bomba impulsa el agua en todo el circuito, compensando las pérdidas de presión producidas tanto por la subida hacia el estanque superior, como las pérdidas por roce hidrodinámico y cambios de sección ([1], [3]).

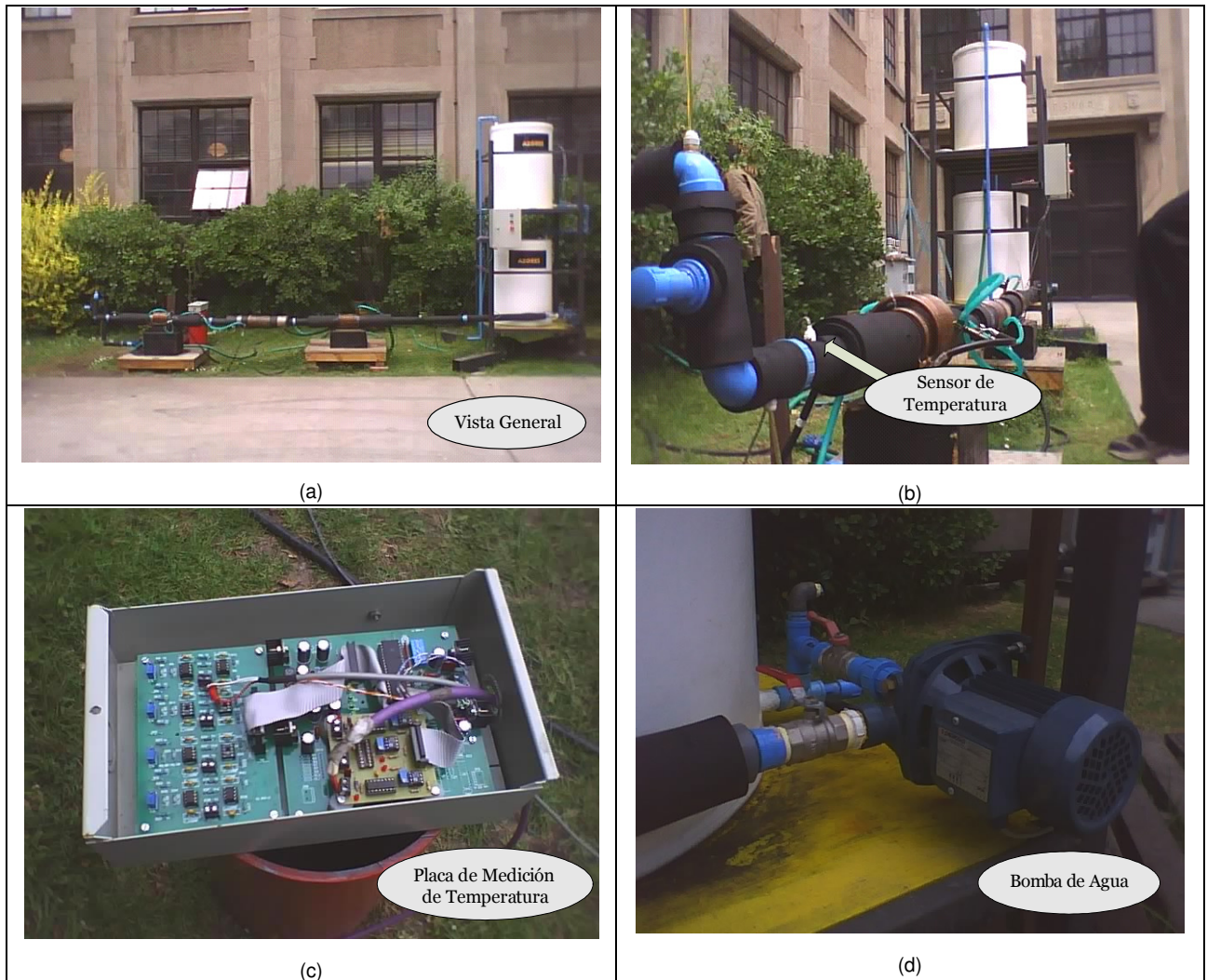


Figura 4.4: Imagen del Sistema Hidrodinámico Real.

Aunque idealmente la bobina resonante debiera tener sección rectangular para una mejor distribución de las corrientes [60], se escogió la sección circular por facilidad de construcción y disposición del material. Ésta es de cobre recocido, posee veinte vueltas, con dos capas de diez vueltas cada una. De la media pulgada de diámetro que tiene, más del noventa por ciento está vacía, para circulación del agua de refrigeración mientras que el material conductor (cobre) sólo lo compone una pequeña película periférica de un milímetro de espesor (ver Figura 2.13). Esta configuración es razonable debido al efecto pelicular producido a frecuencias superiores a la industrial ([4], [60]). El diseño de esta bobina, en términos de límites eléctricos y térmicos resultó adecuado para las condiciones de operación de las pruebas, tolerando sin problemas corrientes y tensiones cercanas a 250 [A] y 250 [V] respectivamente, en la medida que circule agua fría en su lumen. La Figura 4.5 (a) muestra una imagen real de la bobina utilizada en las pruebas experimentales.



Figura 4.5 a) Bobina Resonante Real (modelo de dos capas) . b) Susceptor Magnético Real.

El susceptor magnético fue diseñado y construido de acuerdo a la topología mostrada en el Capítulo 2 ([26], [37], [62], [81]), con material de acero inoxidable 316, no magnético de 0,1 mm de espesor. A diferencia del diseño, este susceptor tiene un set de separadores de plástico para evitar posibles cortocircuitos internos, y para dar mayor consistencia a la forma. Sin embargo, esta acción tiene un costo, aunque no significativo, de disminución de la sección de circulación de agua e incremento de las pérdidas de presión hidrodinámicas [1]. La figura 4.5 (b) muestra un perfil transversal del susceptor real utilizado.

Las condiciones de operación del equipo, en términos de potencia aplicada (potencia medida a la salida del convertidor DC-DC) y caudales de fluido (en este caso agua), sobre las cuales se realizaron las pruebas se pueden ver en la Figura 4.6. A pesar que el equipo fue diseñado para una potencia mayor, por seguridad y respeto a los niveles nominales de algunos componentes, por robustos que sean, se decidió trabajar a una potencia menor y enfocar el experimento a los resultados de controlabilidad de temperatura. Se puede apreciar que la relación entre el caudal y el incremento de temperatura es inversamente proporcional, y responde a la relación teórica entre la potencia aplicada al susceptor y el incremento de temperatura del fluido correspondiente.

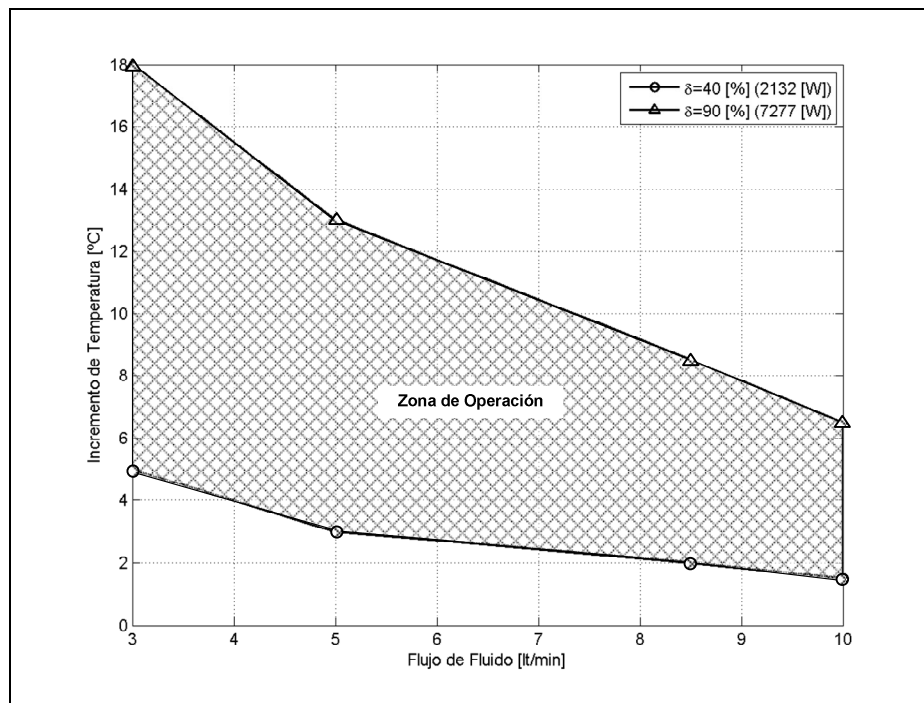


Figura 4.6: Zona de operación del equipo para distintos caudales de fluido.

Los resultados experimentales mostrados en esta tesis están basados en un caudal constante de 8,5 [lt/min] con un intervalo de ciclo de trabajo δ entre el 40% y 90% y temperatura ambiente de 20 °C. La frecuencia de resonancia medida en las variables eléctricas es aproximadamente de 4.200 [Hz].

4.2 Resultados Experimentales

A continuación se muestra la respuesta de temperatura del fluido calentado para las distintas estrategias de control aplicadas, junto con el ciclo de trabajo δ , que cumple el rol de ser la acción de control. Las distintas ganancias de ajuste de cada controlador se muestran en el Capítulo 3. Estas ganancias fueron ajustadas mediante prueba y error, y apoyadas con el modelo fenomenológico, de tal manera de encontrar un acercamiento razonable a la operación estable de la planta. La respuesta en lazo abierto determinó que la constante de tiempo del sistema es aproximadamente 300 [s], por lo que se consideró adecuado un tiempo de prueba de 2.500 [s], para analizar distintas formas de referencia, donde se logre un buen seguimiento en un horizonte no considerablemente largo. Cabe destacar que la temperatura del agua fría, o temperatura inicial para este efecto, no siempre coincide en cada prueba, dado que durante el avance del día la temperatura ambiente varía un poco, presentando un máximo en la tarde y el descenso hasta el anochecer, lo que dificulta la reproducción de condiciones idénticas de operación para cada prueba. Sin embargo, se procuró encontrar un día adecuado para minimizar estos efectos y tener un análisis lo más representativo posible.

A continuación se muestra el resultado experimental de las estrategias de control analizadas en el Capítulo 3, para la temperatura del fluido, y el ciclo de trabajo respectivo (Figuras 4.7 a 4.10).

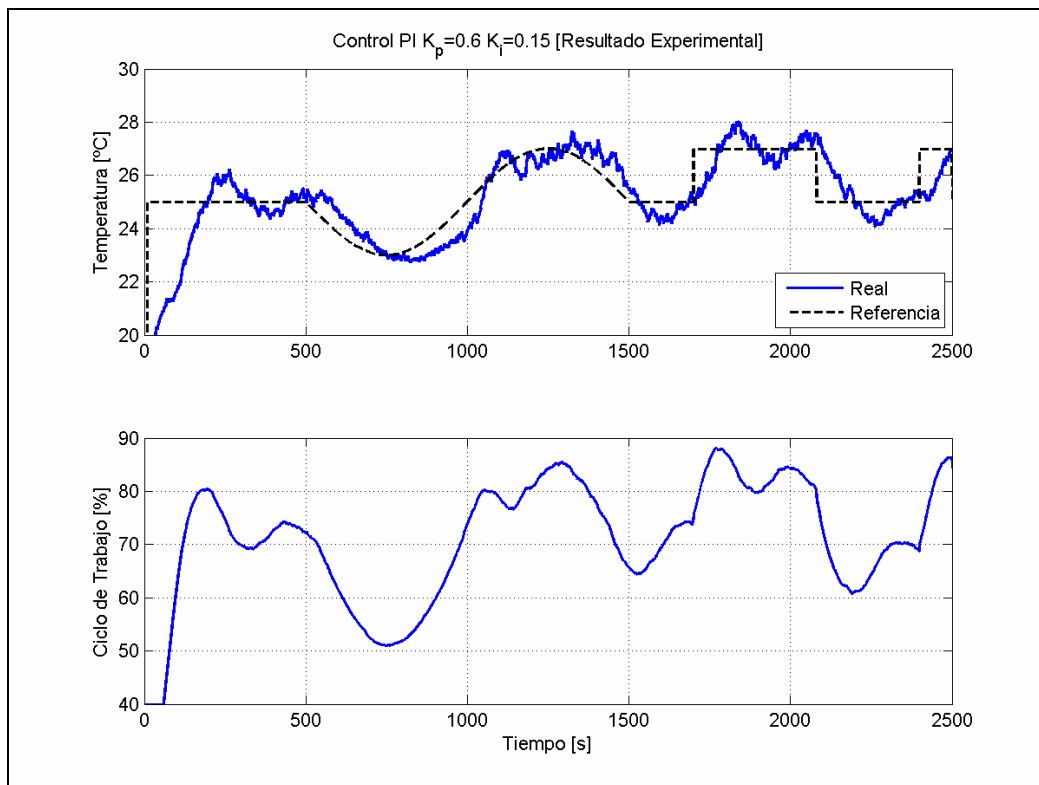


Figura 4.7: Respuesta Experimental de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso PI).

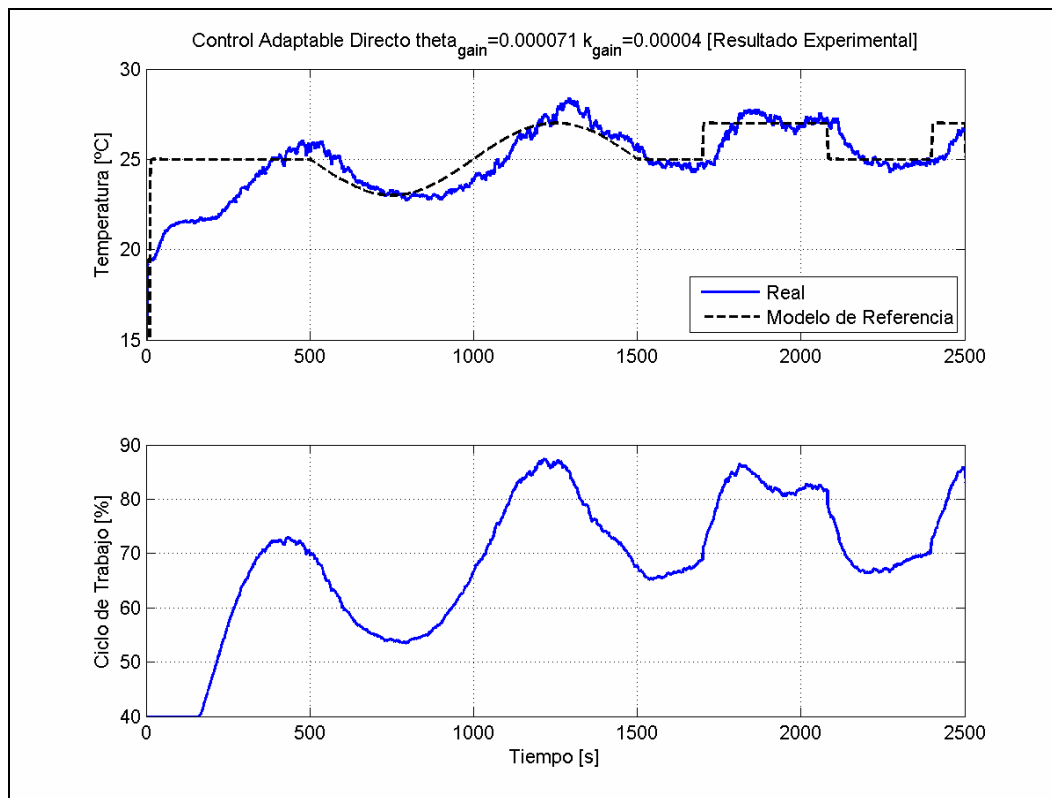


Figura 4.8 Respuesta de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso Adaptable Directo).

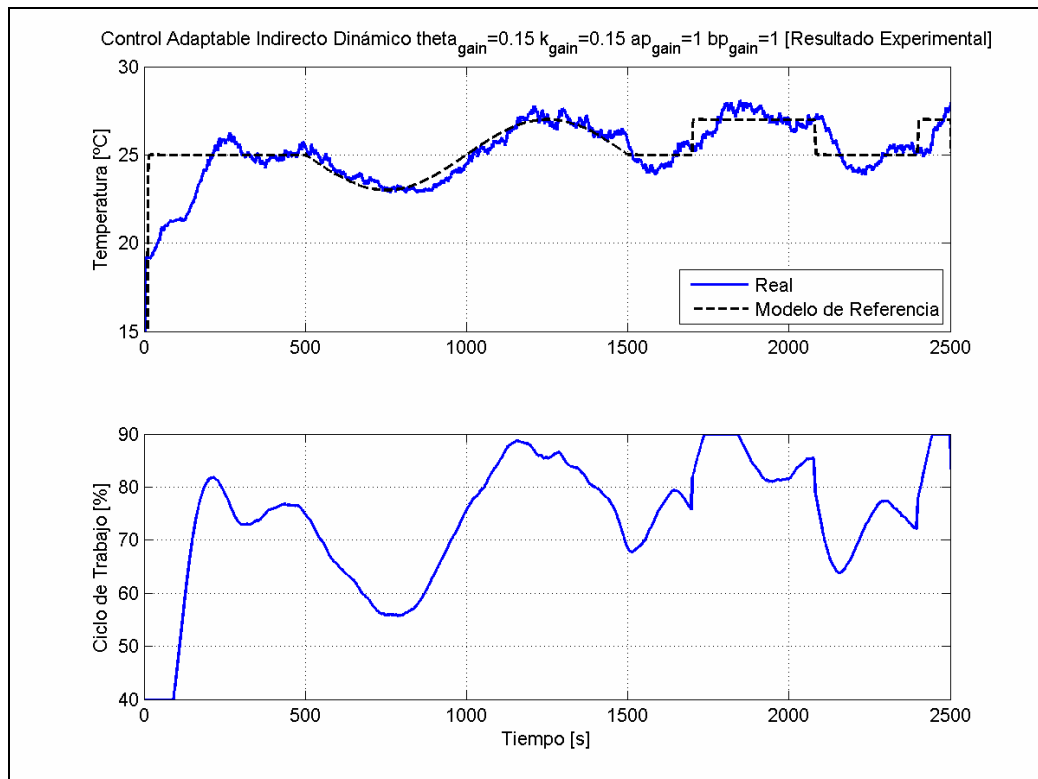


Figura 4.9: Respuesta de Temperatura y Ciclo de Trabajo (caso Adaptable Indirecto Dinámico).

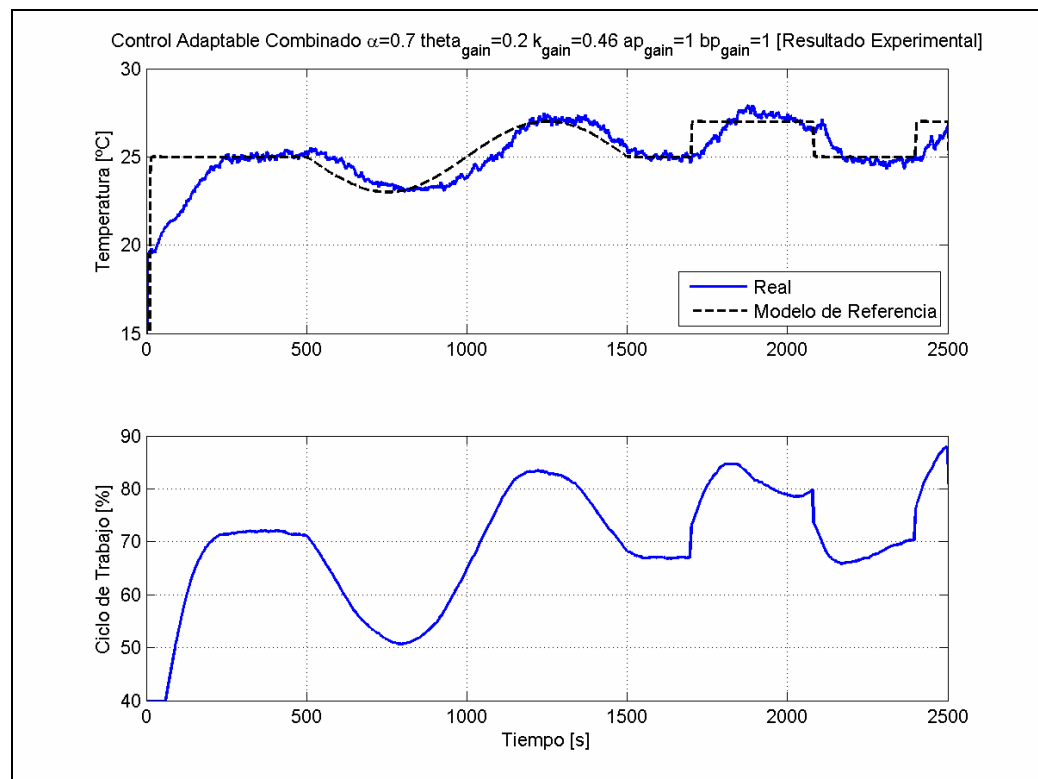


Figura 4.10: Respuesta de Temperatura y Ciclo de trabajo (caso Adaptable Combinado).

Tal como se previó en la Sección 3.2.4, durante el desarrollo del experimento se presentaron problemas en la implementación del controlador indirecto algebraico, ya que, si bien en las simulaciones se puede apreciar un desempeño aceptable de la variable controlada, en la práctica los esfuerzos del equipo en la acción de control fueron riesgosos, provocando la operación de las protecciones, desenclavamiento de frecuencia y posible daño a los transistores IGBT al momento de las contingencias. Esto se debe claramente a que el ciclo de trabajo está estrechamente vinculado con la potencia eléctrica aplicada al sistema, y cambios abruptos en las corrientes y tensiones internas pueden producir sobrecorrientes o sobretensiones, y evidentemente un desgaste de los materiales semiconductores y/u otros equipos del sistema. Por eso, se prefirió en este caso que la potencia fuera entregada por el equipo en forma gradual y sistemática. En consecuencia, no fue posible sintonizar este controlador para un funcionamiento seguro, y por ende no se hicieron más esfuerzos en tratar de mejorarlo, pues por su estructura se demostró que no conviene su implementación para estos sistemas.

Descartando entonces la estrategia anterior, de los resultados obtenidos (Figuras 4.7 a 4.10), se verifica y valida experimentalmente que el sistema de control puede controlar de buena manera la temperatura del fluido, bajo las condiciones a las que está sometido. Además, salvo algunas pequeñas diferencias, existen semejanzas notables y evidentes con respecto a los resultados de las simulaciones mostradas en el Capítulo 3, pese a la complejidad de modelamiento del sistema. Por lo tanto, el análisis del comportamiento de cada respuesta presentado en el Capítulo 3 para simulaciones es válido también para estos resultados experimentales. La Sección 4.3 aborda el análisis comparativo de ambos casos.

4.3 Validación del Modelo Fenomenológico

Una vez mostrados los resultados experimentales para las distintas estrategias de control resulta natural verificar si existe similitud con el modelo de parámetros concentrados propuesto. A continuación se describen los principales elementos de ajuste del modelo fenomenológico para esta planta en particular, y se muestra un contraste gráfico entre las respuestas obtenidas en las pruebas y las simulaciones, con el fin de validar alguna correlación entre ambos casos.

El modelo fenomenológico presenta una gran variedad de parámetros, sean geométricos, térmicos o eléctricos, los cuales varían con el tiempo o dependiendo de la configuración de cada planta. En este caso, es importante considerar la topología de diseño del equipo real para calcularlos, e identificar cuáles son aquellos que efectivamente contribuyen con información relevante para el modelo. Una vez identificados, se hace un análisis de sensibilidad con restricciones físicas razonables para cada parámetro aplicando un algoritmo de optimización que minimice el error entre la respuesta experimental y la simulada, de tal modo de obtener

mejor precisión en la calibración. La Figura 4.11 presenta un gráfico comparativo entre las respuestas obtenidas del modelo y la experimental, para cada estrategia de control estudiada.

