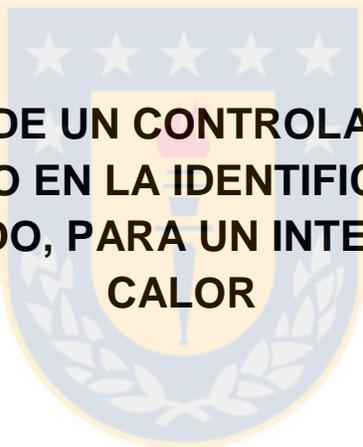




Universidad de Concepción  
Dirección de Postgrado  
Facultad de Ingeniería - Programa de Magíster en Ciencias de la Ingeniería con mención  
en Ingeniería Química



**ACTUALIZACIÓN DE UN CONTROLADOR DE MODELO  
INTERNO, BASADO EN LA IDENTIFICACIÓN DINÁMICA  
EN LAZO CERRADO, PARA UN INTERCAMBIADOR DE  
CALOR**

Tesis para optar al grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería con  
mención en Ingeniería Química

**BRIAN ANDREW STEEL HELDT**  
**CONCEPCIÓN-CHILE**  
**2016**

Profesor Guía: Diógenes Melo Lagos  
Edgardo Canales Rebolledo  
Dpto. de Ingeniería Química, Facultad de Ingeniería  
Universidad de Concepción

## Sumario

El control eficiente de los procesos químicos es fundamental para las industrias permitiendo operar los procesos de forma segura (cuidando el medio ambiente y la salud de los operadores) y maximizar utilidades (obteniendo un producto de calidad al mismo tiempo que se optimizan los consumos de suministros y reactivos). Para poder controlar un proceso de forma correcta se deben conocer las características estáticas (ganancia) y dinámicas (constantes de tiempo y retardo) del mismo.

Este trabajo de tesis propone utilizar un método de identificación en lazo cerrado para obtener los parámetros que caracterizan las funciones de transferencia de, a diferencia de trabajos anteriores, procesos con controladores de modelo interno. Este modo de control reconoce la referencia, impidiendo identificar la ganancia de manera directa (la razón de amplitud a frecuencia angular cero es indeterminada). Por ello se ideó un algoritmo basado en numerosas simulaciones de sistemas de primer orden, el que se probó en procesos con parámetros y tiempos de muestreos aleatorios, demostrando ser exacto cuando la razón entre el tiempo de muestreo y la constante de tiempo del proceso estaba entre 2.5 y 8.5.

Cada ensayo experimental consiste en realizar un cambio escalón en la referencia del controlador. Luego se registra la respuesta del sistema en lazo cerrado bajo la acción del controlador de modelo interno, la que se somete a un tratamiento matemático que involucra técnicas numéricas, permitiendo obtener la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto. Un análisis de frecuencia de esta respuesta conduce a las características del sistema, ajustándole por ejemplo un modelo de primer orden con retardo. El modelo de la planta utilizado en el controlador es actualizado con los parámetros identificados.

El funcionamiento del algoritmo del método de identificación se puso a prueba, primero, simulando el lazo de control de temperatura de un intercambiador de calor, para lo cual se empleó el software SIMULINK™. Para el sistema se usaron los parámetros identificados por Steel (2013). Para el modelo se tomaron como referencia los mismos parámetros, pero con cierto porcentaje de error. Posteriormente, se experimentó sobre lazos de control instalados en un intercambiador de calor que tiene cuatro pasadas por los tubos y una por la carcasa. Por los tubos circula agua fría y a través la carcasa vapor de agua.

El método probó ser muy efectivo en los sistemas simulados. La calidad de los datos facilitó el trabajo. El mayor error en un parámetro fue del 2.61%. Los modelos iniciales que presentaban mayor error se mejoraron considerablemente. En los ensayos en el intercambiador de calor el ruido de los datos dificultó el trabajo del algoritmo, lo que no fue impedimento para que se ajustasen los modelos de primer orden con retardo, con los que se mejoró la sintonía de los lazos de control. Todas las mejoras en los modelos se reflejaron en las respuestas, disminuyendo sobrepasos, oscilaciones y el tiempo que demoraban en alcanzar el estado estacionario. Aunque un proceso real puede ser de orden superior, el ajuste demostró ser suficiente para el funcionamiento del controlador de modelo interno disponible en el software de control RSLogix 5000™ (éste solo ofrece un modelo de primer orden con retardo).

## Nomenclatura

### Letras latinas

$A$	=	Amplitud de un cambio escalón
$AR$	=	Razón de amplitud de la respuesta de frecuencia
$C(s)$	=	Función de transferencia de un controlador realimentado en el dominio de Laplace
$c(t)$	=	Respuesta de una variable en el dominio del tiempo
$c(s)$	=	Respuesta de una variable en el dominio de Laplace
$c(i\omega)$	=	Respuesta de una variable en el dominio de frecuencia angular
$c_\infty$	=	Respuesta de una variable en el estado estacionario
$dx$	=	Derivada de la variable $x$
$d(t)$	=	Perturbaciones a un sistema en el dominio del tiempo
$d(s)$	=	Perturbaciones a un sistema en el dominio de Laplace
$er(t)$	=	Error de la variable respecto a la referencia: $er(t) = r(t) - c(t)$
$F(s)$	=	Función de transferencia de un filtro pasa bajos en el dominio de Laplace
$g(s)$	=	Función de transferencia de un sistema/planta en lazo abierto, en el dominio de Laplace
$g(i\omega)$	=	Función de transferencia de un sistema/planta en lazo abierto, en el dominio de frecuencia angular
$g_c(s)$	=	Función de transferencia del controlador en lazo abierto o equivalente en el dominio de Laplace
$g_c(i\omega)$	=	Función de transferencia de un controlador en el dominio de frecuencia angular
$g_d(s)$	=	Función de transferencia de las perturbaciones
$\tilde{g}(s)$	=	Función de transferencia del modelo de un sistema/planta, en el dominio de Laplace
$\tilde{g}_+(s)$	=	Parte de la función de transferencia del modelo de un sistema/planta que contiene todos los retardos y las raíces nulas o positivas, en el dominio de Laplace
$\tilde{g}_-(s)$	=	Parte estable de la función de transferencia del modelo de un sistema/planta, en el dominio de Laplace
$\bar{g}(s)$	=	Función de transferencia del modelo TDTC en el dominio de Laplace
$h$	=	Intervalo de tiempo de muestreo (“sampling rate”)
$i$	=	$\sqrt{-1}$
$\text{Im}$	=	Parte imaginaria de un número complejo

$IMC$	=	Controlador de modelo interno (Internal Model Control)
$K$	=	Ganancia de un sistema en lazo abierto
$\tilde{K}$	=	Ganancia del modelo de un sistema en lazo abierto
$K_c$	=	Ganancia de un controlador
$K_{cu}$	=	Ganancia límite de un controlador
$l(t)$	=	Efecto de las perturbaciones a un sistema en el dominio del tiempo
$l(s)$	=	Efecto de las perturbaciones a un sistema en el dominio de Laplace
$\tilde{l}(s)$	=	Error retroalimentado en un $IMC$
$\mathcal{L}$	=	Transformada de Laplace
$m(t)$	=	Señal enviada desde el controlador al sistema en el dominio del tiempo
$m(s)$	=	Señal enviada desde el controlador al sistema en el dominio del Laplace
MIMO	=	Sistema de entradas múltiples y salidas múltiples
$n$	=	Total de puntos de un vector o de una fórmula de diferencias finitas
$nn$	=	Total de puntos de un vector en el rango de baja frecuencia angular
$P$	=	Modo Proporcional
$PI$	=	Modo Proporcional-Integral
$PD$	=	Modo Proporcional-Derivativo
$PID$	=	Modo Proporcional-Integral-Derivativo
PAC	=	Controlador de automatización programable
$r(t)$	=	Perturbaciones a la referencia de un controlador en el dominio del tiempo
$r(s)$	=	Perturbaciones a la referencia de un controlador en el dominio de Laplace
$r(i\omega)$	=	Perturbaciones a la referencia de un controlador en el dominio de frecuencia angular
Re	=	Parte real de un número complejo
$s$	=	Frecuencia en el dominio de Laplace
SISO	=	Sistema de una entrada y una salida
$t$	=	Tiempo [s]
$T_u$	=	Periodo límite de un controlador
$x$	=	Distancia en el dominio de frecuencia a la cual se evalúa el ajuste de segundo orden para estimar la ganancia
$y'$	=	Respuesta pura del sistema, previa a la introducción de las perturbaciones
$z$	=	Variable aleatoria

## Letras Griegas

$\alpha$	=	Constante que multiplica a la ganancia del controlador $C$ de un $IMC$ ( $IMC$ modificado)
$\zeta$	=	Constante de amortiguación
$\tau$	=	Constante de tiempo
$\tilde{\tau}$	=	Constante de tiempo del modelo de un sistema en lazo abierto
$\tau_D$	=	Tiempo derivativo
$\tau_F$	=	Constante de tiempo del filtro pasa bajos
$\tau_I$	=	Tiempo integral
$\tau_N$	=	Periodo natural
$\theta$	=	Tiempo de retardo
$\tilde{\theta}$	=	Tiempo de retardo del modelo de un sistema en lazo abierto
$\pi$	=	Número pi, 3.14159265359
$\phi$	=	Desfase Angular de la respuesta de frecuencia de un sistema en lazo abierto
$\omega$	=	Frecuencia angular [rad/s]
$\omega_c$	=	Frecuencia angular crítica de un controlador [rad/s]
$\omega_g$	=	Frecuencia de cambio de ganancia de un controlador [rad/s]

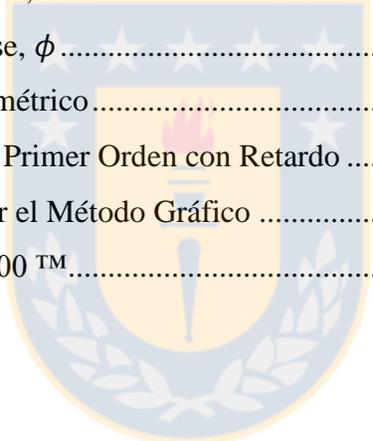
## Subíndices

$0$	=	Inicial
$i$	=	Índice de iteración
$id$	=	Ajustado por el Método de Identificación en Lazo Cerrado
$j$	=	Variable a cuya respuesta se hace mención
$k$	=	Variable a cuyo controlador la referencia fue perturbada; Punto dentro de un vector
$mg$	=	Ajustado por el método gráfico
$n$	=	Total de datos en el respectivo arreglo vectorial
$OL$	=	Lazo abierto (Open Loop)
$p$	=	Punto o dato discreto dentro de un arreglo vectorial
$t$	=	Teórico

# Tabla de Contenidos

Sumario.....	ii
Nomenclatura.....	iii
Listado de Figuras .....	viii
Listado de Tablas.....	xi
1. Introducción .....	1
2. Antecedentes Teóricos .....	4
2.1. Control de Modelo Interno (IMC) .....	4
2.2. Método de Identificación .....	6
3. Hipótesis.....	11
4. Objetivos .....	12
4.1. Objetivo General.....	12
4.2. Objetivos Específicos .....	12
5. Resultados .....	13
5.1. Datos de Simulación .....	13
5.1.1. Simulación de un Sistema de Primer Orden con Retardo .....	13
5.1.2. Simulación de un Sistema de Segundo Orden con Retardo .....	19
5.2. Datos Reales .....	23
5.2.1. Lazo de Flujo .....	23
5.2.2. Lazo de Presión .....	28
5.2.3. Lazo de Temperatura .....	35
6. Conclusiones .....	41
7. Bibliografía.....	42
Apéndices .....	44
A. Equipo Experimental.....	44
A.1. Intercambiador de Calor.....	44
A.2. Instrumentos, Válvulas de Control y su Funcionamiento.....	47
B. Procedimientos .....	50
B.1. Generación de Datos .....	50
B.1.1. Datos Simulados .....	50

B.1.2. Datos Experimentales .....	52
B.2. Tratamiento de Datos .....	61
B.2.1. Datos Simulados .....	61
B.2.2. Datos Experimentales .....	62
C. Algoritmo para Estimar la Ganancia .....	64
C.1. Creación del Algoritmo .....	64
C.2. Ejemplo de aplicación .....	69
D. Demostraciones Matemáticas .....	73
D.1. Ganancia de un Controlador <i>PID</i> en modo <i>P</i> a frecuencia 0 .....	73
D.2. Ganancia de un Controlador de Modelo Interno, <i>IMC</i> a frecuencia 0 .....	74
D.3. Ecuación de AR y $\phi$ para un Sistema de Primer Orden con Retardo .....	76
D.3.1. Razón de Amplitud, <i>AR</i> .....	76
D.3.2. Ángulo de Desfase, $\phi$ .....	77
E. Ajuste de un Modelo Paramétrico .....	79
E.1. Ajuste de un Modelo de Primer Orden con Retardo .....	79
E.2. Ajuste de un Modelo por el Método Gráfico .....	81
F. Programas en RSLogix 5000 <sup>TM</sup> .....	85



## Listado de Figuras

Figura 2-1. Diagrama de bloques de (a) un sistema de control SISO en lazo abierto y (b) de un sistema de control realimentado.....	4
Figura 2-2. Diagrama de bloques de un sistema de control retroalimentado SISO: (a) (b) y (c) con modelo interno.....	5
Figura 2-3. Diagrama de bloques de un IMC con filtro pasa bajos.....	6
Figura 5-1. Respuestas simuladas de la temperatura de salida del agua que circula por los tubos del intercambiador de calor con IMC, ante un cambio escalón unitario positivo en la referencia.....	15
Figura 5-2. Diagrama de Bode obtenido al procesar las respuestas de las simulaciones.....	17
Figura 5-3. Comparación de las respuestas del sistema ante un cambio escalón unitario positivo al actualizar los parámetros del modelo del controlador IMC.....	18
Figura 5-4. Comparación de las respuestas del sistema ante una perturbación externa al actualizar los parámetros del modelo del controlador IMC.....	19
Figura 5-5. Respuesta del sistema de segundo orden con retardo con los parámetros de la Tabla 5-5 usando un IMC con los parámetros de la Tabla 5-6, a un cambio escalón unitario positivo en la referencia.....	20
Figura 5-6. Diagrama de Bode del sistema de segundo orden con retardo.....	21
Figura 5-7. Comparación de la respuesta del sistema de segundo orden con retardo (parámetros de Tabla 5-5) ante un cambio escalón unitario positivo en la referencia usando un IMC con los parámetros del modelo en la Tabla 5-6 y al utilizar los parámetros identificados de la Tabla 5-7.....	22
Figura 5-8. Respuesta del flujo, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo de magnitud 1.5 gpm en la referencia al controlador, el que está en modo IMC.....	23
Figura 5-9. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del flujo, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta a un cambio escalón positivo (1.5 gpm).....	24
Figura 5-10. Respuesta del flujo, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo de magnitud 1.5 gpm en la referencia al controlador, el que está en modo IMC.....	25

Figura 5-11. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del flujo, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta ante un cambio escalón negativo $A = -1.5$ gpm en la referencia.....	26
Figura 5-12. Comparación de la respuesta del lazo de control de flujo ante un cambio escalón positivo y negativo en la referencia (de magnitud 1.5 gpm), al usar la sintonía inicial de la Tabla 5-8 y la sintonía actualizada de la Tabla 5-11.....	28
Figura 5-13. Respuesta del lazo de presión, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo de 0.25 bar en la referencia al controlador en modo IMC....	29
Figura 5-14. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto de la presión de entrada, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta a un cambio escalón positivo (0.25 bar).....	30
Figura 5-15. Respuesta del lazo de presión, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo de magnitud 0.25 bar en la referencia al controlador en modo IMC.....	31
Figura 5-16. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto de la presión de entrada, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta a un cambio escalón negativo (-0.25 bar).....	32
Figura 5-17. Comparación de la respuesta del lazo de control de presión ante un cambio escalón positivo y negativo en la referencia (de magnitud 0.25 bar), al usar la sintonía inicial de la Tabla 5-12 y la sintonía actualizada de la Tabla 5-15.....	34
Figura 5-18. Respuesta del lazo de temperatura, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo $A = 2^{\circ}\text{C}$ en la referencia al controlador en modo IMC.....	35
Figura 5-19. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del lazo de temperatura, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta a un cambio escalón positivo $A = 2^{\circ}\text{C}$ en la referencia.....	36
Figura 5-20. Respuesta del lazo de temperatura, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo de magnitud $4^{\circ}\text{C}$ en la referencia al controlador en modo IMC.....	37
Figura 5-21. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto de la temperatura, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta a un cambio escalón negativo ( $-4^{\circ}\text{C}$ ).....	39
Figura 5-22. Comparación de la respuesta del lazo de control de temperatura con IMC ante un cambio escalón positivo en la referencia, de magnitud $2^{\circ}\text{C}$ y $4^{\circ}\text{C}$ , al usar la sintonía inicial de la Tabla 5-16 y la sintonía actualizada de la Tabla 5-20.....	40
Figura A-1. Esquema del recorrido del fluido por los tubos en el intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos.....	45

Figura A-2. Diagrama de Cañerías e Instrumentos del Intercambiador de Calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos.....	46
Figura B.1 – Diagrama de Simulink™ para simular planta ejemplificada en inciso B.1.1.....	52
Figura B-2. Diagrama de Cañerías e Instrumentos de la Caldera ubicada en el Laboratorio Alfredo Searle.....	52
Figura B-3. Esquema del panel de control de la caldera ubicada en el Laboratorio Alfredo Searle.....	52
Figura B-4. Procedimiento para poner al computador en línea con el controlador desde RSLogix 5000™.....	56
Figura B-5. Dirección de las fugas en la válvula de bola V-01.....	56
Figura B-6. Iniciar un Trend en RSLogix 5000™.....	58
Figura B-7. Guardar una toma de datos desde “Trend” en RSLogix 5000™.....	59
Figura B-8. Procedimiento para poner al computador fuera de línea con el controlador desde RSLogix 5000™.....	59
Figura C-1. Datos de la razón de amplitud del sistema con ganancia $K = 2$ y constante de tiempo $\tau = 50$ generados usando la ecuación D.10.....	65
Figura C-2. Valores de $x$ obtenidos al variar $\tau$ desde 0.1 a 100 para una razón $\frac{t_n}{\tau} = 4$ , para un sistema con $K = 2$ .....	66
Figura C-3. Relación de $b_1$ y $b_2$ vs. la razón entre el tiempo del ensayo y la constante de tiempo $t_n/\tau$ .....	68
Figura C-4. Datos de la razón de amplitud del sistema ( $K = 1.38$ y $\tau = 84.1$ seg). obtenidos al someter la respuesta simulada a identificación en lazo cerrado.....	71
Figura E-1. Diagrama de razón de amplitud donde el primer dato $AR_1$ es el máximo y diagrama donde $AR_1 < AR_2$ y la asíntota se define en el promedio.....	82
Figura F-1. TAGS creados en el software RSLogix 5000™.....	85
Figura F-2. Creación de una nueva “Trend”.....	85
Figura F-3. Pestaña donde se configuran las opciones que gatillan el inicio de la toma de datos.....	86
Figura F-4. Rutina creada en el software RSLogix 5000™. En verde los comentarios, en rojo los TAGS y en azul las funciones.....	87-88

## Listado de Tablas

Tabla 5-1. Parámetros de la función de transferencia $g$ del lazo de control de temperatura instalado en el intercambiador de calor determinados por Steel (2013)..	13
Tabla 5-2. Parámetros del modelo de la planta utilizados en las simulaciones.....	14
Tabla 5-3. Valores identificados de los parámetros de la planta controlada con IMC usando los modelos detallados en la Tabla 5-2.....	16
Tabla 5-4. Porcentaje de error entre los valores identificados de los parámetros y los parámetros reales de la planta.....	16
Tabla 5-5. Parámetros de la función de transferencia de segundo orden con retardo...	20
Tabla 5-6. Parámetros del modelo de la planta utilizado para configurar el controlador en la simulación del sistema de segundo orden con retardo de la Tabla 5-5.....	20
Tabla 5-7. Parámetros ajustados por el método de identificación en lazo cerrado a la planta de segundo orden con retardo cuyos parámetros son los de la Tabla 5-5 con el IMC descrito en la Tabla 5-6.....	21
Tabla 5-8. Parámetros del modelo del lazo de flujo con el cual se realizó la identificación del sistema.....	23
Tabla 5-9. Parámetros del lazo de flujo determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón $A = 1.5$ gpm en la referencia.....	24
Tabla 5-10. Parámetros del lazo de flujo determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón $A = -1.5$ gpm en la referencia.....	26
Tabla 5-11. Parámetros del lazo de flujo calculados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado.....	27
Tabla 5-12. Parámetros del modelo del lazo de presión con la cual se realizó la identificación del sistema.....	28
Tabla 5-13. Parámetros del lazo de presión determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón de 0.25 bar en la referencia.....	29
Tabla 5-14. Parámetros del lazo de presión determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón $A = -0.25$ bar en la referencia.....	31
Tabla 5-15. Parámetros del lazo de presión calculados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado.....	33
Tabla 5-16. Parámetros del modelo del lazo de temperatura con la cual se realizó la identificación del sistema ante un cambio escalón positivo.....	35

Tabla 5-17. Parámetros del lazo de temperatura determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón de 2°C en la referencia.....	36
Tabla 5-18. Parámetros del modelo del lazo de temperatura con la cual se realizó la identificación del sistema ante un cambio escalón negativo.....	37
Tabla 5-19. Parámetros del lazo de temperatura determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir de un análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón de -4°C en la referencia.....	38
Tabla 5-20. Parámetros del lazo de temperatura calculados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado.....	40
Tabla A-1. Dimensiones de los tubos y la carcasa del intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos .....	45
Tabla A-2. Masa de las diferentes piezas del intercambiador de calor .....	45
Tabla A-3. Listado de instrumentos asociados al intercambiador de calor .....	47
Tabla A-4. Especificaciones de los convertidores corriente-presión (I/P) asociados al intercambiador de calor .....	47
Tabla A-5. Especificaciones de las válvulas de control asociadas al intercambiador de calor .....	48
Tabla C-1. Valores de la respuesta de frecuencia del sistema con ganancia $K = 2$ y constante de tiempo $\tau = 50$ s a los cuáles se les ajusta la curva polinómica de segundo orden.....	64
Tabla C-2. Coeficientes de la ecuación polinómica de segundo orden ajustada a $\log AR$ vs. $\log \omega$ para un sistema con $K = 2$ y $\tau = 50$ segundos.....	65
Tabla C-3. Coeficientes de la línea recta ajustada a la relación entre $\log \tau$ vs. $\log x$ para una razón $t_n/\tau = 4$ .....	67
Tabla C-4. Coeficientes $c_i$ usados en la ecuación C.5 para ajustar una curva polinómica de tercer orden a la relación $b_1$ vs. $t_n/\tau$ .....	69
Tabla C-5. Coeficientes $d_i$ usados en la ecuación C.6 para ajustar una línea recta a la relación $b_1$ vs. $t_n/\tau$ . .....	69
Tabla C-6. Coeficientes $e_i$ usados en la ecuación C.7 para ajustar una curva polinómica de segundo orden a la relación $b_2$ vs. $t_n/\tau$ .....	69
Tabla C-7. Coeficientes de la ecuación polinómica de segundo orden ajustada a los primeros tres datos de $\log AR$ vs. $\log \omega$ para la planta $g$ cuyos parámetros se muestran en la Tabla 4-1; la que es controlada por un $IMC$ cuyo modelo $\tilde{g}$ se encuentra en la última fila de la Tabla 4-2.....	70

## 1. Introducción

El control eficiente y apropiado de los procesos es un aspecto fundamental para el adecuado funcionamiento y competitividad de la industria química. Es necesario conocer de forma precisa las características estáticas y dinámicas de los procesos a controlar para poder llevar a cabo un buen control de los mismos. En el lenguaje del control de procesos, las características tanto estáticas como dinámicas de un sistema se representan en la función de transferencia, un modelo matemático del sistema en el dominio de Laplace. Con respecto a él, Melo y Friedly (1992) mencionan que nunca es perfecto y, a causa de las no-linealidades omitidas en la modelación, o a cambios en el tiempo, necesita modificaciones de forma periódica, justificando las actualizaciones en forma permanente.

Hay dos formas de obtener una función de transferencia de un sistema: (1) aplicando las leyes fundamentales de conservación de materia, de energía y de cantidad de movimiento o (2) realizando un ensayo, en el cual se perturba una entrada al proceso, comúnmente en lazo abierto, para luego analizar las características de la respuesta del sistema. Con respecto a estas dos opciones cabe recalcar lo siguiente: la primera de ellas puede entregar buenos resultados en sistemas simples, pero la complejidad matemática de los sistemas interactuados dificulta la resolución en sistemas más complejos. La segunda seguramente implicará desviaciones temporales en la calidad de los productos, lo que finalmente se traduce en pérdida de utilidades para la industria. Por lo mismo, si se desea obtener la función de transferencia de un sistema mediante un ensayo, se requieren métodos experimentales eficientes, los que reduzcan las pérdidas de utilidades manteniendo al proceso el menor tiempo fuera de rangos de control y lo identifiquen acertadamente.

Schechter y Wissler (1959) postularon un método para identificar la función de transferencia de un proceso, el que se destaca porque durante los ensayos el proceso permanece en lazo cerrado (es decir, permanece controlado). Melo y Friedly (1992) realizaron un método similar, pero que además trabaja con sistemas de entradas múltiples y salidas múltiples. En el caso de sistemas de una entrada y una salida (SISO), basta realizar sólo un experimento. En sistemas de entradas múltiples y salidas múltiples (MIMO) se requiere realizar, por separado, una prueba por cada una de las entradas. Este método de identificación se basa en una estructura simple y que entrega resultados robustos.