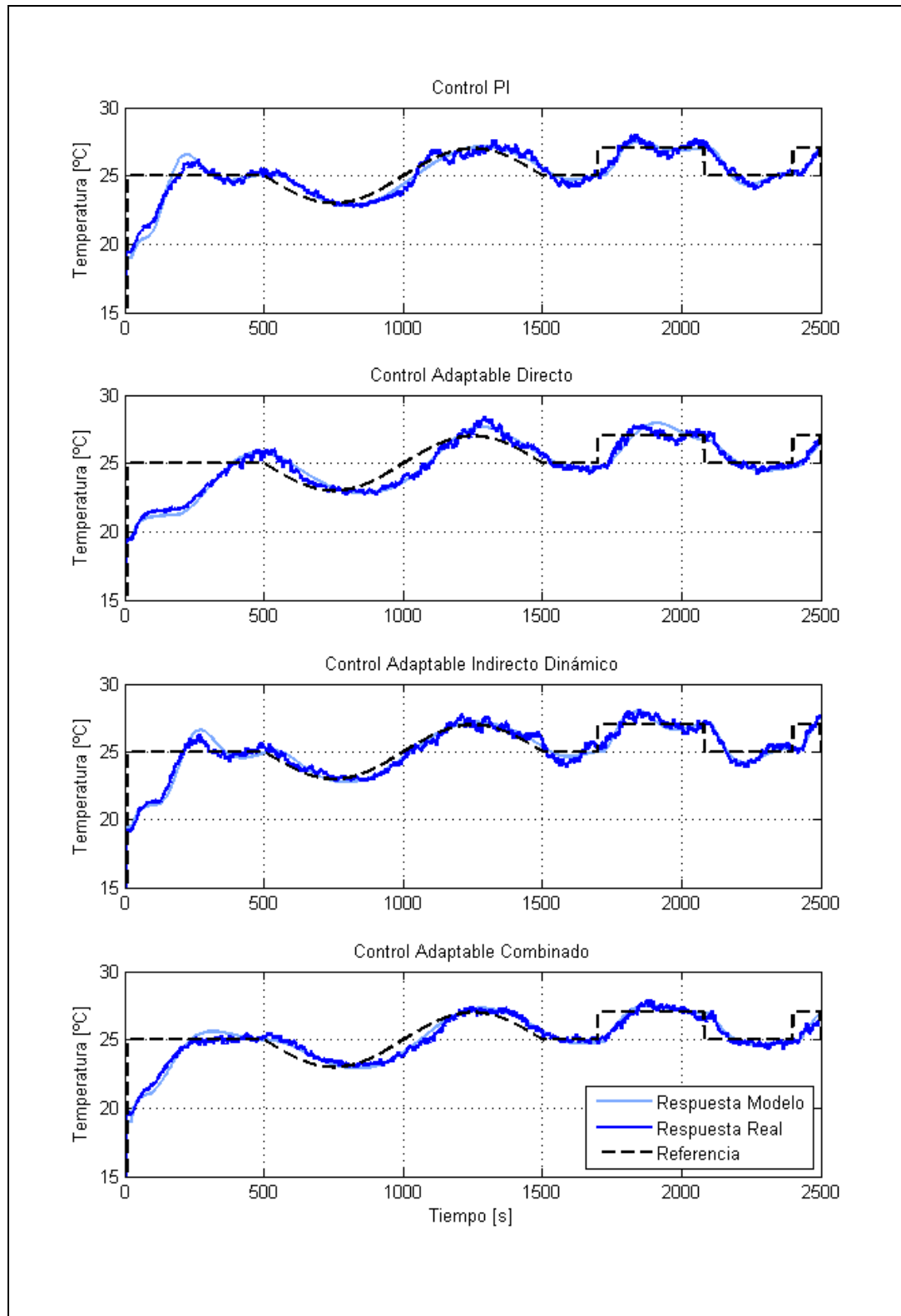


Figura 4.11: Comparación entre Respuesta Simulada y Real para las Estrategias de Control.

De la Figura 4.10, se puede ver una razonable correlación entre la respuesta del modelo y la de la planta real, presentando algunas diferencias en el transitorio inicial. Esto se puede explicar por el hecho que la metodología de partida del equipo no necesariamente responde a la que supone el modelo, que representa un caso más ideal. Pero en la práctica, se realiza una partida gradual manejada por la tensión de alimentación, dado que no existía un sistema de enclavamiento de frecuencia para la partida que asegurara el encendido del equipo a plena capacidad en un cien por ciento. Por lo anterior, se tomaron medidas preventivas que evitaran daño a algún componente hasta que se abordara el problema ([8], [39]). Con respecto a ciertas diferencias de forma de la respuesta, se puede comprobar que son menores y propias del hecho que el modelo sólo intenta aproximarse al comportamiento real del sistema, pero difícilmente puede igualarlo, ya que evidentemente se omiten muchos otros elementos, ya sea voluntariamente para no complicarlo más, o bien involuntariamente por desconocimiento de otros fenómenos involucrados o estructura de la dinámica de los mismos. En términos generales, se tiene un modelo representativo y flexible para predecir la evolución de este tipo de sistemas tanto para una etapa de diseño como operativa, en caso que el equipo requiera de modificaciones para su normal funcionamiento.

4.4 Métodos de Compensación de Retardo

Si bien los resultados obtenidos experimentalmente fueron satisfactorios en relación al seguimiento de referencia y dinámica transitoria, existe un componente de retardo asociado a la respuesta de temperatura del fluido. Este efecto no fue considerado en un comienzo en el diseño de los controladores, pues se suponía que la velocidad del fluido era lo suficientemente rápida como para minimizar el efecto. Sin embargo un retardo de 25 [s] no es despreciable en un sistema que tiene una constante de tiempo del orden de 300 [s], por lo que evidentemente se produce dificultades a la hora de sintonizar los parámetros, ya que el sistema, se vuelve más sensible a la inestabilidad que con el caso de reacción instantánea [9]. Precisamente, esta situación ocurrió durante las pruebas experimentales donde, basado en un modelo conocido a priori sin retardo, se tuvo que resintonizar los parámetros del controlador hasta encontrar la zona operativa bajo estas nuevas circunstancias. La Figura 4.12 muestra una simulación comparativa en el caso Directo para varios valores de retardo, una referencia constante y un tiempo de prueba de 2500 [s]. De ella, se puede verificar claramente la tendencia que tiene este retardo a perjudicar la adecuada respuesta de la planta, ya que en la medida que el retardo aumenta, la respuesta del sistema se hace cada vez más oscilatoria y desfasada con respecto a la referencia. Por lo anterior, nació la necesidad de encontrar alguna metodología de

compensación del retardo en dos aspectos básicos: aseguramiento de un seguimiento asintótico con error cero, y anulación predictiva del retardo. Ambos problemas a resolver se abordan con esquemas de compensación independientes.

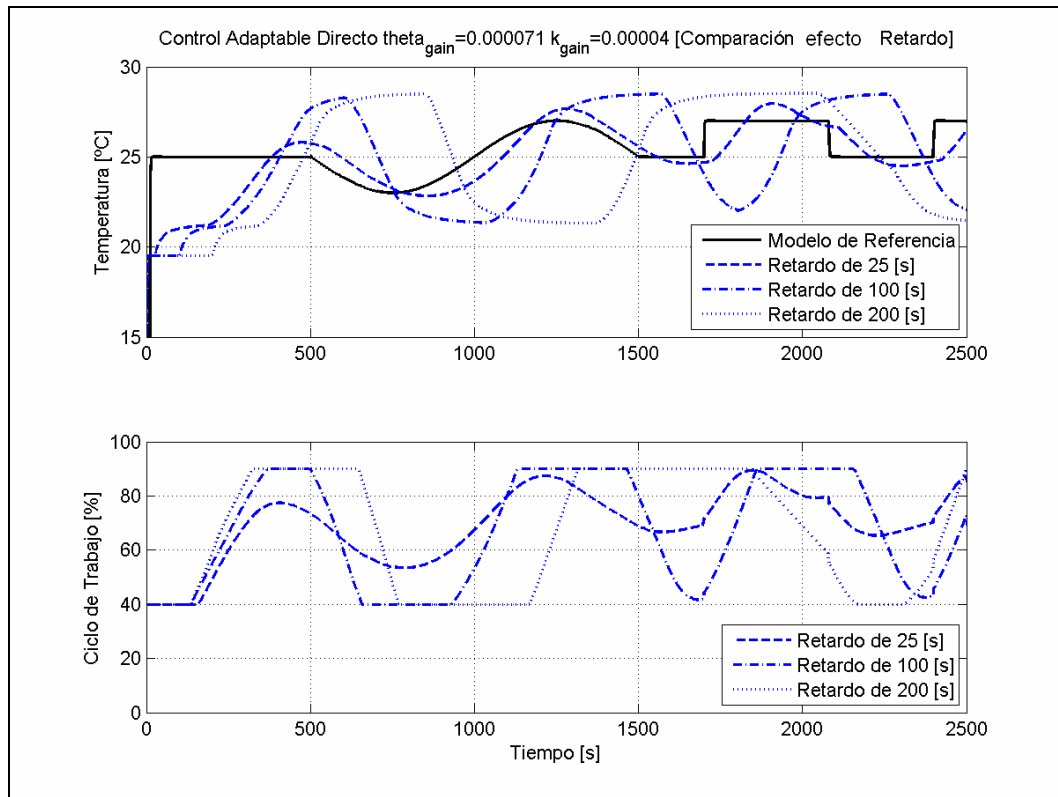


Figura 4.12: Comparación de Respuestas en función del Retardo.

La metodología utilizada en este trabajo para solucionar el problema consiste en intervenir la acción de control diseñada sin retardo mediante la adición algebraica de un componente compensador u_c (ver Figura 4.13) proveniente de un esquema prealimentado que entregue la diferencia necesaria para mejorar el desempeño de la planta. Las ventajas que tiene este sistema, en beneficio de la implementación del compensador son tres; por un lado el valor del retardo es conocido, y depende de la velocidad del fluido, lo que evita una estimación del mismo; por otra parte, la referencia se supone conocida permitiendo hacer predicción de la respuesta si se tiene un modelo teórico; y finalmente se tiene dicho modelo calibrado razonablemente para asegurar una buena calidad en las predicciones.

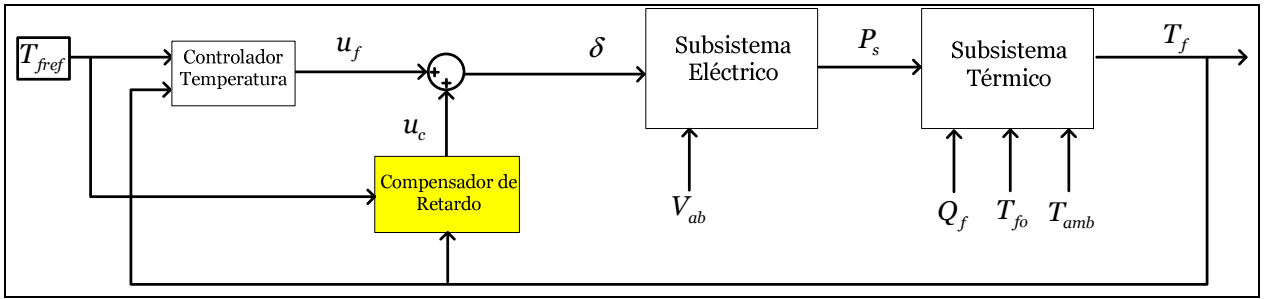


Figura 4.13: Esquema General de Compensación de Retardo.

4.4.1 Compensación por Método de Mirkin

Este método, desarrollado por Mirkin y Gutman ([47], [48]), establece una metodología de compensación de retardo basada en la estructura de un controlador adaptable MRAC, el cual asegura, con la presencia de un tiempo de demora τ en el sistema, un seguimiento de la referencia con una convergencia del error a cero en forma asintótica. Lo anterior resulta interesante, pues, en sistemas con retardo se pierde muchas veces estas condiciones por el hecho que cambia la estructura del sistema y no todos los teoremas de estabilidad son válidos en estos casos. El esquema básico de este compensador consiste en desarrollar una dinámica prealimentada, conociendo la respuesta de la planta y la del modelo de referencia con y sin retardo. Como resultado se obtiene una acción de control compensadora u_c que se suma a la componente realimentada para informarlo finalmente a la planta.

El componente compensador adaptable está definido como un *prefiltro dinámico* con la variable de estado z_m , el cual utiliza como entrada el modelo de referencia retardado en τ , cuya ecuación aplicada para este caso es:

$$\dot{z}_m(t) = Fz_m(t) + gT_{fm}(t - \tau) \quad (4.1)$$

donde F y g son constantes definidas arbitrariamente, y T_{fm} es la respuesta de temperatura del modelo de referencia. El controlador de compensación está definido como:

$$u_c = K_z(t)z_m(t) - K_m(t)T_{fm}(t - \tau) + K_{Tm}(t)T_{fm}(t) \quad (4.2)$$

En este caso, $K_z(t)$, $K_m(t)$ y $K_{Tm}(t)$ son los parámetros adaptables del controlador que siguen las siguientes leyes de ajuste

$$\dot{K}_m(t) = -\gamma_m e_c(t) T_{fm}(t - \tau) \quad (4.3)$$

$$\dot{K}_{T_m}(t) = -\gamma_m e_c(t) T_{fm}(t) \quad (4.4)$$

$$\dot{K}_z(t) = -\gamma_z e_c(t) z_m(t) \quad (4.5)$$

$$e_c(t) = T_f(t) - T_{fm}(t) \quad (4.6)$$

con sus respectivas ganancias adaptables γ_m y γ_z positivas.

Para probar preliminarmente este esquema de compensación, se hizo una simulación aprovechando el modelo fenomenológico validado para visualizar el efecto que produce en la respuesta del sistema, y luego se implementó experimentalmente en la planta piloto. En ambos casos, se tomó el esquema Adaptable Directo, dado que la estructura del compensador es la más similar de las cuatro estrategias estudiadas, y además la que más requiere de un ajuste, dada la lenta evolución que presenta en el seguimiento de referencia. La Figura 4.14 muestra el resultado comparativo experimental para la misma referencia definida en la Sección 4.2, mostrando la salida de la planta y la acción de control.

De los resultados obtenidos, se destaca por un lado que la compensación tiene un efecto positivo con respecto a mejorar el comportamiento transitorio de la respuesta, minimizando la tendencia a desestabilizar la planta, reduciendo el tiempo de estabilización y sobretodo, asegurando un seguimiento asintótico del error de control a cero. Sin embargo, este método no soluciona por completo el problema del retardo, pues como se ve aún está presente en la respuesta con respecto a la acción de control, lo que obliga a utilizar alguna medida de predicción para minimizarlo.

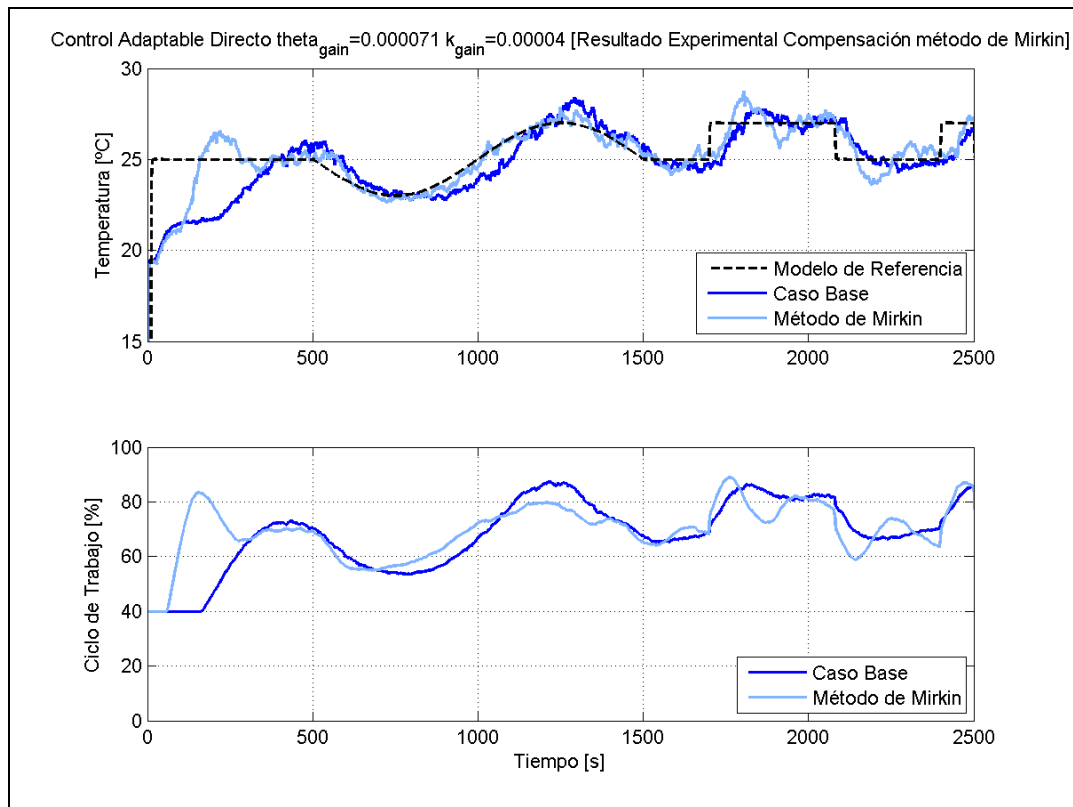


Figura 4.14: Compensación de Retardo Adaptable por el método Mirkin Experimental.

4.4.2 Compensación Predictiva con Utilización del Modelo

La necesidad que demanda el esquema de compensación anterior supone un segundo método, el cual se preocupa de estimar el valor futuro de la acción de control para ser aplicado a la planta antes de producirse en la realidad. Conociendo el modelo, la magnitud del retardo y la referencia en un horizonte mayor o igual ese tiempo, se puede obtener una mejora importante en la respuesta del sistema. Este esquema utiliza un modelo paralelo incluido el controlador con la referencia adelantada en τ , denominada $r(t + \tau)$, por lo que es posible conocer una estimación de su comportamiento futuro, en especial de la acción de control $\hat{u}(t + \tau)$ que debiera tener el sistema cuando ocurre un cambio en la referencia. La diferencia $u_p = \hat{u}(t + \tau) - u(t)$ corresponde a la contribución predictiva del compensador, y es sumada directamente a la acción de control realimentada convencional. Las Figuras 4.15 a 4.18 muestran el resultado experimental de la compensación del retardo, para las cuatro estrategias analizadas, durante 2.500 [s]. Si bien se puede apreciar de los gráficos el efecto producido por la compensación con respecto al cambio de la respuesta transitoria, dado que el retardo medido es del 25 [s], la escala de tiempo dificulta visualizar la anticipación de la acción de control para minimizarlo explícitamente. Por ello, en la Figura 4.19 se puede ver el detalle de la respuesta en el intervalo de tiempo entre 1.600 [s] y 2.500 [s].

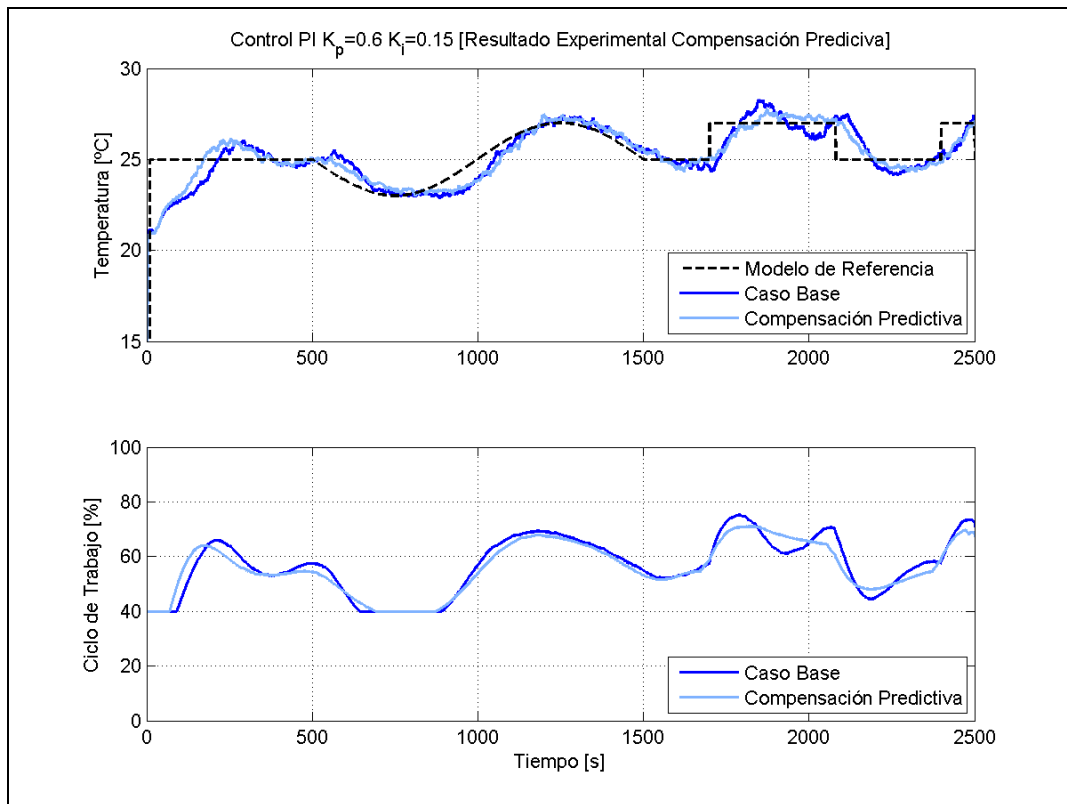


Figura 4.15: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control PI).

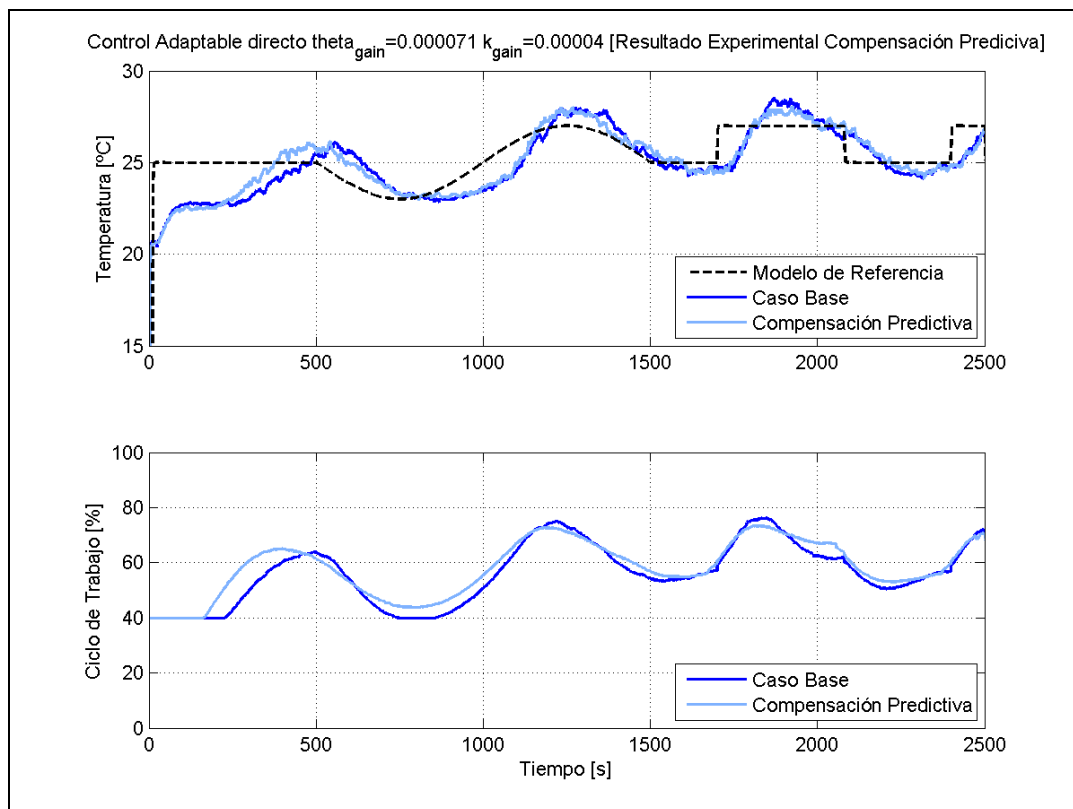


Figura 4.16: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Directo).