Además del aporte realizado por los autores ya mencionados a los tópicos en cuestión, desde los años sesenta varios son los que han desarrollado investigaciones y escrito libros centrados en estos temas. En el ámbito de la identificación de sistemas se puede encontrar por ejemplo las contribuciones de Lee (1964), Davies (1970), Mendel (1973), Eykhoff (1974), Graupe (1975), Mehra y Lainiotis (1976), Goodwin y Payne (1977), Hsia (1977), Sinha y Kuszta (1983), Ljung (1987), Unbehauen y Rao (1987), van den Hof y Schrama (1993), Hjalmarsson (1996), Ljung (1998) y, Zhu y van den Bosch (2000). Este último estudia el diseño experimental para una identificación en lazo cerrado de sistemas bajo un esquema de control de modelo interno y, a partir de la teoría asintótica

de Ljung, establece fórmulas simples para diseño. Hay varios enfoques hacia la estimación de modelos de sistemas basados en la respuesta de frecuencia, entre ellos Ausman (1964), Jong y Shanmugam (1977), Shieh y Cohen (1978), Lin y Wu (1982), Braun y Ram (1987) y Siedman et al. (1990). Autores como Levy (1959), Sanathanan y Koerner (1963), Payne (1970), Lawrence y Rogers (1979), Stahl (1984), y Whitfield (1986) han discutido sobre la utilización del método lineal de mínimos cuadrados para el ajuste de una función de transferencia a los datos de la respuesta de frecuencia de sistemas. Diversos han escrito artículos de revisión o consolidación de los trabajos en el tópico, como Aström y Eykhoff (1971), Gustavsson et al. (1977), Kubrusly (1977), Billings (1980), Godfrey (1980), Ljung y Glover (1981), Wellstead (1981), Young (1981), Prett et al. (1987), Unbehauen y Rao (1990), Rivera et al. (1990), van den Hoff y Shrama (1995), van den Hoff (1998), y Forssell y Ljung (1999).

En el trabajo de memoria de título de Steel (2013) se identificaron las características de los lazos de control de flujo y temperatura de un intercambiador de calor, el que está ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del Departamento de Ingeniería Química de la Universidad de Concepción. Los controladores de aquellos lazos eran de tipo *PID*. Para realizar las identificaciones, dadas las recomendaciones entregadas por Sundaresan y Krishnaswamy (1978), a ambos procesos se le ajustaron modelos de primer orden con retardo. Sin embargo, cabe mencionar que un modelo de segundo orden con retardo podría ajustarse mejor al lazo de control de temperatura. Las características de los procesos fueron utilizadas en el método de Ziegler y Nichols en lazo cerrado para actualizar la sintonía de los controladores (actualizando los parámetros  $K_c$ ,  $\tau_D$  y  $\tau_I$ ).

Se planteó la idea de llevar a cabo un procedimiento similar, pero para identificar lazos de control en los cuales se utilicen controladores más avanzados, como por ejemplo el Controlador con Predictor de Smith, el Control de Matriz Dinámica o el Control de Modelo Interno (*IMC*). De ser exitoso, esto extendería el campo de aplicación del método de identificación en lazo cerrado a procesos que involucren aquellos tipos de controladores.

En este trabajo de tesis se ha escogido realizar pruebas sobre sistemas con *IMC*. Este tipo de controlador fue desarrollado por García y Morari (1982) y, como se menciona en su artículo, consiste de tres partes: (1) un modelo interno para predecir el efecto de las variables manipuladas en la salida; (2) un filtro para alcanzar el nivel de fortaleza deseado; (3) un algoritmo de control para calcular valores futuros de la variable manipulable tal que el proceso siga de cerca una trayectoria deseada. Entre las ventajas de este, según Rivera et al. (1986), puede ser diseñado con la facilidad de un controlador en lazo abierto y al mismo tiempo retiene los beneficios de un sistema en lazo cerrado.

En trabajos anteriores no se ha planteado la identificación de un sistema controlado bajo el esquema de *IMC* mediante la ruta en que este trabajo lo hace, obteniendo primero un modelo no paramétrico (respuesta de frecuencia) para luego identificar la función de transferencia del sistema. Para conseguir aquello, los ensayos consisten en realizar un

cambio en la referencia al controlador del proceso, manteniendo el proceso controlado. Luego se registra la respuesta del sistema a lo largo del tiempo, hasta que alcanza el estado estacionario. La respuesta, los parámetros del controlador y tanto la magnitud como el tipo de la perturbación son sometidos a un tratamiento matemático, desde el que se obtiene la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto. De la respuesta de frecuencia es posible obtener tanto las razones de amplitud y los ángulos de desfase, variables que sometidas a un análisis de frecuencia permiten identificar las características tanto estáticas (ganancia) como dinámicas (constantes de tiempo y retardo) del sistema en el lazo de control.

En el Capítulo 2 se demuestran los antecedentes teóricos de, tanto la deducción algebraica que posibilitaría el funcionamiento del método de identificación en lazo cerrado sobre procesos con *IMC*, como de las limitantes de hacerlo funcionar sobre el mismo. Tras esto, en el Capítulo 3 se establecen las hipótesis de trabajo. En el Capítulo 4 se fijan los objetivos generales y específicos del presente trabajo. Posteriormente, en el Capítulo 5, se comienza por mostrar los resultados de funcionamiento del método al procesar datos simulados (generados por el software Simulink™ de MATLAB™), mientras que en la segunda parte del mismo se exhiben los resultados de la aplicación de éste en ensayos de laboratorio utilizando un intercambiador de calor. Finalmente, en el Capítulo 6 se establecen las conclusiones del método de identificación de un *IMC* en lazo cerrado.

En los apéndices se muestra con mayor detalle los materiales utilizados, los procedimientos para procesar los datos numéricos (explicando cómo a partir de los datos de respuesta de una variable frente a una perturbación se llega a la identificación de las características del sistema), el procedimiento a partir del cual se dedujo el algoritmo para estimar la ganancia, demostraciones, programas, etc.

## 2. Antecedentes Teóricos

### 2.1. Control de Modelo Interno (IMC)

A continuación se presentará la deducción lógica de un Controlador de Modelo Interno (IMC) siguiendo lo expuesto por García y Morari (1982), lo que es útil y necesario para la exposición teórica del método de identificación del mismo.

El objetivo del diseño de un sistema de control es rastrear la referencia ( $r$ ) de la forma más rápida y precisa posible:

$$c \cong r \quad \forall t, \quad \forall l \quad (2.1)$$

Esto implica que el efecto de perturbaciones externas ( $l$ ) debería corregirse tan eficientemente como sea posible (buen comportamiento regulador):

$$y' \cong r - l \quad \forall t, \quad \forall l \quad (2.2)$$

Más aún, el diseñador de un sistema de control deseará obtener las condiciones 2.1 y 2.2, mientras que también estará intentando asegurar insensibilidad a errores de modelado. La Figura 2-1 muestra el diagrama de bloques de: (a) un sistema de control de una variable de entrada y una variable de salida (SISO) en lazo abierto y (b) el mismo sistema de control, pero realimentado.

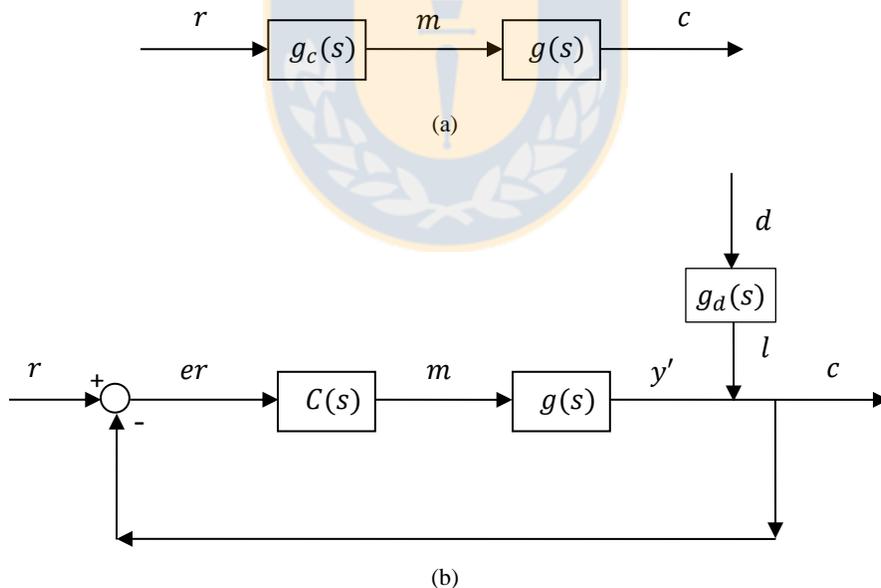


Figura 2-1. Diagrama de bloques de (a) un sistema de control SISO en lazo abierto y (b) de un sistema de control realimentado.

Es bien sabido que un arreglo en lazo abierto (pre-alimentado), como el de la Figura 2-1(a), representa la forma óptima de satisfacer la condición 2.1. Para el esquema en lazo abierto, por un lado, el problema de estabilidad es trivial (el sistema será estable cuando ambos, el controlador y el sistema sean estables) y, por otro lado, el controlador  $g_c$  es fácil

de diseñar (siendo  $\tilde{g}$  un modelo de la planta  $g$ , se establece  $g_c = \tilde{g}^{-1}$ ). Las desventajas son la sensibilidad del rendimiento con respecto a discrepancias planta/modelo y la incapacidad para lidiar con perturbaciones no medidas. Con el arreglo realimentado, Figura 2-1(b), la situación se revierte. Discrepancias planta/modelo y perturbaciones no medidas pueden ser tratadas de una forma efectiva, pero la sintonización de  $C$  es complicada por el problema de estabilidad en lazo cerrado.

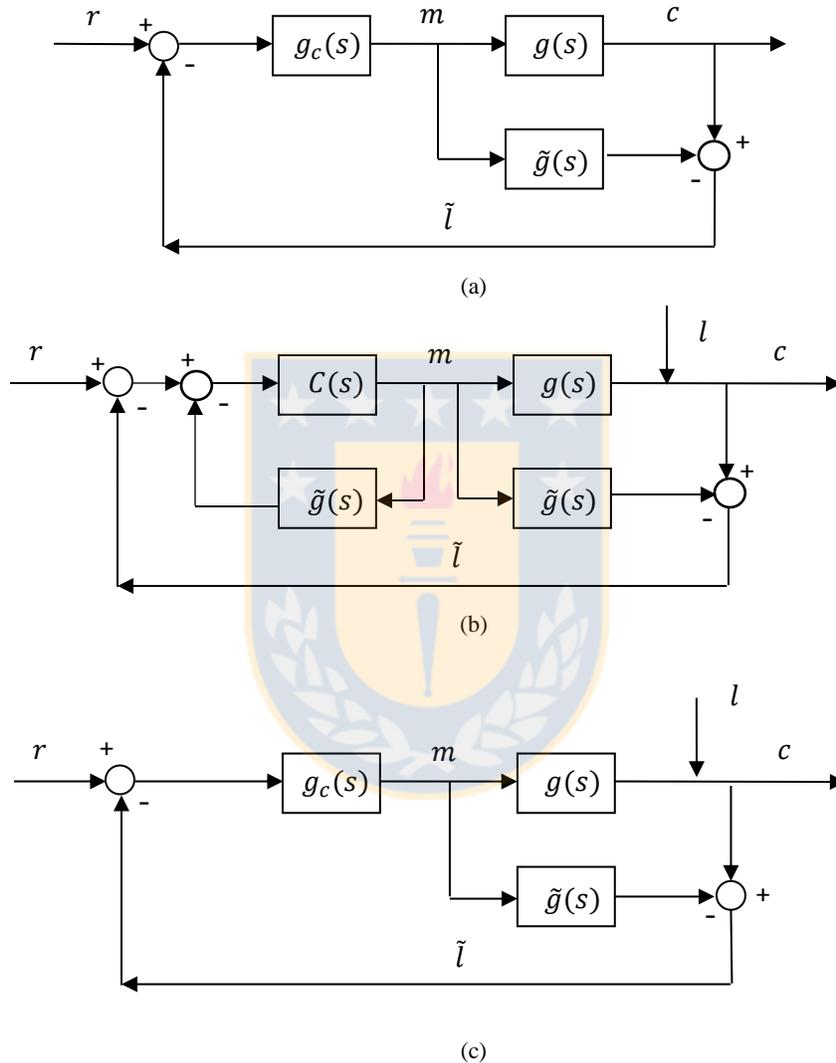


Figura 2-2. Diagrama de bloques de un sistema de control retroalimentado SISO: (a) (b) y (c) con Modelo Interno.

Ahora se puede aumentar la complejidad de los sistemas en lazo abierto y en lazo cerrado como lo indican las Figuras 2-2(a) y 2-2(b), sin afectar el rendimiento ( $\tilde{g}$  es la función de transferencia del modelo de la planta): En la Figura 2-2(a) se supone que no existen perturbaciones y, si el modelo es perfecto  $\tilde{l} = 0$ , el sistema se comportaría como si estuviese en lazo abierto. En la Figura 2-2(b), ambos bloques  $\tilde{g}$  se cancelan el uno al otro.

Relacionando las Figuras 2-2(a) y 2-2(b) mediante las definiciones 2.3 y 2.4:

$$g_c = \frac{C}{1 + C\tilde{g}} \quad (2.3)$$

$$C = \frac{g_c}{1 - g_c\tilde{g}} \quad (2.4)$$

se llega a la estructura general que se muestra en la Figura 2-2(c), la que tiene ventajas de ambas, la estructura en lazo abierto y en lazo cerrado: Cuando el modelo de la planta es perfecto ( $g = \tilde{g}$ ) y no hay perturbaciones ( $l = 0$ ), la realimentación no es necesaria y la estructura 2-2(c) se comporta tal como la estructura 2-1(a). Ya que el modelo de la planta  $\tilde{g}$  aparece explícitamente en 2-2(c), a esta estructura de control se le refiere como estructura de Control con Modelo Interno (*IMC*). En resumen, se puede decir que el *IMC* puede ser diseñado con la facilidad de un controlador en lazo abierto y al mismo tiempo retiene los beneficios de un sistema en lazo cerrado.

Para incrementar la fortaleza, se modificará levemente la estructura del control de modelo interno presentado en la Figura 2-2 (c), para lo cual se agrega un filtro pasa bajos, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 2-3 donde  $F$  es la función de transferencia del filtro pasa bajos.

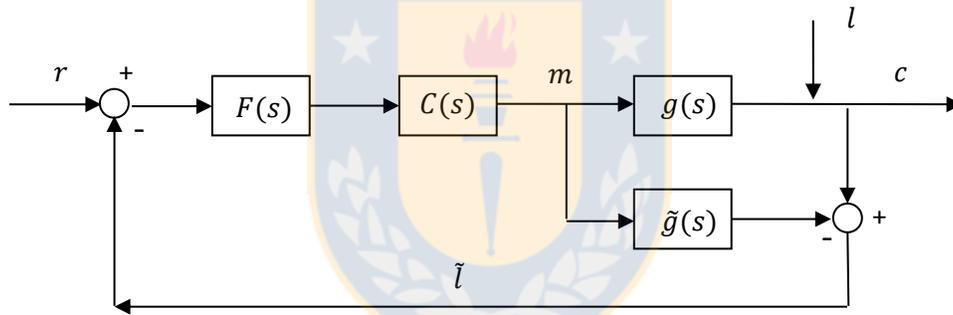


Figura 2-3. Diagrama de bloques de un *IMC* con filtro pasa bajos.

## 2.2. Método de Identificación

Se presentará el método de identificación en lazo cerrado siguiendo la misma secuencia lógica utilizada en Melo y Friedly (1992), pero esta vez adaptado para la estructura de un *IMC*. También se repiten observaciones del Capítulo 1 de Steel (2013).

El método de identificación en lazo cerrado se sustenta en pruebas experimentales simples, como por ejemplo un cambio escalón en la referencia al controlador. El objetivo del ensayo será actualizar el modelo de la planta, con lo que se actualizará el *IMC*. Para lograr este objetivo, antes se debe determinar un modelo  $\tilde{g}(s)$  de la función de transferencia del sistema en lazo abierto  $g(s)$ , cuyos parámetros se pueden obtener de su respuesta de frecuencia en lazo abierto  $g(i\omega)$ .

De la estructura del *IMC* mostrada en la Figura 2-3, aplicando álgebra de diagrama de bloques y transformando las variables desde el espacio tiempo al dominio de Laplace (por ejemplo  $x(t) \rightarrow x(s)$ ), la respuesta del sistema  $c(s)$  queda representada como:

$$c(s) = l(s) + g(s) \cdot m(s) \quad (2.5)$$

Suponiendo que las perturbaciones  $l(t)$  recibidas por el sistema se minimizan lo máximo posible durante la experimentación, aproximándolas a cero ( $l(t) \approx 0$ ), se puede simplificar 2.5 a:

$$c(s) = g(s) \cdot m(s) \quad (2.6)$$

donde la señal de variable manipulada  $m(s)$ , a partir del álgebra, se puede representar como:

$$m(s) = C(s) \cdot F(s) \cdot [r(s) - \tilde{l}(s)] \quad (2.7)$$

con:

$$\tilde{l}(s) = c(s) - \tilde{g}(s) \cdot m(s) \quad (2.8)$$

Reemplazando la expresión 2.8 en 2.7, resulta:

$$m(s) = C(s) \cdot F(s) \cdot [r(s) - c(s) + \tilde{g}(s) \cdot m(s)] \quad (2.9)$$

Despejando  $m(s)$  de 2.9 se obtiene:

$$m(s) = \frac{C(s) \cdot F(s) \cdot [r(s) - c(s)]}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \quad (2.10)$$

Combinando la expresión 2.10 con la 2.6, resulta:

$$c(s) = g(s) \cdot \frac{C(s) \cdot F(s) \cdot [r(s) - c(s)]}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \quad (2.11)$$

Resolviendo para  $c(s)$  se obtiene:

$$c(s) = \frac{g(s) \cdot C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \left[ 1 + \frac{g(s) \cdot C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \right]^{-1} \cdot r(s) \quad (2.12)$$

Para cualquier sistema cuyo controlador tiene una función de transferencia  $C(s)$  conocida, un filtro  $F(s)$  con características conocidas y un modelo del proceso  $\tilde{g}(s)$  determinado previamente, si se introduce un cambio en la referencia  $r(t)$  de forma y magnitud conocida y luego se sigue la respuesta  $c(t)$  del sistema a lo largo del tiempo, se tendrá:

$r(t)$  = conocida;  $C(s)$  = conocida;  $F(s)$  = conocida;  $\tilde{g}(s)$  = conocida;  $c(t)$  = medida por lo tanto la única incógnita de la ecuación 2.12 sería la función de transferencia del sistema en lazo abierto  $g(s)$ . También está pendiente el paso de la referencia y de la respuesta al dominio de Laplace.

Para simplificar la escritura de las ecuaciones se define una función de transferencia  $g_c$  (función de transferencia del controlador equivalente):

$$g_c(s) = \frac{C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \quad (2.13)$$

Reemplazando la definición 2.13 en 2.12 y despejando  $g(s)$  de dicha ecuación, resulta:

$$g(s) = \frac{c(s)}{r(s)} \left( g_c(s) \cdot \left[ 1 - \frac{c(s)}{r(s)} \right] \right)^{-1} \quad (2.14)$$

La función de transferencia del controlador equivalente  $g_c(s)$  se conocerá en el dominio de Laplace, tal como se demuestra más adelante. Por lo tanto, lo que resta es transformar el cambio en la referencia  $r(t)$  y la respuesta  $c(t)$  al dominio de Laplace, desde el cual se puede pasar fácilmente al dominio de frecuencia y así obtener  $g(i\omega)$ . Dicho procedimiento se lleva a cabo de la misma forma explicada en Steel (2013), agrupando el término  $c/r$  para luego aplicar la transformada rápida de Fourier. Lo que resulta es el cociente entre la respuesta y el cambio en la referencia para cada punto experimental  $p$ , en el dominio de frecuencia:

$$\frac{c(i\omega_p)}{r(i\omega_p)} = \frac{1}{A} \int_0^\infty \left. \frac{dc(t)}{dt} \right]_p e^{-i\omega_p t} dt \quad (2.15)$$

donde por un lado  $A$  es la magnitud del cambio escalón y, por otro lado, los  $p$  puntos del dominio de frecuencia angular  $\omega$  se corresponden a cada punto  $p$  del dominio del tiempo  $t$  por:

$$\omega_p = \frac{2\pi t_p}{h t_n} \quad (2.16)$$

con  $h$  igual al tiempo de muestreo del ensayo experimental y  $n$  el total de puntos del dominio del tiempo  $t$ .

La función de transferencia del modelo del proceso se divide en dos partes:

$$\tilde{g}(s) = \tilde{g}_+(s) \tilde{g}_-(s) \quad (2.17)$$

tal que  $\tilde{g}_+(s)$  contenga todos los retardos y las raíces nulas o positivas. Así  $\tilde{g}_-(s)$  será estable y no involucrará predicciones.

Se selecciona un controlador con una función de transferencia igual a la inversa de la parte estable del modelo, es decir:

$$C(s) = \tilde{g}_-(s)^{-1} \quad (2.18)$$

Dependiendo de la estructura que tenga el modelo del proceso, y del orden que se seleccione para el filtro, la ecuación para determinar la respuesta de frecuencia del proceso en lazo abierto  $g(i\omega)$  variará. Dado que para efectuar los ensayos experimentales se usará el software de control RSLogix 5000™, el que tiene inserto en la programación un modelo

$\tilde{g}$  de primer orden con retardo junto con un filtro  $F$  de primer orden, se desarrollarán las ecuaciones con estas estructuras. Según lo mencionado, las funciones de transferencia del modelo  $\tilde{g}$ , del filtro  $F$  y del controlador  $C$  serían:

$$\tilde{g}(s) = \frac{\tilde{K} e^{-\tilde{\theta}s}}{\tilde{\tau}s + 1} \quad (2.19)$$

$$F(s) = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (2.20)$$

$$C(s) = \tilde{g}_-(s)^{-1} = \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tilde{K}} \quad (2.21)$$

Conocidas las funciones de transferencia del modelo, del filtro y del controlador, la función de transferencia  $g_c(s)$  según la ecuación 2.13 será:

$$g_c(s) = \frac{\frac{1}{\tilde{K}} \left( \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tau_f s + 1} \right)}{\left[ 1 - \left( \frac{e^{-\tilde{\theta}s}}{\tau_f s + 1} \right) \right]} = \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tilde{K} (\tau_f s + 1 - e^{-\tilde{\theta}s})} \quad (2.22)$$

Esta función de transferencia se puede llevar fácilmente al dominio de frecuencia  $g_c(i\omega)$  y se debe determinar para cada punto  $p$  de dicho dominio:

$$g_c(i\omega_p) = \frac{\tilde{\tau}i\omega_p + 1}{\tilde{K} (\tau_f i\omega_p + 1 - e^{-\tilde{\theta}i\omega_p})} \quad (2.23)$$

con lo que, reemplazando 2.23 en 2.14 y trasladando los términos restantes de la ecuación 2.14 al dominio de frecuencia, ya se está en condiciones de formular la ecuación que determina la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto  $g(i\omega_p)$  a cada punto  $p$ , a partir de un cambio escalón en la referencia:

$$g(i\omega_p) = \frac{c(i\omega_p)}{r(i\omega_p)} \left( g_c(i\omega_p) \cdot \left[ 1 - \frac{c(i\omega_p)}{r(i\omega_p)} \right] \right)^{-1} \quad (2.24)$$

El cociente  $c/r$  está dado por la ecuación 2.15 y  $g_c$  por la ecuación 2.23.

Cada uno de los puntos obtenidos en la ecuación 2.24 será un número complejo, a partir de los cuales se determina la razón de amplitud ( $AR$ ) y el ángulo de desfase ( $\phi$ ) como:

$$AR_p = |g(i\omega_p)| = \sqrt{\text{Re}_p^2 + \text{Im}_p^2} \quad (2.25)$$

$$\phi_p = \angle g(i\omega_p) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}_p}{\text{Re}_p} \quad (2.26)$$

Hasta este punto se ha demostrado teóricamente cómo se puede conseguir una respuesta de frecuencia a partir de parámetros conocidos y de la respuesta a una

perturbación de magnitud y características conocidas. El paso siguiente corresponde a ajustar un modelo a los resultados que se observen de las ecuaciones 2.25 y 2.26. Recalcando que, a causa de que el controlador *IMC* inserto en la programación del software de control RSLogix 5000™ sólo permite controlar el proceso con un modelo de primer orden con retardo, en el Apéndice E.1 se mostrará de forma detallada cómo ajustar un modelo paramétrico de primer orden con retardo a los datos experimentales. También se podrá observar que Sundaresan y Krishnaswamy (1978) justifican dicho ajuste como “suficiente”. De esta forma se podrán actualizar todos los parámetros que ofrece el controlador del software RSLogix 5000™, excepto la constante de tiempo del filtro  $\tau_f$ , parámetro que se ajusta dependiendo de la rapidez con que se quiere que actúe el lazo.



### 3. Hipótesis

Es posible someter las ecuaciones de un controlador de modelo interno (*IMC*) a un método de identificación en lazo cerrado para obtener la respuesta de frecuencia de dicho sistema en lazo abierto.

Es suficiente que el modelo del controlador se ajuste acertadamente sólo en la zona de baja frecuencia del diagrama de Bode (tendencias de Razón de Amplitud y Ángulo de Desfase) para que en procesos controlados por un controlador de modelo interno, se obtenga una respuesta satisfactoria, de baja oscilación, sin sobrepasos y que alcance el estado estacionario en menor tiempo que la sintonía inicial.

Basado en una metodología de simulación para una serie de plantas con diferentes características (ganancias y constantes de tiempo) y a diferentes tiempos de muestreo, se podrá generar un algoritmo que estime la ganancia a partir de la tendencia de los datos de razón de amplitud en la zona de baja frecuencia angular.



## 4. Objetivos

Los objetivos generales y específicos de la presente tesis son:

### 4.1. Objetivo General

- Mejorar/actualizar la sintonía de un controlador de modelo interno a partir de una identificación en lazo cerrado.