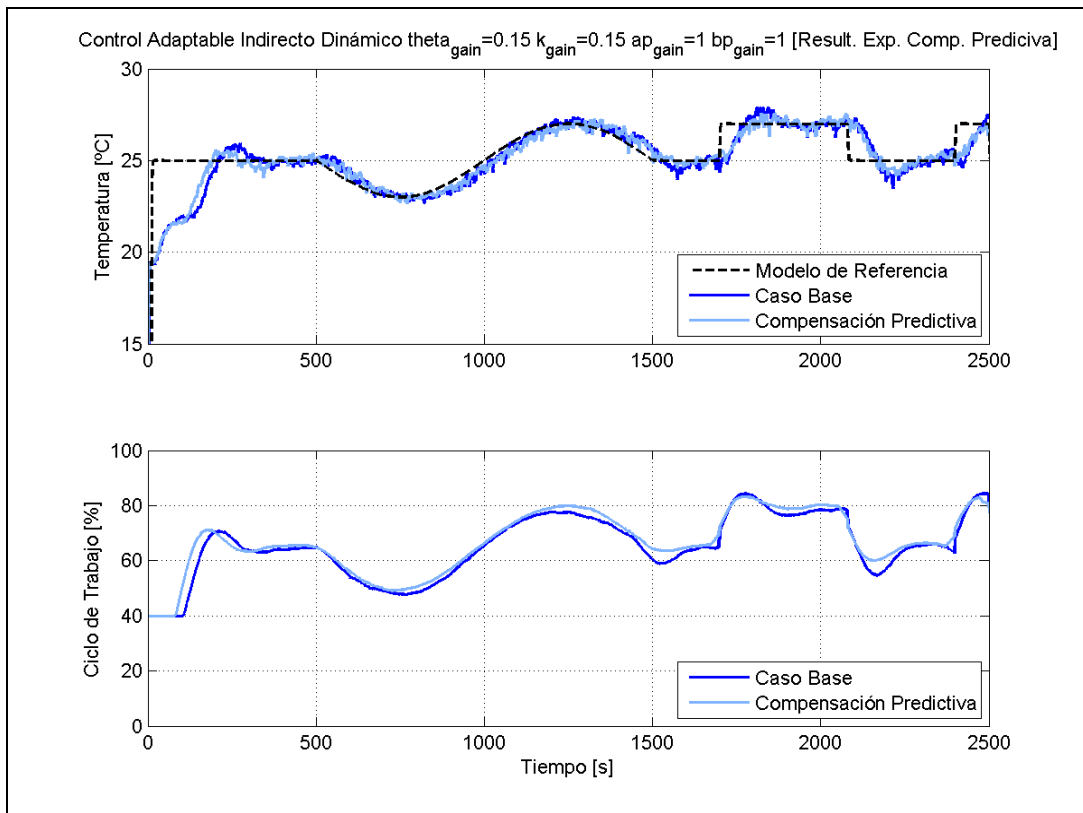


Figura 4.17: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Indirecto Dinámico).

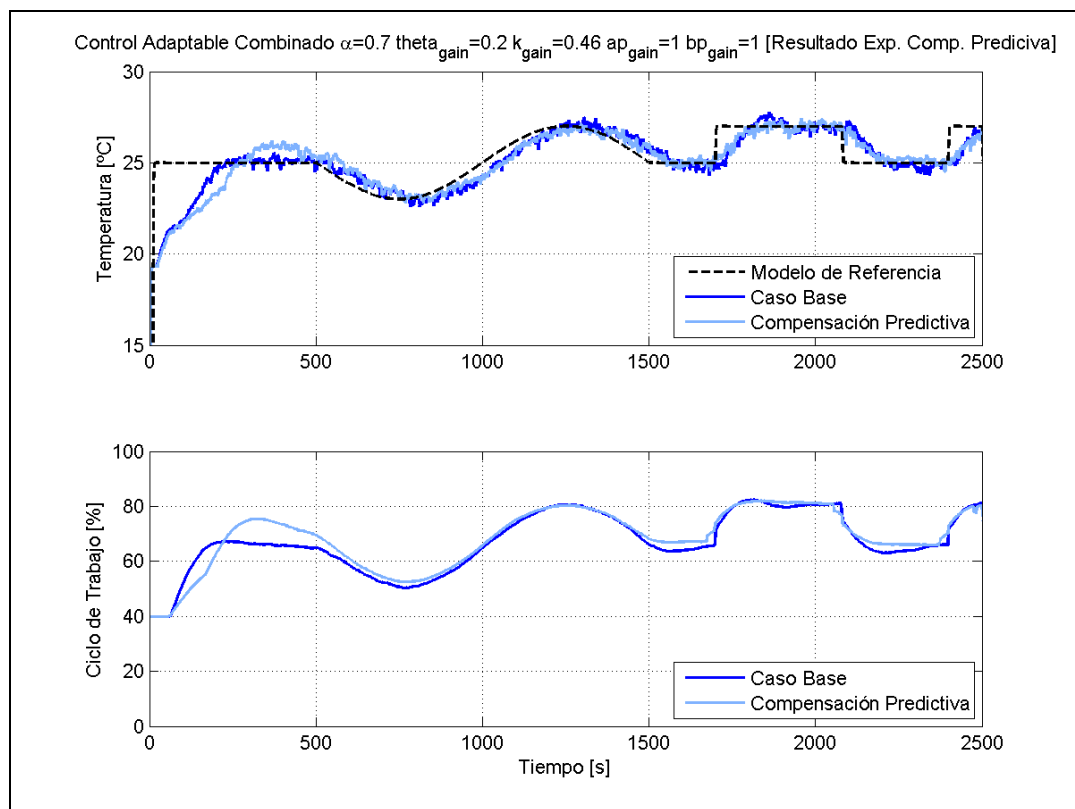


Figura 4.18: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Control Adaptable Combinado).

Nótese que u_p tendrá su mayor efecto en el intervalo $[t-\tau, t]$, ya que τ unidades de tiempo antes que se produzca un cambio en la referencia, el controlador reacciona según lo indica el modelo predictivo, de tal modo que en el instante t la respuesta real cambie sincronizadamente a la referencia, haciendo aparecer el sistema como sin retardo. Se puede verificar, en algunas estrategias mejor que en otras, que este método no sólo minimiza el retardo real de la planta, sino que además mejora el comportamiento transitorio de la respuesta, dado que al aplicar un componente predictor al controlador, éste tiende a interpretar a la planta como si no tuviera retardo. Sin embargo, cabe destacar que su adecuado funcionamiento depende fuertemente de la existencia de un buen modelo fenomenológico y el conocimiento de la magnitud del retardo en todo instante con variaciones bajas en torno a su valor promedio. Por eso, en caso que no se disponga de los elementos anteriores se sugiere realizar la compensación de Mirkin, aunque aún se tenga que lidiar con el retardo explícito, y por otro lado aplicar el modelo predictivo, si es que se dispone de la información necesaria y de buena calidad.

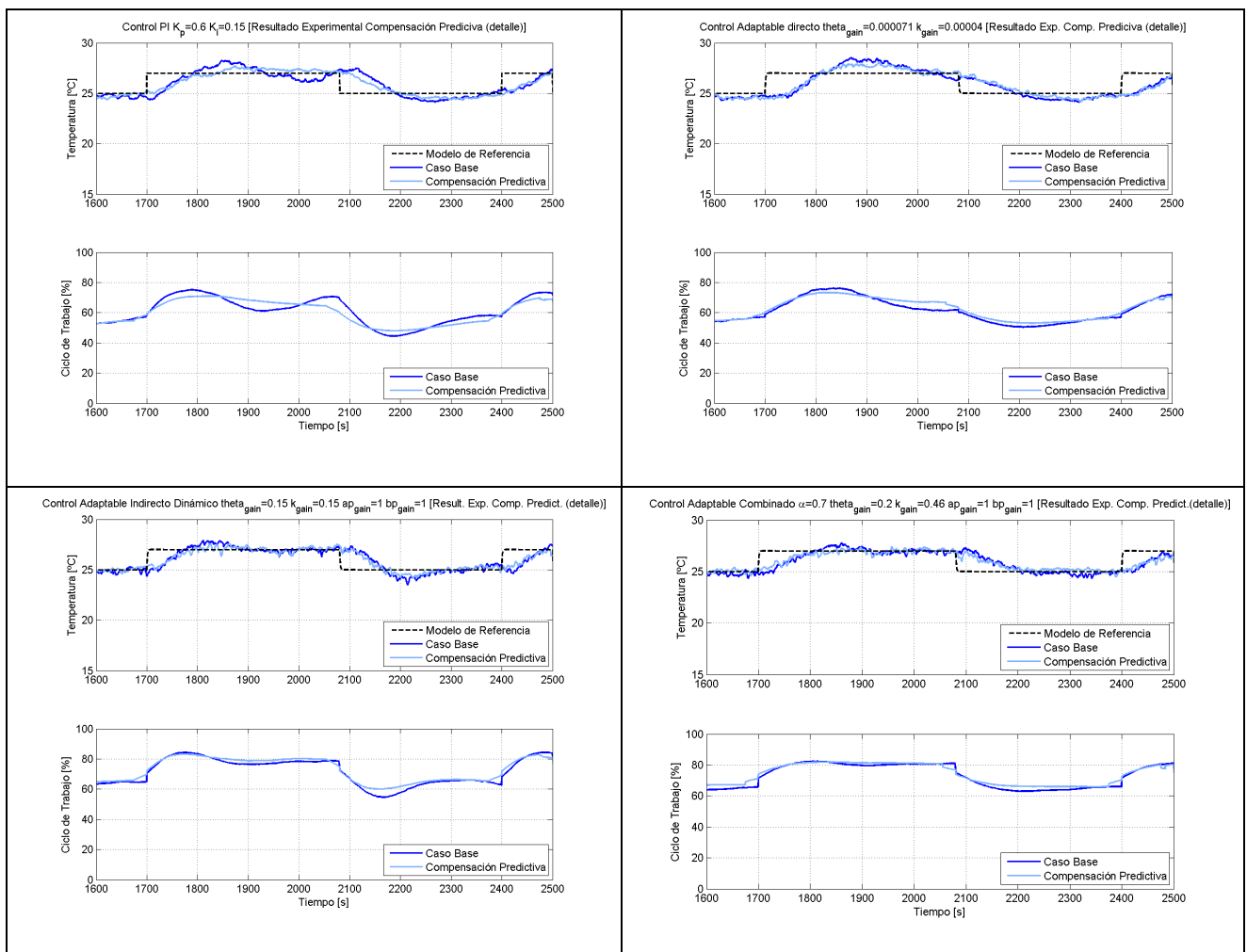


Figura 4.19: Compensación de Retardo Predictiva Experimental (Detalle para las cuatro estrategias).

4.5 Análisis y Discusión

Luego de la realización de las pruebas, se puede mencionar los siguientes aspectos de análisis y discusión.

Los resultados experimentales obtenidos muestran un comportamiento estable del sistema bajo el lazo de control de todas las estrategias analizadas, incluso la indirecta algebraica, la cual se descarta por motivos más de seguridad preventiva que de un ajelamiento desmedido del punto de operación.

Se puede notar que la señal medida de temperatura presenta un componente ruidoso esperado, producto de varios factores, entre los cuales se destacan las constantes perturbaciones no medibles e imprevistas durante las pruebas, la resolución de adquisición de 8 bits proveniente de la configuración de puerto serial, y también la interferencia electromagnética producida por los elementos emisibles de ruido en potencia no despreciable, como las inductancias y transformadores del equipo, afectando tanto la medición de los sensores y las placas de conversión de datos, como los cables de transmisión de señales analógicas.

En general, los métodos de compensación de retardo tuvieron un funcionamiento aceptable. Sin embargo, su desempeño depende fuertemente del tipo de estrategia a la que se aplique, de un buen modelo fenomenológico y de un conocimiento y manejo del retardo explícito, ya que en caso que ocurra una perturbación que modifique el valor de esta variable en forma significativa, el modelo se verá distorsionado y por ende entregará una acción de control compensadora incorrecta, pudiendo provocar que la planta se inestabilice. Por lo anterior, se cataloga al compensador como “potencialmente mejorable”, en el sentido de enriquecer su funcionalidad, ya sea a través de métodos de compensación con retardo variable o bien la estimación del mismo en cada instante en caso que se desconozca completamente su valor [32].

En un comienzo, se pensó en diseñar un lazo interno adicional al de temperatura, que controlara la corriente de salida del conversor DC-DC, pero se tuvo que eliminar, dado que el campo electromagnético generado en el gabinete fuente de inducción fue tal que la medición adquirida en el sensor de corriente tipo LEM fue demasiado ruidosa [20], pese al blindaje de los cables de transmisión de la señal hacia la tarjeta de control. Lo anterior, obliga a un filtrado de la misma y la consiguiente adición de una dinámica más lenta que la ya adquirida. Y como el control de corriente requiere de rapidez para su adecuado funcionamiento, tener una medición lenta de esta variable sólo vuelve más lento el lazo de temperatura que si no estuviera. En todo caso, si bien es cierto que el lazo de corriente asegura mayor controlabilidad y protección al equipo, existen protecciones adicionales (fusibles, por ejemplo) que evitan que se violen los límites de operación normal. En general, todas las variables medidas en las pruebas, incluida la

temperatura, se vieron afectadas por efecto de los campos, tanto en el mismo sensor como en las tarjetas de adquisición de datos, ya que se comprobó en terreno que estos equipos trabajan correctamente en su ausencia. Por lo tanto, como trabajo futuro se recomienda realizar un análisis profundo de compatibilidad electromagnética para minimizar el perjuicio de calidad de las señales adquiridas.

Cabe mencionar que, una de las dificultades de la realización de estas pruebas, características propias del experimento, estuvo en encontrar el mismo escenario operativo para comparar cada estrategia de control, tanto por la duración de cada una, como por las múltiples variables a manejar propias de implementaciones en equipos reales, como las condiciones ambientales y eventuales fallas inesperadas.

Con respecto al costo computacional que implica implementar controladores más complejos, se puede mencionar que éstos fueron completamente abordados por el hardware utilizado y no se presentaron dificultades limitantes para su ejecución. El esquema que más recursos de hardware ocupó fue el esquema de compensación predictiva con la estrategia combinada, ya que adiciona al controlador convencional el modelo fenomenológico completo, incluido el controlador respectivo, por lo que el procesamiento se hace más exigente. Pero de igual manera no se presentaron problemas de implementación pese a lo anteriormente mencionado.

En miras hacia un prototipo de mayor envergadura, se concluye que los aspectos mencionados anteriormente contribuyen a un diseño más eficiente.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

5.1 Conclusiones y Comentarios Generales

Luego de la realización de este Trabajo de Tesis, en todos sus aspectos, se pueden mencionar las siguientes conclusiones.

En primer lugar, se concluye que todos los objetivos planteados al comienzo para este trabajo fueron cumplidos satisfactoriamente.

Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales de control de temperatura resultaron ser concordantes con lo esperado, en el sentido de diseñar un sistema de control que haga un buen seguimiento de la referencia, en forma estable, operando adecuadamente bajo las condiciones de operación impuestas por la topología del equipo. En particular, se demostró que es posible implementar estrategias de control adaptable por modelo de referencia (MRAC) con resultados favorables, con un desempeño similar, y en algunos casos mejor que una estrategia PI clásica. Además, se pudo verificar que una combinación ponderada de las estrategias de control adaptable directa e indirecta produce una mejora significativa en el desempeño de la planta, en términos de tiempos de estabilización, oscilaciones y sobrepasos. Por ello, y respaldado por simulaciones e indicadores comparativos, se sugiere al esquema Adaptable MRAC Combinado como la mejor alternativa a implementar para estos sistemas

magnetohidrodinámicos. Se descarta el controlador Adaptable Indirecto con enfoque Algebraico para esta aplicación, dado que produce exigencias desmedidas a la planta, producto de los bruscos cambios calculados en la acción de control. Como se trata de un sistema de dinámica lenta, no se requiere de implementar controladores de respuesta tan rápida, dado que puede producir excesos de potencia aplicada y/o daños físicos y estructurales a un equipo de calentamiento real.

Con respecto al modelo fenomenológico propuesto y las simulaciones realizadas, se pudo comprobar a través del experimento, una buena concordancia entre el comportamiento de las variables del sistema en comparación con la situación real, a pesar que el modelo no considera situaciones específicas de la planta, como los métodos de partida o algún tipo de contingencia, temas que están siendo abordados en la actualidad. Sin embargo, lejos de observar un error significativo, el modelo funciona razonablemente, y describe con un nivel de detalle muy representativo los principales fenómenos involucrados en el sistema, pese a estos elementos omitidos. Además, en la Sección 3.5 se realizó una comparación entre las simulaciones con y sin el subsistema eléctrico en PSIM, obteniendo resultados notablemente coincidentes, lo que permite concluir que se tiene un buen modelo de planta al emplear el modelo simplificado.

Los métodos de compensación de retardo estudiados resultaron ser una buena alternativa para solucionar la tendencia a inestabilizar la planta que produce el retardo en la variable controlada, problema presentado con la aplicación de los esquemas de control diseñados sin considerar dicho retardo. En el caso de compensación por el método de Mirkin, se destaca por un lado que la compensación tiene un efecto positivo con respecto a mejorar el comportamiento transitorio de la respuesta, minimizando la tendencia a inestabilizar la planta, reduciendo el tiempo de estabilización y sobretodo, asegurando un seguimiento asintótico del error de control a cero. Sin embargo, este método no soluciona por completo el problema del retardo, pues aún persiste explícitamente, lo que obliga a utilizar algún elemento de predicción. Por otra parte, se confirmó experimentalmente que el método de compensación predictiva con utilización del modelo fenomenológico minimiza el efecto del retardo real de la planta, además de mejorar el comportamiento transitorio de la respuesta. En efecto, dado que se aplica un componente predictor a la acción de control, el controlador no compensado tiende a interpretar a la planta como si no tuviera retardo, por lo tanto responde de acuerdo a esa condición, adquiriendo un desempeño más eficaz. Sin embargo, su adecuado funcionamiento depende fuertemente de la existencia de un buen modelo fenomenológico y el conocimiento de la magnitud del retardo en todo instante, con variaciones bajas en torno a su valor promedio. De lo contrario, la calidad de la predicción se vuelve deficiente y puede incluso empeorar la operabilidad de la planta, comparada con el caso original. Por eso, en caso que no se disponga de los elementos anteriores se sugiere realizar la compensación de Mirkin.

En relación al recurso hardware necesario para desarrollar este tipo de sistemas, sea tanto a nivel de simulaciones como experimental, éstos fueron necesarios y suficientes, sin presentar mayores dificultades limitantes para su ejecución. no obstante, dada la complejidad del modelo, los tiempos de simulación superaron en el modelo completo fácilmente las 25 [h] reales, pero siempre estando dentro de los límites físicos de los equipos. Por lo tanto, si se requiere ampliar la topología del modelo para obtener información más detallada, se debe tener en cuenta esta cota mínima de recursos requeridos.

Dentro de las mayores dificultades presentadas en este trabajo está la medición de temperatura del fluido calentado. Por un lado, el sensor se encuentra en una zona muy turbulenta, ya que es sometido a condiciones muy ruidosas, producto de la emisión electromagnética por parte de la bobina resonante, de la distribución desuniforme de la temperatura del agua en la tubería y de la turbulencia hidrodinámica producida por el movimiento del agua, entre otras, hechos que impiden una correcta medición. Por otra parte, está la dificultad en la adquisición de los datos provenientes de las tarjetas conversoras de voltaje y la resolución de los mismos, producto de la limitación del protocolo de comunicaciones implementado. Como resultado, se tiene una medición con ruido, con resolución cercana a 0,1 [°C], pero aceptable para esta aplicación.

El trabajo desarrollado en esta Tesis, ha estado orientado a la modelación y control de un sólo equipo de calentamiento, lo cual no excluye del hecho de probar la situación con múltiples equipos conectados en paralelo, dado que es muy probable que a nivel industrial se opte por la distributividad, en lugar de un solo equipo, para incrementar la potencia, como una medida de flexibilizar el uso de la energía y el espacio físico.

5.2 Trabajo Futuro

Para complementar las actividades pendientes de esta Tesis o bien desarrollar nuevos trabajos, se recomienda profundizar en los siguientes aspectos:

En relación al modelo fenomenológico propuesto y las simulaciones, para recoger mejor calidad en la información del sistema, se sugiere incorporar elementos más específicos, como los métodos de partida, las pérdidas en cada componente del equipo, eventuales fallas e incorporar un lazo de control de caudal de agua, que evite un comportamiento inesperado e inestable para mantener al equipo bajo condiciones de operación adecuadas. Además, sería interesante realizar simulaciones con formas de onda completas y en interacción con un programa de modelación en parámetros distribuidos, como Comsol, de tal manera de elaborar un control que considere la distribución no uniforme de temperaturas en la geometría del conjunto bobina-susceptor, con el fin de implementar un control más preciso.

Para la compensación de retardo, es recomendable usar metodologías predictivas más inteligentes, como aquellas que supervisen el valor del retardo en todo instante, sea por cálculo directo o bien por predicción, en caso que se disponga de escasa información. Lo anterior, es necesario para generalizar un esquema de compensación, considerando que este tipo de equipos presentan un retardo inevitable producto del impedimento de ubicar el sensor de temperatura cerca del campo magnético y las turbulencias generadas en las cercanías del calentador.

La medición de temperatura puede ser mejorada en la medida que se fortalezca la protección contra el ruido, sea cambiando el sensor por uno más robusto, implementando filtros especiales de anulación de ruido en las placas convertoras, y/o cambiando el sistema de adquisición de datos, en el que se obtenga resolución mayor a 8 bits. Además, dado que la distribución de temperatura no es uniforme, producto de la convección, para obtener mediciones de temperatura promedio, se aconseja colocar más de un sensor, en puntos estratégicos de la tubería, y controlar el sistema con la medición ponderada de cada señal. En líneas generales, se debe efectuar un análisis profundo de compatibilidad electromagnética de los equipos de medición, adquisición y comunicación de datos para minimizar el perjuicio de calidad de las señales adquiridas, requerimiento fundamental para hacer un control basado en mediciones correctas y precisas.

Finalmente, un interesante trabajo futuro consiste en tomar este caso como base para expandir el sistema a “n” módulos, y por ende implementar un control multivariable que permita optimizar el desempeño del conjunto de acuerdo a necesidades específicas de cada proceso. Para tal efecto, será necesario diseñar un sistema centralizado de supervisión y control que facilite el manejo de todas las variables.