### 4.2. Objetivos Específicos

- Programar un algoritmo computacional que plasme el método de identificación en lazo cerrado sobre un controlador de modelo interno.
- Programar un algoritmo que permita estimar la ganancia de un sistema a partir de su respuesta de frecuencia.
- Capturar las respuestas de los diferentes lazos asociados a un intercambiador de calor con *IMC*, a partir de cambios escalón en la referencia.
- Obtener la respuesta de frecuencia de los sistemas a partir de la implementación del programa elaborado sobre los datos experimentales capturados.
- Establecer ajustes de primer orden con retardo a las respuestas de frecuencia de los sistemas.
- Actualizar los parámetros del modelo inserto en el controlador de modelo interno basándose en los parámetros del modelo ajustado.
- Obtener nuevas sintonía de los controladores que entreguen respuestas con menos sobrepasos, menos oscilaciones y que alcancen el estado estacionario en un menor tiempo.

## 5. Resultados

Para llevar a cabo pruebas sobre el funcionamiento del método de identificación en lazo cerrado en plantas que se encuentren bajo *IMC* y para demostrar la metodología con que se trabajó, se realizaron experimentos sobre los lazos de control de un intercambiador de calor, el que está ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del Departamento de Ingeniería Química de la Universidad de Concepción (para más información de este dirigirse al Apéndice A, Equipamiento Experimental). Previo a lo anterior, usando el software SIMULINK™, se hicieron simulaciones del lazo de control de temperatura de dicho intercambiador de calor, donde la función de transferencia de la planta  $g$  se describió con los parámetros identificados en el trabajo de Steel (2013). Este lazo, que contaba con un controlador *PID*, regulaba la temperatura de salida del agua que circulaba por los tubos del equipo modificando la abertura de una válvula de control instalada sobre la línea de vapor que se suministraba a la carcasa. En aquel trabajo los parámetros de la planta fueron determinados como un promedio de los establecidos por el método de identificación en lazo cerrado ante: un cambio escalón positivo y uno negativo a la referencia (temperatura de salida del agua).

Los resultados de las simulaciones se muestran en la sección 5.1 de este capítulo, mientras que los resultados experimentales son exhibidos en la sección 5.2. Para ver más detalles del procedimiento desde el registro de la respuesta ante una perturbación hasta el ajuste del modelo y la consiguiente actualización en la sintonía del controlador diríjase al Apéndice B.

### 5.1. Datos de Simulación

#### 5.1.1. Simulación de un Sistema de Primer Orden con Retardo

El lazo de control de temperatura del intercambiador de calor donde se realizaron los experimentos fue identificado por Steel (2013), al que se ajustó un modelo de primer orden con retardo. Los parámetros se exhiben en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1. Parámetros de la función de transferencia  $g$  del lazo de control de temperatura instalado en el intercambiador de calor determinados por Steel (2013).

Parámetro	Valor
$K$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	1.38
$\tau$ [seg]	84.1
$\theta$ [seg]	23.3

En primera instancia se realizaron varias simulaciones sobre la planta, en cada una de las cuales se varió la configuración del modelo del proceso usada en el *IMC*, pero la constante de tiempo del filtro pasa bajos  $\tau_f$  se mantuvo en 30 seg. En todas ellas se hizo un

cambio escalón unitario positivo a la referencia del controlador y se registró la respuesta. De esta forma, aparte de obtener las respuestas de la planta necesarias para aplicarles el método de identificación en lazo cerrado, se pudo observar el actuar del lazo de control *IMC* a medida que el modelo del proceso usado en él tenía diferentes magnitudes de error respecto de la planta. Se incluyeron modelos con una subestimación y sobreestimación de tanto el 10 como el 20% en cada uno de los parámetros. Los parámetros de estos modelos se muestran en la Tabla 5-2.

Tabla 5-2. Parámetros del modelo de la planta usados en las simulaciones.

Porcentaje de error en parámetros del modelo usado en el <i>IMC</i> [%]	Parámetro		
	$\tilde{K}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	$\tilde{\tau}$ [seg]	$\tilde{\theta}$ [seg]
-20	1.10	67.3	18.6
-10	1.24	75.7	21.0
10	1.52	92.5	25.6
20	1.66	100.9	28.0

En un segundo paso, se aplicó el método de identificación en lazo cerrado usando las respuestas entregadas por la simulación. Se compararon los parámetros determinados por el método con los parámetros originales de la planta.

Finalmente, para verificar el fundamento sobre el cual se basa el trabajo de tesis, en cada uno de los casos se actualizaron los parámetros del modelo de la planta  $\tilde{g}$  usando las características identificadas por el método, mientras los parámetros de la planta  $g$  se mantuvieron constantes. Se efectuaron nuevas simulaciones, en cada una de las cuales se repitió el cambio escalón unitario positivo en la referencia del controlador y se registraron las respuestas, las que se pudieron comparar con las anteriores.

#### 5.1.1.1. Respuestas Simuladas del Lazo de Temperatura del Intercambiador de Calor ante un Cambio Escalón en la Referencia

En la Figura 5-1 se muestran las respuestas simuladas del intercambiador de calor bajo un *IMC* ante un cambio escalón unitario positivo en la referencia. La función de transferencia  $g$  de la planta está descrita por los parámetros que se exhiben en la Tabla 5-1. Los parámetros de la función de transferencia del modelo de la planta  $\tilde{g}$  utilizados en el *IMC* están dados en la Tabla 5-2 (para el caso en que hay error). Lógicamente los parámetros del modelo sin error son idénticos a los dados en la Tabla 5-1.

Se observa que la respuesta entregada por un modelo ideal de la planta (error 0%) alcanza el estado estacionario aproximadamente en 140 segundos. Si el modelo de la planta  $\tilde{g}$  presenta error en los parámetros la respuesta, alcanza el estado estacionario de manera tardía. Además, las respuestas de procesos cuyos controladores tienen modelos  $\tilde{g}$  con parámetros subestimados (-10 y -20% de error) tienen un sobrepaso.

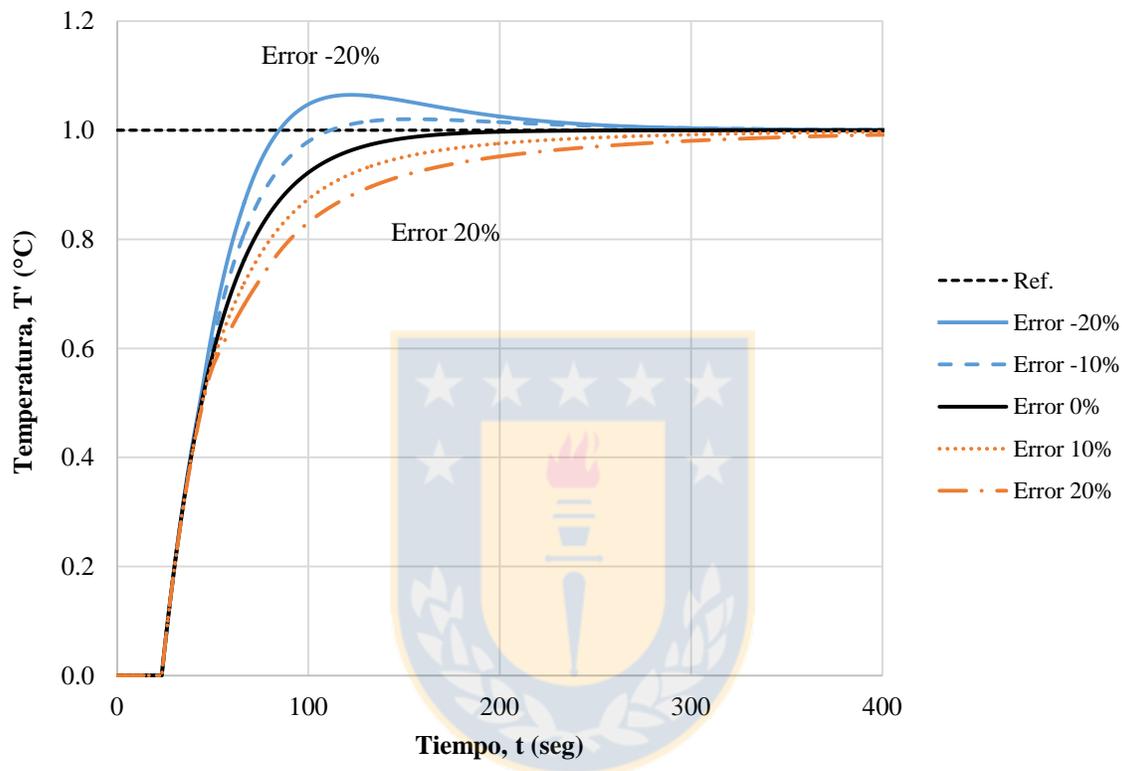


Figura 5-1. Respuestas simuladas de la temperatura de salida del agua que circula por los tubos del intercambiador de calor con *IMC*, ante un cambio escalón unitario positivo en la referencia.

#### 5.1.1.2. Parámetros Identificados y Diagramas de Bode

Las respuestas simuladas del proceso se sometieron al método de identificación en lazo cerrado. Este método por sí solo no puede identificar la ganancia  $K$  de la planta porque el *IMC* tiene modo integral, lo que impide determinar la razón de amplitud a frecuencia angular  $\omega$  igual a  $0 \text{ rad s}^{-1}$  (ver Apéndice D.2). Para poder solucionar este problema y dar funcionamiento al método, se generó el algoritmo que se muestra en el Apéndice C. En resumen, se ajusta una curva polinómica de segundo orden a la relación entre los datos discretos de  $\log AR$  y  $\log \omega$  y, paralelamente, se halla la distancia óptima  $-x$  desde el segundo punto de la frecuencia angular  $\omega_2$  en la que al evaluar este ajuste se obtiene un valor estimado de la ganancia  $K$  del proceso y que se denominará ganancia identificada  $K_{id}$ .

Tras procesar cada una de las respuestas de la planta controlada con un *IMC*, el método de identificación en lazo cerrado calculó los parámetros que se muestran en la Tabla 5-3. En la Tabla 5-4 se muestra el porcentaje de error que tienen dichos parámetros respecto de los valores reales de la planta que se detallaron en la Tabla 5-1.

Tabla 5-3. Valores identificados de los parámetros de la planta controlada con *IMC* usando los modelos detallados en la Tabla 5-2.

Porcentaje de error en parámetros del modelo $\tilde{g}$ usado en el <i>IMC</i> [%]	Parámetro		
	$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	$\tau_{id}$ [seg]	$\theta_{id}$ [seg]
-20	1.359	83.258	23.370
-10	1.364	83.183	23.362
0	1.361	82.838	23.377
10	1.352	82.034	23.418
20	1.344	81.522	23.443

Tabla 5-4. Porcentaje de error entre los valores identificados de los parámetros y los parámetros reales de la planta (en la Tabla 5-1).

Porcentaje de error en parámetros del modelo $\tilde{g}$ usado en el <i>IMC</i> [%]	Porcentaje de Error en los Parámetros Identificados [%]		
	$\frac{ K - K_{id} }{K} \cdot 100$	$\frac{ \tau - \tau_{id} }{\tau} \cdot 100$	$\frac{ \theta - \theta_{id} }{\theta} \cdot 100$
-20	1.54	1.00	0.30
-10	1.17	1.09	0.27
0	1.35	1.50	0.33
10	2.04	2.46	0.51
20	2.61	3.07	0.62

Los valores de los parámetros que fueron calculados al ejecutar la identificación en lazo cerrado de las respuestas simuladas, son muy cercanos a los reales. El mayor porcentaje de error para un parámetro es de tan solo el 3,07% y se da para la constante de tiempo identificada en la planta cuyo modelo tenía parámetros con un 20% de error respecto de los parámetros reales. En general, los valores identificados tanto de la ganancia  $K_{id}$ , como de la constante de tiempo  $\tau_{id}$ , están sobreestimados respecto del valor real, mientras que para el retardo  $\theta_{id}$  ocurre lo contrario.

Además, se puede observar que la exactitud del método de identificación no depende de lo exactos que hayan sido los parámetros del modelo con que se controló el proceso identificado. Tanto la constante de tiempo como el retardo identificados del proceso cuyo modelo era ideal (0% error) tienen un error mayor que los mismos parámetros identificados en la planta cuyo modelo tenía características con un -20% de error.

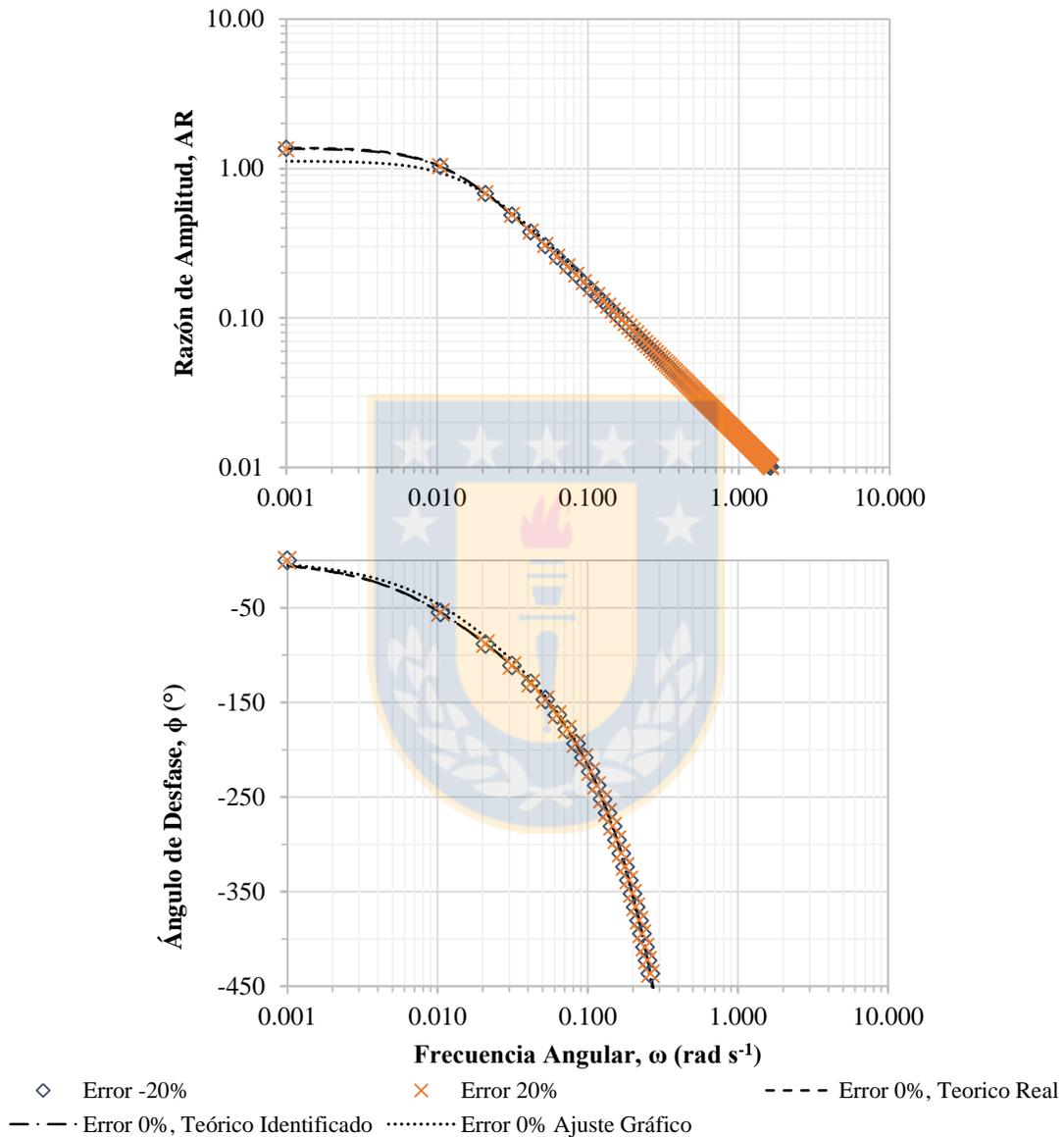


Figura 5-2. Diagrama de Bode obtenido al procesar las respuestas de las simulaciones.

En la Figura 5-2 se exhibe un diagrama de Bode. Los datos discretos ( $\diamond, \times$ ) corresponden a las respuestas de frecuencia determinadas por el método de identificación para las simulaciones de las plantas con modelos cuyos parámetros tienen un error del -20 y 20%, respectivamente. Se muestran sólo estos dos casos extremos para dejar en evidencia la similitud de los resultados. El resto de los sistemas simulados generaron respuestas de

frecuencia muy similares, por lo que no tiene sentido mostrarlos. También se puede ver lo parecidos que son éstos a los diagramas de Bode de tanto la función de transferencia real del proceso (línea semi-continua  $- \cdot -$ , parámetros de la Tabla 5-1) como de la identificada (línea punteada  $- \cdot -$ , parámetros de la Tabla 5-3), los que se obtienen aplicando la ecuación E.5 y E.6 en todo el dominio de la frecuencia angular (razón por la cual se denominan diagramas de Bode teórico).

El ajuste por el método gráfico a los datos discretos de la respuesta de frecuencia obtenidos de la simulación del sistema cuyo controlador estaba configurado con un modelo perfecto, arroja una función de transferencia con una ganancia  $K_{mg}$  de  $1.12 \text{ mA mA}^{-1}$ , una constante de tiempo  $\tau_{mg}$  de 63.1 segundos y un retardo  $\theta_{mg}$  de 23.69 segundos. A excepción del valor del retardo, estas cifras distan bastante de los valores reales, lo que se ve reflejado en el diagrama de bode. El ajuste por el método de identificación en lazo cerrado es más preciso.

#### 5.1.1.3. Actualización del Modelo del Controlador IMC

El paso final es la actualización de los parámetros del modelo del controlador *IMC* ( $\tilde{K}$ ,  $\tilde{\tau}$  y  $\tilde{\theta}$  de la Tabla 5-2 o 5-1, dependiendo si tienen o no tienen error respecto del sistema real), igualándolos a los parámetros identificados con el método ( $K_{id}$ ,  $\tau_{id}$  y  $\theta_{id}$  de la Tabla 5-3). Luego se realizó una prueba de la nueva sintonía del controlador, efectuando tanto un cambio escalón unitario en la referencia del mismo (Figura 5-3) como una perturbación a la temperatura (Figura 5-4). La perturbación fue una función seno con amplitud de  $1^\circ\text{C}$  y periodo de 40 segundos que se prolongó por 20 segundos (es decir la mitad de un periodo). En ambos casos se contrastan las respuestas obtenidas al actualizar la sintonía del controlador con las obtenidas utilizando la sintonía antigua.

Se muestran sólo los casos cuyos modelos iniciales tenían un error del -20 y 20% (y sus respectivas respuestas una vez que se actualizaron los parámetros) porque las respuestas entregadas por los ensayos, al utilizar las sintonías actualizadas del *IMC* del resto de los modelos iniciales, son casi idénticas a las respuestas ilustradas en ambas figuras. También se muestra la respuesta obtenida al controlar el proceso con un modelo ideal o con 0% de error (parámetros del modelo iguales a los parámetros de la planta).

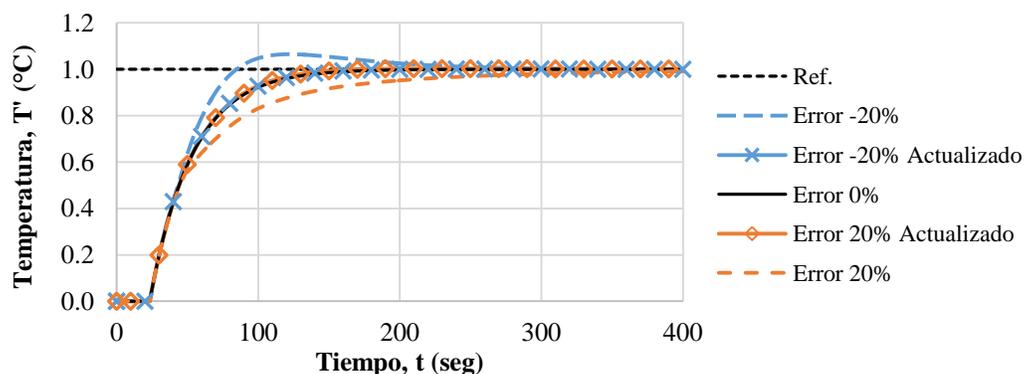


Figura 5-3. Comparación de las respuestas del sistema ante un cambio escalón unitario positivo al actualizar los parámetros del modelo del controlador *IMC*.

En la Figura 5-3 se observa que los procesos, cuyo controlador originalmente tenía una sintonía con un error del -20 y 20%, y cuyo modelo fue actualizado, ahora entregan una respuesta al cambio escalón unitario positivo muy similar a la obtenida al controlar el proceso con un modelo perfecto (igual a la planta). Ambos lazos alcanzaron el estado estacionario cerca de los 140 segundos y ninguna respuesta tuvo un sobrepaso. Esto es esperable de acuerdo al bajo error que tienen los parámetros identificados respecto de la planta real, tal como se muestra en la Tabla 5-4.

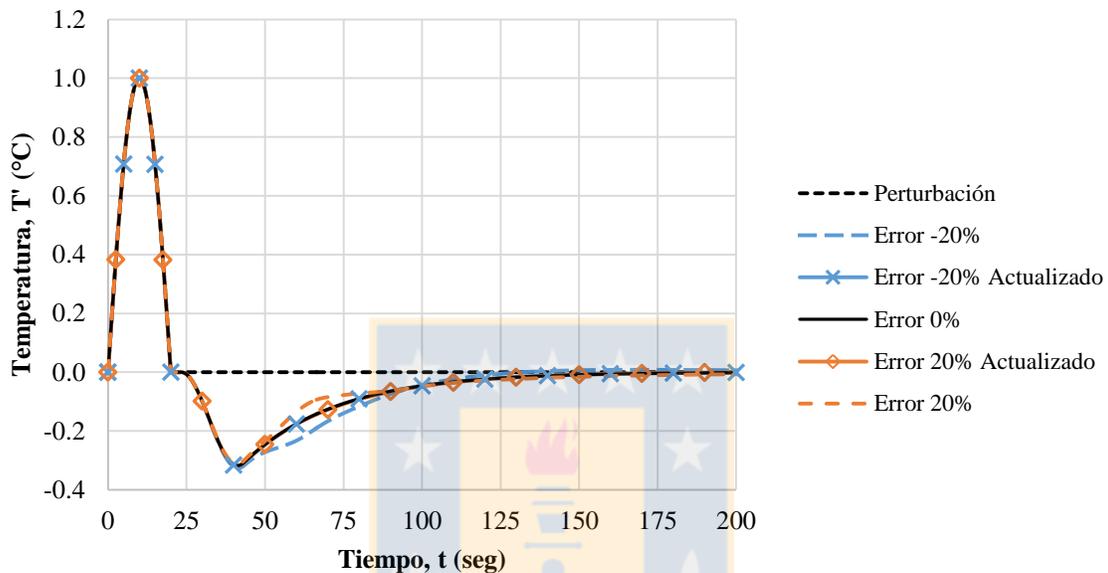


Figura 5-4. Comparación de las respuestas del sistema ante una perturbación externa al actualizar los parámetros del modelo del controlador *IMC*.

Aunque las respuestas ante una perturbación, de los procesos cuyo modelo del *IMC* se ha actualizado, no varía mucho ni en forma ni en el tiempo en que alcanzan el estado estacionario respecto de las que se obtuvieron con la sintonía antigua, se puede afirmar que éstas son más suaves y siguen trayectorias casi idénticas a la que lleva un controlador ideal, lo que se puede observar en la Figura 5-4.

### 5.1.2. Simulación de un Sistema de Segundo Orden con Retardo

#### 5.1.2.1. Parámetros del Sistema, del Modelo y Respuesta Simulada

Para verificar el desempeño del método de identificación en lazo cerrado sobre sistemas de mayor orden, se simuló un sistema de segundo orden cuyos parámetros se crearon de una forma semi-aleatoria, con su ganancia  $K$  y retardo  $\theta$  iguales a los del sistema descrito en la Tabla 5-1. El período natural al cuadrado  $\tau_N^2$  es igual a la constante de tiempo del sistema descrito en la Tabla 5-1. El coeficiente de amortiguación se hace mayor a 1 (1,01) y las constantes de tiempo  $\tau_1$  y  $\tau_2$  se determinan despejando las relaciones correspondientes entre ellas, el período natural y el coeficiente de amortiguación. Los parámetros se exhiben en la Tabla 5-5.

Tabla 5-5. Parámetros de la función de transferencia  $g$  de segundo orden con retardo

Parámetro	Valor
$K$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	1.38
$\tau_N^2$ [seg] <sup>2</sup>	84.1
$\xi$	1.01
$\theta$ [seg]	23.3
$\tau_1$ [seg]	10.57
$\tau_2$ [seg]	7.96

Sobre dicho sistema se realizó una simulación en la cual se ocupó un modelo para el controlador *IMC* con las características que se indican en la Tabla 5-6.

Tabla 5-6. Parámetros del modelo de la planta  $\tilde{g}$  utilizado para configurar el controlador *IMC* en la simulación del sistema de segundo orden con retardo de la Tabla 5-5.

Parámetro	Valor
$\tilde{K}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	1.1
$\tilde{\tau}$ [seg]	10.0
$\tilde{\theta}$ [seg]	23.0
$\tau_f$ [seg]	30.0

Se hizo un cambio escalón unitario positivo a la referencia del controlador y se registró la respuesta, la que se exhibe en la Figura 5-5.