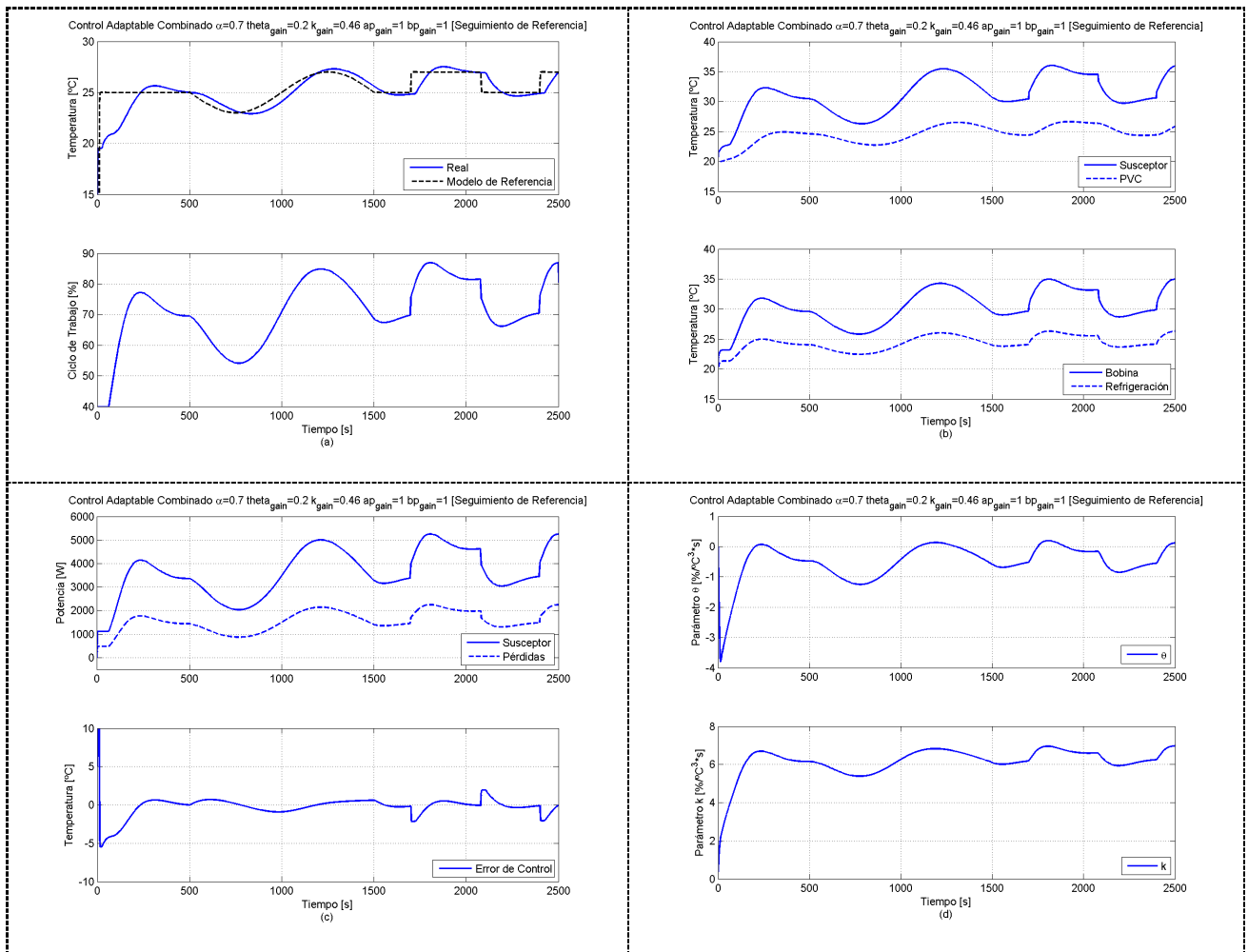
ANEXOS

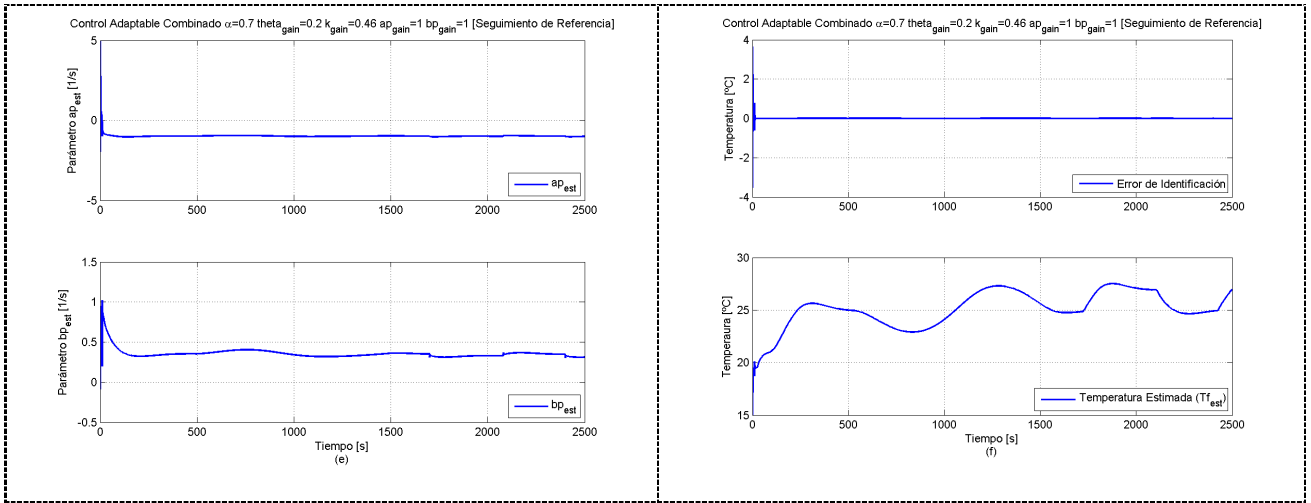
Anexo A: Resultados de las Simulaciones

A.1 Simulación con Sistema Eléctrico sin PSIM

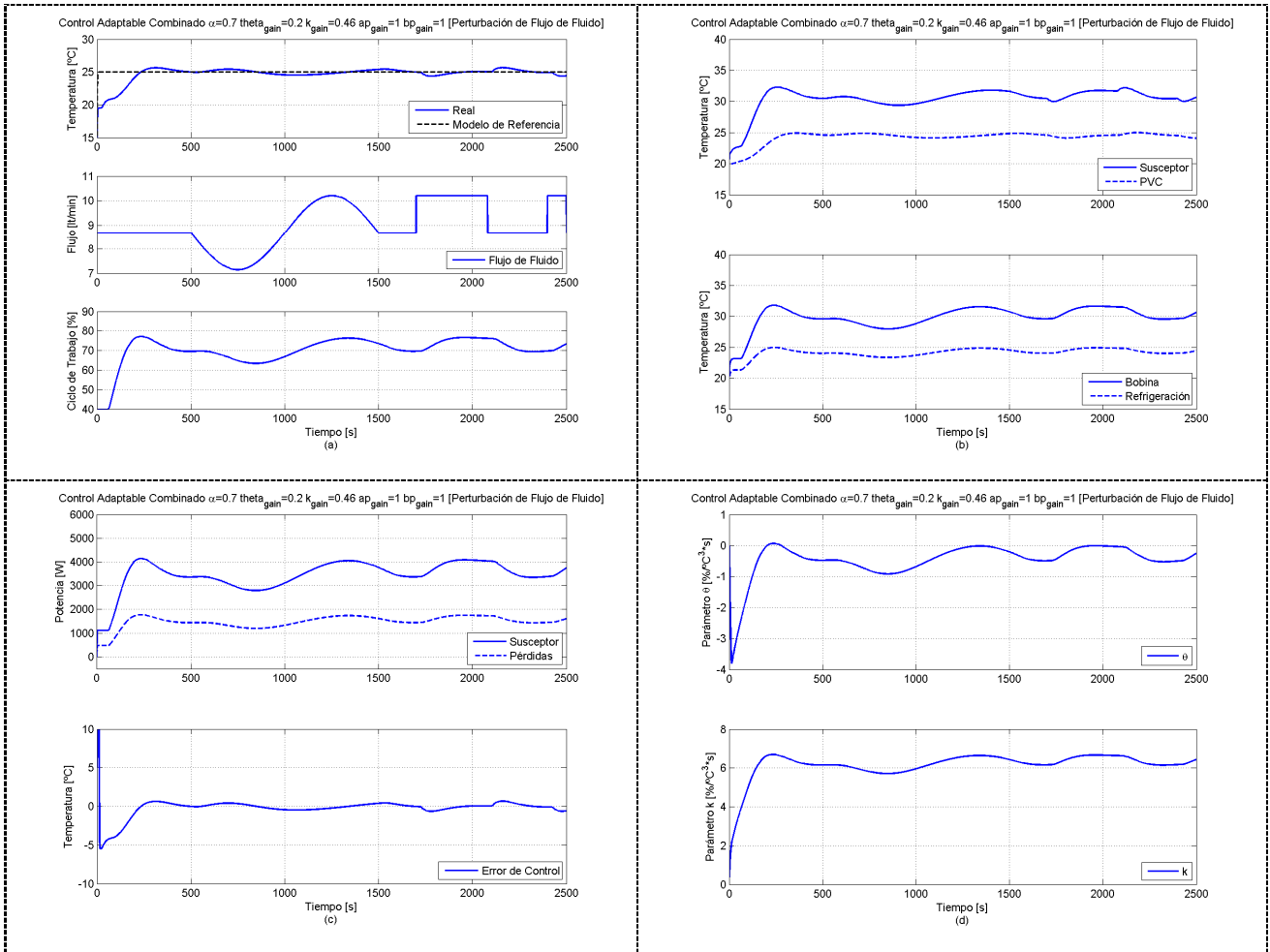
A continuación se muestra el detalle de los resultados obtenidos en las simulaciones del sistema de calentamiento inductivo bajo el esquema de control MRAC Combinado, y considerando que el subsistema eléctrico está implementado en un modelo simplificado en Simulink. Los resultados incluyen el seguimiento de referencia y la respuesta del sistema en lazo cerrado frente a las perturbaciones mencionadas en el Capítulo 3. En el anexo en formato CD se incluyen los esquemas para las otras estrategias de control estudiadas.

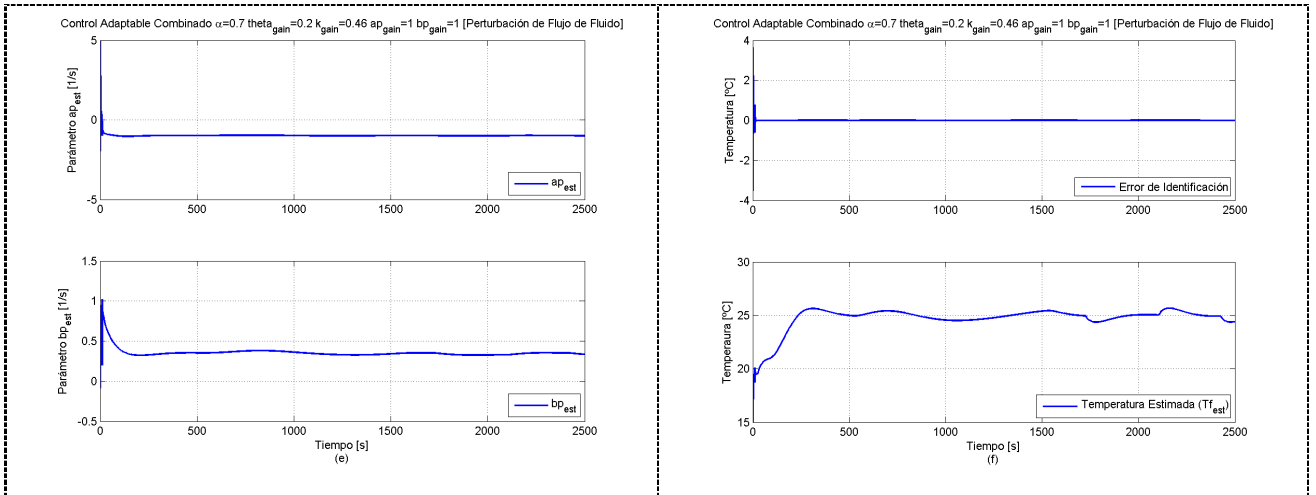
a) Seguimiento de Referencia



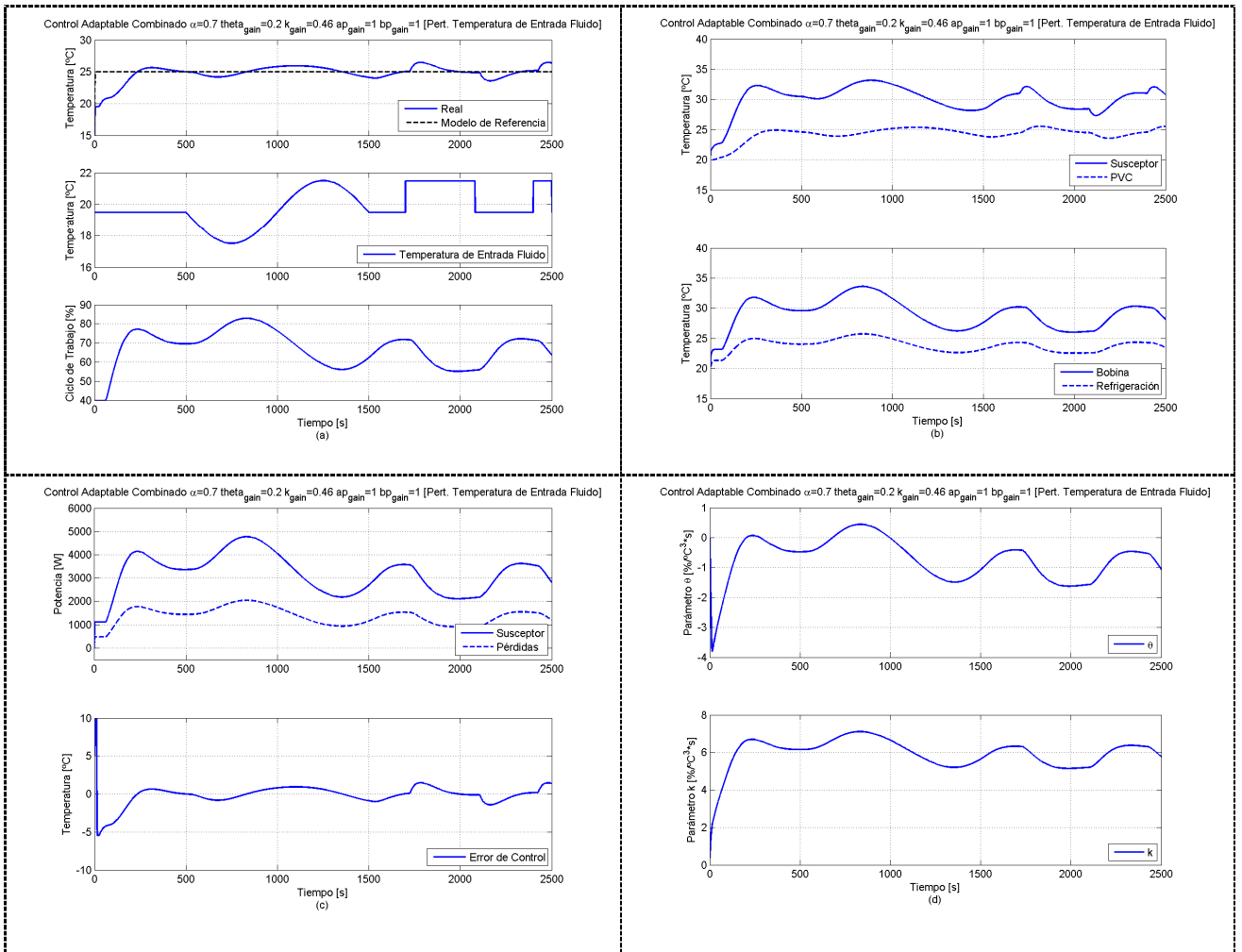


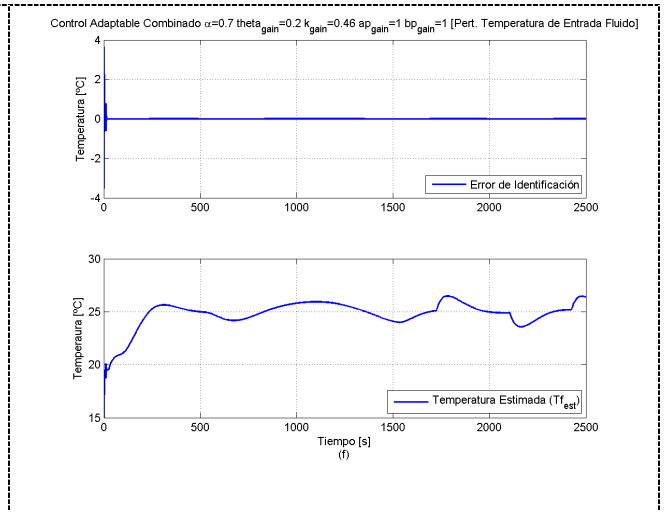
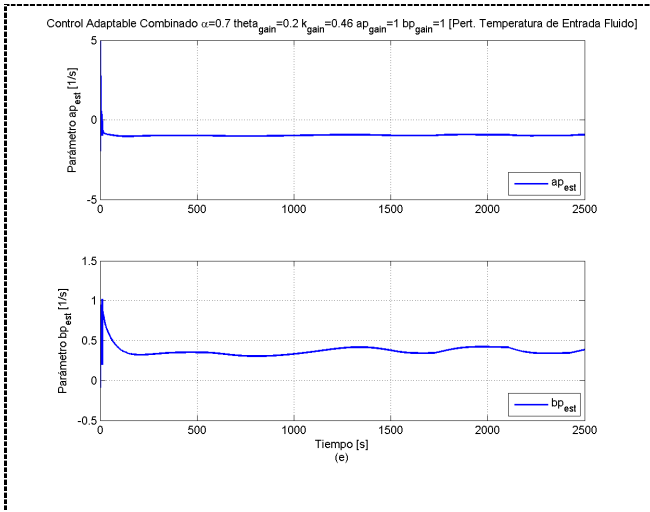
b) Perturbación de Cambio de Flujo del Fluido (entre 7 [lt/min] y 10 [lt/min]).



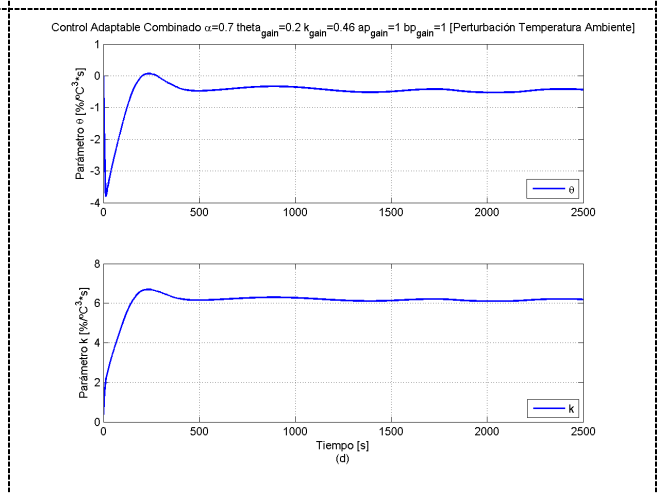
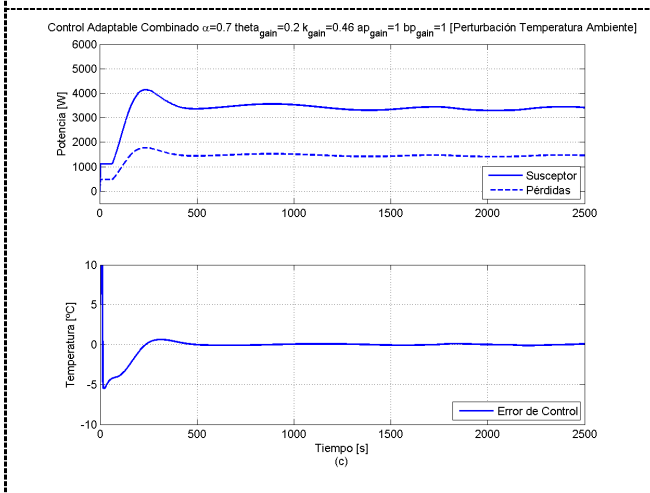
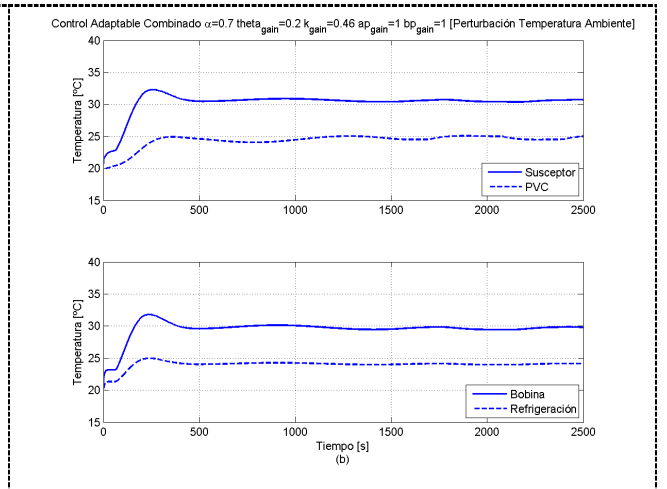
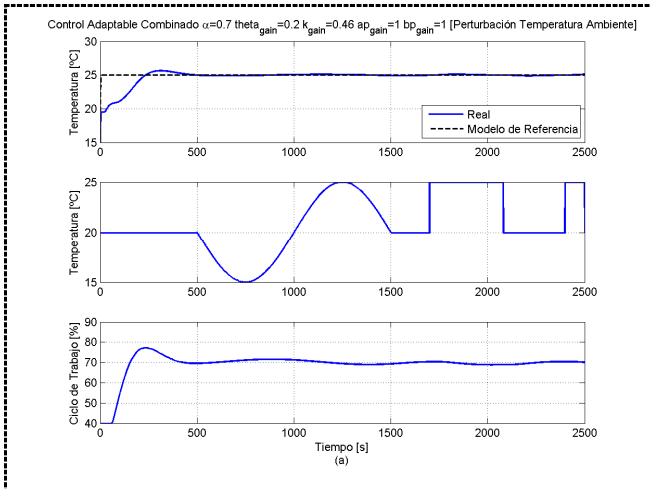


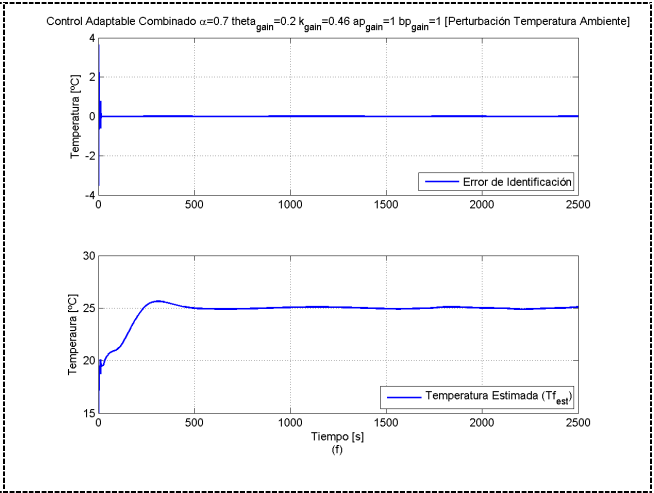
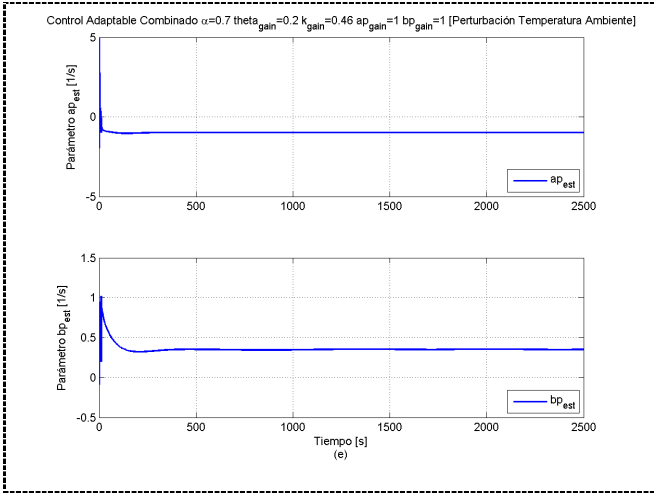
c) Perturbación de Cambio de Temperatura de Entrada del Fluido (entre 17,5 y 21,5 °C).





d) Perturbación de Temperatura Ambiente (entre 15°C y 25°C)

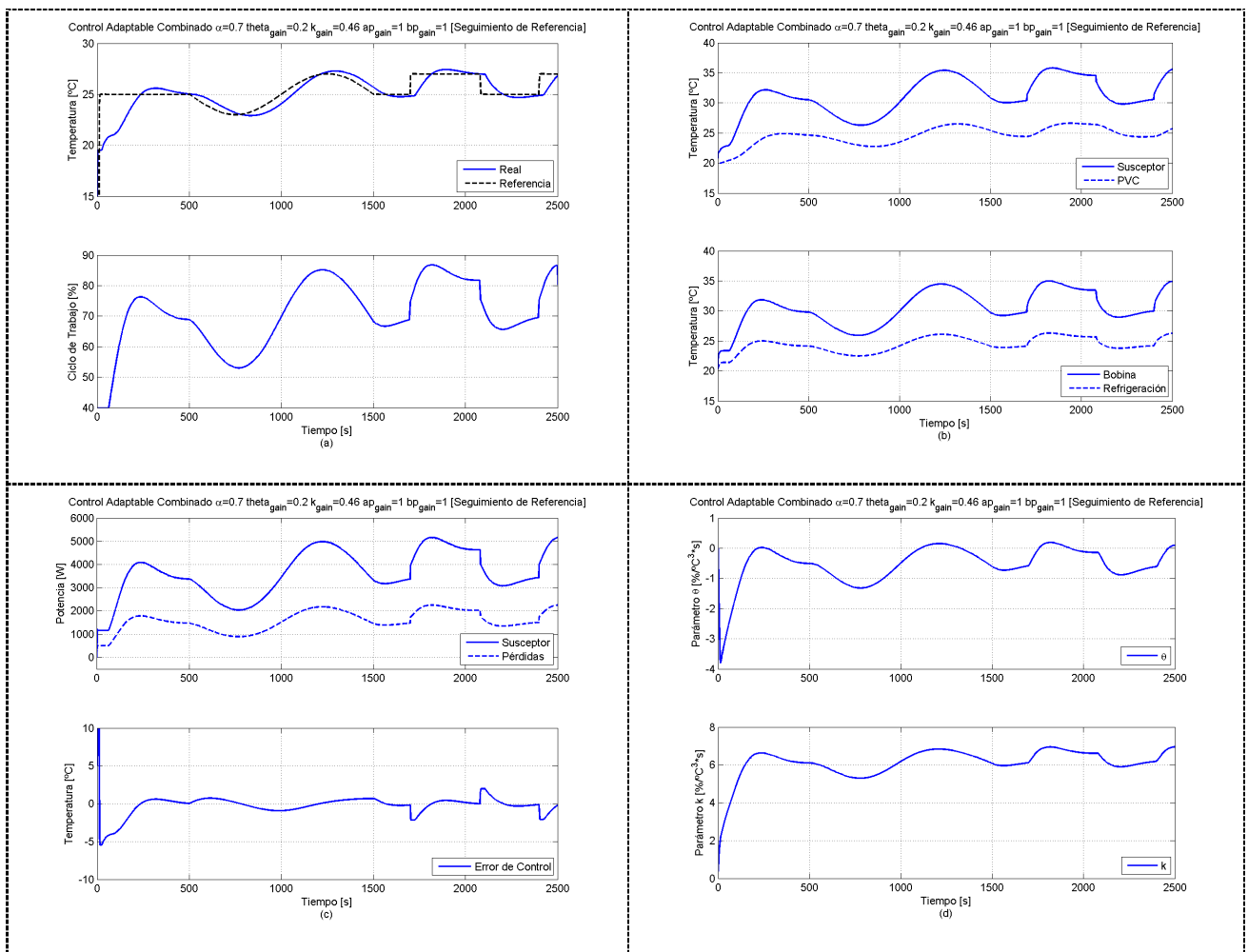


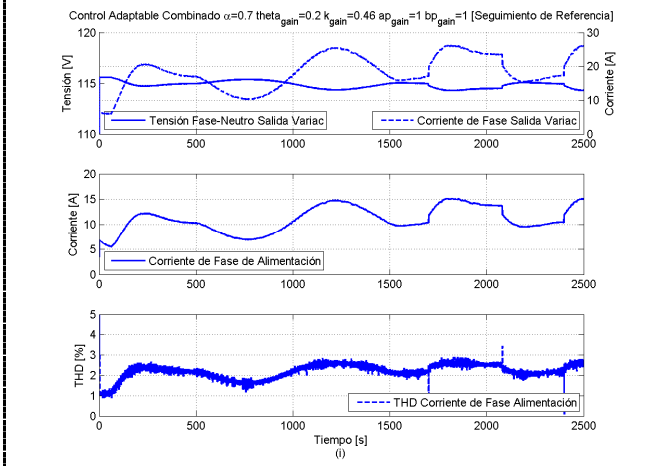
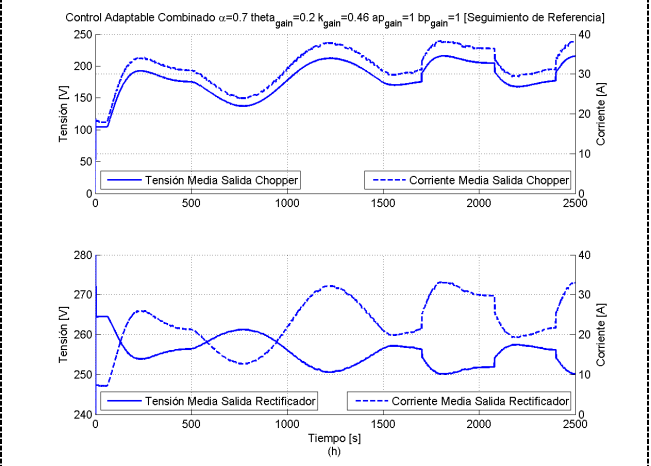
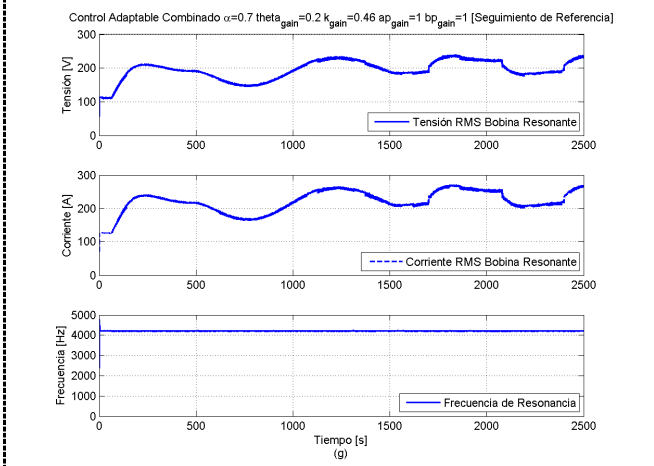
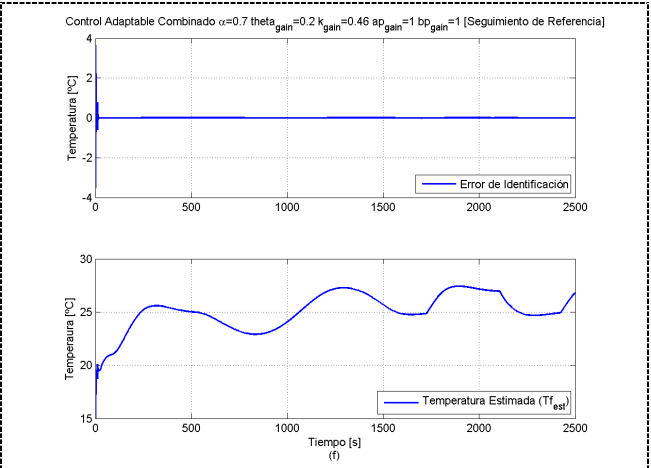
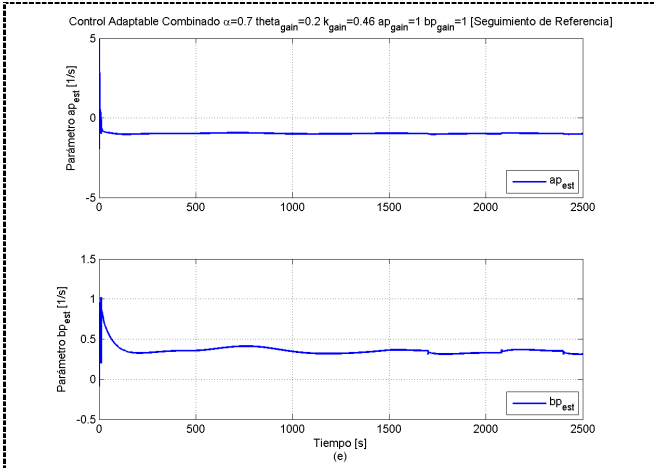


A.2 Simulación con Sistema Eléctrico en PSIM

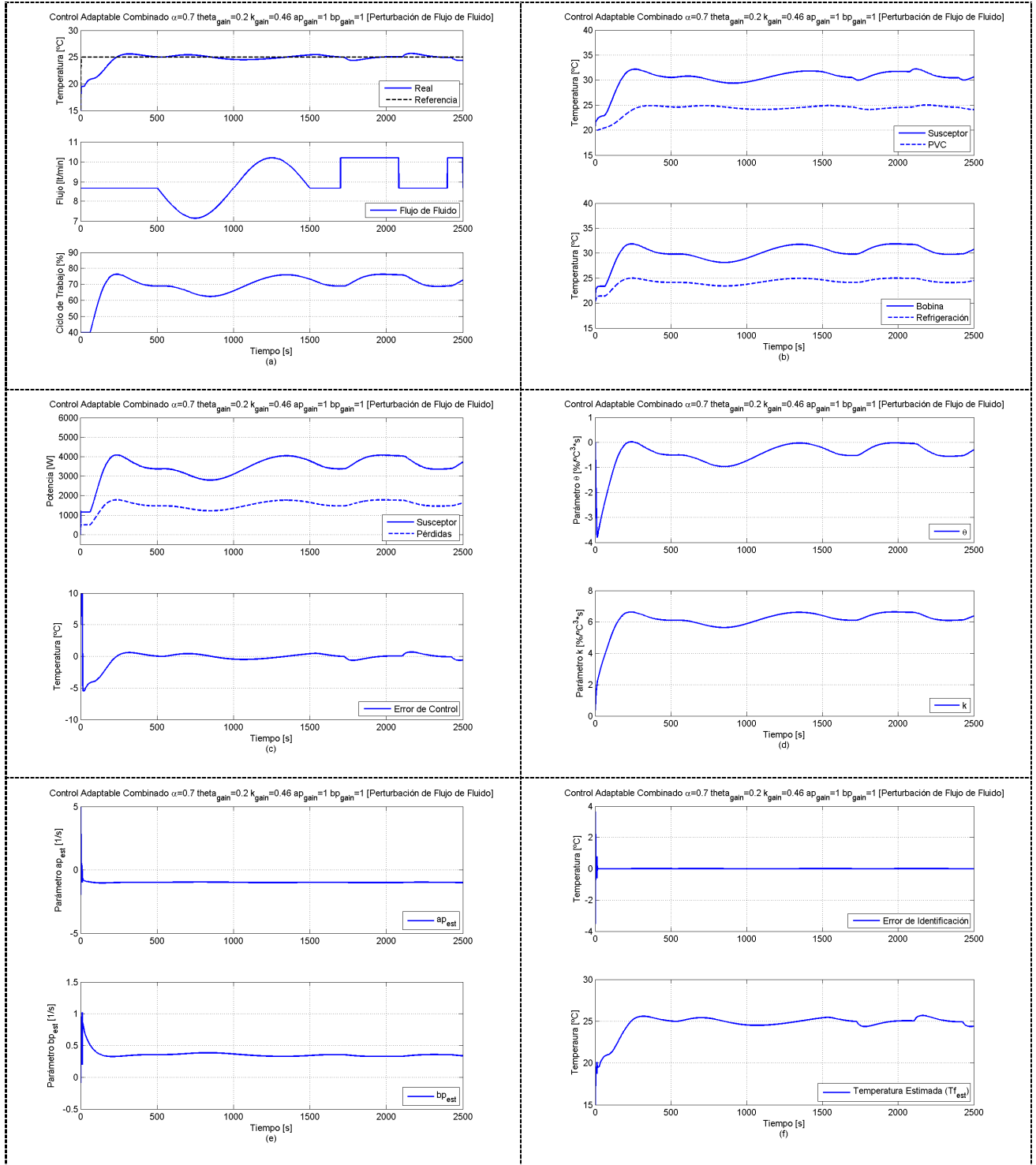
A continuación se muestra el detalle de los resultados obtenidos en las simulaciones del sistema de calentamiento inductivo bajo el esquema de control MRAC Combinado, y considerando que el subsistema eléctrico está implementado en PSIM. Los resultados incluyen el seguimiento de referencia y la respuesta del sistema en lazo cerrado frente a las perturbaciones mencionadas en el Capítulo 3. En el anexo en formato CD se incluyen los esquemas para las otras estrategias de control estudiadas.

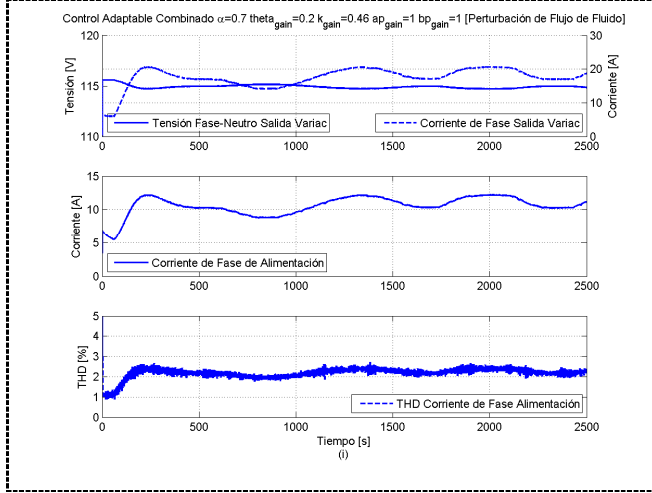
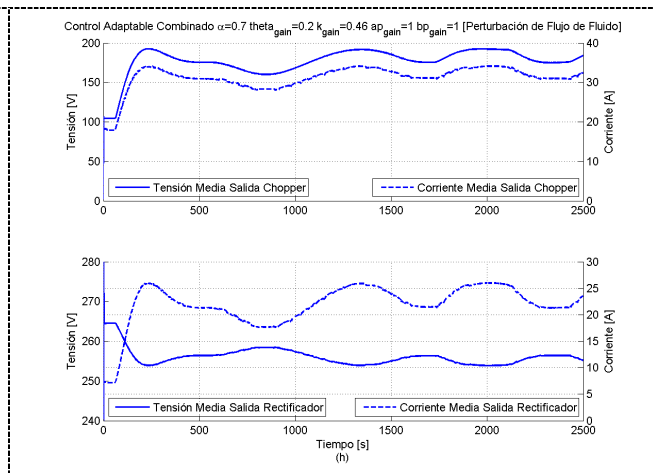
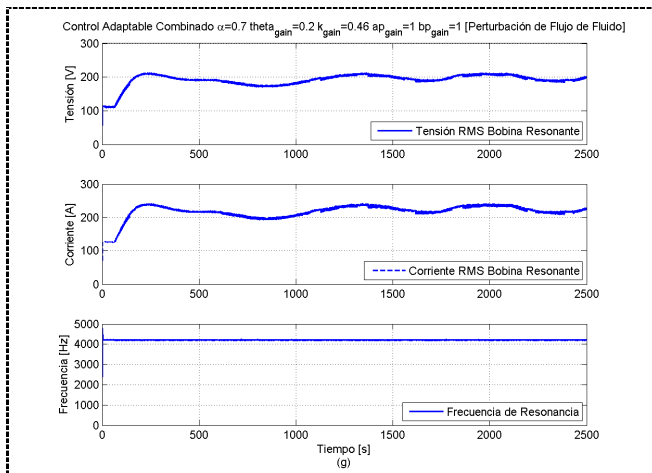
a) Seguimiento de Referencia



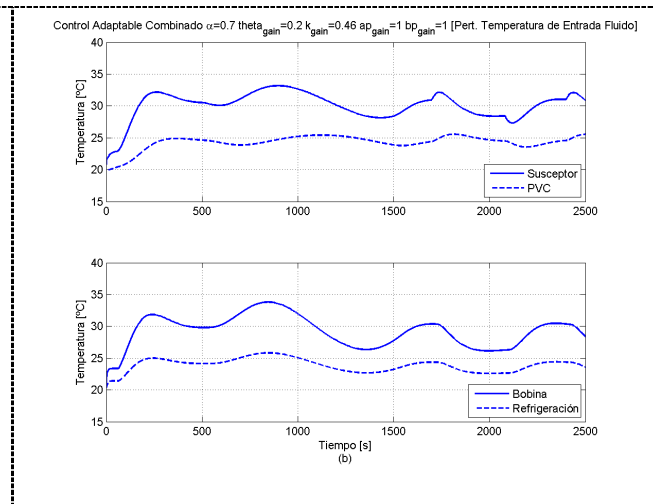
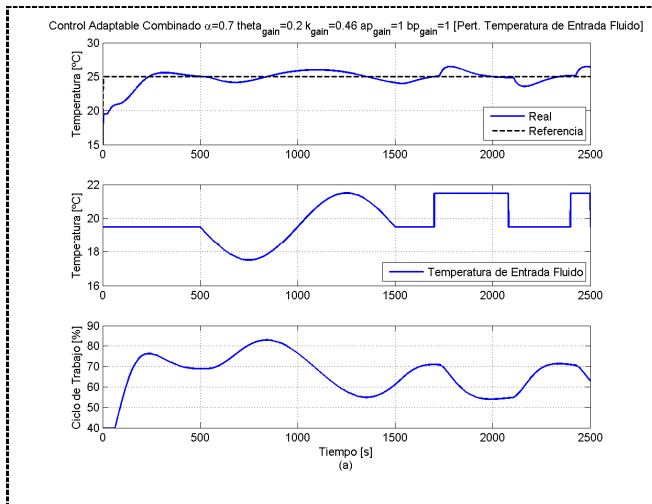


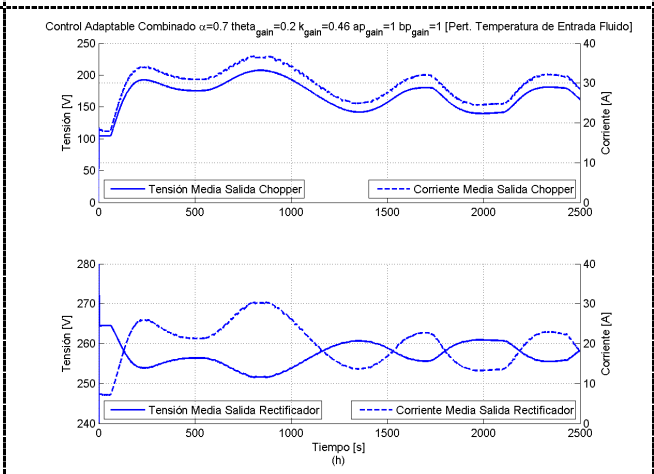
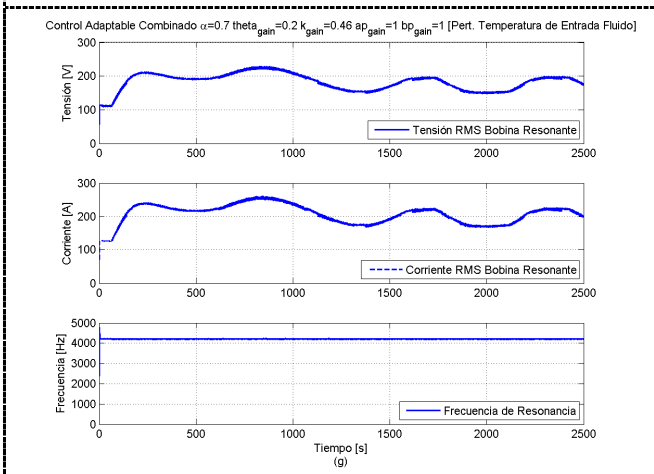
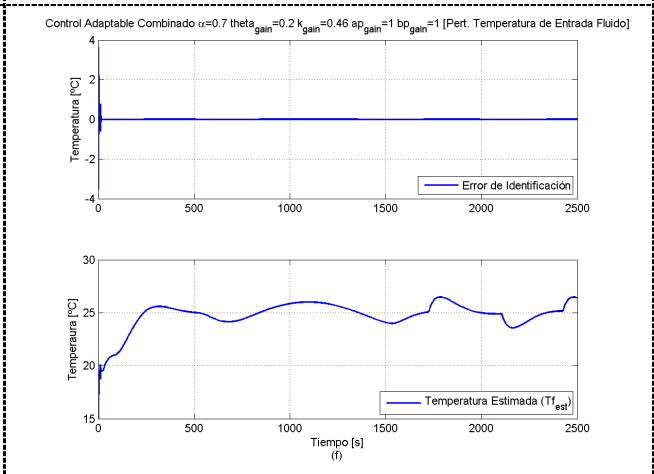
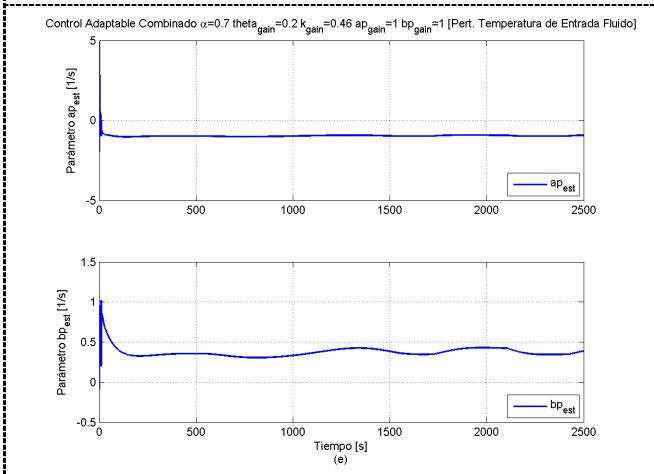
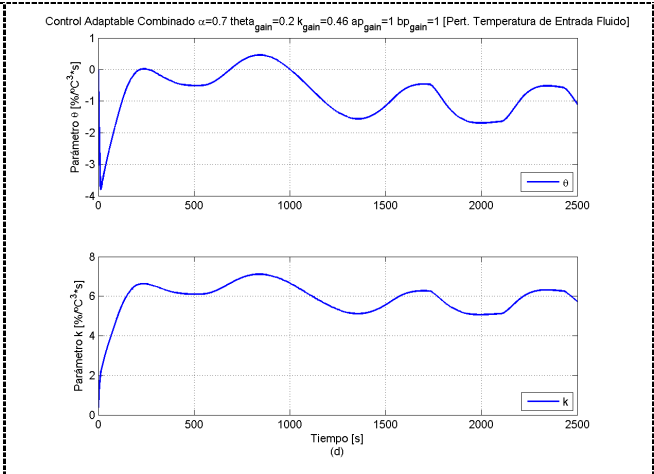
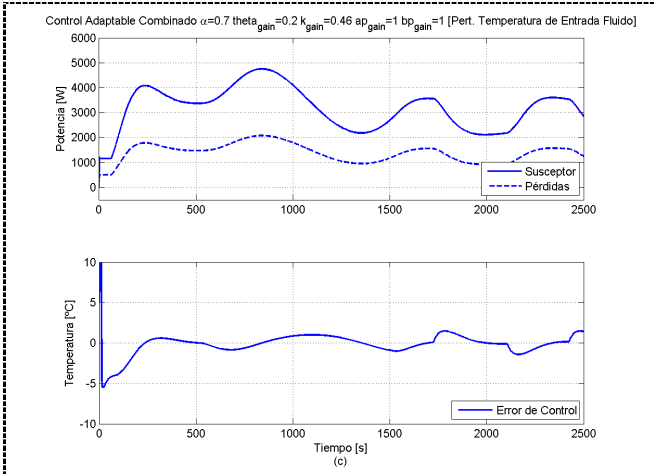
b) Perturbación de Cambio de Flujo del Fluido (entre 7 [lt/min] y 10 [lt/min]).