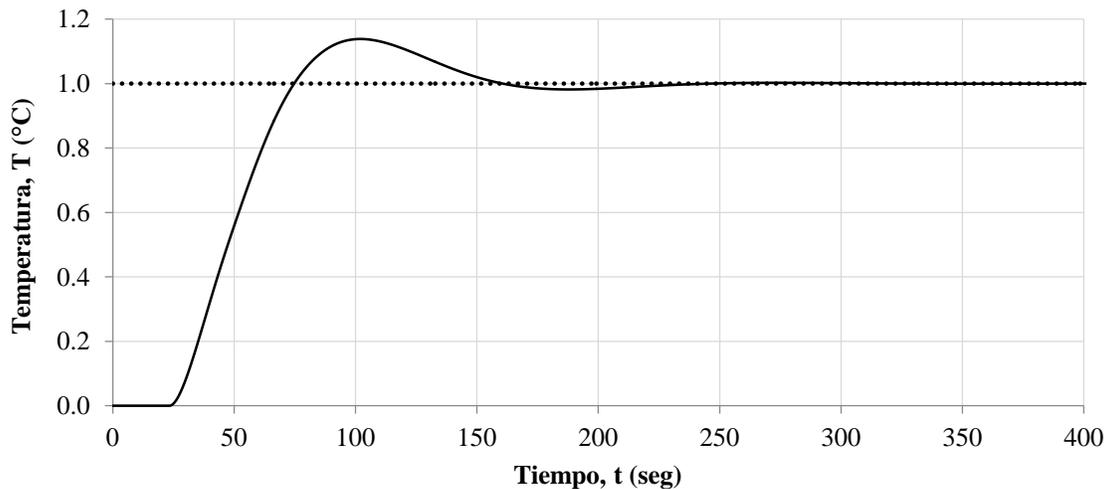


Figura 5-5. Respuesta del sistema de segundo orden con retardo con los parámetros de la Tabla 5-5 usando un *IMC* con los parámetros de la Tabla 5-6, a un cambio escalón unitario positivo en la referencia.

### 5.1.2.2. Parámetros Identificados y Diagramas de Bode

En un segundo paso, se aplicó el método de identificación en lazo cerrado a la respuesta entregada por la simulación. El diagrama de Bode obtenido se muestra en la Figura 5-6 y los parámetros del modelo de primer orden con retardo que se ajustó a la planta se muestran en la Tabla 5-7.

Tabla 5-7. Parámetros ajustados por el método de identificación en lazo cerrado a la planta de segundo orden con retardo  $g$  cuyos parámetros son los de la Tabla 5-5 con el *IMC* descrito en la Tabla 5-6.

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	1.367
$\tau_{id}$ [seg]	15.399
$\theta_{id}$ [seg]	27.747

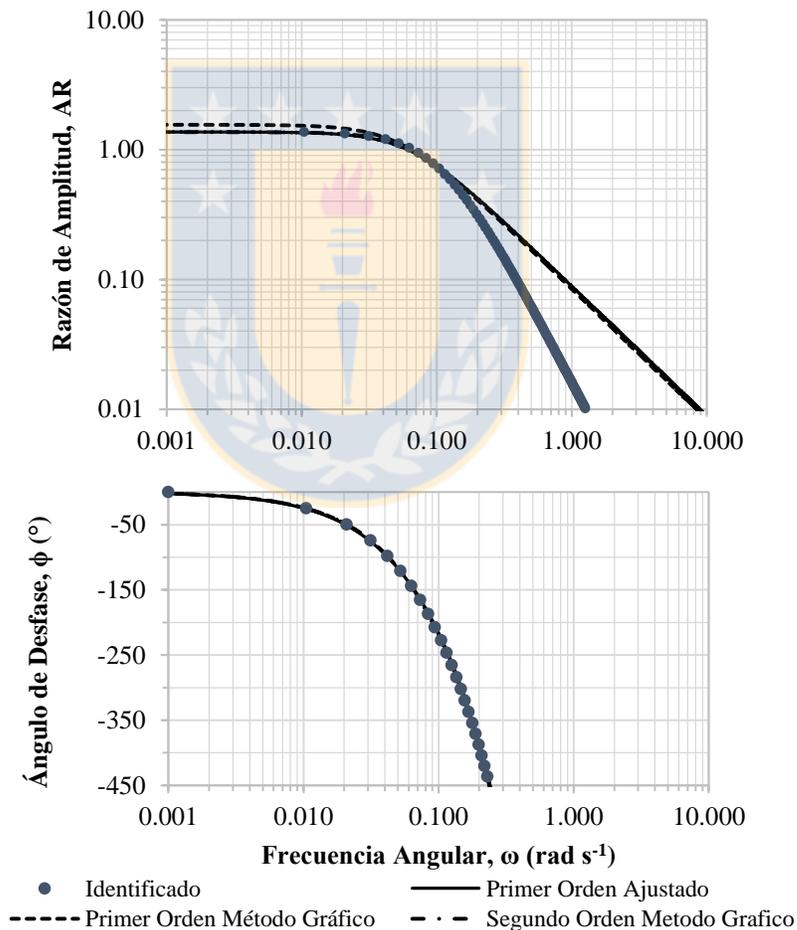


Figura 5-6. Diagrama de Bode del sistema de segundo orden con retardo.

En la Figura 5-6 (a), se puede observar que, como es de esperar, el modelo de primer orden con retardo se ajusta bien en la zona de baja frecuencia, sin embargo esto no

sucede en la zona de alta frecuencia, donde los datos obtenidos del modelo de segundo orden tienden a una pendiente de -2.

Para este sistema, el algoritmo para estimar la ganancia dio un resultado exitoso y que condujo a estimaciones igual de certeras en los cálculos de los otros dos parámetros ( $\tau$ ,  $\theta$ ). Los primeros tres puntos de la respuesta de frecuencia fueron suficientes para obtener una tendencia cóncava de los datos.

El ajuste de una función de transferencia de primer orden por el método gráfico ha arrojado los siguientes parámetros: ganancia  $K_{mg1}$  1.55 mA mA<sup>-1</sup>, constante de tiempo  $\tau_{mg1}$  18.36 segundos y retardo  $\theta_{mg1}$  25.87 segundos, mientras que el ajuste de la función de transferencia de segundo orden tuvo como resultado una ganancia  $K_{mg2}$  1.36 mA mA<sup>-1</sup>, constantes de tiempo  $\tau_{1,mg2}$  9.67 segundos y  $\tau_{2,mg2}$  8.84 segundos ( $\tau_{n,mg2}$  9.24 segundos) y un retardo  $\theta_{mg2}$  de 23.28 segundos. Los parámetros del modelo de primer orden ajustados por el método gráfico se acercan en magnitud a los resultados obtenidos del método de ajuste en lazo cerrado, siendo aún más exactos en el modelo de segundo orden, que sigue con precisión la tendencia de los datos reales, especialmente en la alta frecuencia, lo que a la vez era de esperar por la metodología utilizada para dicho ajuste.

### 5.1.2.3. Actualización del Modelo y Respuesta Actualizada

Finalmente, para verificar el fundamento sobre el cual se basa el trabajo de tesis, después de la identificación se actualizaron los parámetros del modelo de la planta  $\tilde{g}$  (Tabla 5-6) usando las características identificadas por el método (Tabla 5-7), mientras los parámetros de la planta  $g$  y del filtro  $\tau_f$  se mantuvieron constantes. Con el nuevo controlador construido a partir de los parámetros identificados en la Tabla 5-7, se efectuó una nueva simulación, repitiendo el cambio escalón unitario positivo en la referencia del controlador. Se registró la respuesta (ver Figura 5-7), la que se comparó con la respuesta utilizando el primero modelo.

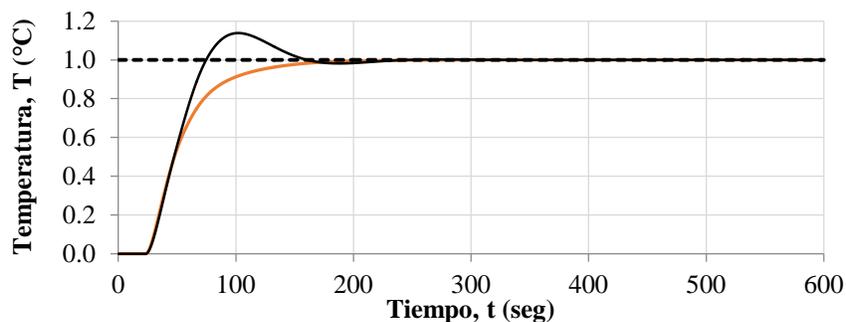


Figura 5-7. Comparación de la respuesta del sistema de segundo orden con retardo (parámetros de Tabla 5-5) ante un cambio escalón unitario positivo en la referencia — usando un *IMC* con los parámetros del modelo en la Tabla 5-6 y — al utilizar los parámetros identificados de la Tabla 5-7.

Con el nuevo controlador la respuesta no tiene un sobrepaso a la referencia, tampoco se produce oscilación y el 0,98 de la respuesta se alcanza a las 155.4 segundos (la respuesta original, tras el sobrepaso lo alcanzaba a los 187,7 segundos).

## 5.2. Datos Reales

### 5.2.1. Lazo de Flujo

El método de identificación se pone a prueba con el lazo de control de flujo. A tiempo igual a 0 segundos se realiza un cambio escalón en la referencia al controlador de flujo, el que se encuentra controlado con un *IMC*, y luego se registra la respuesta de la variable cada 0.1 segundos. La sintonía del controlador de flujo con la que se llevó a cabo el método de identificación en lazo cerrado se observa en la Tabla 5-8.

Tabla 5-8. Parámetros del modelo del lazo de flujo con la cual se realizó la identificación del sistema

Parámetro	Valor
$\tilde{K}$	0.35
$\tilde{\tau}$ [seg]	1.56
$\tilde{\theta}$ [seg]	0.00
$\tau_f$ [seg]	3.00

A continuación se exhiben los resultados ante un cambio escalón positivo y uno negativo. Se ha establecido que el método de identificación trabaje con los datos ubicados hasta una frecuencia máxima de entre 2 y 3 rad s<sup>-1</sup>, rango en el cual los datos se ajustan con mayor exactitud.

#### 5.2.1.1. Cambio escalón positivo ( $A = 1.5 \text{ gpm}$ )

La respuesta del lazo de control de flujo ante un cambio escalón positivo en la referencia se puede observar en la Figura 5-8. Tras usar el método de identificación, se obtiene el modelo cuyos parámetros son ilustrados en la Tabla 5-9. Con estos parámetros se genera la respuesta de frecuencia teórica del sistema en lazo abierto, a partir de la cual se determina la razón de amplitud teórica y el ángulo de desfase teórico. Estos se grafican con una línea continua, para efectos de comparación, en la mismo diagrama de Bode que la razón de amplitud y el ángulo de desfase obtenidos en el ensayo. Este diagrama de Bode se observa en la Figura 5-9.

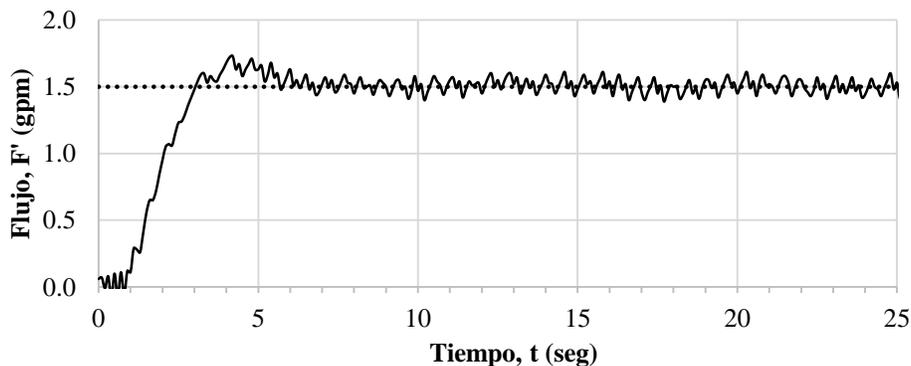


Figura 5-8. Respuesta del flujo, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo de magnitud 1.5 gpm en la referencia al controlador, el que está en modo *IMC* (parámetros en Tabla 5-8).

En la Figura 5-8 se puede observar que la medición del flujo emite una señal muy ruidosa. Con cierto criterio, debido a lo anterior, se puede establecer que, tras un sobrepaso inicial, el lazo de control alcanza el estado estacionario alrededor de los seis segundos.

Tabla 5-9. Parámetros del lazo de flujo determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón  $A = 1.5$  gpm en la referencia

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	0.56
$\tau_{id}$ [seg]	1.54
$\theta_{id}$ [seg]	1.04

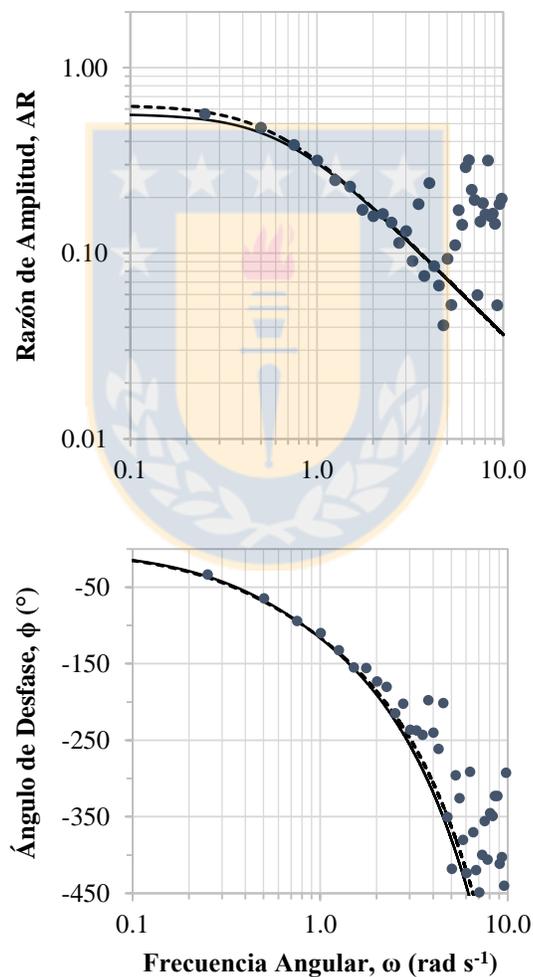


Figura 5-9. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del flujo, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta ante un cambio escalón positivo de 1.5 gpm en la referencia. ● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros en la Tabla 5-9.

--- = Respuesta de frecuencia ajustada por método gráfico.

En el diagrama de Bode se puede ver que el modelo se ajusta bien en las frecuencias bajas a medianas, razón por la cual se justifica haber escogido datos hasta entre 2 y 3 rad s<sup>-1</sup> como el límite máximo para determinar los parámetros del sistema. De ahí en adelante los datos experimentales comienzan a oscilar. La rápida tendencia a decrecer de los datos discretos de la razón de amplitud a medida que aumenta la frecuencia angular hace más complejo funcionamiento de la sección del algoritmo que estima la ganancia, dificultando el ajuste de una curva de segundo orden a los primeros tres. Debido a lo mismo se modificó el número de puntos al cual se debe ajustar la tendencia, aumentándolo a cuatro o cinco. En este caso se obtuvieron resultados más satisfactorios con cinco puntos, lo que se repite para las subsecuentes identificaciones del lazo de flujo, presión y temperatura.

El ajuste de la función de transferencia por el método gráfico entrega como resultado una ganancia  $K_{mg}$  de 0.63 mA mA<sup>-1</sup>, constante de tiempo  $\tau_{mg}$  de 1.73 segundos y retardo  $\theta_{mg}$  de 0.98 segundos. La ganancia es mayor que la ajustada por el método en lazo cerrado (ver Tabla 5-9), lo que queda en evidencia en la Figura 5-9, con diferentes puntos de intersección de las curvas de AR con el eje de las ordenadas. La tendencia de ambas curvas en la zona de alta frecuencia es muy similar.

#### 5.2.1.2. Cambio escalón negativo ( $A = -1.5$ gpm)

La respuesta del lazo de control de flujo ante un cambio escalón negativo en la referencia se puede observar en la Figura 5-10. Tras usar el método de identificación, se obtienen los parámetros ilustrados en la Tabla 5-10. Con estos parámetros se genera la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto teórica, a partir de la cual se determina la razón de amplitud teórica y el ángulo de desfase teórico. Esto se grafica con una línea continua, para efectos de comparación, en el mismo diagrama de Bode que la razón de amplitud y el ángulo de desfase obtenidos en el ensayo. El diagrama de Bode se observa en la Figura 5-11.

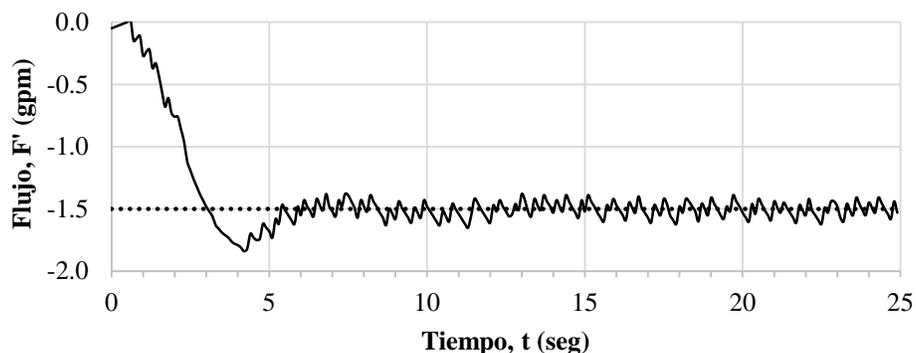


Figura 5-10: Respuesta del flujo, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo de magnitud 1.5 gpm en la referencia al controlador, el que está en modo *IMC* (parámetros en Tabla 5-8).

En la Figura 5-10 se observa nuevamente la señal ruidosa emitida por la medición del flujo. Se vuelve a confirmar que el proceso tiene una dinámica muy rápida, alcanzando el estado estacionario cerca de los seis segundos.

Tabla 5-10. Parámetros del lazo de flujo determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón  $A = -1.5$  gpm en la referencia

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	0.69
$\tau_{id}$ [seg]	1.81
$\theta_{id}$ [seg]	1.38

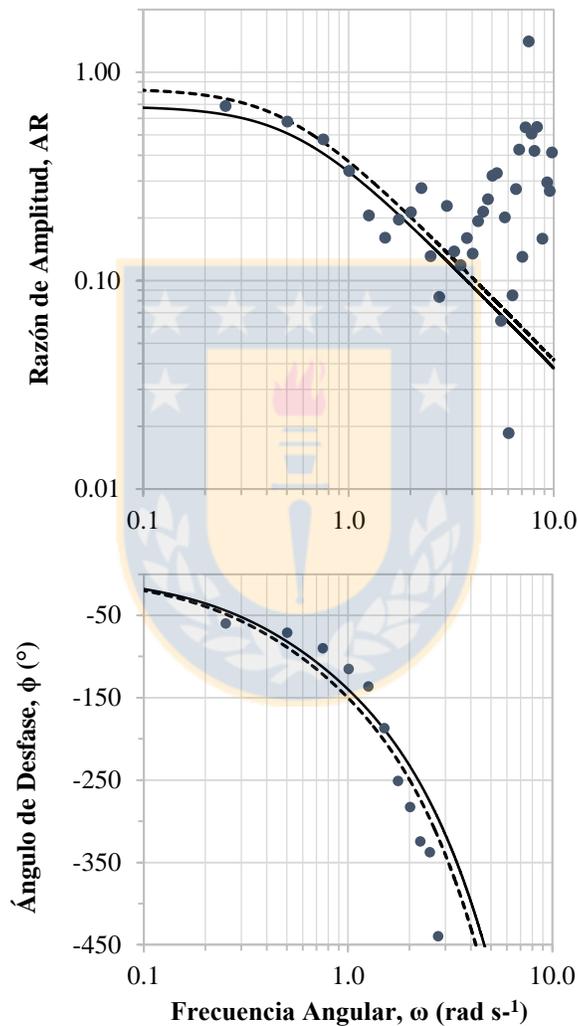


Figura 5-11. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del flujo, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado a la respuesta ante un cambio escalón  $A = -1.5$  gpm en la referencia.  
 ● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros en la Tabla 5-10,  
 - - - = Respuesta de frecuencia ajustada por método gráfico.

Al igual que para un cambio escalón positivo, en el diagrama de Bode se puede ver que el ajuste es bastante bueno en el rango de frecuencias bajas a medianas. Desde cerca de los  $3 \text{ rad s}^{-1}$  los datos experimentales comienzan a oscilar.

Desde el ajuste de los parámetros por el método gráfico resulta una ganancia  $K_{mg}$  de  $0.83 \text{ mA mA}^{-1}$ , constante de tiempo  $\tau_{mg}$  de 2.00 segundos y retardo  $\theta_{mg}$  de 1.52 segundos. Respecto a lo obtenido en el ensayo con cambio escalón positivo a la referencia, estos también difieren a los parámetros ajustados por el método de identificación en lazo cerrado. Similar a lo observado anteriormente, la ganancia y la constante de tiempo son mayores que las ajustadas por el método en lazo cerrado, pero aun así las tendencias de la razón de amplitud y del ángulo de desfase se ajustan al comportamiento de los datos.

### 5.2.1.3. Sintonía del Controlador de Flujo a partir de Parámetros Promedio

Para asegurar que la sintonía del controlador actúe eficazmente tanto para cambios escalones positivos como negativos, primero se obtiene un promedio de los parámetros calculados ante ambos tipos de cambios a la referencia, para luego, a partir de ellos, determinar la sintonía recomendada para actualizar el modelo  $\tilde{g}$  del controlador. Se utilizan los parámetros identificados en los incisos 5.2.1.1, 5.2.1.2 y una identificación más de cada tipo de cambio, cuyos parámetros identificados se muestran en la Tabla 5-11.

Tabla 5-11. Parámetros del lazo de flujo calculados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado.

Parámetro	Id. 1 +	Id. 2 +	Id. 3 -	Id. 4 -	Valor Promedio
$K_{id} [\text{mA mA}^{-1}]$	0.56	0.67	0.69	0.61	0.63
$\tau_{id} [\text{seg}]$	1.54	1.83	1.81	1.60	1.70
$\theta_{id} [\text{seg}]$	1.04	0.99	1.38	1.28	1.17

Al comparar la respuesta del flujo a cambios escalón de 1.5 gpm en la referencia, entre el ensayo con el lazo de control sintonizado con los parámetros de la Tabla 5-8 y un ensayo con el lazo de control actualizado (parámetros promedio de la Tabla 5-11), se puede observar que hay una mejora en cuanto a que en la última (lazo de control con sintonía actualizada) se elimina el pequeño sobrepaso que hay en torno a los 4 segundos (ver Figura 5-12). Esto se puede observar para los ensayos en los cuales se hizo un cambio escalón tanto positivo como negativo en la referencia, siendo más evidente en el segundo que se muestra en la Figura 5-12 (b). Debido al ruido en la señal de flujo es difícil establecer con claridad cuándo las respuestas llegan al estado estacionario, sin embargo la diferencia pareciera ser insignificante.

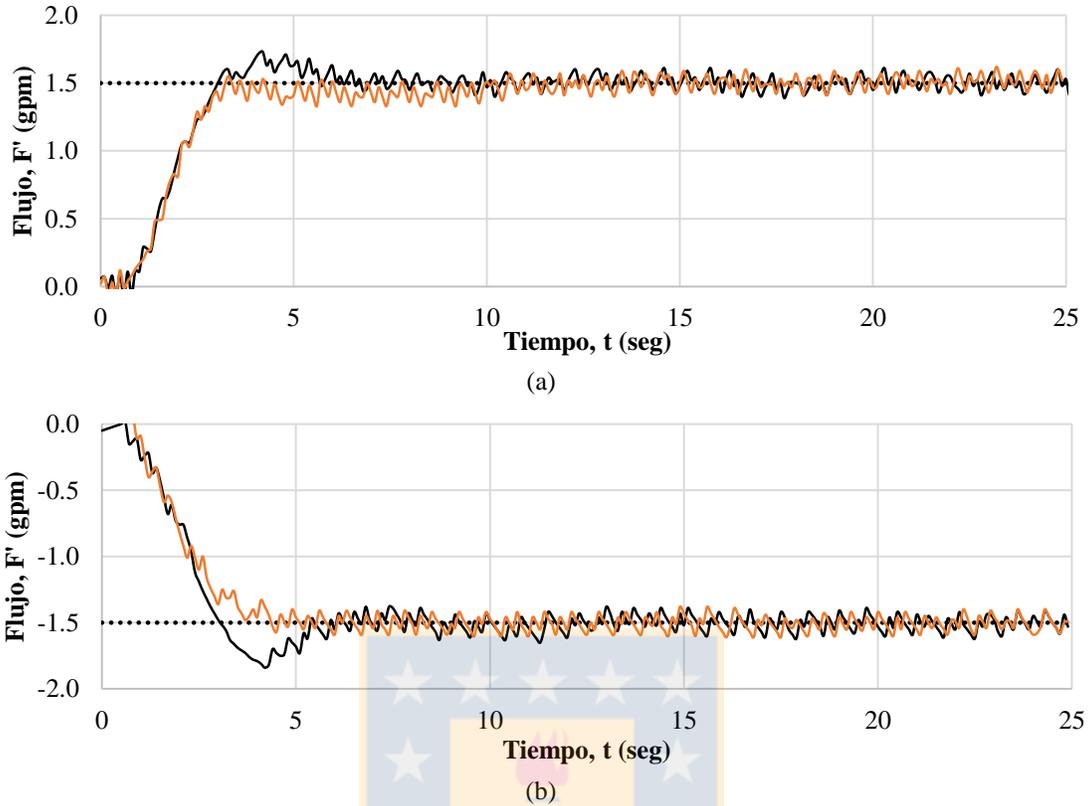


Figura 5-12. Comparación de la respuesta del lazo de control de flujo ante un cambio escalón (a) positivo y (b) negativo de 1.5 gpm. •••: Referencia al controlador; — : Respuesta utilizando la sintonía original (ver parámetros en Tabla 5-8).; — : Respuesta utilizando la sintonía obtenida a través del Método de Identificación en Lazo cerrado (ver parámetros en Tabla 5-11).