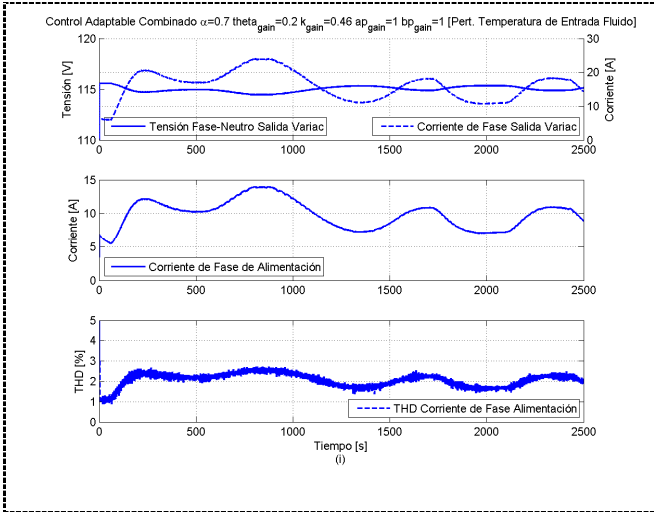




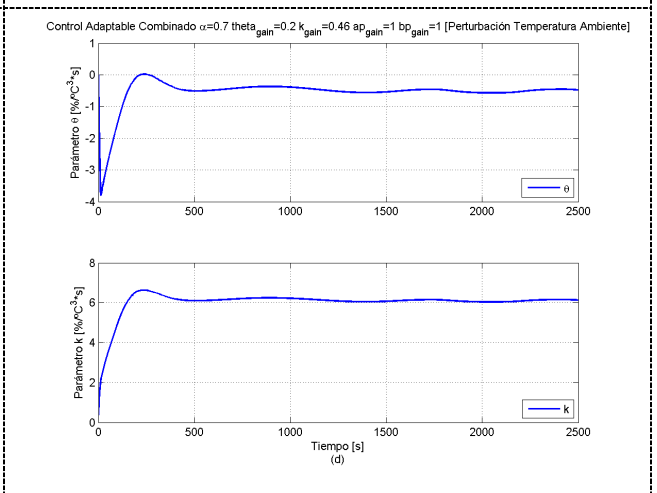
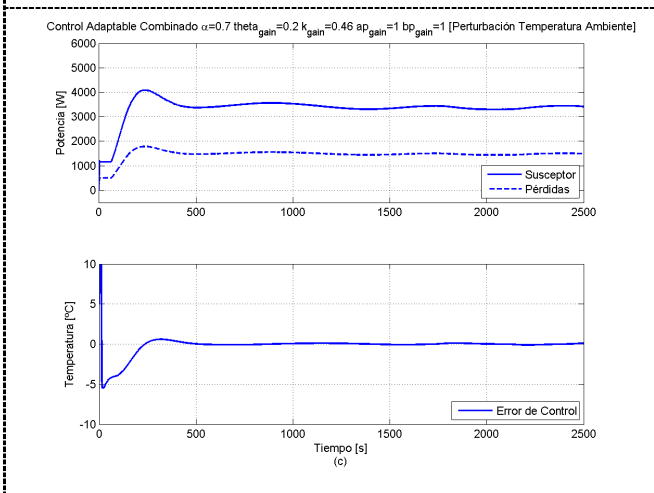
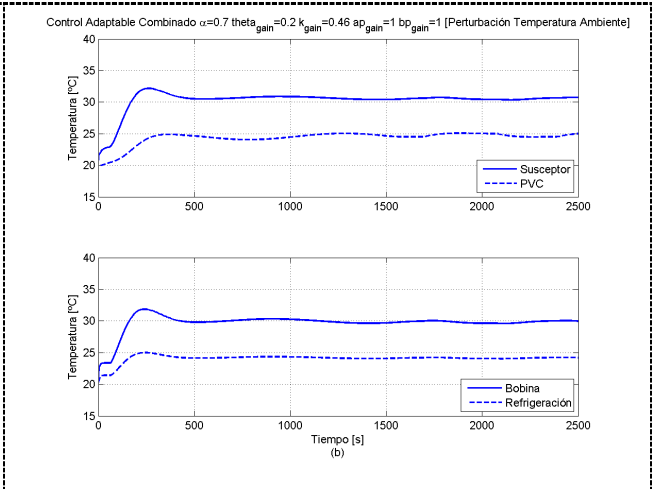
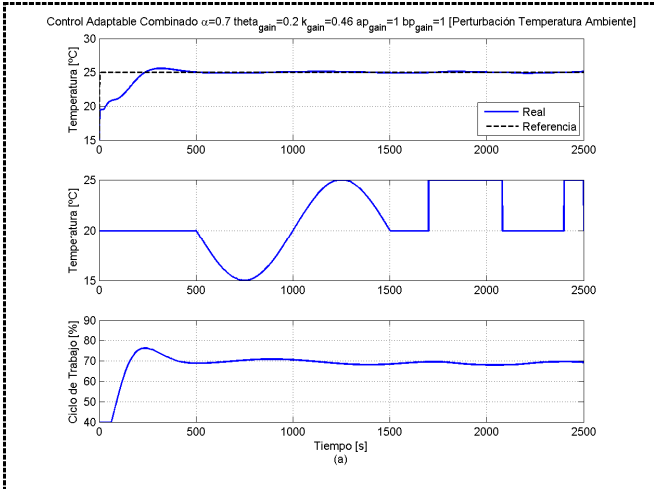
c) Perturbación de Cambio de Temperatura de Entrada del Fluido (entre 17,5 y 21,5 °C).

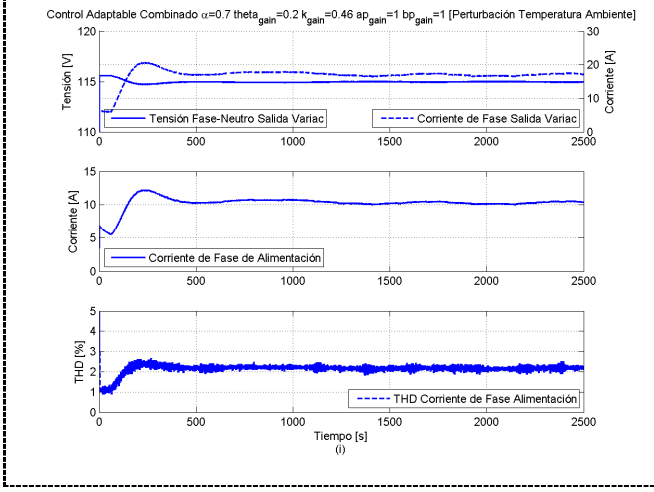
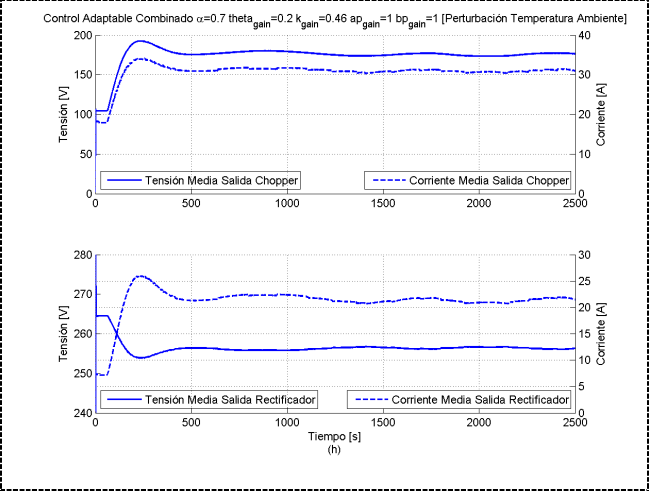
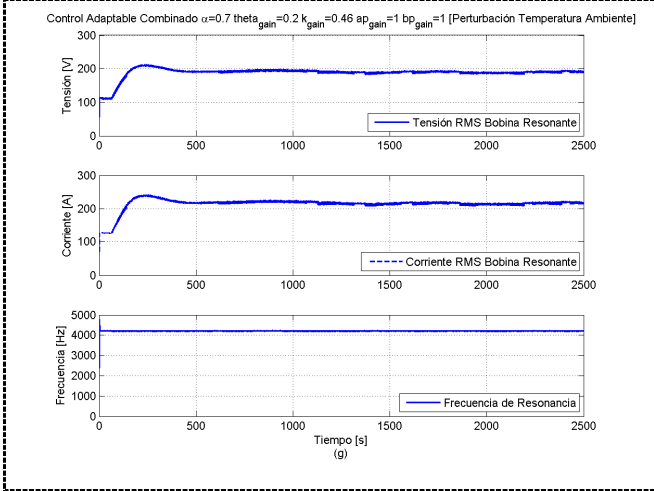
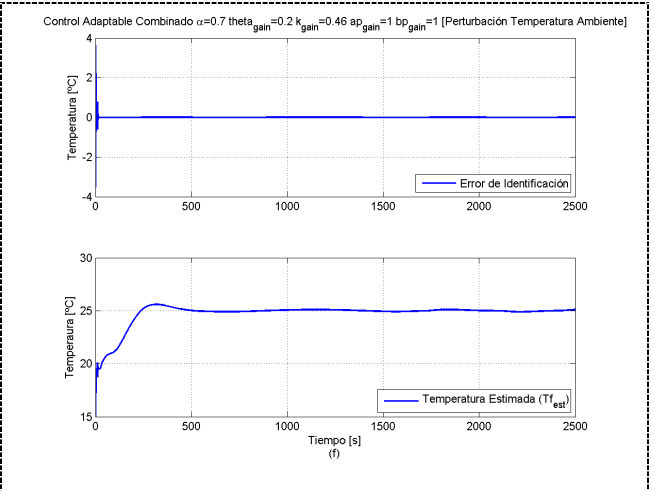
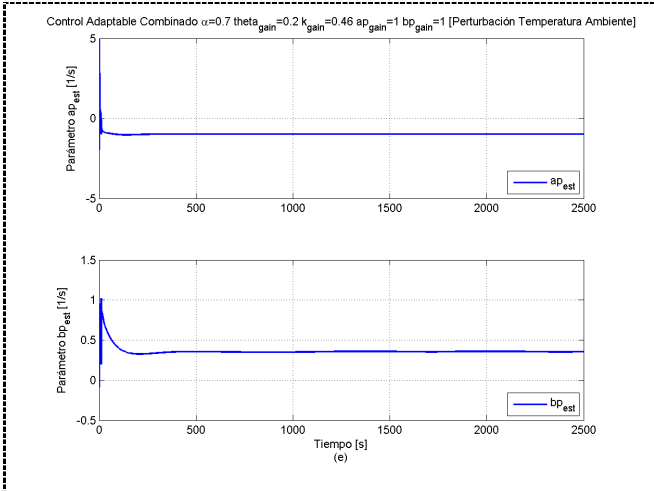






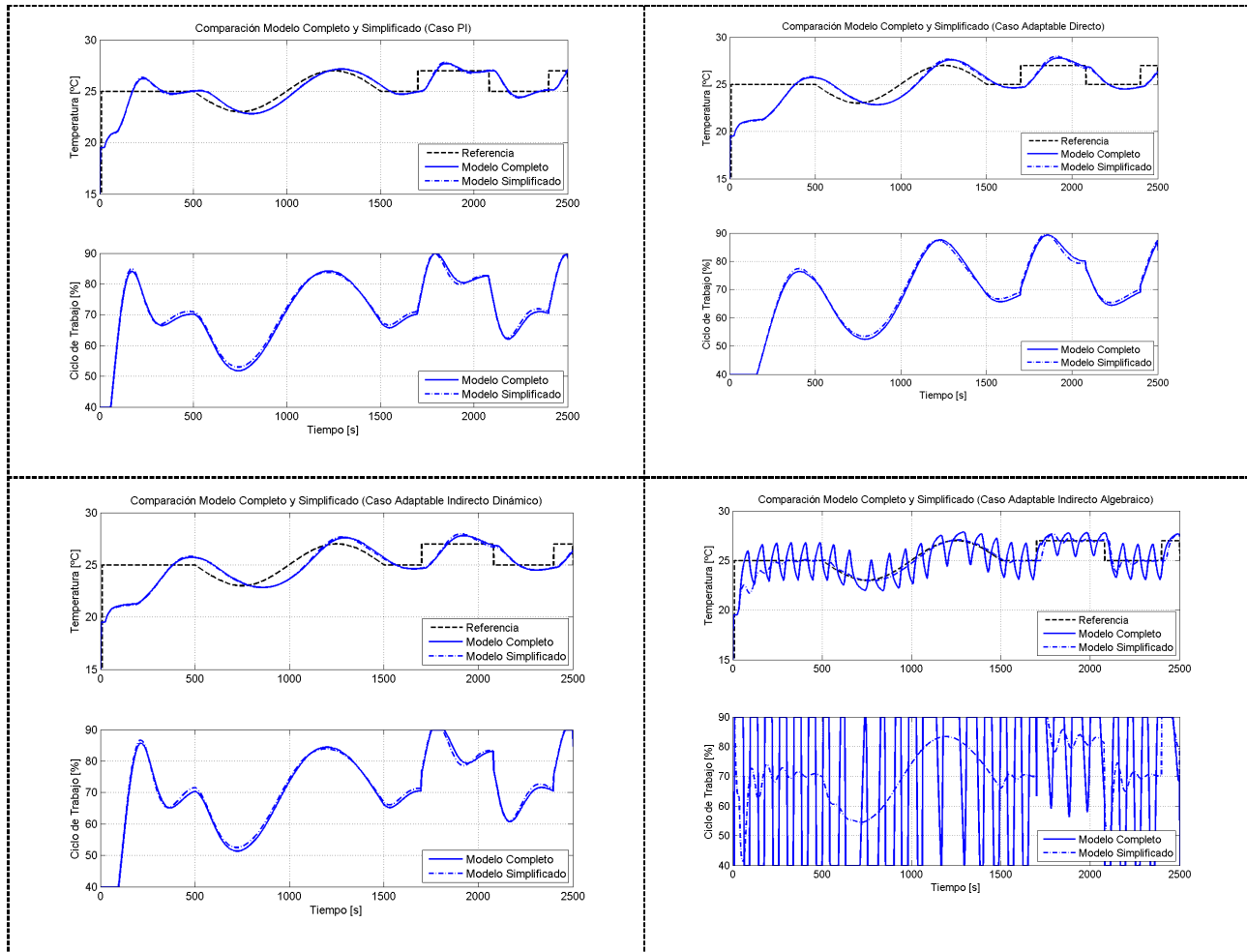
d) Perturbación de Temperatura Ambiente (entre 15°C y 25°C)

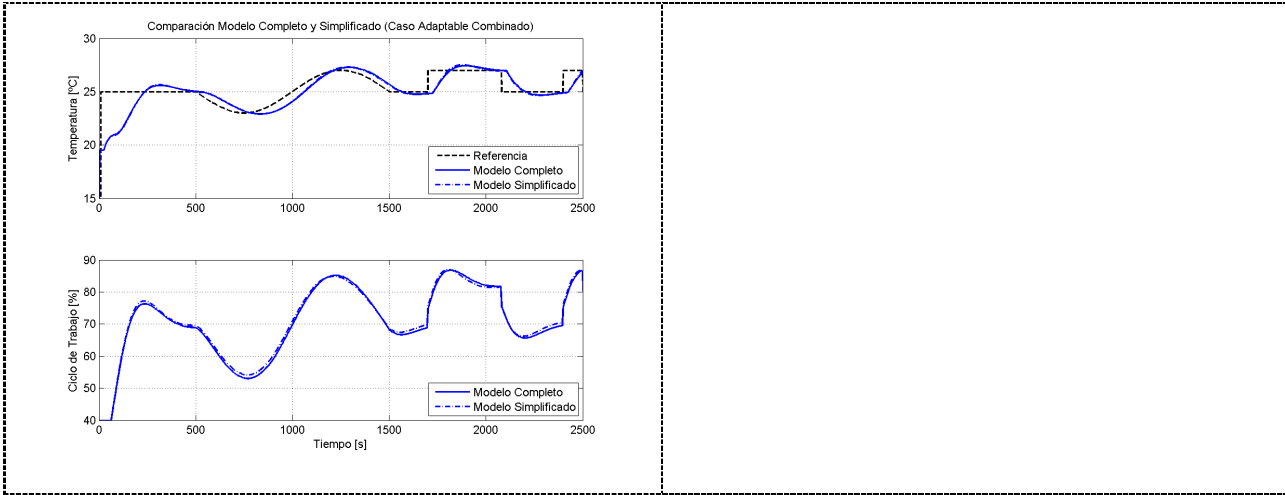




A.3 Comparación de Respuestas con y sin Subsistema Eléctrico en PSIM

El presente anexo muestra la comparación simulada entre la respuesta obtenida en cada estrategia de control considerando la situación con y sin el subsistema eléctrico implementado en PSIM. Nótese que la única diferencia significativa se produjo en la estrategia MRAC Indirecta Algebraica.

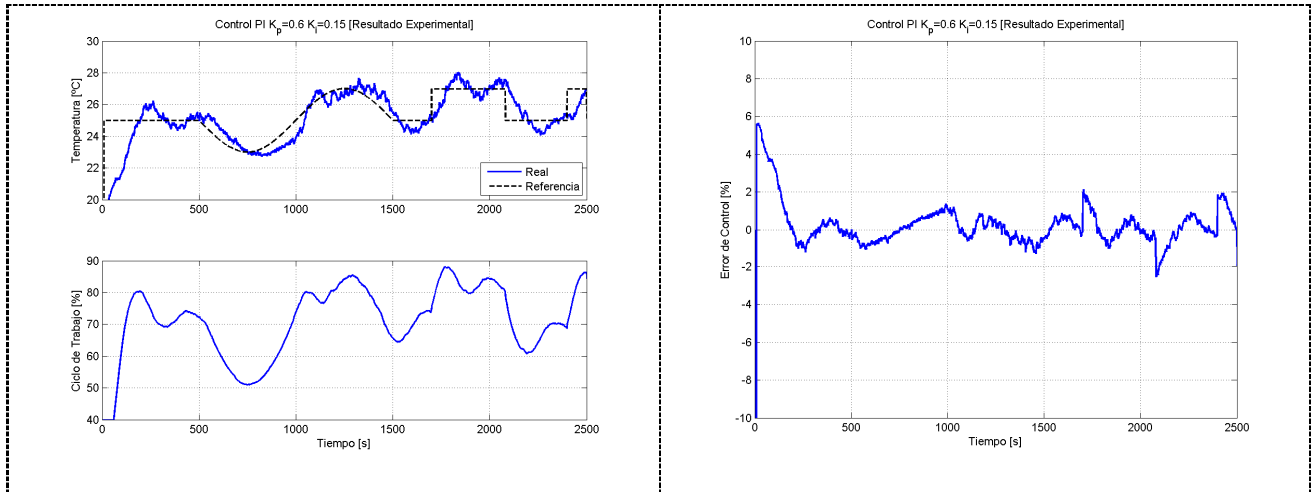




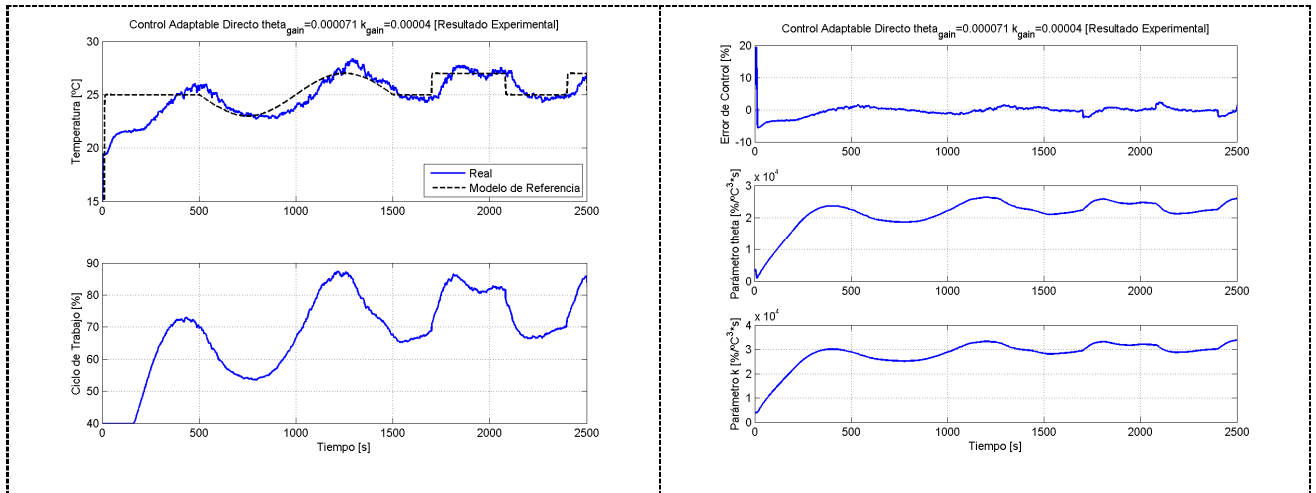
Anexo B: Resultados Experimentales

En este anexo se incluyen los resultados medidos en las pruebas experimentales de control de temperatura, para las cuatro estrategias estudiadas, mostrando las principales variables de entrada y salida tanto de la planta como de cada controlador.

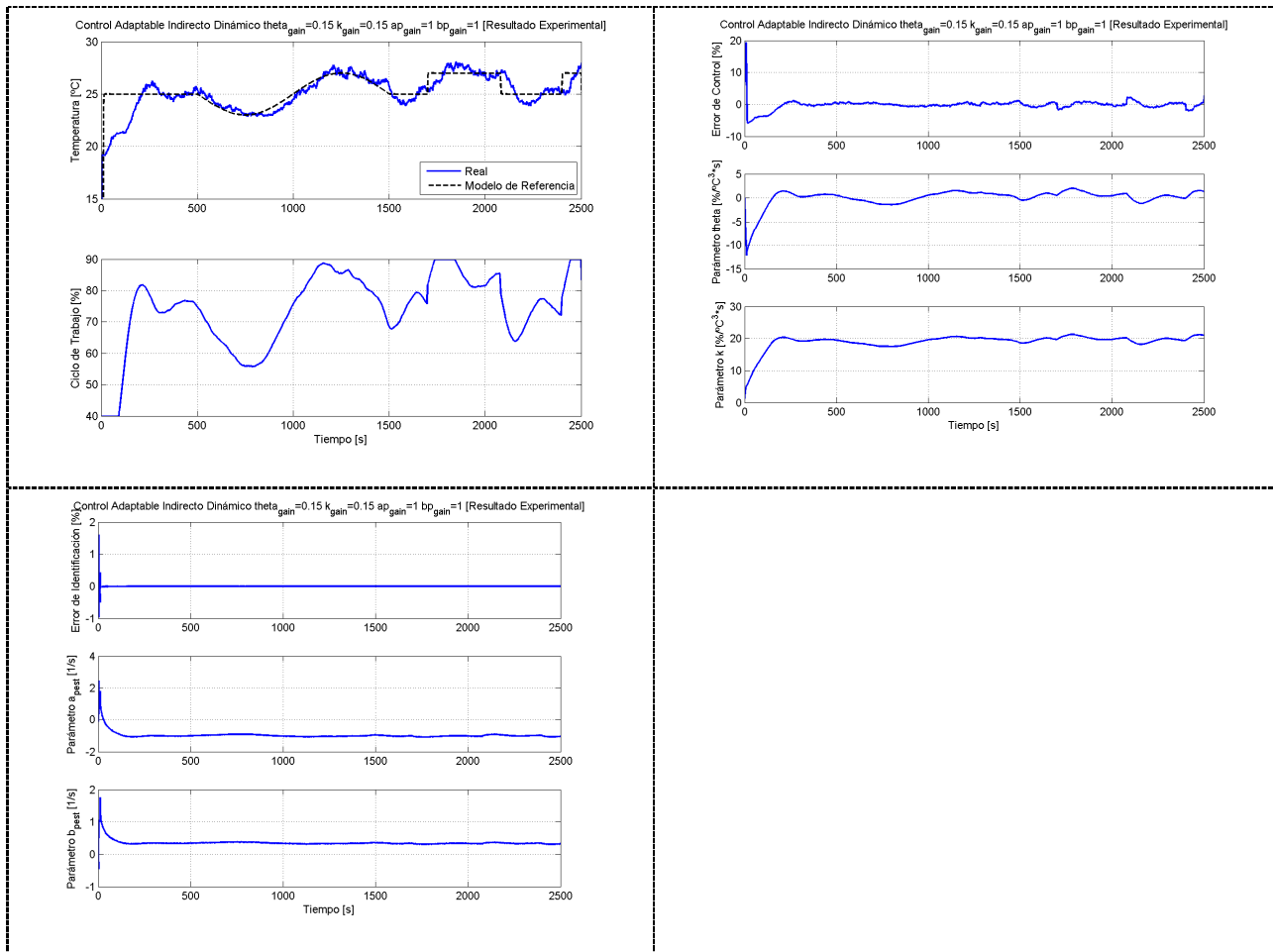
a) Control PI



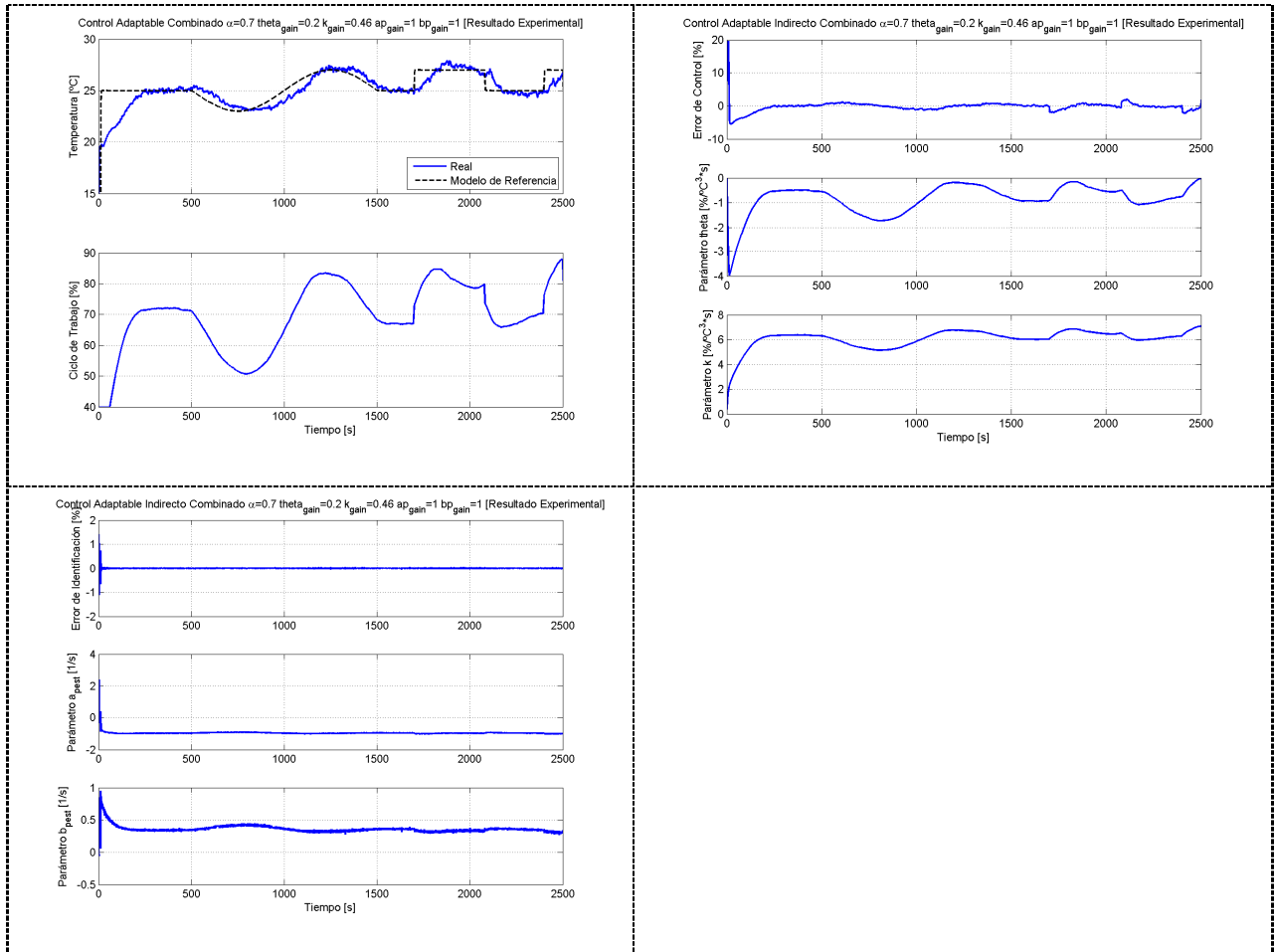
b) Control Adaptable Directo



c) Control Adaptable Indirecto con enfoque Dinámico



d) Control Adaptable Combinado



Anexo C: Esquemas de Simulación en Simulink

El siguiente anexo muestra los principales diagramas elaborados en simulink para la simulación del sistema de calentamiento. En la Figura C.1 se puede apreciar la configuración para la simulación de la estrategia de Control MRAC Combinada, en donde se tiene la referencia, el controlador adaptable mencionado, el modelo de la planta y la respectiva adquisición de todas las variables de interés. En el anexo en formato CD se incluyen los esquemas para las otras estrategias de control estudiadas.

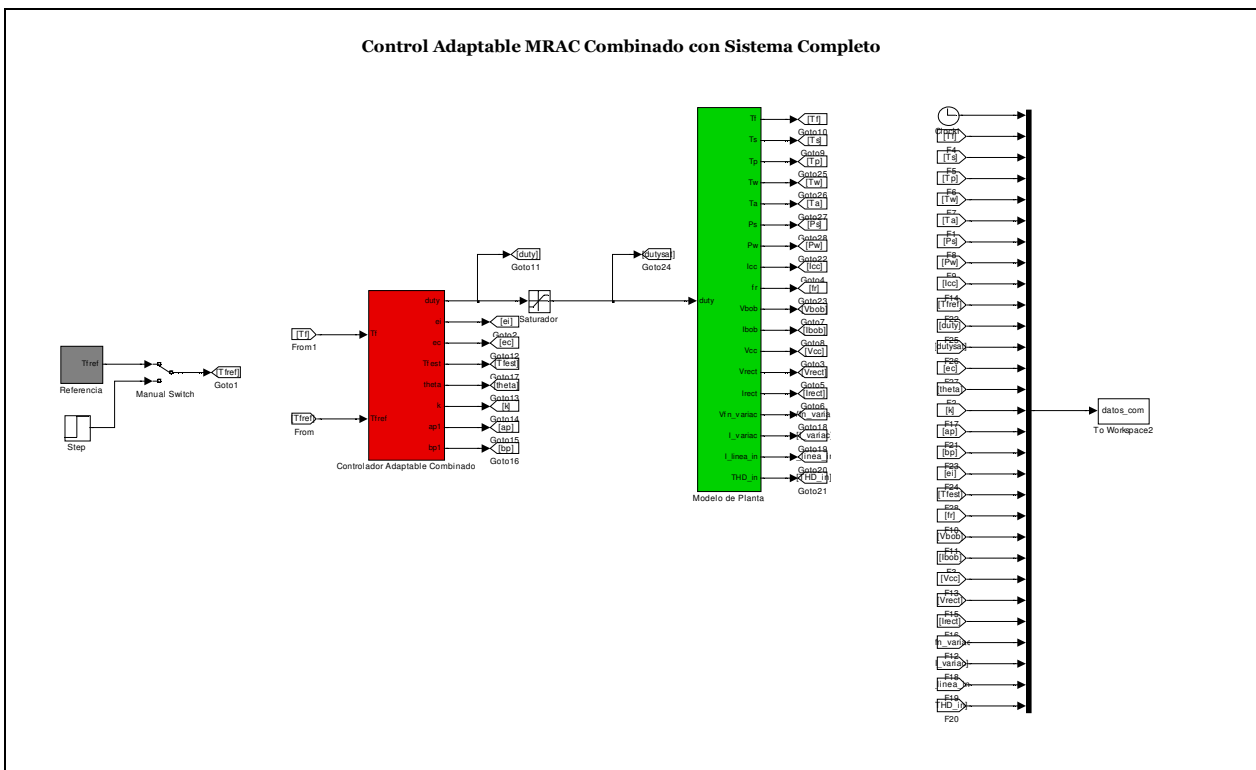


Figura C.1: Esquema de Seguimiento de Referencia, caso Adaptable Combinado

Por otra parte, la Figura C.2 describe el esquema utilizado en simulink para la implementación simulada de los métodos de compensación de retardo, caso MRAC Directo incluyendo aquellos implementados experimentalmente, como el método de Mirkin (compensador adaptable) y el predictivo con utilización del modelo (predictivo). En el anexo en formato CD se incluyen los esquemas para las otras estrategias de control estudiadas.

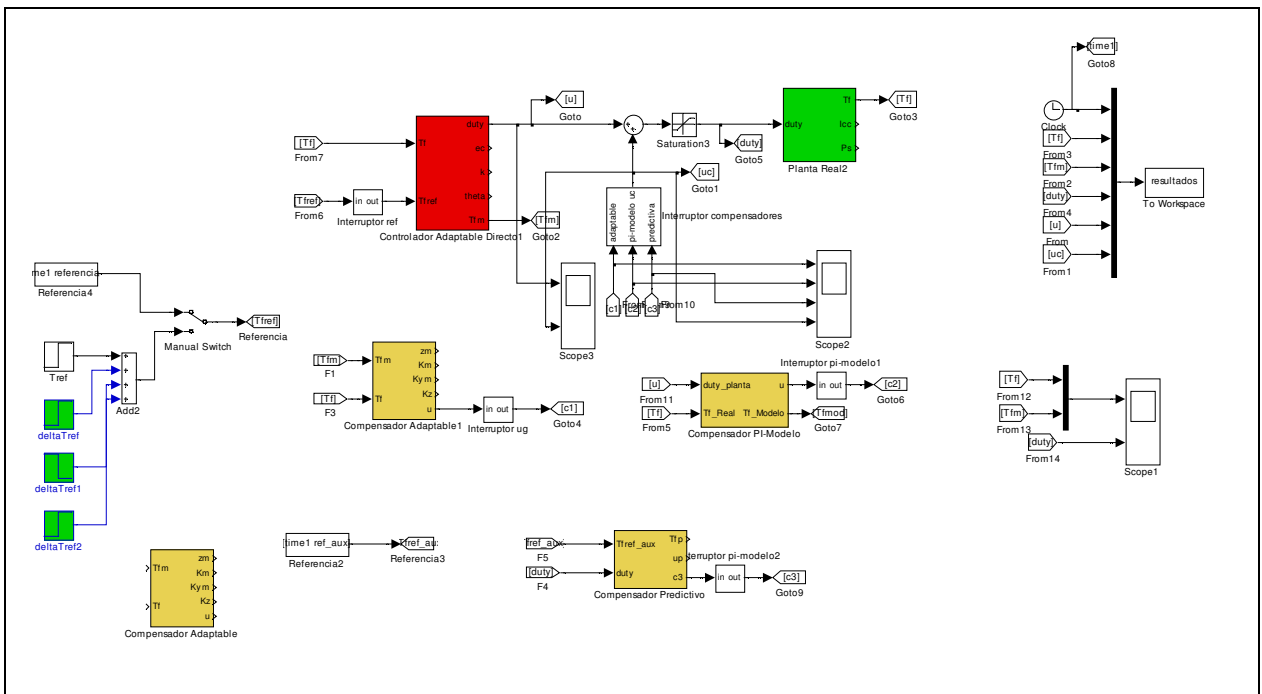


Figura C.2: Esquema de Métodos de Compensación, caso Adaptable Directo.

Anexo D: Protocolo de Pruebas e Inspecciones para el Sistema de Control de Temperatura del Equipo

1. Alcance

El presente protocolo de inspecciones y pruebas, es un documento que define un procedimiento básico a seguir en la prueba técnica de funcionamiento del equipo prototipo de calentamiento inductivo.

Se incluye un diagrama funcional general del sistema de calentamiento junto con la definición, objetivos, procedimientos y resultados esperados de las pruebas e inspecciones a realizar.

El campo de aplicación abordado en este documento es el control automático y la instrumentación.

2. Objetivos

- 2.1 Probar el funcionamiento de los instrumentos de medición de temperatura, flujo, nivel de estanque, corriente y tensión.
- 2.2 Verificar el funcionamiento de las tarjetas electrónicas de control y disparo de los IGBTs.
- 2.3 Chequear el conexionado, accesibilidad y disposición física de los equipos de medición, control, comunicación y adquisición de datos.
- 2.4 Programar, implementar y verificar el funcionamiento de los microcontroladores dsPIC de control y comunicación.

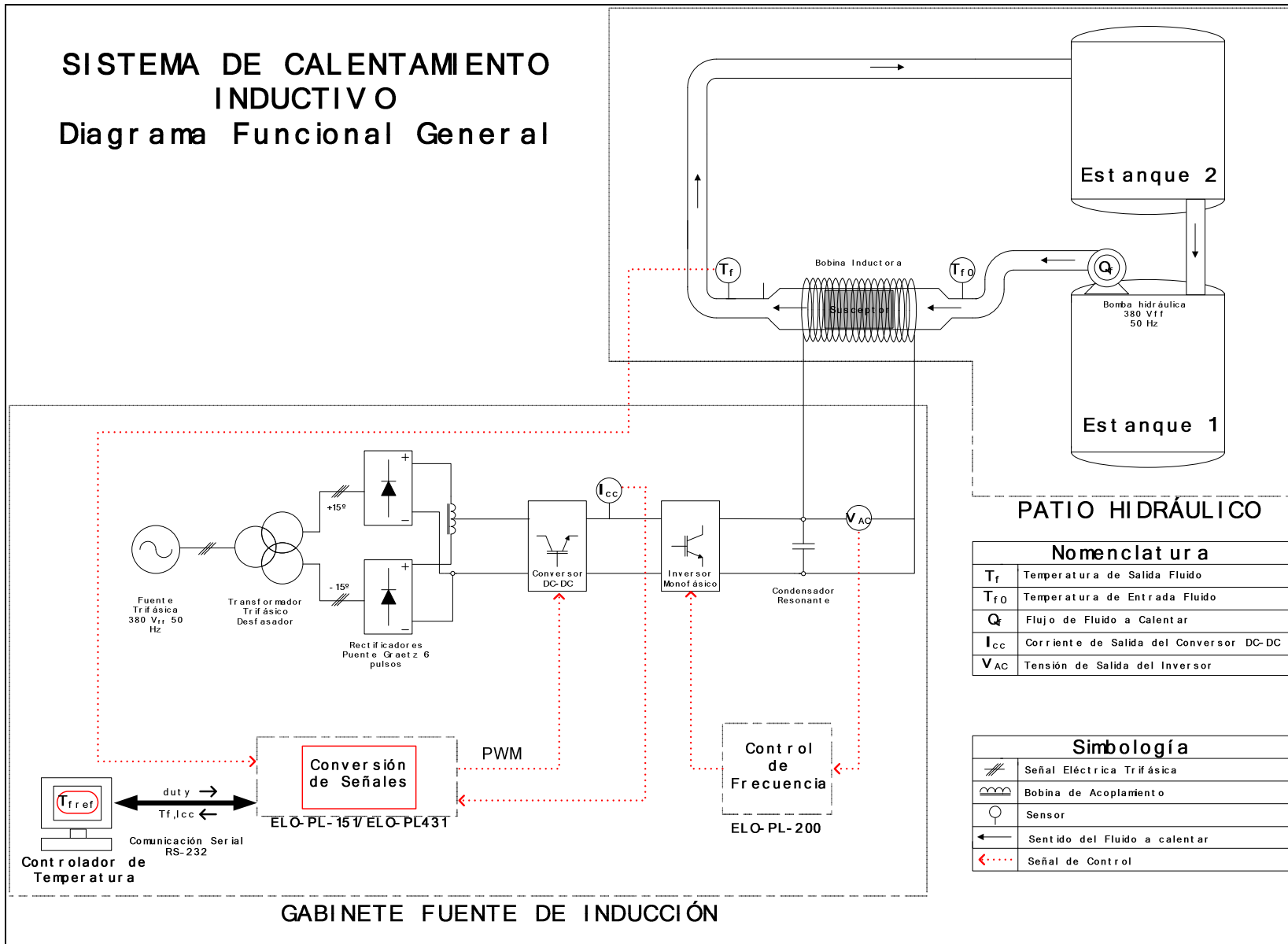
- 2.5 Probar el funcionamiento de las estrategias de control aplicadas a la temperatura de salida del fluido a calentar y a la corriente de salida del convertidor DC-DC.
- 2.6 Medir y registrar la respuesta de las variables eléctricas, térmicas e hidráulicas atingentes al sistema de calentamiento.
- 2.7 Analizar la estabilidad del sistema frente a perturbaciones y cambios de referencia programados.

3. Diagrama Funcional General

A continuación se presenta un esquema general de funcionamiento del sistema de calentamiento inductivo desarrollado a nivel de laboratorio (Figura D.1), con el objeto de entregar una visión amplia de la interconexión de los equipos involucrados y las variables medidas tanto para monitoreo como para control. Se distinguen en él la ubicación física de los subsistemas eléctrico y térmico y los códigos de las tarjetas electrónicas asociadas a cada acción de control.

SISTEMA DE CALENTAMIENTO INDUCTIVO

Diagrama Funcional General



PATIO HIDRÁULICO

Nomenclatura	
T_f	Temperatura de Salida Fluido
T_{f0}	Temperatura de Entrada Fluido
Q	Flujo de Fluido a Calentar
I_{cc}	Corriente de Salida del Conversor DC-DC
V_{AC}	Tensión de Salida del Inversor

Simbología	
	Señal Eléctrica Trifásica
	Bobina de Acoplamiento
	Sensor
	Sentido del Fluido a Calentar
	Señal de Control

GABINETE FUENTE DE INDUCCIÓN

Figura D.1 Diagrama Funcional General del Sistema de Calentamiento Inductivo.

4. Trabajo Previo a las Inspecciones y Pruebas

Previamente a la realización de las pruebas en terreno, se debe realizar las siguientes acciones de configuración y preparación de los equipos:

4.1 Programación de las estrategias de control en los microcontroladores.

4.1.1 Lenguaje de programación: C.

4.1.2 Programador y compilador: MPLAB C30.

4.1.3 Dispositivos microcontroladores: dsPIC30F4011 (control) y dsPIC30F2012 (comunicación).

4.1.4 Estrategias de control a programar:

- a) Control PID.
- b) Control adaptivo directo.
- c) Control adaptivo indirecto con enfoque dinámico.
- d) Control adaptivo indirecto con enfoque algebraico.
- e) Control adaptivo combinado.

4.1.5 Procedimiento a seguir:

- 1. Programar estrategias.
- 2. Compilar programas.
- 3. Simular programas compilados.
- 4 Cargar programas compilados en el dsPIC.

4.2 Preparación del software de adquisición de datos.

4.2.1 Como primera acción para recolectar información de la planta se utiliza el software Matlab, a través de una comunicación serial entre un computador y la tarjeta de control ELO-PL-151. Para ello se configura el programa de modo que las señales transmitidas

sean desplegadas en línea por un “scope” de Simulink y guardadas como un archivo en el Workspace.

4.2.2 Para las primeras pruebas a realizar se utiliza tanto los microcontroladores como el software Matlab para controlar las variables del sistema, en casos separados. Por lo tanto, se debe preparar las respectivas acciones según sea la configuración adoptada:

a) Cuando se utilice el dsPIC30F4011 como controlador de temperatura y corriente a la salida del conversor DC-DC (Icc), Matlab debe quedar configurado exclusivamente como adquisidor de datos.

b) Cuando se utilice Matlab como controlador de temperatura y adquisidor de datos, el dsPIC30F4011 se configura sólo como controlador de la corriente a la salida del conversor DC-DC (Icc).

c) Cuando se utilice Matlab como controlador de temperatura, de corriente a la salida del conversor DC-DC, adquisidor de datos, el dsPIC30F4011 se configura sólo como generador de señal PWM.

4.2.3 Para las siguientes etapas de prueba se utilizarán equipos y software de adquisición de datos que otorguen mayor flexibilidad y robustez al sistema, como “Opto 22” y posteriormente “PLC”.

5. Inspecciones y Pruebas

El plan de trabajo de inspecciones y pruebas para esta primera etapa del proyecto con respecto a la instrumentación y acciones de control solicitadas se detalla a continuación:

5.1 Verificación de la disposición de los equipos de medición, control, adquisición y comunicación de datos.

5.1.1 El objetivo de esta inspección consiste en cerciorarse en terreno de la disponibilidad y suficiencia de lo equipos necesarios para realizar las pruebas experimentales.

5.1.2 Se verifica la presencia de los siguientes equipos instalados:

a) Sensores de:

- Temperatura de salida del fluido a calentar (T_f).
- Temperatura de entrada del fluido a calentar (T_{f0}).
- Flujo del fluido a calentar (Q_f).
- Nivel del Estanque de fluido a calentar (L_f).
- Corriente de la salida del conversor DC-DC (I_{cc}).
- Tensión de la salida del conversor DC-DC (V_{cc}).
- Tensión de la salida del inversor (V_{ac}).

b) Tarjetas electrónicas de:

- Control de temperatura y corriente de salida del conversor DC-DC (ELO-PL-151).
- Control de frecuencia de alimentación del tanque resonante (ELO-PL-200).
- Disparo de IGBT (ELO-PL431).
- Cargador de dsPICs con su respectiva alimentación.

c) Equipos de Comunicación y Adquisición de Datos:

- Computador con puerto serial.

5.2 Verificación del conexionado de los equipos.

5.2.1 Esta verificación consiste en el chequeo de las conexiones existentes entre los equipos, para comprobar su suficiencia y seguridad cuando sea energizado el sistema.

5.2.2 Se comprueba la suficiencia de las conexiones:

- Alimentación de los sensores.
- Entre los sensores y las tarjetas electrónicas.
- Entre las tarjetas electrónicas y los IGBTs.
- Entre el puerto serial de la tarjeta electrónica ELO-PL-151 y el equipo de adquisición de datos.
- Entre el potenciómetro de referencia de temperatura y la tarjeta ELO-PL-151.

5.2.3 Se comprueba la seguridad de las conexiones:

- Entre los sensores y las tarjetas electrónicas.
- Entre las tarjetas electrónicas y los IGBTs.
- Entre Las tarjetas electrónicas y los equipos de adquisición y comunicación de datos.

5.2.4 Si se requiere verificar con mayor detalle las conexiones, revisar el diagrama de control del plano *21000-EL-PL, lámina 002* del informe técnico N° 477 elaborado por IDT S.A.

5.3 Prueba de funcionamiento de los instrumentos de medición.

5.3.1 El objetivo de esta prueba es comprobar el buen funcionamiento de los sensores, de tal forma de tener una buena precisión con respecto a las mediciones obtenidas. Se realizan comparaciones con un instrumento patrón ya probado y se calibra cada sensor de acuerdo al ajuste que requiera.

5.3.2 La prueba de los sensores de temperatura tiene el siguiente procedimiento:

a) Prueba del rango de tensión o corriente del sensor.

- Se ubica el sensor en un recipiente con agua a la temperatura de operación máxima requerida, medida a través de otro sensor probado.
- Se mide la tensión o corriente entregada por el sensor, por medio de un multímetro digital.
- Se saca el sensor del recipiente y se ubica en otro cuya temperatura sea la mínima requerida, también conocida por el sensor patrón.
- Se mide nuevamente la tensión o corriente entregada por el sensor.
- El mismo procedimiento, pero con la temperatura nominal de operación del equipo.
- Se verifica con las tablas y datos entregados por el fabricante las magnitudes medidas y la linealidad en el rango de operación.
- Si es necesario, se calibra el sensor hasta que se logre la conducta deseada de medición.

b) Prueba del tiempo de respuesta del sensor ante perturbaciones de tipo escalón:

- Se ubica el sensor en un recipiente con agua donde se conozca su temperatura mediante otro sensor probado.
- Se saca rápidamente del recipiente y se coloca en otro donde se conozca también su temperatura, pero que sea distinta a la inicial, preferentemente 10°C más o menos.
- Se mide el tiempo de respuesta del sensor, desde que se saca del recipiente inicial, hasta que se estabiliza la lectura de la temperatura en el recipiente final.

- Se verifica el tiempo con las tablas y datos otorgados por las especificaciones del fabricante del sensor.
- 5.3.3 Los sensores de tensión y corriente son probados en un equipo externo, como una fuente de tensión y corriente, y las señales obtenidas son medidas con equipos de medición externos, como osciloscopios o multímetros digitales. La verificación está basada en las tablas y datos entregados por el fabricante de cada sensor.
- 5.3.4 Para probar los sensores de flujo y nivel de estanque, se toma como medición patrón la lectura entregada por el display incluido en la carcasa del sensor, y se mide el rango de tensión o corriente correspondiente al flujo o nivel de estanque de operación. La verificación está basada en las tablas y datos entregados por el fabricante de cada sensor.
- 5.4 Prueba de sintonización de parámetros del controlador.
- 5.4.1 Esta prueba consiste en encontrar los valores de los parámetros del controlador de tal manera de obtener una respuesta de temperatura de salida del fluido adecuada, de acuerdo a los criterios de:
- a) Tiempos de estabilización.
 - b) Consumo energético.
 - c) Estabilidad transitoria y permanente.
 - d) Robustez frente a perturbaciones y cambios de referencia.
- 5.4.2 Para la primera prueba se toma como referencia los parámetros del controlador definidos en las simulaciones computacionales y luego se sigue el procedimiento definido en 5.5.3.
- 5.4.2 En caso de que el sistema no presentara una respuesta adecuada, se modifican los parámetros del controlador, de acuerdo a cada estrategia indicada en 4.1.4, y se ejecutan los pasos mencionados en 4.1.5.
- 5.4.3 Para evitar una posible inestabilidad del sistema producto de los cambios del controlador, éstos se realizan en variaciones no superiores al 10% de su valor nominal,

incrementándolas o disminuyéndolas de acuerdo a la observación de convergencia de la conducta deseada según sea el caso.

5.4.4 Como resultado de esta prueba se espera verificar una buena calibración de los controladores y encontrar una estrecha relación entre los resultados reales y las simulaciones realizadas.

5.5 Prueba de respuesta de temperatura sin perturbaciones y cambios de referencia.

5.5.1 Los objetivos de esta prueba son:

a) Medir y registrar la respuesta de temperatura del fluido en la salida del calentador, con el sistema constituido como un lazo de control cerrado.

b) Verificar el funcionamiento del lazo de control de temperatura y el lazo de control del sistema eléctrico sin perturbaciones.

c) Medir y registrar las variables de interés relacionadas con la acción de control.

5.5.2 Dado que se requiere que la temperatura de entrada al calentador sea uniforme, se utiliza sólo un estanque (estanque 1), cuya capacidad es de aproximadamente 357 litros. Si el flujo de fluido definido es de 10 litros por minuto, entonces se dispone de 35 minutos de flujo de agua a temperatura uniforme para la realización de las pruebas, a menos que durante ese tiempo se alcance a enfriar el estanque 2 hasta la misma temperatura del estanque 1.