### 5.2.2. Lazo de Presión

El siguiente es un ensayo para identificar los parámetros del lazo de control de presión del intercambiador de calor. A tiempo igual a 0 segundos se realiza un cambio escalón en la referencia al controlador de presión, el que se encuentra configurado con un control de modelo interno (*IMC*). Luego se registra la respuesta de la variable cada 0.1 segundos. El lazo de flujo se mantuvo sintonizado con la configuración de la Tabla 5-11 y en una referencia de 2.5 gpm. La configuración del controlador de modelo interno de presión, con la que se llevó a cabo el método de identificación en lazo cerrado se observa en la Tabla 5-12.

Tabla 5-12. Parámetros del modelo del lazo de presión con la cual se realizó la identificación del sistema

Parámetro	Valor
$\tilde{K}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	0.0661
$\tilde{\tau}$ [seg]	1.56
$\tilde{\theta}$ [seg]	0.00
$\tau_f$ [seg]	1.00

A continuación se exhiben los resultados ante un cambio escalón positivo y uno negativo. Se ha establecido que el método de identificación trabaje con los datos ubicados hasta una frecuencia máxima de  $0.25 \text{ rad s}^{-1}$ , rango en el cual los datos se ajustan con más exactitud.

#### 5.2.2.1. Cambio escalón positivo ( $A = 0.25 \text{ bar}$ )

La respuesta del lazo de control de presión ante un cambio escalón positivo en la referencia se puede observar en la Figura 5-13. Tras usar el método de identificación, se obtienen los parámetros ilustrados en la Tabla 5-13. Con estos parámetros se genera la respuesta de frecuencia teórica del sistema en lazo abierto, a partir de la cual se determina la razón de amplitud teórica y el ángulo de desfase teórico. Estos se grafican, para efectos de comparación, en el mismo diagrama de Bode que la razón de amplitud y el ángulo de desfase obtenidos en el ensayo. El diagrama de Bode se observa en la Figura 5-14.

Tabla 5-13. Parámetros del lazo de presión determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón  $A = 0.25 \text{ bar}$  en la referencia

Parámetro	Valor
$K_{id} [\text{mA mA}^{-1}]$	0.074
$\tau_{id} [\text{seg}]$	15.58
$\theta_{id} [\text{seg}]$	1.23

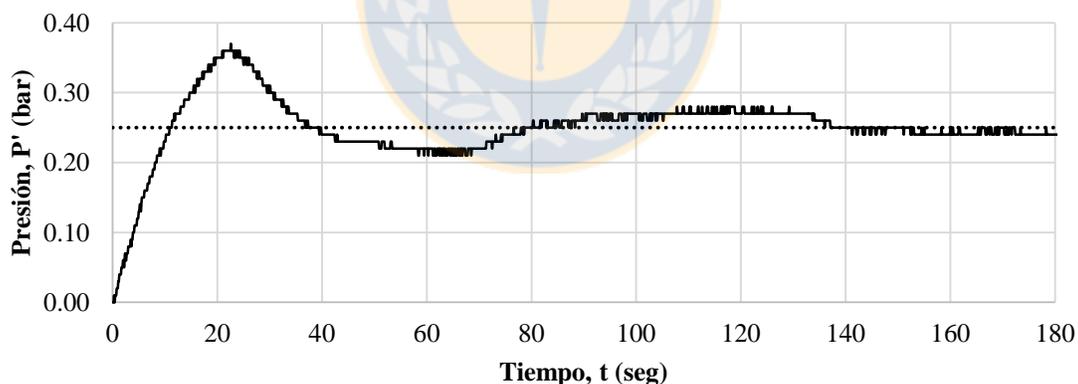


Figura 5-13. Respuesta del lazo de presión, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo ( $A = 0.25 \text{ bar}$ ) en la referencia al controlador de modelo interno (ver sintonía del modelo en Tabla 5-12).

En la Figura 5-13 se puede observar que el registro de presión a lo largo del muestreo es estable y con poco ruido. Se puede establecer que el lazo de control alcanza el estado estacionario alrededor de los ciento cincuenta segundos. Por lo mismo se podría considerar que este es un lazo de dinámica lenta. El sistema reconoce la referencia, y se mantiene estable en ella al llegar al estado estacionario.

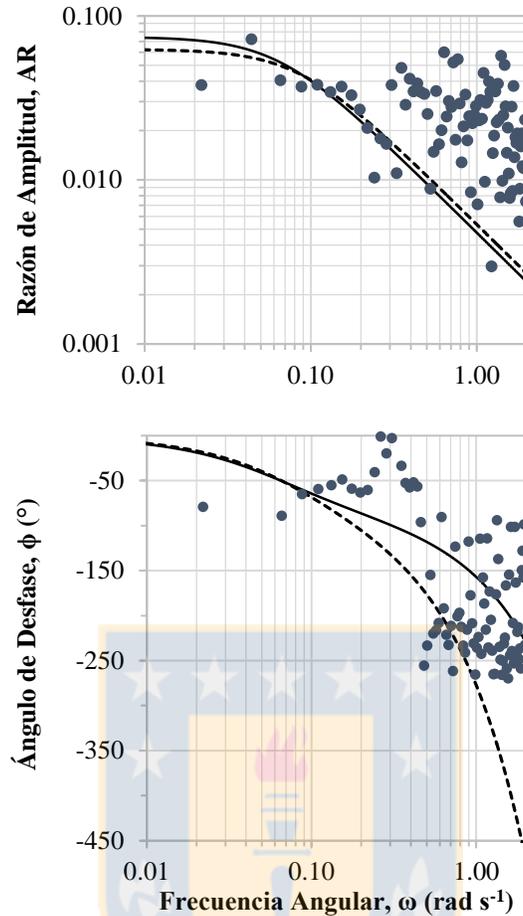


Figura 5-14. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del lazo de presión, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado con un cambio de escalón  $A = 0.25$  bar en la referencia.

● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros de la Tabla 5-13.  
 - - - = Respuesta de frecuencia ajustada por método gráfico.

En el diagrama de Bode de la Figura 5-14 se puede ver que el ajuste es satisfactorio en la zona de baja frecuencia. Sin embargo, en ambos casos hay oscilaciones en los datos especialmente para el caso del ángulo de desfase. Sobre los  $0.22 \text{ rad s}^{-1}$  los datos se tornan muy ruidosos y se hace difícil corregir los periodos decrecientes, razón por la cual se justifica haber realizado el ajuste hasta esa frecuencia.

La función de transferencia ajustada por el método gráfico arrojó los siguientes resultados: ganancia  $K_{mg}$  de  $0.0063 \text{ mA mA}^{-1}$ , constante de tiempo  $\tau_{mg}$  de 11.64 segundos y retardo  $\theta_{mg}$  de 3.36 segundos. Respecto a los ajustes hechos por el método en lazo cerrado, la ganancia es menor, intersectando el eje de las ordenadas en un punto menor, y el retardo mayor, haciendo que la tendencia del ángulo de desfase decrezca más rápido hacia  $-\infty$ .

### 5.2.2.2. Cambio escalón negativo ( $A = -0.25$ bar)

La respuesta del lazo de control de presión ante un cambio escalón negativo en la referencia se puede observar en la Figura 5-15. Tras usar el método de identificación, se obtienen los parámetros registrados en la Tabla 5-14. Con estos parámetros se genera la respuesta de frecuencia teórica del sistema en lazo abierto, a partir de la cual se determina la razón de amplitud teórica y el ángulo de desfase teórico. Esto se grafica con una línea punteada, para efectos de comparación, en el mismo diagrama de Bode (Figura 5-16) que la razón de amplitud y el ángulo de desfase obtenidos en el ensayo.

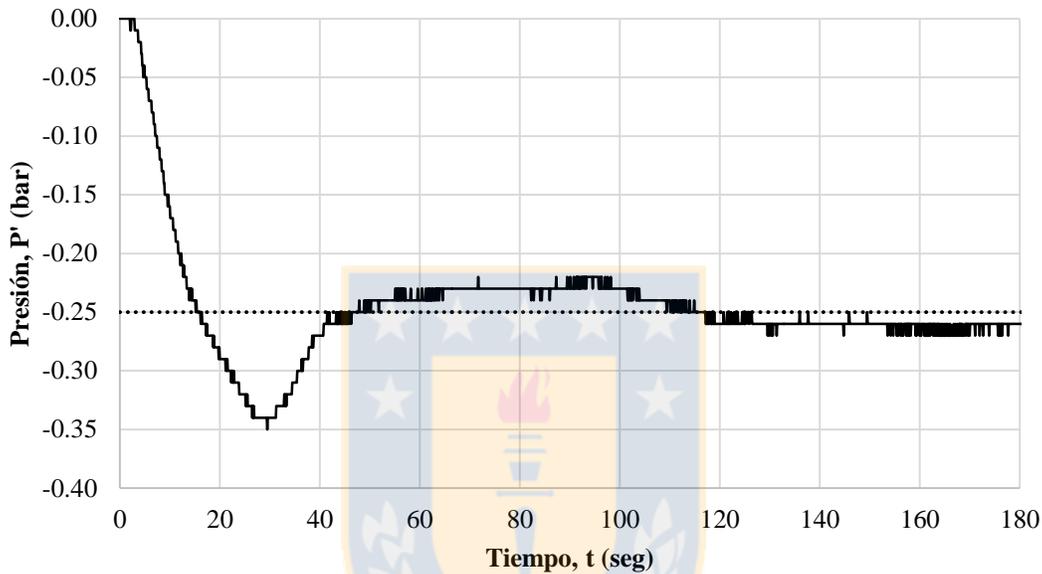


Figura 5-15. Respuesta del lazo de presión, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo ( $A = -0.25$  bar) en la referencia al controlador de modelo interno (ver sintonía del modelo en Tabla 5-12).

En la Figura 5-15 se observa nuevamente que la señal emitida por la medición de la presión es más suave que la del flujo. Se vuelve a confirmar que el proceso tiene una dinámica lenta, alcanzando el estado estacionario cerca de los ciento cincuenta segundos. A diferencia del ensayo con cambio escalón positivo, la respuesta no alcanza la referencia de forma tan precisa.

Tabla 5-14. Parámetros del lazo de presión determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón  $A = -0.25$  bar en la referencia.

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [ $\text{mA mA}^{-1}$ ]	0.082
$\tau_{id}$ [seg]	25.9
$\theta_{id}$ [seg]	3.12

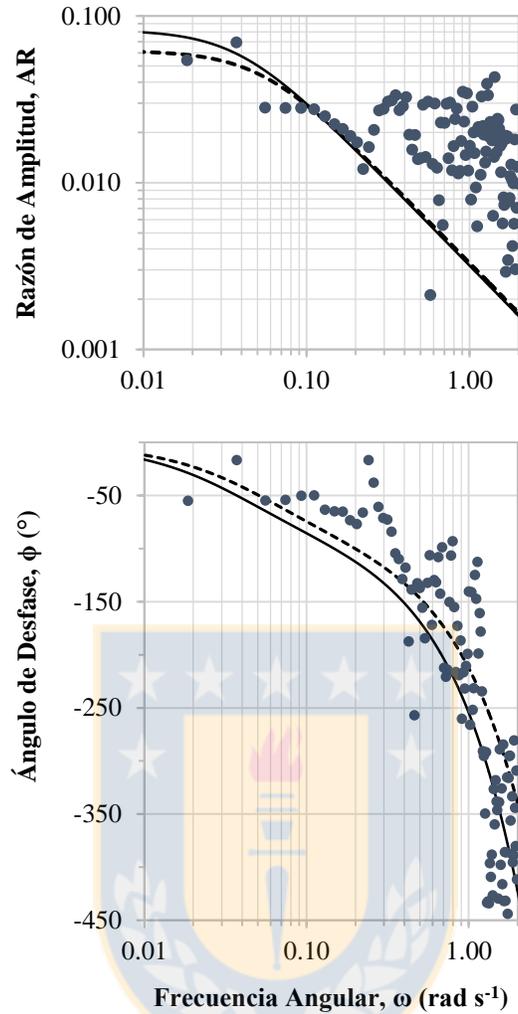


Figura 5-16. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del lazo de presión, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado con un cambio de escalón  $A = -0.25$  bar en la referencia.  
 ● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros de la Tabla 5-14.  
 - - - = Respuesta de frecuencia ajustada por método gráfico.

En la gráfica de la razón de amplitud se observa que el ajuste no es tan preciso en la zona de baja frecuencia, exceptuando el rango entre  $0.1$  y  $0.2 \text{ rad s}^{-1}$  donde se ajusta muy bien. Por otro lado, el diagrama del ángulo de desfase sigue la tendencia de los datos, pero sin ajustarse de forma precisa, perjudicado por la dispersión de los datos. En el grupo de datos de la Figura 5-16, al igual que en la Figura 5-14, se observa que hay datos discretos de la razón de amplitud que generan máximos y mínimos, lo que dificultó el trabajo del algoritmo para la estimación de la ganancia.

Los parámetros ajustados por el método gráfico, donde se obtiene una ganancia  $K_{mg}$  de  $0.0062 \text{ mA mA}^{-1}$ , constante de tiempo  $\tau_{mg}$  de 18.72 segundos y retardo  $\theta_{mg}$  de 2.19 segundos, difieren de los ajustados por el método en lazo cerrado siendo menores que ellos,

lo queda en evidencia en el diagrama de Bode donde las curvas de ambas funciones de transferencia son distintas pese a que igual siguen la tendencia de los datos.

### 5.2.2.3. Sintonía del Controlador de Presión a partir de Parámetros Promedio

Para asegurar que la sintonía con la cual se actualizará el modelo  $\tilde{g}$  controlador actúe eficazmente tanto para cambios escalones positivos como negativos, primero se obtiene un promedio de los parámetros identificados ante ambos tipos de cambios a la referencia (usando los ensayos ilustrados anteriormente junto a otros dos ensayos, uno de cada tipo de cambio a la referencia). Los parámetros de todos los ensayos junto a los parámetros promedio se muestran en la Tabla 5-15.

Tabla 5-15. Parámetros del lazo de presión determinados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado.

Parámetro	Id. 1 +	Id. 2 +	Id. 3 -	Id. 4 -	Valor Promedio
$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	0.074	0.056	0.070	0.082	<b>0.071</b>
$\tau_{id}$ [seg]	15.6	12.0	20.2	25.9	<b>18.4</b>
$\theta_{id}$ [seg]	1.2	3.8	2.6	3.1	<b>2.7</b>

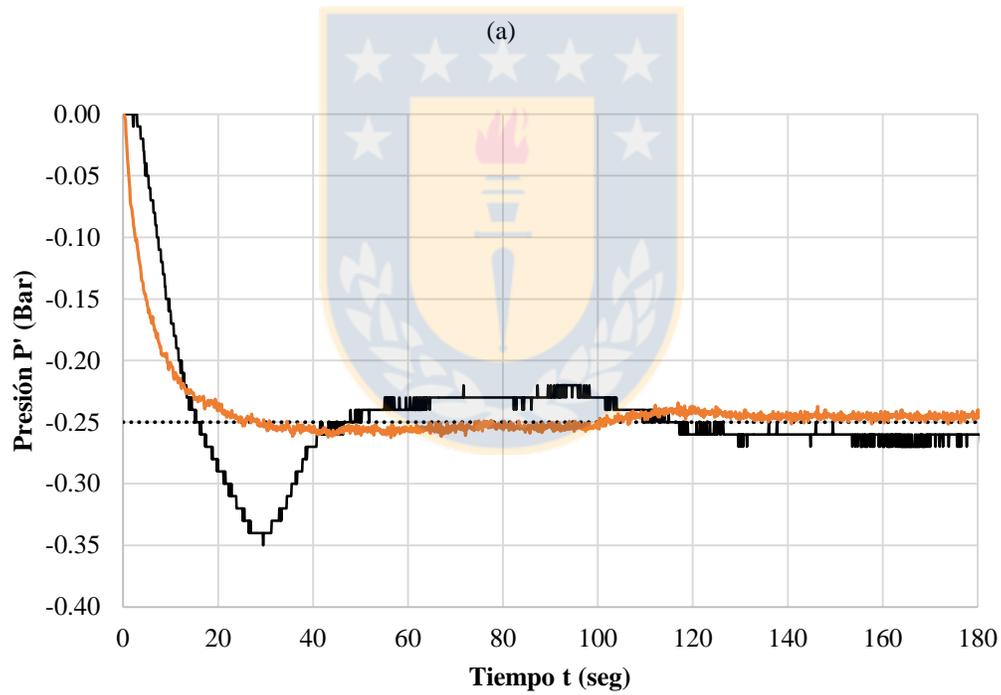
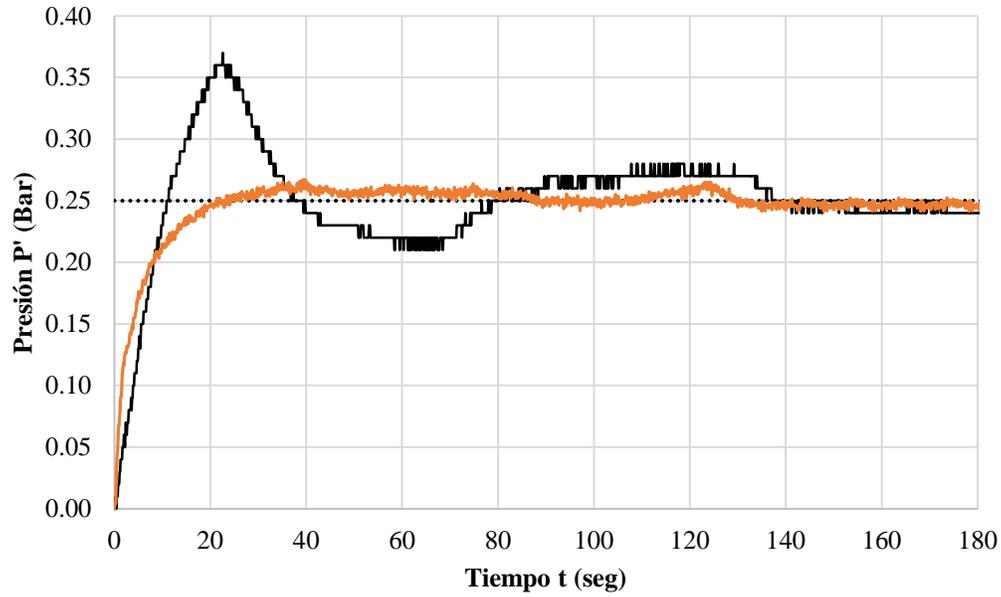
En esto caso se varió la constante de tiempo del filtro a:

$$\tau_f = 3 \text{ seg} \quad (5.1)$$

Se comparó el funcionamiento del controlador de presión de modelo interno al ser configurado con el modelo predeterminado (Tabla 5-12) y el modelo identificado en el presente trabajo de tesis a partir del método en lazo cerrado (Tabla 5-15). En la Figura 5-17 (a) se puede observar la respuesta del lazo de presión ante un cambio escalón positivo de desde 0.10 a 0.35 bar en la referencia y en la Figura 5-17 (b) ante un cambio escalón negativo desde 0.40 a 0.15 bar.

Ante ambos cambios en la referencia, las tendencias de las respuestas con la sintonía actualizada son similares. Se acercan de una forma más suave a la referencia con un despreciable sobrepaso inicial, hasta llegar al estado estacionario cerca de los cien segundos. La mejora respecto a la sintonía predeterminada es notable, se evita la oscilación en la respuesta, el sobrepaso inicial de más de 0.10 bar respecto a la referencia y, además, se alcanza el estado estacionario en un tiempo inferior.

Cabe recalcar que esto se consigue pese a que el ajuste de los modelos al resultado arrojado tras aplicar el método de identificación en lazo cerrado no es el óptimo (los modelos ajustados tienden a seguir las tendencias de la distribución de datos en las frecuencias bajas y sólo en algunos rangos se observa un buen ajuste).



(b)

Figura 5-17. Comparación de la respuesta del lazo de control de presión con *IMC* del intercambiador de calor ante un cambio escalón (a) positivo y (b) negativo, de 0.25 bar de magnitud en la referencia. **•••**: Referencia al controlador; **—**: Respuesta de presión utilizando sintonía en la Tabla 5-12 y  $\tau_f = 3$  s; **—**: Respuesta de la presión utilizando sintonía obtenida por Método de Identificación en Lazo cerrado (ver Tabla 5-15). Flujo por los tubos = 2.0 gpm.

### 5.2.3. Lazo de Temperatura

Finalmente se realizan ensayos para identificar las características del lazo de control de temperatura en el intercambiador de calor. A tiempo igual a 0 segundos se realiza un cambio escalón en la referencia al controlador de temperatura, el que se encuentra configurado con un control de modelo interno (*IMC*). Al igual que en los ensayos exhibidos anteriormente se registra la respuesta de la variable cada 0.1 segundos. El lazo de flujo se mantuvo sintonizado con la configuración de la Tabla 5-11 y en una referencia de 2.0 gpm.

A continuación se exhiben los resultados ante un cambio escalón positivo y uno negativo. Se ha establecido que el método de identificación trabaje con los datos ubicados hasta una frecuencia máxima de  $0.25 \text{ rad s}^{-1}$ , rango en el cual los datos se ajustan con más exactitud.

#### 5.2.3.1. Cambio escalón positivo ( $A = 2^\circ\text{C}$ )

La configuración del controlador de modelo interno de temperatura con la que se llevó a cabo el método de identificación en lazo cerrado ante un cambio escalón positivo se observa en la Tabla 5-16.

Tabla 5-16. Parámetros del modelo del lazo de temperatura con la cual se realizó la identificación del sistema ante un cambio escalón positivo

Parámetro	Valor
$\tilde{K}$ [ $\text{mA mA}^{-1}$ ]	0.9
$\tilde{\tau}$ [seg]	80.0
$\tilde{\theta}$ [seg]	15.0
$\tau_f$ [seg]	40.0

La respuesta del lazo de control de temperatura ante un cambio escalón positivo en la referencia se puede observar en la Figura 5-18 (bajo la configuración *IMC* de la Tabla 5-16) Se genera un gran sobre paso y la respuesta se acerca al estado estacionario cerca de los 180 segundos. El sistema reconoce la referencia y se mantiene en ella al llegar al estado estacionario.

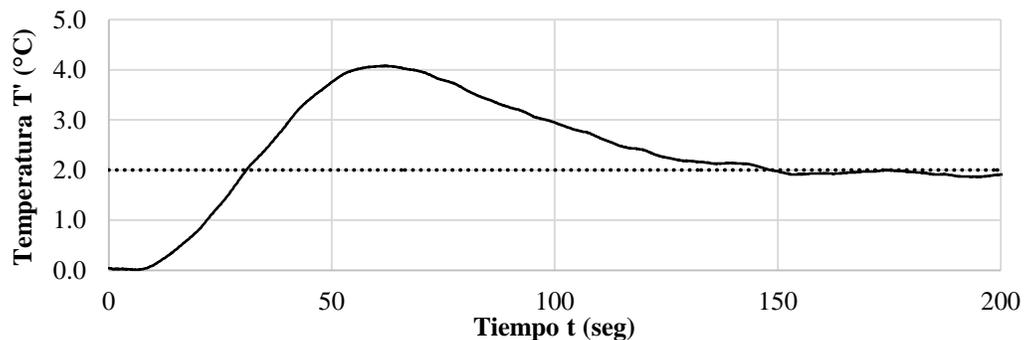


Figura 5-18. Respuesta del lazo de temperatura, en variables de desviación, ante un cambio escalón positivo ( $A = 2^\circ\text{C}$ ) en la referencia al controlador de modelo interno (ver sintonía del modelo en Tabla 5-16).

Tras usar el método de identificación, se obtienen los parámetros ilustrados en la Tabla 5-17. Con estos parámetros se genera la respuesta de frecuencia teórica del sistema en lazo abierto, a partir de la cual se determina la razón de amplitud teórica y el ángulo de desfase teórico. Estos se grafican, para efectos de comparación, en el mismo diagrama de Bode que la razón de amplitud y el ángulo de desfase obtenidos en el ensayo. El diagrama de Bode se observa en la Figura 5-19.

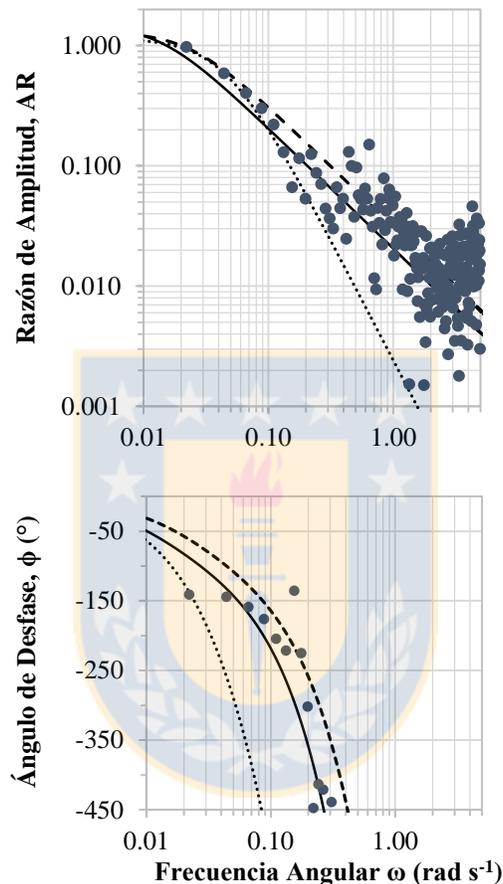


Figura 5-19. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del lazo de temperatura, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado con un cambio de escalón  $A = 2^{\circ}\text{C}$  en la referencia.

● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros de la Tabla 5-17.  
 - - - = Respuesta de frecuencia de primer orden y ••• = Respuesta de frecuencia de segundo orden ajustadas por el método gráfico.

Tabla 5-17. Parámetros del lazo de temperatura determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio de escalón  $A = 2^{\circ}\text{C}$  en la referencia

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [ $\text{mA mA}^{-1}$ ]	1.49
$\tau_{id}$ [seg]	60.40
$\theta_{id}$ [seg]	29.55

En el diagrama de Bode de la Figura 5-19 se comprueba que el ajuste del modelo es bastante satisfactorio en la zona de baja frecuencia. En el algoritmo para estimar la ganancia se utilizaron los primeros cinco puntos de  $AR$  para ajustar la tendencia cuadrática. Al igual que en casos anteriores, la respuesta de frecuencia se torna ruidosa en la zona de alta frecuencia, en este caso sobre los  $0.4 \text{ rad s}^{-1}$ .