5.5.3 El procedimiento para esta prueba se detalla a continuación:

a) Se activa los sensores, los equipos de medición y sistema de adquisición de datos necesarios para medir las variables mencionadas en los puntos 5.1.2 a) y 5.1.2 d).

b) Se ajusta el potenciómetro de referencia de modo que indique una temperatura de 40 °C.

- c) Se escoge una estrategia de control (por ejemplo PID) y se carga en el microcontrolador.
- d) Con el sistema eléctrico desenergizado, y con los estanques en su capacidad máxima de agua, se hace partir la bomba fijando el flujo de fluido a 10 litros por minuto.
- e) Cuando el circuito hidráulico se cierre, se procede a encender el sistema eléctrico y a tomar los datos de las variables mencionadas en el punto 5.1.2 a). Al mismo tiempo, se procede a encender un cronómetro para verificar el tiempo de duración del agua del estanque 1.
- f) Se monitorea en línea la temperatura de salida del fluido medida hasta que se logre el régimen estacionario, independiente de si la temperatura alcanzada no sea la de referencia. Si el sistema se desestabiliza o por algún motivo no alcanza el régimen estacionario, se debe apagar el sistema eléctrico y chequear alguna falla, o modificar los parámetros del controlador (punto 5.4).
- g) Una vez alcanzado el régimen estacionario, cuando se requiera, se ajusta el potenciómetro de referencia hasta que la temperatura de salida medida sea de 40°C.
- h) Con la referencia reajustada, se apaga el sistema eléctrico y se espera un tiempo suficiente hasta que el agua caliente llegue al estanque 2. Se vuelve a energizar el sistema eléctrico y se repiten los pasos e) y f).
- i) Si se logra llegar a la referencia de 40°C en un tiempo menor a 50 s, la prueba se extiende hasta los 100 s. En caso contrario, la prueba se extiende hasta 50 s más de haber alcanzado el régimen estacionario.
- j) Para finalizar la prueba, se debe apagar primero el sistema eléctrico y después el hidráulico, de tal forma de evitar posibles calentamientos del suscepto.
- k) Los datos de las mediciones deben ser guardados en el computador utilizado, para posterior análisis.
- l) Repetir los pasos a) hasta k) para todas las estrategias mencionadas en el punto 4.1.4.

5.5.4 El resultado esperado luego de la realización de esta prueba es que se logre comprobar:

- a) La estabilidad del sistema de calentamiento en todo instante.
- b) Que se alcance la temperatura de referencia mediante una curva de respuesta adecuada, con tiempos de estabilización no excesivamente largos, con un consumo energético dentro de los rangos esperados y con los niveles de potencia proyectados en el diseño del equipo.
- c) Que coincidan las curvas de respuesta de las variables, para cada estrategia de control, con los resultados obtenidos en las simulaciones.

5.6 Prueba de respuesta de temperatura con perturbaciones y cambios de referencia.

5.6.1 Los objetivos de esta prueba son:

- a) Verificar el funcionamiento del lazo de control de temperatura y el lazo de control del sistema eléctrico con perturbaciones y cambios de referencia.
- b) Medir y registrar las variables de interés relacionadas con la acción de control.

5.6.2 Se realizará las siguientes perturbaciones durante las pruebas:

- a) Modificación de la temperatura de referencia.
- b) Modificación del flujo de fluido a calentar.

5.6.3 Para llevar la temperatura del fluido de salida del calentador a su estado estacionario, se realiza el mismo procedimiento especificado en 5.4.3, para todas las estrategias mencionadas en 4.1.4. Cuando la temperatura del fluido se estabilice, se procede a realizar las pruebas indicadas en 5.5.2.

5.6.4 La modificación de la temperatura de referencia tiene el siguiente procedimiento:

- a) Se eleva la temperatura en 10°C, moviendo el potenciómetro rápidamente y se espera hasta que la temperatura llegue a la nueva referencia.

- b) Treinta segundos después se mueve el potenciómetro rápidamente hasta su posición inicial.
- c) Se registran los datos en los equipos de adquisición.
- d) Repetir los pasos a), b) y c) para variaciones de temperatura de 5°C y 15°C.
- e) Repetir los pasos a), b), c) y d) con las estrategias de control indicadas en 4.1.4.

5.6.5 La modificación del flujo de fluido tiene el siguiente procedimiento:

- a) Con el sistema estabilizado a la temperatura de régimen estacionario y al flujo de fluido de 10 litros por minuto, se acciona rápidamente el actuador de la bomba del tal forma de disminuir el flujo al 50% de su valor nominal.
- b) Una vez alcanzados y estabilizados estos valores, treinta segundos después se vuelve a accionar rápidamente el actuador de la bomba hasta su posición inicial.
- c) Se registran los datos en los equipos de adquisición.
- d) Repetir los pasos a), b) y c) para variaciones de flujo de 10% y 30%.
- e) Repetir los pasos a), b), c) y d) con las estrategias de control indicadas en 4.1.4.

5.6.6 El resultado esperado luego de la realización de esta prueba es que se logre comprobar:

- a) La estabilidad del sistema de calentamiento en todo instante frente a perturbaciones bruscas con alta probabilidad de ocurrencia.
- b) La estabilidad del sistema de calentamiento en todo instante frente a cambios en la temperatura de referencia.

- b) Que las curvas obtenidas producto de las perturbaciones y cambios de referencia se encuentren dentro de los rangos de tiempos de estabilización, energía consumida y potencia demandada adecuados al diseño del equipo.
- c) Que coincidan las curvas de respuesta de las variables, para cada estrategia de control, con los resultados obtenidos en las simulaciones.

6. Equipos e Implementos Necesarios para las Pruebas

El conjunto de equipos e implementos necesarios para la realización de las pruebas mencionadas anteriormente son los siguientes:

6.1 Equipos de medición externos que incluyan comunicación con computador:

- Multímetro digital para medición de:
 - Potencia activa de entrada.
 - Factor de potencia de entrada.
 - Potencia activa a la salida el inversor.
 - Factor de potencia
 - Distorsión Armónica Total de Entrada (THD).
- Osciloscopio para medición de:
 - Corriente de línea de entrada

6.2 Implementos de seguridad necesarios para la manipulación de los equipos mencionados y/u otros que sean requeridos para las pruebas:

- Guantes con aislamiento eléctrico.
- Zapatos de seguridad dieléctricos.
- Lentes de seguridad.
- Traje adecuado para pruebas eléctricas de laboratorio.
- Audífonos de protección contra el ruido auditivo.

Referencias

- [1] Abdelall, F.F. and Hahn, G.; Ghiaasiaan, S.M.; Abdel-Khalik, S.I. ; Jeter, S.S. Yoda, M. and Sadowski, D.L.; "Pressure drop caused by abrupt flow area changes in small channels", Experimental Thermal and Fluid Science, vol. 29, no. 4, April 2005, pp. 425–434.
- [2] Alonso, J. M.; "Inversores Resonantes de Alta Frecuencia", Tesis para optar a la plaza de profesor Titular de Universidad, con Especialidad en Tecnología Electrónica, Universidad de Oviedo, Oviedo, España, 1998.
- [3] Angulo, A. y Carvajal F.; "Simulaciones magnetohidrodinámicas para proyecto Fondef D05110098", Informe Proyecto Fondef D05110098, Santiago, Chile, 2007.
- [4] Astigarraga, J. and Aguirre, J.L.; "Hornos Industriales de Inducción: teoría, cálculo y aplicaciones"; Mc Graw Hill, 1995.
- [5] Batarseh, I.; "State-plane approach for the analysis of half-bridge parallel resonant converters", Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings, vol. 142, no. 3, June 1995, pp. 200 – 204.
- [6] Bianchi, E.; "Respuesta Térmica de Equipos y Maquinaria Electromecánica", Apuntes del Curso Aplicaciones Industriales de la Energía Eléctrica, Universidad de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Chile, Julio de 2003.
- [7] Bittner, R.; Salazar, L.; Valenzuela, M. and Pagliero, A.; "Modeling the electric field and potential of an electrowinning cell with bipolar floating electrodes", Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, 31 Aug.-4 Sept. 1998, pp. 365 - 370.
- [8] Bonert, R. and Lavers, J.D.; "Simple starting scheme for a parallel resonance inverter for induction heating", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 3, May 1994, pp. 281 – 287.
- [9] Brown, Ch.; Coomhs, D.; "Notes on Control with Delay", Technical Report 387, The University of Rochester, Computer Science Department, August 1991.

- [10] Calpe, J.; Sanchis, E.; Martinez, M.; Esteve, V. and Rosado, A.; "DSP-based control for a series resonant heating generator", IECON 02, IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, vol. 3, 5-8 nov. 2002, pp. 1960 – 1965.
- [11] Carstensen, E.L.; "Magnetic fields and cancer", Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE, vol. 14, no. 4, July-Aug. 1995, pp. 362 – 369.
- [12] Casas, J.;" Modelación de procesos de biolixiviación de minerales de cobre en pilas y botaderos", Tesis doctoral de Ciencias de la Ingeniería, mención Química, Universidad de Chile, Departamento de Ingeniería Química, Santiago, Chile, 1996.
- [13] Cengel, Y. A.; "Transferencia de Calor y Masa: Un enfoque práctico", Mc Graw Hill, 3ª edición, México D.F., 2007.
- [14] Curran, J.S.; Featherstone, A.M.; "Electric-induction fluid heaters", Power Engineering Journal, vol. 2, no. 3, May 1988, pp. 157 – 160.
- [15] Deb, S.; Joshi, A.; Doradla, S.R.; "A novel frequency-domain model for a parallel-resonant converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, April 1988, pp. 208 – 215.
- [16] Dede, E.J.; Maset, E.; Espi, J.M.; Ferreres, A.; "Transformerless resonant inverters for induction heating applications", AFRICON, 1996., IEEE AFRICON 4th, vol. 1, 24-27 Sept. 1996, pp. 212 - 214.
- [17] Dessaint, L.-A.; Al-Haddad, K.; Le-Huy, H.; Sybille, G.; Brunelle, P.; "A power system simulation tool based on Simulink", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 6, Dec. 1999, pp. 1252 – 1254.
- [18] Duarte-Mermoud, M.A.; Prieto, R.A.; "Performance index for quality response of dynamical systems". ISA Transactions, vol. 43, no. 1, January 2004, pp. 133-151.
- [19] Egan, L.R.; Furlani, E.P.; "A computer simulation of an induction heating system", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, no. 5, Sep 1991, pp. 4343 – 4354.

- [20] Esteve, G; “Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción”, Tesis de Doctorado en Ingeniería Electrónica, Universidad de Valencia, Valencia, España, Junio de 1999.
- [21] Estrada, J.; “Diseño y construcción de sistema de calentamiento inductivo de 30 kW para pruebas de laboratorio”, Informe proyecto Fondef D05I10098, Santiago, Chile, 2007.
- [22] Fairchild Semiconductor; “Induction Heating System Topology Review”, July 2000, [on line], disponible en: www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf
- [23] Favennec, Y.; Labbe, V.; Bay, F.; “Numerical modeling and optimal control of induction heating process systems”, Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications, 5-7 Sept. 2001, pp. 418 – 421.
- [24] Frederick, R.; “Apuntes para el curso ME43B: Transferencia de Calor”, Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Mecánica, Santiago, Chile, 2006.
- [25] Fuentes, R.; “Informe para Fondef de Avance de Ensayos en el Prototipo de Laboratorio”, Informe Proyecto Fondef D05I10098, Santiago, Chile, 2008.
- [26] Fuentes, R.; Soto, E.; “Diseño y construcción de un susceptor para prototipo de laboratorio”, Informe Proyecto Fondef D05I10098, Santiago, Chile, 2007.
- [27] Godoy, Boris I.; Braslavsky, Julio H.; Agüero, Juan C.; “A model-based feedback control strategy for heap bioleaching processes” 46th IEEE Conference on Decision and Control, 12-14 Dec. 2007, pp. 1850 – 1855.
- [28] Gomes de Freitas, L.C.; Coelho, E.A.A.; Parreira, E.F.; Oliveira, M.A.G.; de Freitas, L.C.; “Multipulse power rectifier without using multiphase transformers”, IECON 2005 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 6-10 nov. 2005, pp. 6.
- [29] González, H.; “Desarrollo de esquemas de control basados en moldeo de energía para una clase de sistemas no lineales y diseño de un prototipo abierto de inversor trifásico para aplicaciones en línea en motores de inducción”, Tesis de Magíster en Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Chile, 2005.

- [30] Grajales, L.; Sabate, J.A.; Wang, K.R.; Tabisz, W.A.; Lee, F.C.; “Design of a 10 kW, 500 kHz phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating”, Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2-8 Oct. 1993, vol. 2, pp. 843 – 849.
- [31] Guo, B.; Lin, D.C.; Feng, Y.L.; Laknath, K.G.D.; Syedulhaq, M.; Nakaoka, M.; “New conceptual electromagnetic induction fluid heating system using resonant PWM inverter with auto-tuning PID controller”, Proceedings of The IEEE International Conference on Technology, 1996. (ICIT '96), 2-6 Dec. 1996, pp. 390 – 394.
- [32] Han-Fu Chen; Ji-Feng Zhang; “Identification and adaptive control for systems with unknown orders, delay, and coefficients”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 35, no. 8, Aug. 1990, pp. 866 – 877.
- [33] Holman; J. P., “Transferencia de Calor”, Mc Graw Hill, 8ª edición, Madrid, España, 1998.
- [34] Jin-Kyu Byun; Hyun-Kyo Jung; Song-Yop Hahn; Kyung Choi; Il-Han Park; “Optimal temperature control for induction heating devices using physical and geometrical design sensitivity”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, no. 5, Part 1, Sept. 1998, pp. 3114 – 3117.
- [35] Juliet, J.; Fuentes, R.,” Diseño eléctrico a nivel laboratorio: Análisis de topologías de convertidores estáticos para calentamiento inductivo”, Informe Proyecto Fondef D05110098, Santiago, Chile, 2007.
- [36] Kajiyama, A.; Guo, B.; Nakaoka, M.; Uchihori, Y.; “Innovative development of electromagnetic induction-based fluid-heating system using resonant PWM inverter”, Proceedings of the Power Conversion Conference – Nagaoka 1997, vol. 2, 3-6 Aug. 1997, pp. 977 - 982.
- [37] Kaneda, M.; Tanaka, H.; Muraoka, S.; Hishikawa, S.; Nakaoka, M.; “High frequency eddy current-based fluid heater using soft-switching inverter”, Proceedings. IPEMC 2000. The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, vol. 2, 15-18 Aug. 2000, pp. 962 - 967.

- [38] Khan, I.; Tapson, J.; De Vries, I.; “Automatic frequency control of an induction furnace”, 1999 IEEE AFRICON, vol. 2, 28 Sept.-1 Oct. 1999 ,pp. 913 - 916.
- [39] Khan, I.; Tapson, J.; de Vries, I.; “Frequency control of a current-fed inverter for induction heating”, ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000, vol. 1, 4-8 Dec. 2000, pp. 343 - 346.
- [40] Lienhard, J. H. V and Lienhard, J. H. IV; “A Heat Transfer Textbook”, Phlogiston press, 3rd edition, Cambridge, Massachusetts, USA, 2005.
- [41] Ly Arrascue, M. E.; “Biolixiviación a Nivel Industrial”, Presentación X Encuentro Científico Internacional ECI 2003, Lima, Perú, 2-5 de Enero de 2003.
- [42] Mai, W.; Henneberger, G.; “Calculation of the transient temperature distribution in a TFIH device using the impedance boundary condition”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, no. 5, Part 1, Sept. 1998, pp. 3094 – 3097.
- [43] Microchip; “dsPIC30F4011-4012 User Guide”, 2005 [on line], disponible en: ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135C.pdf
- [44] Microchip; “dsPIC® Language ToolsLibraries”, 2004 [on line], disponible en: ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/51456b.pdf
- [45] Microchip; “MPLAB® C30 C Compiler user’s guide”, 2005 [on line], disponible en: ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/C30_Users_Guide_51284e.pdf
- [46] Microchip; “dsPIC30F Programmer’s Reference Manual”, 2003 [on line], disponible en: ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70030f.pdf
- [47] Mirkin, B.M.; Gutman, P.-O.; “Adaptive control of linear time delay systems”, Proceedings of the 2004 American Control Conference, 2004, vol. 2, 30 June-2 July 2004, pp. 1241 - 1246
- [48] Mirkin, B.; Gutman, P.-O.; Falcone, P.; “Adaptive output-feedback control of MIMO plants with unknown, time-varying state delay”, 2008 American Control Conference, 11-13 June 2008, pp. 4761 – 4766.

- [49] Mohan N.; "Power Electronics and Drives", MNPERE, 2003 edition, Minneapolis, USA, 2003.
- [50] Mollov, S.V.; Theodoridis, M.; Forsyth, A.J.; "High frequency voltage-fed inverter with phase-shift control for induction heating", IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 151, no. 1, 9 Jan. 2004, pp. 12 – 18.
- [51] Nakamizo, T.; Kaneda, M.; Hishikawa, S.; Guo, B.; Iwamoto, H.; Nakaoka, M.; "New generation fluid heating appliance using high-frequency load resonant inverter", PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on PowerElectronics and Drive Systems, 1999, vol. 1, 27-29 July 1999, pp. 309 – 314.
- [52] Narendra, K.S.; Balakrishnan, J.; "Adaptive control using multiple models", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 42, no. 2, Feb. 1997, pp. 171 – 187.
- [53] Narendra, K. S. and Annaswamy, A. M.; "Stable Adaptive Systems", Dover Publications, 2005 edition, 2005.
- [54] Nerg J., Tolsa K., Silventoinen P., Partanen J. and Pyrhonen J., "A dynamic model for the simulation of induction heating devices", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, no. 5, Part 2, Sept. 1999, pp. 3592 – 3594.
- [55] Oruganti, R.; How, T.C.; "Resonant-tank control of parallel resonant converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, no. 2, April 1993, pp. 127 – 134.
- [56] Pelissier, I.; "Calentamiento inductivo y sus efectos sobre la salud", Informe proyecto Fondef D05110098, Santiago, Chile, 2007.
- [57] Polk, C.; "Biological effects of low-level low-frequency electric and magnetic fields", IEEE Transactions on Education, vol. 34, no. 3, Aug. 1991, pp. 243 – 249.
- [58] Prieto, R; "Índices para la evaluación del comportamiento transitorio en sistemas dinámicos", Memoria de Ingeniería civil Electricista, Universidad de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Chile, Noviembre de 1998.

- [59] Rashid; M. H., “Electrónica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones”, Prentice Hall, 3^o edición, México D.F., México, 2004.
- [60] Rudnev, V.; Loveless, D.; Cook, R. and Black M.; “Handbook of Induction Heating”; Marcel Dekker Inc; 1st edition, New York, USA, 2003.
- [61] Sánchez, M.; Pelissier, I. Duarte, M.; “Protocolo de Inspecciones y Pruebas para Equipo de Calentamiento Inductivo: Parte Control e Instrumentación”, Informe Proyecto Fondef D05110098, Santiago, Chile, 2008.
- [62] Sadakata, H.; Nakaoka, M.; Yamashita, H.; Omori, H.; Terai, H.; “Development of induction heated hot water producer using soft switching PWM high frequency Inverter”, PCC Osaka 2002. Proceedings of the Power Conversion Conference, 2002, vol. 2, 2-5 April 2002, pp. 452 - 455.
- [63] Schonknecht, A.; De Doncker, R.W.A.A.; “novel topology for parallel connection of soft-switching high-power high frequency inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, March-April 2003, pp. 550 – 555.
- [64] Schwarzer, U.; De Doncker, R.W.; “Power losses of IGBTs in an inverter prototype for high frequency inductive heating applications”, IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001, vol. 2, 29 nov.-2 Dec. 2001, pp. 793 - 798.
- [65] Sienkiewicz, Z.; “Biological effects of electromagnetic fields and radiation”, Ninth International Conference on (Conf. Publ. no. 396) Electromagnetic Compatibility, 1994., 5-7 Sep 1994, pp. 17 – 21.
- [66] Silvester, P. P. and Ferrari, R. L.; “Finite Elements for Electrical Engineers”, Cambridge University Press, 3rd edition, New York, USA, 1996.
- [67] Siu-Chung Wong; Brown, A.D.; “Analysis, modeling, and simulation of series-parallel resonant converter circuits”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 5, Sept. 1995, pp. 605 – 614.
- [68] Skvarenina, T.; “The Power Electronics Handbook”; CRC Press, 1st edition, Boca Raton, USA, 2002.

- [69] Spooner, J.; Maggiore, M.; Ordoñez and R.; Passino, K.; “Stable Adaptive Control and Estimation for nonlinear Systems: Neural and Fuzzy Approximator Techniques”, Simon Haykin, Wiley-Interscience, 1st edition, New York, 2002.
- [70] Tanaka, H.; Kaneda, M.; Chandhaket, S.; Abdallah, M.; Nakaoka, M.; Uchida, N.; Ueno, T.; “Eddy current dual packs heater based continuous pipeline fluid heating using soft switching PWM high frequency inverter”, ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2000, vol. 1, 4-8 Dec. 2000, pp. 306 - 311.
- [71] ter Maten, E.J.W.; Melissen, J.B.M.; “Simulation of inductive heating”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 28, no. 2, Mar 1992, pp. 1287 – 1290.
- [72] Terai, H.; Sadakata, H.; Omori, H.; Yamashita, H.; Nakaoka, M.; “High frequency soft switching inverter for fluid-heating appliance using induction eddy current-based involuted type heat exchanger”, IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002, vol. 4, 23-27 June 2002, pp. 1874 – 1878.
- [73] United States Patent, “Inverter or converter by current injection, provided with a circuit whose generating frequency for the alternating voltage is adjusted by the load’s resonant frequency, cycle to cycle, without lags”, Lagos, P.; patent N° US 6,466,467 B2, Oct. 15, 2002.
- [74] Utreras, C.; “Apuntes de Electricidad y magnetismo”, Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Departamento de Física, Santiago, Chile, 1999.
- [75] Valdés, C.; “Evaluación de sistema de calentamiento de soluciones mediante inducción magnética en planta de cátodos San Francisco, Los Bronces, Anglo American”, Memoria de Ingeniero civil Metalúrgico, Universidad de Concepción, Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Metalúrgica, Concepción, Chile, 2008.
- [76] Watt, K; “Análisis Técnico Económico Comparativo de Tecnologías de Calentamiento para la Bio-lixiviación en la Minería del Cobre”, Informe de práctica profesional de Ingeniería civil Electricista, Universidad de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Chile, 2007.
- [77] Wheeler, H.A; “Simple Inductance Formulas for Radio Coils”, Proceedings of the I.R.E., vol 16, no 10, October 1928, pp. 1398-1400.

- [78] Wiechmann, E.P.; Vidal, G.A.; Pagliero, A.J.; “Current-source connection of electrolytic cell electrodes: an improvement for electrowinning and electrorefinery”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 3, May-June 2006, pp. 851 – 855.
- [79] Wiechmann, E.P.; Aqueveque, P.E.; “Filterless high current rectifier for electrolytic applications”, Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005, vol. 1, 2-6 Oct. 2005, pp. 198 - 203.
- [80] Wiechmann, E.P.; Aqueveque, P.E.; Morales, A.S.; Acuna, P.F.; Burgos, R.P.; “Multi-Cell High-Current Rectifier”, 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference, 2006, vol. 3, 8-12 Oct. 2006, pp. 1282 – 1289.
- [81] Yamamoto, M.; Iseki, T.; Kajiyama, A.; Bin, G.; Nakaoka, M.; Uemura, M.; “Latest electromagnetic induction-based fluid-heating equipment using high-frequency PWM load resonant Inverter”, Proceedings., 1997 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997, vol. 1, 26-29 May 1997, pp. 153 - 162.
- [82] Ye Zhongming; Jain Praveen; Sen Paresh; “Control of High Frequency Resonant Inverter System, Design and Implementation”, PESC '06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006, 18-22 June 2006, pp. 1 – 7.
- [83] Zerouali, S.; Allag, A.; Mimoune, S.M.; Hadri Hamida, A.; Khanniche, S. and M.Féliachi; “An adaptative control applied to series resonant inverter for induction heating”; Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference, 2006. UPEC '06, vol. 2, 6-8 Sept. 2006, pp. 633 – 636.