El ajuste de una función de transferencia de primer orden por el método gráfico entregó los siguientes parámetros: ganancia  $K_{mg1}$   $1.30 \text{ mA mA}^{-1}$ , constante de tiempo  $\tau_{mg1}$   $41.54$  segundos y retardo  $\theta_{mg1}$   $15.33$  segundos, mientras que el ajuste de la función de transferencia de segundo orden tuvo como resultado una ganancia  $K_{mg2}$   $1.15 \text{ mA mA}^{-1}$ , constantes de tiempo  $\tau_{1,mg2}$   $25.09$  segundos y  $\tau_{2,mg2}$   $18.91$  segundos ( $\tau_{n,mg2}$   $21.78$  segundos) y un retardo  $\theta_{mg2}$  de  $67.94$  segundos. Respecto a la función ajustada por el método en lazo cerrado, el ajuste de primer orden se adapta mejor al comportamiento de los datos de la razón de amplitud en la zona de baja frecuencia. El ajuste de segundo orden tiene un comportamiento similar al de primer orden en la zona de baja frecuencia, pero luego cambia su pendiente a  $-2$  ajustándose bastante bien al comportamiento de los datos hasta una frecuencia de  $0.2 \text{ rad s}^{-1}$ .

#### 5.2.3.2. Cambio escalón negativo ( $A = -4^\circ\text{C}$ )

La configuración del  $IMC$  de temperatura con el cual se llevó a cabo la identificación ante un cambio escalón negativo en la referencia se observa en la Tabla 5-18. Se modificó la sintonía de la constante de tiempo y de la constante del filtro (respecto a la utilizada en el cambio escalón positivo) dado que se generaban oscilaciones a la alimentación de vapor al intercambiador de calor, lo que perjudicaba la identificación.

Tabla 5-18. Parámetros del modelo del lazo de temperatura con la cual se realizó la identificación del sistema ante un cambio escalón negativo

Parámetro	Valor
$\tilde{K}$ [ $\text{mA mA}^{-1}$ ]	0.9
$\tilde{\tau}$ [seg]	40.0
$\tilde{\theta}$ [seg]	15.0
$\tau_f$ [seg]	15.0

La respuesta del lazo de control de temperatura ante un cambio escalón negativo en la referencia se puede observar en la Figura 5-20.

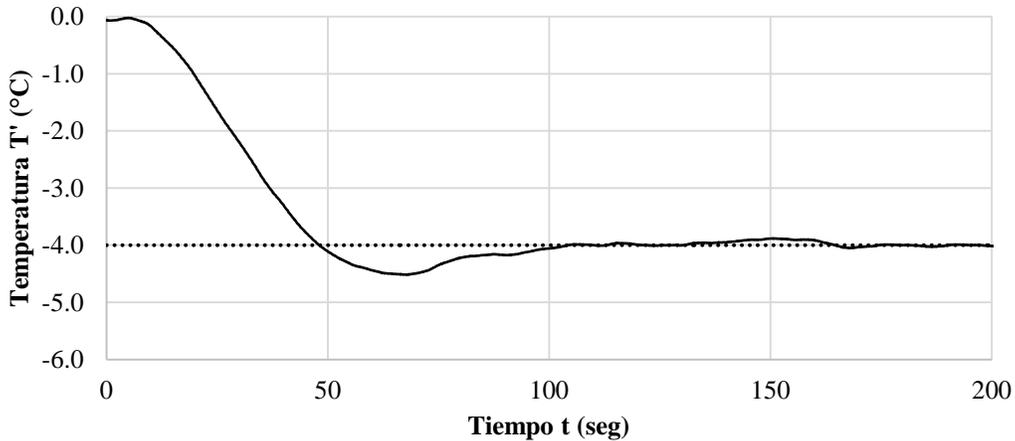


Figura 5-20. Respuesta del lazo de temperatura, en variables de desviación, ante un cambio escalón negativo ( $A = -4^{\circ}\text{C}$ ) en la referencia al controlador de modelo interno (ver sintonía del modelo en Tabla 5-18).

En la Figura 5-20 se observa que la señal emitida por la termocupla del lazo de temperatura es suave. Se vuelve a confirmar que el proceso tiene una dinámica lenta, alcanzando el estado estacionario después de los 120 segundos.

Tabla 5-19. Parámetros del lazo de temperatura determinados por el método de identificación en lazo cerrado a partir del análisis de la respuesta del sistema tras un cambio escalón  $A = -4^{\circ}\text{C}$  en la referencia

Parámetro	Valor
$K_{id}$ [ $\text{mA mA}^{-1}$ ]	1.15
$\tau_{id}$ [seg]	64.88
$\theta_{id}$ [seg]	14.33

Los parámetros obtenidos por el ajuste hecho a través del método de identificación en lazo cerrado se observan en la Tabla 5-19. La sección del algoritmo que estima la ganancia se debió configurar en 4 puntos para hacer el ajuste cuadrático de la razón de amplitud  $AR$ . Los resultados del ajuste se plasman en la Figura 5-21. En la gráfica de la razón de amplitud se observa que el ajuste no es tan preciso en la zona de baja frecuencia. Sigue la tendencia general de los datos, pero estos tampoco contribuyen debido a su dispersión. Similar situación ocurre con el diagrama del ángulo de desfase, sin embargo en este último hay un mejor ajuste de los datos al modelo.

La función de transferencia de primer orden ajustada por el método gráfico entregó los siguientes parámetros: ganancia  $K_{mg1}$   $1.12 \text{ mA mA}^{-1}$ , constante de tiempo  $\tau_{mg1}$  34.32 segundos y retardo  $\theta_{mg1}$  10.89 segundos, mientras que el ajuste de la función de transferencia de segundo orden tuvo como resultado una ganancia  $K_{mg2}$   $1.01 \text{ mA mA}^{-1}$ , constantes de tiempo  $\tau_{1,mg2}$  21.67 segundos y  $\tau_{2,mg2}$  16.34 segundos ( $\tau_{n,mg2}$  18.82 segundos) y un retardo  $\theta_{mg2}$  de 43.67 segundos. La constante de tiempo del ajuste de primer orden difiere considerablemente entre el parámetro obtenido por el método gráfico y

el obtenido por el método en lazo cerrado, lo que se refleja en curvas que siguen trayectos diferentes. El ajuste gráfico de segundo orden se acerca notablemente a la tendencia de los datos en la baja frecuencia y hasta los  $0.3 \text{ rad s}^{-1}$ . La oscilación de los datos en la alta frecuencia contribuye a que las curvas pierdan la concordancia con éstos.

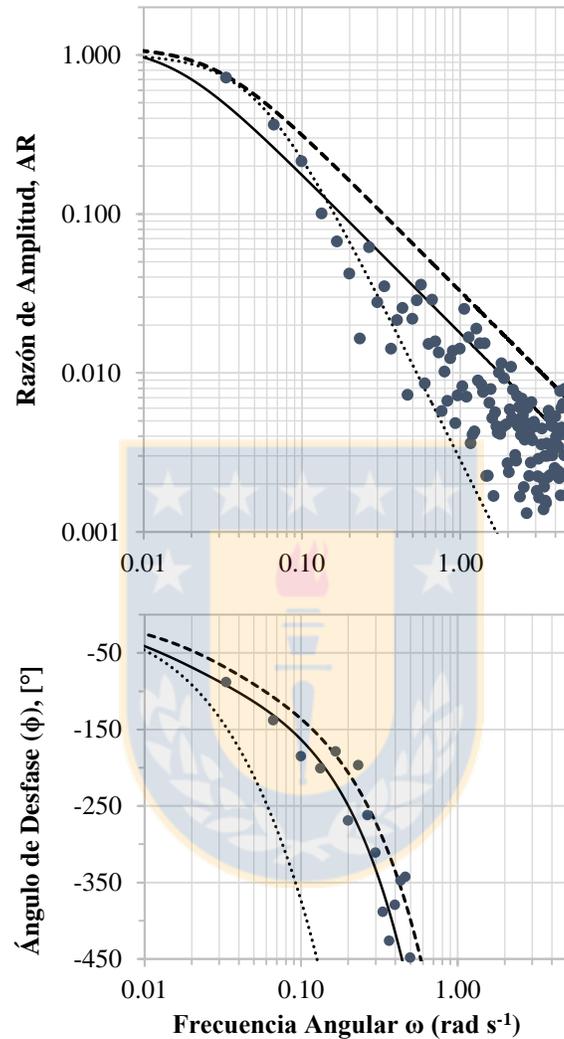


Figura 5-21. Diagrama de Bode de la respuesta de frecuencia en lazo abierto del lazo de temperatura, obtenido a partir del método de identificación en lazo cerrado con un cambio escalón  $A = -4^{\circ}\text{C}$  en la referencia.  
 ● = Datos discretos. — = Respuesta de frecuencia teórica de un sistema con los parámetros de la Tabla 5-19.  
 - - - = Respuesta de frecuencia de primer orden y ••• = Respuesta de frecuencia de segundo orden ajustadas por el método gráfico.

### 5.2.3.3. Sintonía del Controlador de Temperatura a partir de Parámetros Promedio

Al igual que en los casos anteriores, para asegurar que la sintonía del controlador actúe eficazmente tanto para cambios escalones positivos como negativos, primero se obtiene un promedio de los parámetros calculados ante ambos tipos de cambios a la referencia (usando los ensayos ilustrados anteriormente junto a otros dos ensayos, uno de cada tipo de cambio a la referencia). Los parámetros de todos los ensayos junto a los

parámetros promedio se muestran en la Tabla 5-20. Los valores promedios de las características identificadas son utilizados para actualizar la sintonía del modelo interno  $\tilde{g}$  controlador.

Tabla 5-20. Parámetros del lazo de temperatura determinados como un promedio de los determinados por el método de identificación en lazo cerrado, a partir del análisis de la respuesta del sistema ante un cambio escalón positivo y negativo a la referencia

Parámetro	Id. 1 +	Id. 2 +	Id. 3 -	Id. 4 -	Valor Promedio
$K_{id}$ [mA mA <sup>-1</sup> ]	1.49	1.32	1.15	1.42	<b>1.35</b>
$\tau_{id}$ [seg]	60.40	30.89	64.88	35.91	<b>48.00</b>
$\theta_{id}$ [seg]	29.55	17.14	14.33	15.34	<b>19.09</b>

En este caso se varió la constante de tiempo del filtro a:

$$\tau_f = 35 \text{ seg} \quad (5.2)$$

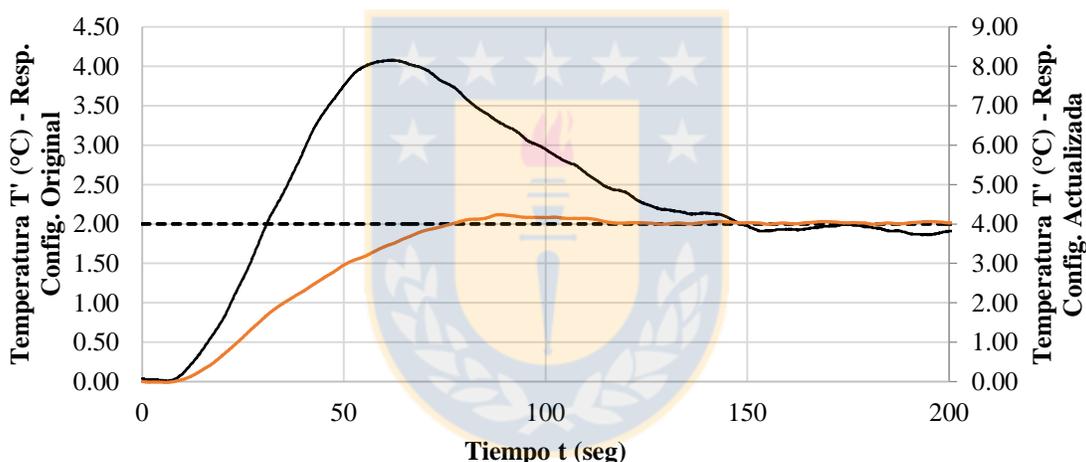


Figura 5-22. Comparación de la respuesta del lazo de control de temperatura con *IMC*. - - - = Referencia al controlador (2°C en ensayo con sintonía original y 4°C en ensayo con sintonía actualizada); — = Respuesta de la temperatura utilizando sintonía inicial; — = Respuesta de la temperatura utilizando sintonía obtenida por Método de Identificación en Lazo cerrado (ver Tabla 5-20). Flujo por los tubos = 2.0 GPM.

Lamentablemente, por la baja disponibilidad de tiempo para hacer los ensayos y por remodelación del laboratorio y del edificio, no fue posible capturar una respuesta ante un cambio escalón negativo en la referencia para comprobar la nueva sintonía del controlador. Solo se alcanzó a hacer ensayos a cambios escalones positivos en la referencia de mayor magnitud que el ensayo original (4°C vs 2°C). Por lo anterior, pese a que en la Figura 5-22 se muestran ambas respuestas, estas no se pueden comparar minuciosamente. Sin embargo a simple vista es notorio que prácticamente se ha eliminado el sobrepaso inicial y el estado estacionario se alcanza algunos segundos antes (pese a que el cambio escalón en la referencia fue incluso mayor).

## 6. Conclusiones

Al aplicar el método de identificación en lazo cerrado desarrollado en este trabajo, se obtuvo la respuesta de frecuencia en lazo abierto de sistemas que se encontraban bajo la acción de un controlador de modelo interno. Esto demuestra que tanto la hipótesis teórica como el tratamiento matemático fueron correctos.

A partir del procedimiento que se expuso, es posible estimar las características estáticas (ganancia  $K$ ) y dinámicas (constantes de tiempo  $\tau$  y retardo  $\theta$ ) del sistema. Mientras este modelo de primer orden con retardo se ajuste bien a la razón de amplitud en la zona de baja frecuencia, será suficiente para obtener un control robusto.

Como el controlador *IMC* tiene acción integral, esto impide que el método de identificación calcule la razón de amplitud  $AR$  a frecuencia angular  $\omega$  igual a cero, sin embargo para sistemas simulados sin perturbaciones y que alcanzan un estado estacionario estable, la ganancia  $K$  de la planta se puede estimar de manera bastante exacta usando el algoritmo ideado en este trabajo, especialmente si la razón  $t_n/\tau_{id}$  está entre 2,5 y 8,5 (entregando un error inferior al 5% en los parámetros). Fuera de este rango se reduce su exactitud.

El algoritmo para estimar la ganancia resultó exitoso al procesar respuestas de procesos simulados, donde las respuestas de frecuencia resultantes tenían tendencias completamente decrecientes en todo el dominio de frecuencia angular, sin embargo su utilización fue más ineficiente y menos exacta al procesar datos reales en los cuales el ruido y perturbaciones generaban respuestas de frecuencia con oscilaciones y cuyo comportamiento en la zona de baja frecuencia era oscilatorio. Esto introdujo problemas en el tratamiento de datos y en la rapidez de procesamiento de las respuestas.

La oscilación de los datos de frecuencia generados por respuestas de procesos reales y que son especialmente notorios en rangos altos de frecuencia angular, también introduce una complicación al funcionamiento del método dado que se hace necesaria intervención manual. Es en este punto que se torna relevante la calidad de la respuesta en términos de ruido, perturbaciones y el logro de un estado estacionario estable.

Al actualizar la sintonía del controlador *IMC* se puede mejorar considerablemente la forma de la respuesta del lazo, especialmente ante un cambio escalón en la referencia del controlador, caso en el cual se pueden evitar sobrepasos, oscilaciones excesivas y se puede alcanzar el estado estacionario en un menor tiempo. La respuesta ante una perturbación externa no tiene una mejora tan notoria, pero cabe afirmar que ésta puede llegar a ser más suave respecto a respuestas de lazos controlados con parámetros no actualizados.

## 7. Bibliografía

- Allen Bradley. (2004). *1756-QS001B-ES-P: Guía de inicio rápido para controladores Logix5000*. Estados Unidos de América: Rockwell Automation.
- Allen Bradley. (2008). *1756-RM003K-ES-P: Instrucciones generales de los controladores Logix5000*. Estados Unidos de América: Rockwell Automation.
- Briceño, M. (2010). *Análisis Teórico y Experimental del Comportamiento Dinámico y del Control de un Intercambiador de Carcasa y Tubos*. Memoria de Título, Universidad de Concepción, Departamento de Ingeniería Química, Concepción.
- Brigham, E. O., y Morrow, R. E. (1967). The fast Fourier transform. *IEEE spectrum*, 63-70.
- Canales, E., y Melo, D. L. (2001). *Dinámica de Procesos*. Proyecto de Docencia, Universidad de Concepción, Departamento de Ingeniería Química, Concepción.
- Chapra, S. C., y Canale, R. P. (2007). *Métodos Numéricos para Ingenieros* (Quinta ed.). México D.F.: McGraw-Hill Interamericana.
- García, C., y Morari, M. (1982). Internal Model Control. 1. A Unifying Review and Some New Results. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*(21), 308-323.
- Huybrechs, D., y Olver, S. (2009). Highly oscillatory quadrature. En B. Engquist, A. Fokas, E. Hairer, & A. Iserles (Edits.), *Highly Oscillatory Problems* (págs. 25-50). Londres: Cambridge University Press.
- Libuy, N. A. (2011). *Control de Modelo Predictivo de un Intercambiador de Calor*. Memoria de Título, Universidad de Concepción, Departamento de Ingeniería Química, Concepción.
- Melo, D. L., y Friedly, J. C. (1992). On-Line, Closed-Loop Identification of Multivariable Systems. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 31(1), 274-281.
- Melo, D. L., y Friedly, J. C. (1999). Experimental Validation of Closed Loop Identification of a Multivariable System. *Latin American Applied Research*, 29, 107-113.
- Moraga, A. (2009). *Implementación del laboratorio de dinámica y control de procesos químicos*. Memoria de Título, Universidad de Concepción, Departamento de Ingeniería Química, Concepción.
- Nyquist, J. K., Schindler, R. N., y Gilbert, R. E. (1963). Determination of Frequency Response from Step Response. *Chemical Engineering Progress Symposium Series*, 59, 98-105.

- Press, W. H., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T., y Flannery, B. P. (2001). *Numerical Recipes in Fortran 77* (Segunda ed., Vol. 1). Estados Unidos de América: Cambridge University Press.
- Rajakumar, A., y Krishnaswamy, P. R. (1975). Time to Frequency Domain Conversion of Step Response Data. *Industrial & Engineering Chemistry*, 14(3), 250-256.
- Rivera, D., Morari, M., y Skogestad, S. (1986). Internal Model Control. 4. PID Controller Design. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*(25), 252-265.
- Schechter, R. S., y Wissler, E. H. (1959). Frequency Response from Step Input Response. *Industrial & Engineering Chemistry*, 51(8), 945-948.
- Seborg, D. E., Edgar, T. F., y Mellichamp, D. A. (2004). *Process Dynamics and Control* (Segunda ed.). Estados Unidos de América: John Wiley & Sons, Inc.
- Steel, B. (2013). *Identificación Dinámica en Lazo Cerrado de un Intercambiador de Calor*. Memoria de Título, Universidad de Concepción, Departamento de Ingeniería Química, Concepción.
- Sundaresan, K. R., y Krishnaswamy, P. R. (1978). Estimation of Time Delay Time Constant Parameters in Time, Frequency, and Laplace Domains. *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, 56, 257-262.
- Yuwana, M., y Seborg, D. E. (1982). A New Method for On-Line Controller Tuning. *AIChE Journal*, 28(3), 434-440.

## Apéndices

### A. Equipo Experimental

El Laboratorio de Control de Procesos está ubicado en el edificio Gustavo Pizarro Castro de la Universidad de Concepción, sede del Departamento de Ingeniería Química. Cuando se llevó a cabo el trabajo de tesis de magister el laboratorio tenía los siguientes equipos: (1) un intercambiador de calor de tubos y carcasa, y (2) un estanque con agitación, provisto de un tubo en forma de serpentín por el cual se puede hacer pasar algún fluido (ej. vapor, como un medio calefactor, o agua más fría que la del estanque, como un medio enfriador). Los equipos están conectados físicamente por un circuito de cañerías que está dotado de una configuración de válvulas de globo, las que permiten dirigir los suministros hacia los distintos equipos y en diferentes formas (ej. variar el fluido que puede pasar por la carcasa y los tubos del intercambiador). Algunos tramos del circuito de cañerías se encuentran aislados. También está dotado de un sistema de control PAC provisto por Allen-Bradley™ con su respectivo cableado, transmisores, convertidores corriente-presión (I/P) y válvulas de control. Además, se pueden encontrar algunos instrumentos de medición (indicadores) que no están conectados al sistema de control. Se cuenta con los siguientes suministros: aire de instrumentos, agua y vapor de agua.

En el contexto de este estudio se utilizó exclusivamente el intercambiador de calor de tubos y carcasa, ya que el objetivo principal es implementar el método de identificación sobre un sistema de parámetros distribuidos. A continuación se describe en detalle el equipo y su instrumentación. En la Figura A-2 se puede observar un diagrama de cañerías e instrumentos de esta unidad. Para información más detallada de los equipos en el Laboratorio de Control de Procesos, el diagrama de cañería e instrumentos del estanque calefactor o los modelos matemáticos de los sistemas, entre otros, dirigirse a Moraga (2009), Briceño (2010) o Libuy (2011).

#### A.1. Intercambiador de Calor

El intercambiador de calor es de tubos y carcasa, con cuatro pasadas por los tubos y una pasada por la carcasa (Briceño, 2010). Existen ocho tubos de acero inoxidable dentro de la carcasa, la que es del mismo material, por lo que cada pasada se realiza por dos de los tubos. El fluido que va por los tubos ingresa por la parte inferior del cabezal, pero la transición de las pasadas no es estrictamente ascendente. En la Figura A-1 se esquematiza detalladamente el recorrido del fluido por los tubos del intercambiador de calor, donde se observa que la transición de la primera a la segunda pasada es horizontal, de la segunda a la tercera vertical ascendente y de la tercera a la cuarta horizontal. En la Tabla A-1 se especifican las dimensiones de los tubos y la carcasa, y en la Tabla A-2 la masa de las distintas piezas del intercambiador, datos extraídos de Briceño (2010).

El intercambiador de calor puede operar como un equipo calefactor o enfriador. Para operar como un equipo calefactor se hace pasar agua fría de suministro por los tubos y

vapor de agua saturado, proveniente de la caldera, por la carcasa. Para funcionar como un equipo enfriador se puede hacer pasar agua de suministro, calentada en el estanque, por los tubos y agua fría de suministro por la carcasa.

Tabla A-1. Dimensiones de los tubos y la carcasa del intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del Edificio Gustavo Pizarro Castro

Dimensión	Carcasa	Tubo
Largo [m]	0.9920	0.9920
Diámetro interno [m]	0.1400	0.0188
Espesor [m]	0.0110	0.0041
Sección transversal interna [m <sup>2</sup> ]	0.0154	0.0003

Tabla A-2. Masa de las diferentes piezas del intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del Edificio Gustavo Pizarro Castro

Pieza	Masa [kg]
Cabezal trasero	7.3
Cabezal con entradas	11.8
Tubos y carcasa	37.0
Total	56.1

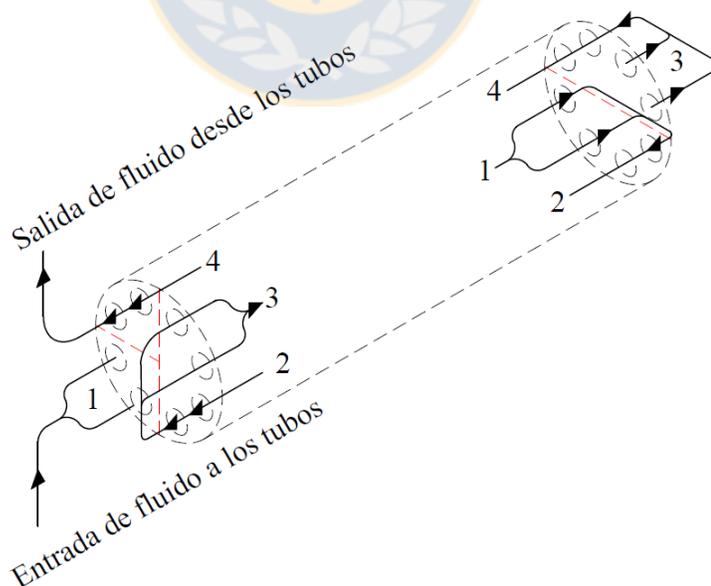


Figura A-1. Esquema del recorrido del fluido por los tubos en el intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos. En líneas punteadas negras ( - - - ) el contorno de los tubos y la carcasa, en líneas punteadas rojas ( - - - ) la ubicación de las placas en los cabezales y en líneas continuas negras ( — ) el recorrido del fluido

El equipo está dotado de dos lazos de control de modelo interno (*IMC*) convencionales que permiten regular el intercambio de calor, uno destinado a controlar el flujo de agua por los tubos y el otro a regular la temperatura de la corriente de salida de ellos. Este último lazo de control se puede operar como un lazo convencional de temperatura o un lazo convencional de presión. También se pueden cambiar la configuración para operar los controladores en modo *PID*. Todos los transmisores y válvulas de control están conectados al PAC mediante un cableado que transmite señales de corriente en el rango de 4 a 20 mA.

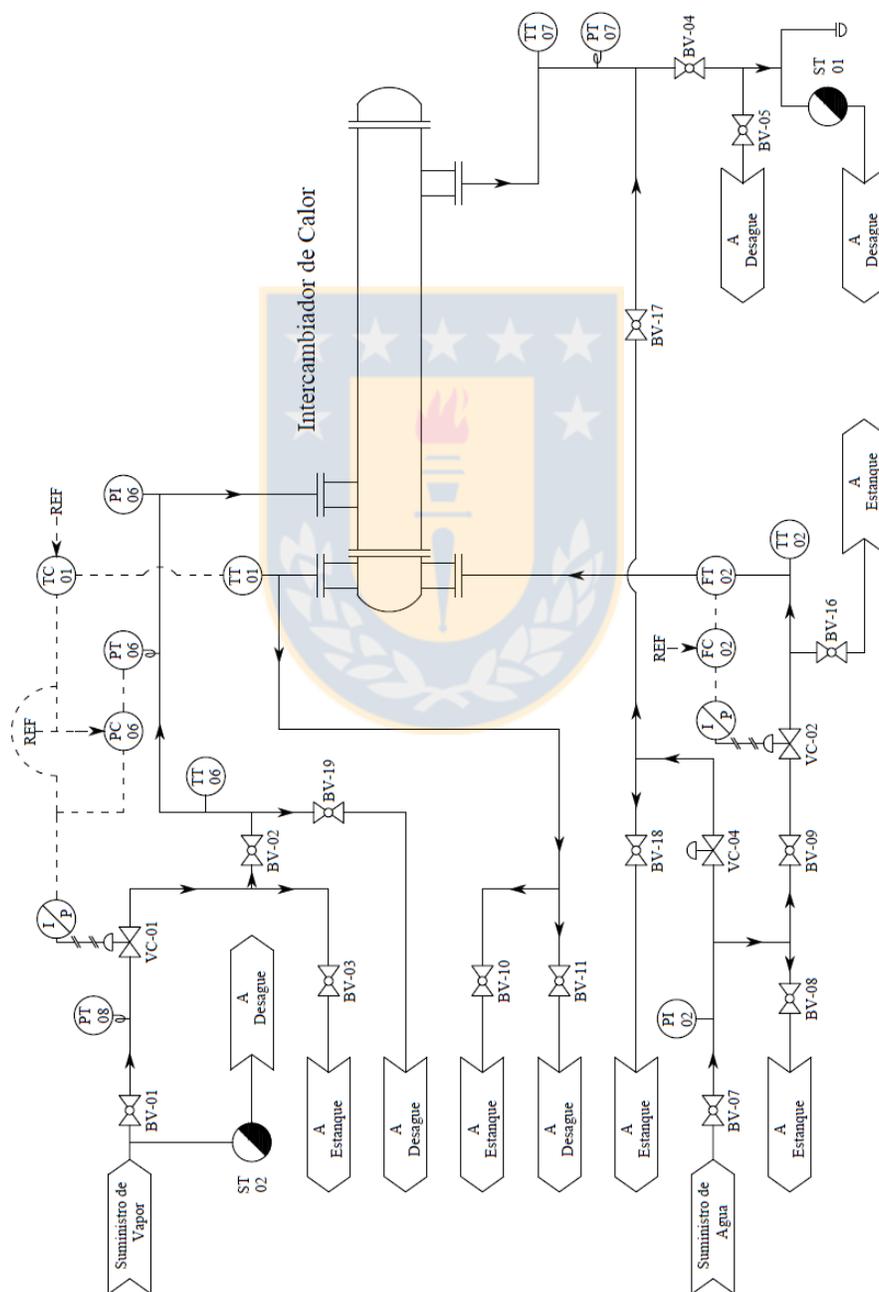


Figura A-2. Diagrama de Cañerías e Instrumentos del Intercambiador de Calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos, Edificio Gustavo Pizarro Castro, Universidad de Concepción, Chile

## A.2. Instrumentos, Válvulas de Control y su Funcionamiento

En la Tabla A-3 se encuentra una lista de todos los instrumentos asociados al proceso que involucra la operación del intercambiador de calor. En ella se señala la información que se puede visualizar en los instrumentos. En la Tabla A-4 se encuentran las especificaciones de los convertidores corriente-presión, los que se encuentran asociados a las dos válvulas de control listadas en la Tabla A-5, donde además se detallan las marcas y otras especificaciones. La configuración de todos los instrumentos, conversores I/P y válvulas se puede observar en la Figura A-2.

Tabla A-3. Listado de instrumentos asociados a la operación del intercambiador de calor en el Laboratorio de Control de Procesos del edificio Gustavo Pizarro Castro.

TAG	Instrumento	Marca	Modelo	Rango	Suministro
PI-02	Indicador de Presión	Ashcroft	-	0 – 100 psig (0 – 7 kg cm <sup>-2</sup> )	24 V DC
TT-02	Transmisor de Temperatura	Veto	TRT Pt-100	50 – 100°C	24 V DC
FT-02	Transmisor de Flujo	Omega	FPR-200	-	24 V DC
TT-01	Transmisor de Temperatura	Veto	TRT Pt-100	50 – 100°C	24 V DC
PT-08	Transmisor de Presión	Taylor	3432TF10111 -01-1515B	10 – 80 psi	24 V DC
TT-06	Transmisor de Temperatura	Veto	Pt-100	0 – 150°C	24 V DC
PT-06	Transmisor de Presión	Wika	891.13.500	0 – 10 Bar	10...30 V DC
PI-06	Indicador de Presión	VDO	-	0 – 60 psi (0 – 4 Bar)	24 V DC
TT-07	Transmisor de Temperatura	Veto	Pt-100	0 - 150°C	24 V DC
PT-07	Transmisor de Presión	Wika	891.13.500	0 – 10 Bar	10...30 V DC

Tabla A-4. Especificaciones de los convertidores corriente-presión (I/P) asociados al intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del edificio Gustavo Pizarro Castro.

TAG	Marca	Modelo	Señal de entrada	Presión de salida	Suministro
IP-01	Fisher	9095970	4 – 20 mA	3 – 15 psi	20 psi
IP-02	Foxboro	E69F-BI2-RS	4 – 20 mA	3 – 15 psi	19 – 23 psi

Tabla A-5. Especificaciones de las válvulas de control asociadas al intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos del Edificio Gustavo Pizarro Castro.

TAG	Marca	Especificaciones
VC-01	Foxboro	Serial: 2705221 Tipo: V1400 Cuerpo: 1" Bronce Asiento: Estándar Cv: 11 Aire para Cerrar (en la placa dice Aire para Abrir, pero se modificó) Rango (psi): 5.5 – 17.5: Bench; 2 – 17.5: Operación Max $\Delta P$ : 100 Actuador: Verner Valveactor Type C Serial del actuador: 2705222
VC-02	Cashco	S/N: K7411-01-94 Tamaño: ¾" NPT Modelo: 964 Acción: Falla cerrada Cuerpo: CT 400 CWP 250/406F Asiento: S2 Cv: 4 FO PCT Rango (psi): 5 – 15: Bench Act. 50 in <sup>2</sup> 2 psig Max Max $\Delta P$ : 400 psi

Control de Flujo: El flujo de agua que pasa por los tubos del intercambiador de calor puede ser regulado por la válvula de control VC-02, la que al abrir o cerrar modifica la pérdida de carga ocasionada al fluido. El transmisor de flujo FT-02 envía una señal de corriente de 4 a 20 mA al PAC, donde se compara con la referencia y se emite una señal de error de 4 a 20 mA. Esta señal de corriente es convertida en una señal neumática de 3 a 15 psig en el convertidor corriente-presión I/P-02, y posteriormente llega a la válvula de control VC-02, la que necesita aire para abrir. Si se quiere control preciso del flujo, el lazo debe ser configurado en modo *PI*. El lazo de control tiene una dinámica muy rápida y emite una señal muy ruidosa. Un aumento en la referencia del flujo de agua disminuirá el tiempo de residencia del fluido dentro de los tubos del intercambiador, por lo que la temperatura del agua a la salida de los tubos, medida por el transmisor de temperatura TT-01, será menor. La diferencia entre las temperaturas del vapor y del agua aumenta, por lo que también

aumenta el intercambio de calor y la cantidad de vapor condensado. Una variación en el flujo puede ser tomada como una perturbación para los lazos de control de temperatura y presión.

Control de Presión: La presión del vapor de agua que pasa por la carcasa del intercambiador de calor puede ser por la válvula de control VC-01. El transmisor de presión PT-06 envía una lectura de corriente de 4 a 20 mA hacia el PAC, corriente que es directamente proporcional a la presión medida. En el PAC se compara esta señal con la presión de referencia y se emite una señal de error de 4 a 20 mA, la que es convertida en una señal neumática de 3 a 15 psig en el convertidor corriente-presión I/P-01. La señal neumática es transmitida entonces a la válvula de control VC-01, la que necesita aire para cerrar. La apertura o cierre de la válvula de control modifica la pérdida de presión ocasionada al fluido, y con ello regula la presión. Un aumento en la referencia de la presión de vapor que pasa por la carcasa abrirá la válvula de control, lo que disminuirá la pérdida de carga y aumentará la presión del vapor (y su temperatura). Todo esto produce un efecto secundario, pero deseado, un mayor intercambio de calor hacia el fluido que pasa por los tubos. Esto se reflejará en un aumento en la temperatura de salida del agua por los tubos, la que es medida por el transmisor de temperatura TT-01. La conducta dinámica de este lazo de control es rápida. La señal presenta un ruido importante, por lo que, para un control preciso, se recomienda configurar el controlador en modo *PI*.

Control de Temperatura: Para regular directamente la temperatura del agua a la salida de los tubos existe otra alternativa. Esta también actúa a través de la válvula de control VC-01, pero es más directa, ya que se puede configurar el PAC para recibir la señal de 4 a 20 mA emitida por el transmisor TT-01, el que mide la temperatura del agua a la salida de los tubos. Esta señal es directamente proporcional a la temperatura medida. En el PAC la señal es comparada con una temperatura de referencia establecida y se emite una señal de error de 4 a 20 mA, la que es enviada al convertidor I/P-01, donde se traduce a una señal neumática que llega finalmente a la válvula VC-01. El fundamento teórico del funcionamiento de este lazo es el mismo que el del lazo de presión; actúa sobre la presión del vapor de agua saturado que circula por la carcasa, lo que aumenta o disminuye el intercambio de calor. La dinámica de este lazo de control es lenta y la señal es muy poco ruidosa, por lo que se recomienda usar un control *PID*. Existe una alternativa más sofisticada, pero que mejora el funcionamiento del lazo de temperatura. Esta es introducir este lazo como un lazo maestro al lazo esclavo de presión. En dicho caso el transmisor de temperatura TT-01 envía una señal al PAC, donde se compara con una temperatura de referencia. La señal de error es utilizada como una referencia, la que se compara dentro del mismo PAC con la presión medida por el transmisor de presión PT-06.

## B. Procedimientos

Se ilustrarán los procedimientos tanto para generar (B.1), como para tratar (B.2) los datos obtenidos ya sea de simulaciones o de los ensayos experimentales sobre un intercambiador de calor.

### B.1. Generación de Datos

#### B.1.1. Datos Simulados

La simulación de cualquier sistema de control cuya función de transferencia es conocida se puede realizar con el software Simulink™, el que se encuentra integrado a MATLAB™. Se explicará el procedimiento detallado para obtener las respuestas del lazo de control de temperatura instalado en el intercambiador de calor y que fue identificado por Steel (2013).

La función de transferencia en lazo abierto de dicho lazo de control es (usando parámetro en Tabla 5-1):

$$g(s) = \left( \frac{1.38e^{-23.3s}}{84.1s + 1} \right) \quad (\text{B.1})$$

, y suponiendo que el modelo es igual a la función de transferencia ( $g = \tilde{g}$ ), entonces la sintonía original del controlador *IMC* que se utilizará, siguiendo el procedimiento de García y Morari (1982) sería:

$$g_c(s) = \frac{1}{\tilde{g}_+} = \left( \frac{84.1s + 1}{1.38} \right) \quad (\text{B.2})$$

La constante de filtro utilizada  $\tau_f$  se mantuvo en 30 seg:

$$F(s) = \left( \frac{1}{30s + 1} \right) \quad (\text{B.3})$$

Para simplificar la escritura en el programa de MATLAB™ se multiplica (B.2) y (B.3):

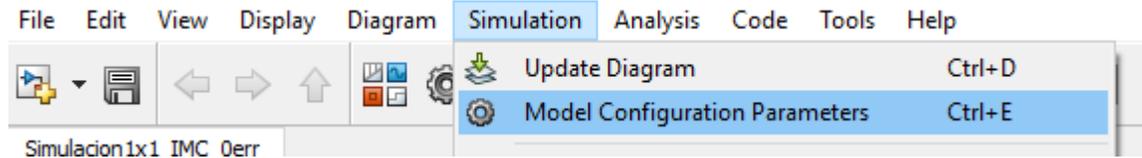
$$g_c(s) \cdot F(s) = \left( \frac{84.1s + 1}{1.38s + 1.38} \right) \quad (\text{B.4})$$

Por último, para generar una respuesta por parte del sistema se debe realizar un cambio en la referencia del controlador. En este caso el cambio será de tipo escalón con magnitud unitaria ( $r(t) = 1$ ). Luego, la función de transferencia del cambio en la referencia sería:

$$r(s) = \left( \frac{1}{s} \right) \quad (\text{B.5})$$

Para generar la respuesta  $c(t)$  del sistema, toda esta información es ingresada a Simulink™ de la siguiente forma:

1. Se ajustan los parámetros de configuración del modelo en “Simulation→Model Configuration Parameters”. Aquí se introduce el tiempo de comienzo de la simulación (0 segundos), el tiempo de término (en este caso 600 segundos), la frecuencia de simulación (en este caso cada 0.02 segundos) y el algoritmo de optimización a utilizar para resolver las ecuaciones diferenciales (en este caso se escogió trabajar con el método “ode4 (Runge-Kutta)”



2. Se introducen las tres funciones de transferencia ( $g$ ,  $g_c$ ,  $g_f$ ) usando el bloque:



El código es el siguiente: `tf(K,[ $\tau$  1], 'inputdelay',  $\theta$ )`, donde  $K$  es la ganancia del sistema,  $\tau$  su constante de tiempo y  $\theta$  la magnitud del retardo. Por ejemplo la ecuación B.1 se escribiría: `tf(1.38,[84.1 1], 'inputdelay', 23.3)`.

3. Se ingresan los cambios escalón en las referencias de los controladores con el bloque:



En él se debe especificar primero el tiempo al que se realiza el cambio escalón (0 segundos), el valor inicial de la variable antes de comenzado el cambio (0), el valor final en la variable (1).

4. Se usa el bloque:



, el que permite copiar los vectores de las respuestas al “Espacio de Trabajo” (“Workspace”) de MATLAB™ una vez finalizada la simulación, permitiendo así guardarlas (con “Save Workspace”) para su uso en el método de identificación.

5. Con el objetivo de llegar a una estructura de diagrama de bloque análoga a la de la Figura 2-3, hay que unir los diferentes ítems creados con los conectores y los bloques de operaciones de suma:



6. El espacio de trabajo debería tener el siguiente aspecto:

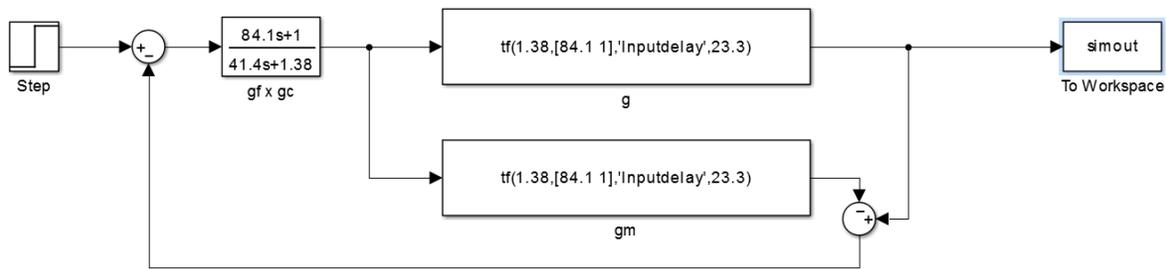


Figura B.1 – Diagrama de Simulink™ para simular planta ejemplificada en inciso B.1.1.

7. Se da inicio a la simulación al hacer clic en el ícono , en *Simulation* → *Start* o usando el atajo *Ctrl + T*.

En el Capítulo 5 se pueden observar las respuestas de este sistema generadas en Simulink™.

### B.1.2. Datos Experimentales

#### B.1.2.1. Puesta en Marcha

Durante la puesta en marcha de los equipos es imprescindible cuidar la seguridad. Durante esta etapa ocurren la mayoría de los accidentes en las plantas de proceso. Se debe usar ropa de algodón que cubra todas las extremidades del cuerpo, delantal, guantes de cabritilla que cubran las manos y lentes de seguridad que cubran los ojos.

##### B.1.2.1.1. Caldera

Antes de poder poner en funcionamiento los equipos en el Laboratorio de Control de Procesos, se debe contar con todos los suministros: aire de instrumentos, agua y vapor de agua. Este último se obtiene de la caldera ubicada en el Laboratorio Alfredo Searle del Edificio Gustavo Pizarro Castro, Universidad de Concepción. El diagrama de cañerías e instrumentos de la misma se muestra en la Figura B-2 y un esquema de su panel de control en la Figura B-3. Para la puesta en marcha de la caldera se debe realizar el siguiente procedimiento:

1. Verificar que el interruptor de las resistencias (S1) y el de la bomba (S2), ubicados en el panel de control (Figura B-3), estén en la posición de apagado correspondiente a cada uno (posiciones indicadas en la Figura B-3).
2. Verificar que la válvula de bola BV-107 esté abierta.
3. Energizar el panel de control: Abrir el panel eléctrico y ubicar el interruptor principal en la posición “hacia arriba”.
4. Habilitar el suministro de agua: Abrir las válvulas GV-101 y GV-102 (hay dos válvulas para dar el agua porque la válvula GV-101 está en una condición defectuosa y no es capaz de cortar el suministro completamente).



(F-02) si es que su nivel es bajo. En la posición de automático, el accionar de la J-01 está monitoreado por un control de nivel (LS-02) en la F-02, el que prende o apaga la bomba con el objetivo de mantener el inventario de agua en, aproximadamente, la mitad de la capacidad de la caldera. El nivel de agua en la F-02 se puede observar en el LG-02.

7. Cuando la F-02 ha alcanzado el nivel deseado, la J-01 se apagará automáticamente (se acciona el interruptor de nivel alto, LSH). Se procede a encender las resistencias, para lo cual se debe ubicar el S-1 en la posición de automático  $\emptyset$ . Esto gatillará un encendido escalonado de las tres resistencias (para no ocasionar un golpe eléctrico). La caldera se encontrará en funcionamiento. Se debe esperar hasta alcanzar la presión de operación deseada, lo que puede tardar hasta 2 horas.

El sistema de control de la caldera cuenta con dos configuraciones adicionales, las que son para preservar la seguridad:

- Ante una presión muy alta, el transmisor de presión PT-02 acciona el interruptor eléctrico IS-02, el que corta el suministro eléctrico hacia la resistencia.
- Ante un inventario demasiado bajo en el F-02 también se acciona el IS-02, cortando el suministro eléctrico hacia la resistencia. Esto se puede producir, por ejemplo, si es que el interruptor de la bomba S2 se encuentra en posición “manual” y se ha olvidado hacer ingresar agua a la caldera después de un largo periodo de funcionamiento.

Es importante tener esto en consideración, ya que estos sistemas de seguridad se pueden accionar durante un ensayo experimental, generando perturbaciones en el muestreo.

#### B.1.2.1.2. Intercambiador de Calor

Una vez que se ha puesto en marcha la caldera, se debe habilitar el intercambiador de calor (seguir instrucciones mirando el P&ID de la Figura A-2). Esto se puede realizar aun cuando la caldera no haya alcanzado la presión de operación (62 psig). El procedimiento es el siguiente:

1. Eliminar el condensado en la línea de vapor abriendo la palanca de la ST-02.  
**PRECAUCIÓN:** No mover la palanca de forma brusca hasta su posición abierta. Si hay una alta presión de vapor en la línea, se podría producir un golpe de presión, desencajando las mangueras y/o conexiones, lo que a la vez puede generar peligrosas fugas de vapor.
2. Una vez que ha dejado de salir condensado, cerrar la palanca de la ST-02.
3. Asegurar que los suministros estén alineados correctamente hacia el intercambiador de calor y las corrientes de salida hacia los desagües. Para ello **ABRIR** las válvulas:
  - BV-02
  - BV-04
  - BV-05

- BV-09
- BV-11

Las válvulas principales de vapor y de agua, BV-01 y BV-07 respectivamente, serán abiertas una vez que este todo listo. **CERRAR** las válvulas:

- BV-03
  - BV-08
  - BV-10
  - BV-16
  - BV-17
  - BV-18
  - BV-19
4. Abrir la válvula del suministro de aire para instrumentos.
  5. Energizar y encender el panel del control ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos. Existen dos interruptores (dentro de dicho panel) que deben estar en posición de encendido (“hacia arriba”).
  6. Encender el computador del Laboratorio de Control de Procesos. Una vez finalizado el inicio de sesión, abrir el programa: RSLogix 5000™. Abrir el proyecto creado para controlar los equipos del laboratorio.
  7. Poner al computador en línea con el panel de control (ver Figura B-4).
  8. Verificar que la posición de la válvula de control VC-01 este en 0%. Así se asegurará que la válvula esté cerrada.  
**PRECAUCIÓN:** La válvula de control VC-01 tiene una posición segura incorrecta. Su accionar es Aire para Cerrar (A/C), es decir, Falla Abierta (F/O). Luego, si por alguna razón se ha olvidado dar el paso al aire de instrumento y ya se ha alcanzado la presión de operación en la caldera, habrá un golpe de presión hacia el intercambiador de calor cuando se abra la válvula principal del vapor V-01, pudiendo causar roturas en el equipo, fugas de vapor, etc.
  9. Antes de abrir las válvulas principales, se procede a eliminar nuevamente el condensado de la línea de vapor, para lo cual se abre la palanca de la ST-02 por un instante (10 segundos).

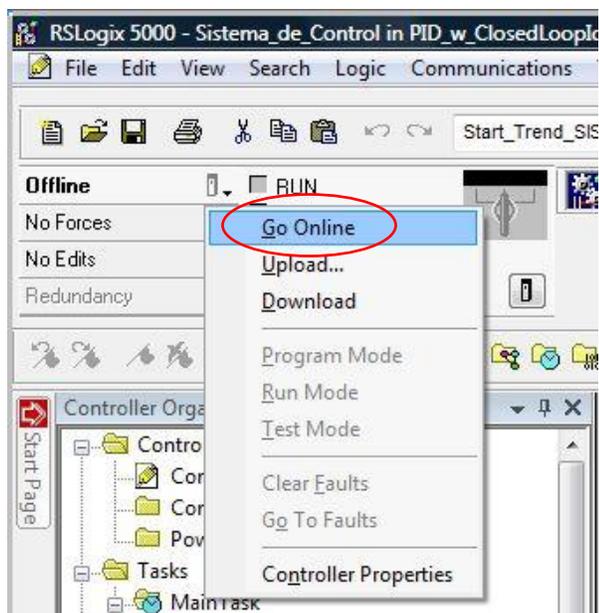


Figura B-4. Procedimiento para poner al computador en línea con el controlador desde RSLogix 5000™

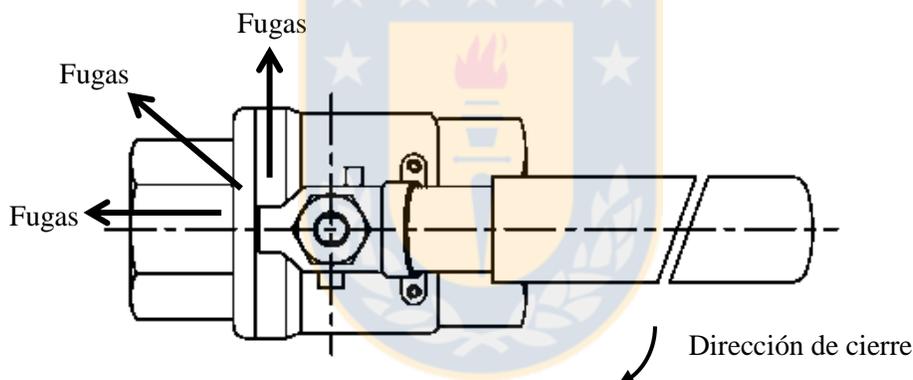


Figura B-5. Dirección de las fugas en la válvula de bola V-01

**PRECAUCIÓN:** No mover la palanca de forma brusca hasta su posición abierta. Si hay una alta presión de vapor en la línea, se podría producir un golpe de presión, desencajando las mangueras y/o conexiones, generando peligrosas fugas de vapor.

10. Abrir la válvula BV-05, la cual permitirá hacer un by-pass a la trampa de vapor ST-01 ubicada en la salida del intercambiador. De esta forma no se acumulará el condensado que se forme cuando el vapor entre en contacto con los fierros fríos.
11. Abrir la válvula principal del agua BV-07.
12. Abrir la válvula principal del vapor BV-01.

**PRECAUCIÓN:** Se ha notado que, cuando la presión de la caldera es alta, la válvula BV-01 produce peligrosas fugas de vapor cuando se mueve desde la posición de cerrado a abierto y viceversa. Si el procedimiento para poner en marcha el intercambiador de calor se lleva a cabo inmediatamente después de la puesta en

marcha de la caldera (cuando la presión de vapor aún es muy baja), no debería haber problemas para la seguridad. De todas maneras se debe tomar precaución asegurándose de usar guantes, ropa que cubra las extremidades del cuerpo y una herramienta, como por ejemplo una llave francesa, para abrir o cerrar dicha válvula. La fuga se produce hacia la dirección en que no está la manilla de la válvula, tal como se indica en la Figura B-5. Al abrir o cerrar la válvula, **NO UBICAR LAS MANOS, NI EL CUERPO** en la dirección donde se producen las fugas de vapor.

13. Volver al computador, desde donde se ajustan las referencias hasta alcanzar las condiciones de operación.
14. La referencia de flujo se establece en 2 GPM.
15. La válvula VC-01 se ubica en modo manual (si es que no lo está), desde el cual es posible modificar la posición de abertura de la válvula. Se permitirá el paso de vapor lentamente hacia el intercambiador. Así se evitan golpes de presión, los que pudiesen ocasionar fugas de vapor, y el aumento brusco en la temperatura de los fierros, lo que podría ocasionar roturas en el intercambiador.
16. Fijar la abertura en 5%. Esperar 10 segundos.
17. Fijar la abertura en 10%. Esperar 10 segundos.
18. Fijar la abertura en 15%. Esperar 10 segundos.
19. Fijar la abertura en 20%. Esperar 10 segundos.
20. Fijar la abertura en 25%. Esperar 60 segundos.
21. Cerrar la válvula V-05 (condensado ahora debe pasar por la trampa de vapor).
22. Fijar la referencia en el lazo 01.
23. Establecer la válvula VC-01 en modo automático.

**Importante:** La referencia debe exigir una abertura de la válvula de control de por lo menos un 27%. Esto porque la trampa de vapor termodinámica necesita cierta presión para poder dar el paso del agua. No basta con la presión hidrostática. Si el intercambiador está inundado de condensado porque la referencia es demasiado baja, se podrá diagnosticar observando la temperatura de salida en la carcasa (TT-07), la que debe ser superior o cercana a los 100°C y un poco menor que la temperatura de entrada a la carcasa (TT-06). Por el otro lado, la abertura de la válvula no puede ser tanto más grande que 30%, ya que se estará consumiendo más vapor del que la caldera es capaz de producir. Si se está controlando la temperatura, una referencia de 75°C bajo control en modo  $P$  ( $K_c = 1.8$ ) permitirá el correcto accionar del intercambiador.

#### **B.1.2.2. Obtención de Datos**

En orden de generar datos, los cuales serán sometidos al método de identificación en lazo cerrado, se deben crear rutinas y gráficos que permitan: (1) llevar a cabo el procedimiento de una forma amigable y (2) exportar los datos para ser analizados.

Se ha probado un complejo procedimiento para implementar el método de identificación con rutinas y funciones creadas en RSLogix 5000™, lo que es muy

ventajoso, más rápido y permite que el método funcione con completa autonomía, sin la necesidad de tener que exportar los datos a un programa externo como MATLAB™. Sin embargo, de aquella forma es difícil detectar y analizar errores en el programa, por lo que primero se probará el funcionamiento del método y, una vez que se esté completamente seguro de él, entonces se procederá a complementar la investigación, acoplando la rutina automática al programa.

En el Apéndice F se muestran los programas con los cuales se efectúa el procedimiento presentado a continuación y se dan, resumidamente, algunas instrucciones para crear el proyecto en el cual se encuentran insertas dichas instrucciones. Los pasos a seguir para la obtención de datos son:

1. Para monitorear las variables del proceso es conveniente introducir “Trends” configuradas para ello.
2. Una vez que se ha completado el procedimiento del Capítulo B.1.2.1.2, sin importar qué tipo de control se esté realizando (ya sea de temperatura, de presión o en cascada), se espera que el sistema llegue al estado estacionario.
3. Asegurarse que los “Trends” configurados para realizar la toma de datos estén abiertos e iniciados (dar clic en *Run*), como se muestra en la Figura B-6. Si se ha configurado la opción *Start Trigger*, pese a que se inicie el “Trend”, la toma de datos no comenzará hasta que la variable alcance la condición de inicio.



Figura B-6. Iniciar un Trend en RSLogix 5000™

4. Para comenzar con una prueba con cambio escalón positivo, se establece el valor del TAG `Instruccion.Start_Data_Collection_Trend` en 1, lo que gracias a la configuración de la rutina mostrada en la Figura F-4, realizará automáticamente un cambio escalón en la variable del lazo escogido para ser identificado e iniciara la toma de datos.
5. Esperar hasta que la variable alcance el estado estacionario. El lazo de flujo es muy rápido, puede tardar menos de 20 segundos en alcanzarlo. El lazo de temperatura y presión son más lentos y pueden demorarse más de 400 segundos.
6. Una vez que se ha alcanzado el estado estacionario, se puede seguir con dos opciones: Iniciar una prueba con un cambio escalón negativo (o, si es que recién se ha realizado una prueba ante cambio escalón negativo, iniciar una prueba con cambio positivo), dando el valor 1 al TAG “`Instruccion.Start_invData_Collection`”, o detener las pruebas, dando el valor 1 al TAG “`Instruccion.Stop_Data_Collection`”.

Si se va a realizar una toma de datos ante un cambio escalón negativo se debe asegurar que el Trend configurado para ello esté abierto e iniciado.

7. Finalmente, para guardar una toma de datos se da clic en *Log* → *Save Trend Log As*, tal como se muestra en la Figura B-7. Para poder hacer esto la toma de datos debe estar detenida. En la ventana que se abre se debe dar el nombre al archivo y su formato, el cual debe ser CSV (ya que es soportado por Microsoft Excel™).

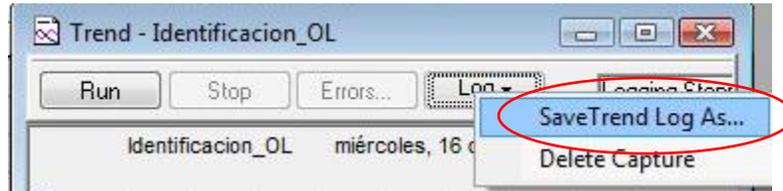


Figura B-7. Guardar una toma de datos desde “Trend” en RSLogix 5000™

### B.1.2.3. Detención

#### B.1.2.3.1. Intercambiador de Calor

Para efectuar una detención programada del intercambiador de calor:

1. Fijar la válvula de control VC-01 en modo manual.
2. Establecer la abertura de la VC-01 en 0%.
3. En RSLogix 5000™, detener y cerrar “Trends” e irse “Fuera de línea” (“Offline”), Ver Figura B-8.

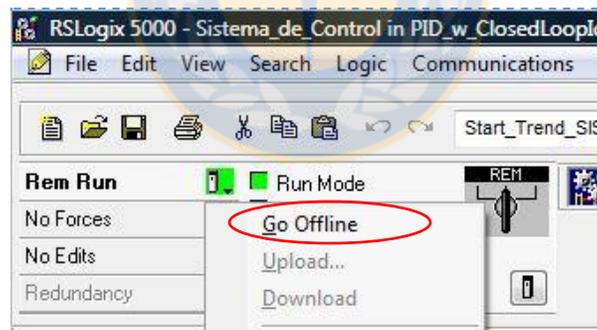


Figura B-8. Procedimiento para poner al computador fuera de línea con el controlador desde RSLogix 5000™

4. Cerrar RSLogix 5000™. (Opcional)
5. Abrir la válvula BV-05, para que el condensado proveniente del vapor atrapado dentro del intercambiador tenga una vía de salida y para que, por lo mismo, se evite la formación de un vacío.
6. Cerrar la válvula principal de vapor BV-01.

**PRECAUCIÓN:** Se ha notado que, cuando la presión de la caldera es alta, la válvula V-01 produce peligrosas fugas de vapor cuando se mueve desde la posición de abierto a cerrado y viceversa. Si el procedimiento para poner en marcha el intercambiador de calor se lleva a cabo inmediatamente después de la puesta en

marcha de la caldera (cuando la presión de vapor aún es muy baja), no debería haber problemas para la seguridad. De todas maneras se debe tomar precaución y asegurarse de usar guantes, ropa que cubra las extremidades del cuerpo y una herramienta para manipular la llave. La fuga se produce hacia la dirección en que no está la manilla de la válvula, tal como se indica en la Figura B-5. Al abrir o cerrar la válvula, **NO UBICAR LAS MANOS NI EL CUERPO** en la dirección donde se producen las fugas de vapor.

7. Cerrar la válvula principal de agua BV-07.
8. Des-energizar el panel del control ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos. Existen dos interruptores dentro de dicho panel. Si uno de los dos se ubica en posición de apagado (“hacia abajo”) se des-energizará el panel.
9. Cerrar el suministro de aire para instrumentos.

#### B.1.2.3.2. Caldera

Para la **detención programada** de la caldera, se debe:

1. Ubicar el S-1 en la posición de apagado:  

2. Ubicar el S-2 en la posición de apagado:  

3. Cerrar las válvulas BV-101 y BV-102.
4. Bajar el interruptor principal en el panel de eléctrico de la caldera para des-energizar el panel de control.

En el caso de una **detención de emergencia**, sólo si es que es posible se debe:

1. Bajar el interruptor principal en el panel de eléctrico de la caldera para des-energizar el panel de control.
2. Trasladarse a un lugar seguro.

## B.2. Tratamiento de Datos

### B.2.1. Datos Simulados

En el “*Editor*” de MATLAB™ se programa una función denominada “IMCclosedloopid”, la que contiene el método de identificación en lazo cerrado para un sistema SISO operado con un controlador de modelo interno. Esto se hace sobre la base teórica expuesta en el Capítulo 2. Las variables de entrada para estos programas son: las respuestas del sistema con la referencia de tiempo a la que se toma cada dato, los parámetros del modelo con que se sintoniza el *IMC*, la magnitud del cambio escalón, los límites mínimo y máximo de puntos a los cuales se ajustará una tendencia de segundo orden para estimar la ganancia, los límites mínimo y máximo de frecuencia angular a los cuales se utilizan datos para calcular la constante de tiempo y el retardo, y por último la instrucción sobre el re-ordenamiento del ángulo de desfase (manual o automático). Las variables de salida son los parámetros ajustados al sistema ( $K_{id}$ ,  $\tau_{id}$  y  $\theta_{id}$ ).

En este programa se utilizan los métodos numéricos que, como se vio en Steel (2013), son los que entregan los parámetros más exactos. Estos son: una fórmula de diferencias finitas en 5 puntos para derivar (Chapra & Canale, 2007) y la transformada rápida de Fourier (Brigham & Morrow, 1967), dada por el algoritmo “four1” (Press, Teukolsky, Vetterling, & Flannery, 2001), para la cuadratura. La ganancia es determinada por el método que se muestra en el Apéndice C.

Antes de poder ejecutar la función “IMCclosedloopid” se debe cargar las respuestas generadas por el procedimiento B.1.1 al “*Espacio de Trabajo*” de MATLAB®. Por ejemplo, si en el inciso 4 de dicho procedimiento, el “*Espacio de Trabajo*” se guardó como “Datos\_Simulacion.mat”, entonces en la “*Ventana de Comandos*” se escribe el comando: “load Datos\_Simulación.mat”. Luego, tras darle formato a los arreglos “c” y “gm”, se ejecuta la función con el comando:

```
[id_gain,id_tc,id_lag]=IMCclosedloopid(c,A,gm,ftc,freqmin,freqmax,fitdmin,fitdmax,psa)
```

Resumidamente, lo que hace el programa “IMCclosedloopid” es lo siguiente:

1. Determina el intervalo de muestreo  $h$  de los datos.
2. Genera el dominio de frecuencia angular  $\omega$  con la ecuación 2.16.
3. Calcula la derivada numérica de las respuestas  $dc(t)/dt$  usando una fórmula de diferencias finitas en 5 puntos.
4. Usando el resultado obtenido en el inciso 4, con la ecuación 2.15 calcula las respuestas de frecuencia  $c(i\omega)/r(i\omega)$ . Se hace uso la transformada rápida de Fourier para evaluar la cuadratura.
5. Calcula la respuesta de frecuencia del controlador  $g_c(i\omega)$  con la ecuación 2.23.
6. Determina la respuesta de frecuencia del sistema en lazo abierto  $g(i\omega)$ . Para ello se usa la ecuación 2.24.

7. Se determina la razón de amplitud  $AR$  y el ángulo de desfase  $\phi$  con las ecuaciones 2.25 y 2.26, respectivamente. Los datos discretos resultantes del ángulo de desfase se deben reordenar con cierto criterio dado que la transformada rápida de Fourier entrega resultados sólo en el rango de  $[\pi/2, -\pi/2]$ . De acuerdo a lo indicado en la instrucción de entrada “psa”, esto se puede hacer de forma manual o automática (para ello se ha creado el algoritmo “arreglo\_phi\_Atan”, sin embargo para datos experimentales es preferible hacerlo de manera manual).
8. A partir de estos datos se procede a identificar el sistema ajustando un modelo de primer orden con retardo, como el ilustrado en la ecuación 2.19.
9. La ganancia del sistema  $K$  se determina con el método mostrado y ejemplificado en el Apéndice C.2. En aquel ejemplo se demuestra para 3 puntos, pero si en la cantidad de puntos escogidos en las variables de entrada (fitdmin, fitdmax) se tiene 3 o más puntos se seguiría de manera análoga.
10. Se determina la constante de tiempo  $\tau_p$  para todos los puntos en el dominio de baja frecuencia angular escogido entre los límites (freqmin, freqmax, el que varía de ensayo a ensayo de acuerdo a las características del sistema, pero se puede identificar claramente como la zona en una pendiente negativa estable) usando la ecuación E.7.
11. Sea  $nn$  el número de puntos en el dominio de baja frecuencia o en el dominio seleccionado para hacer el ajuste, entonces la constante de tiempo  $\tau$  se determina como el promedio aritmético equiponderado entre las constantes de tiempo  $\tau_p$  en los  $nn$  puntos:

$$\tau = \frac{1}{nn} \sum_{p=1}^{nn} \tau_p \quad (\text{B.6})$$

12. A partir del resultado del inciso 10, se determina el retardo  $\theta_p$  para todos los puntos en el dominio de baja frecuencia angular usando la ecuación E.8.
13. El retardo  $\theta$  se determina como el promedio entre los retardos  $\theta_p$  en los  $nn$  puntos:

$$\theta = \frac{1}{nn} \sum_{p=1}^{nn} \theta_p \quad (\text{B.7})$$

### B.2.2. Datos Experimentales

Siguiendo los pasos en el Capítulo B.1.2 se pueden efectuar los ensayos para obtener datos experimentales de los lazos de control asociados al intercambiador de calor ubicado en el Laboratorio de Control de Procesos. Como se menciona en dicho apéndice, los datos no serán trabajados en RS Logix5000™, ya que de esa forma es muy difícil diagnosticar problemas en los programas y funciones. Primero se trabajará exportando los datos a

MATLAB™, donde se aplicará la función “IMCclosedloopid” para identificar los lazos. Esto se hace de la siguiente forma:

1. En Microsoft Excel™ se abre el archivo CSV que contiene la toma de datos.
2. Se identifica el instante de tiempo donde se realizó el cambio escalón en la referencia (en los datos que guarda “Trend” debe estar la referencia al controlador).
3. Se obtiene el valor de la variable en el estado estacionario como, por ejemplo, el promedio de dicha variable en los 10 datos anteriores al cambio escalón en la referencia (se debe haber hecho la configuración apropiada para “Trend” pueda obtener los 10 datos previos al inicio del ensayo).
4. En una nueva columna se fija como tiempo 0 el instante donde se llevó a cabo el cambio en la referencia y de ahí en más se genera el vector del tiempo de acuerdo al intervalo de muestreo (este se puede revisar en la columna “Time”, en este caso es 0.1 segundos).
5. En otra nueva columna se genera el vector de la respuesta en variable de desviación restandole a la variable el valor que ella tenía en el estado estacionario.
6. Se copia el vector del tiempo y la respuesta en variables de desviación a MATLAB™, en el vector  $c$ , donde se les da el formato exigido por “IMCclosedloopid”.
7. Se escribe la configuración del modelo del controlador en el vector  $g_m$ , el valor del cambio escalón en la referencia en el vector  $A$ .
8. Por último se insertan las configuraciones adicionales para la identificación: los límites mínimo y máximo de puntos a los cuales se ajustará una tendencia de segundo orden para estimar la ganancia ( $fitdmin$ ,  $fitdmax$ ), los límites mínimo y máximo de frecuencia angular a los cuales se utilizan datos para calcular la constante de tiempo y el retardo ( $freqmin$ ,  $freqmax$ ), y por último la instrucción sobre el re-ordenamiento del ángulo de desfase ( $psa$  “phase shif arrangement”, 0 manual o 1 automático).
9. Se ejecuta la función con el comando:  
`[id_gain,id_tc,id_lag]=IMCclosedloopid(c,A,gm,ftc,freqmin,freqmax,fitdmin,fitdmax,psa)`

El programa sigue los mismos pasos indicados en el Capítulo B.2.1.

## C. Algoritmo para Estimar la Ganancia

### C.1. Creación del Algoritmo

Se ideó un algoritmo para estimar la ganancia  $K$  del sistema ajustando una curva polinómica de segundo orden a los primeros tres datos discretos del logaritmo de la razón de amplitud  $\log AR$  versus el logaritmo de la frecuencia angular  $\log \omega$  (obviamente esto sin contar el primer dato que para sistemas controlados con *IMC* tenderá a infinito o cero a la frecuencia angular  $\omega$  igual a cero debido a la existencia del modo integral). En las simulaciones, estos tres datos fueron suficientes para generar una curva cóncava en el plano logarítmico.

Probando en sistemas de variadas características se halló que, dependiendo de la razón que hay entre el tiempo total  $t_n$  que dura el ensayo experimental y la constante de tiempo  $\tau$  del sistema, existe una distancia óptima  $-x$  desde el segundo punto de la frecuencia angular  $\omega_{p=2}$  en la cual al evaluar la ecuación de la curva ajustada, se obtiene un valor de la razón de amplitud muy cercano a la ganancia  $K$  de la planta. Esta distancia no depende del valor que tenga la ganancia.

Por ejemplo para un ensayo que se prolonga por un tiempo  $t_n$  de 200 segundos sobre un sistema con ganancia  $K = 2$  y constante de tiempo  $\tau = 50$  segundos, se tendrá una razón  $\frac{t_n}{\tau} = 4$ .

Se generó la curva de la razón de amplitud  $AR$  de dicho sistema (usando la ecuación D.10), la que se muestra en la Figura C-1 graficada en escala logarítmica. Los tres primeros puntos de la razón de amplitud, a los cuales se le ajustó la curva de tendencia polinómica de segundo orden, se muestran con un marcador con bordes rojos ( $\blacklozenge$ ) y además se detallan en la Tabla C-1. Los valores de la frecuencia angular  $\omega$  a los que se evalúa la ecuación D.10 se generaron con la ecuación 1.16.

Tabla C-1. Valores de la respuesta de frecuencia del sistema con ganancia  $K = 2$  y constante de tiempo  $\tau = 50$  s a los cuáles se les ajusta la curva polinómica de segundo orden.

$\omega$ [rad s <sup>-1</sup> ]	$AR$	$\log \omega$	$\log AR$
0.031	1.074	-1.503	0.031
0.063	0.607	-1.202	-0.217
0.094	0.415	-1.026	-0.382

La curva polinómica de segundo orden se ajusta usando el comando “polyfit” de MATLAB <sup>TM</sup>, el que encuentra los coeficientes de la curva usando el operador “\” para resolver el problema de mínimos cuadrados. Debido a la escala logarítmica, la ecuación ajustada sería de la forma:

$$\log AR = a_1(\log \omega)^2 + a_2 \log \omega + a_3 \quad (C.1)$$

Usando ambos lados de la ecuación como exponentes de 10, y simplificando:

$$AR = 10^{a_1(\log \omega)^2 + a_2 \log \omega + a_3} \quad (C.2)$$

Los coeficientes de la ecuación polinómica que resultan al aplicar el comando “polyfit” a estos datos se muestran en la Tabla C-2.

Tabla C-2. Coeficientes de la ecuación polinómica de segundo orden ajustada a  $\log AR$  vs.  $\log \omega$  para un sistema con  $K = 2$  y  $\tau = 50$  segundos.

$i$	$a_i$
1	-0.233
2	-1.454
3	-1.628

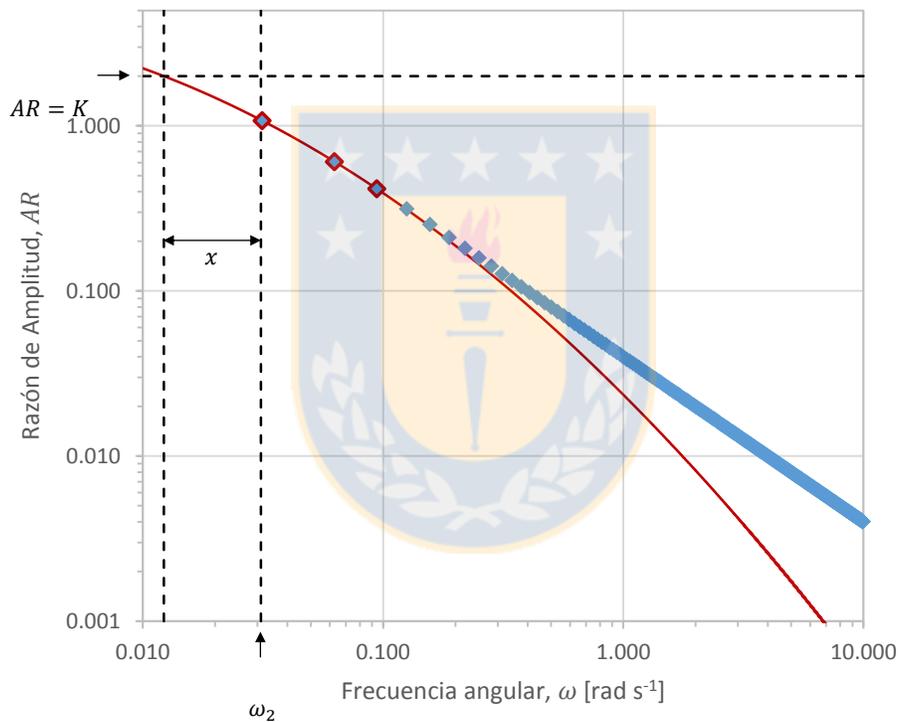


Figura C-1. ♦: Datos de la razón de amplitud del sistema con ganancia  $K = 2$  y constante de tiempo  $\tau = 50$  generados usando la ecuación D.10 evaluada a las frecuencias angulares  $\omega$  obtenidas de la ecuación 1.16. ♦: Datos de  $AR$  a los cuales se les ajusta la curva polinómica de segundo orden. — Ajuste polinómico de segundo orden.

Finalmente, se resolvió el problema de la distancia  $x$  desde la frecuencia angular mínima  $\omega_2$  a la que se debe evaluar la ecuación C.2 para obtener una razón de amplitud  $AR$  igual a la ganancia  $K$  del sistema. Este problema está planteado por la función objetivo dada por la ecuación C.3:

$$f(x) = K - 10^{a_1(\log(\omega_2-x))^2 + a_2 \log(\omega_2-x) + a_3} = 0 \quad (C.3)$$

Para este sistema con ganancia  $K = 2$ , frecuencia angular mínima  $\omega_2 = 0.031 \text{ rad s}^{-1}$  y los coeficientes de la curva polinómica  $a_i$  de la Tabla C-2; el resultado fue  $x = 0.0192 \text{ rad s}^{-1}$ . Este problema se resolvió mediante el comando “fzero” de MATLAB <sup>TM</sup>, el que fue creado por T. Dekker y en su algoritmo incluye una combinación de los métodos de bisección, secante e interpolación cuadrática inversa para resolver el problema.

Se repitió este procedimiento en múltiples ocasiones variando tanto la constante de tiempo  $\tau$  desde 0.1 hasta 100 (en intervalos de 0.1), como el tiempo de muestreo, de forma tal que siempre se mantuviera una razón  $\frac{t_n}{\tau} = 4$ . En cada uno de los casos se registró la distancia  $x$  desde la frecuencia angular mínima  $\omega_2$  a la cual se debía evaluar el ajuste de la curva de razón de amplitud para obtener un error cercano a cero en la estimación la ganancia  $K$ . Luego, en una escala logarítmica, se graficó la relación entre la constante de tiempo  $\tau$  del sistema y la distancia  $x$ , lo que se exhibe en la Figura C-2. A estos datos se les ajustó una línea recta usando el comando “polyfit” de MATLAB <sup>TM</sup>. Similar a la ecuación C.2, la ecuación que ajusta la relación entre  $\log \tau$  y  $\log x$  para cada razón entre  $\frac{t_n}{\tau}$  está dada por:

$$x = 10^{b_1 \log \tau + b_2} \quad (C.4)$$

Los coeficientes  $b_i$  de esta línea recta se registraron para una razón  $\frac{t_n}{\tau} = 4$  y se muestran en la Tabla C-3.

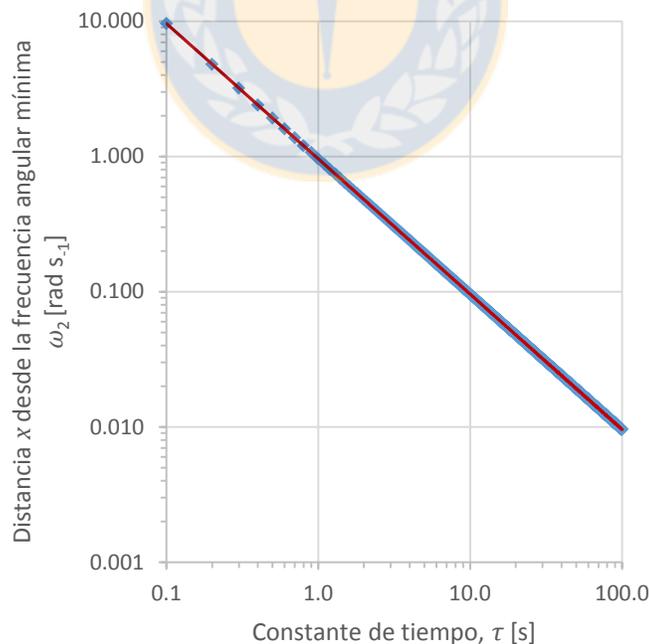


Figura C-2. ♦: Valores de  $x$  obtenidos al variar  $\tau$  desde 0.1 a 100 para una razón  $\frac{t_n}{\tau} = 4$ , para un sistema con  $K = 2$ . — Línea recta ajustada a los datos de  $\log \tau$  vs.  $\log x$ .

Tabla C-3. Coeficientes de la línea recta ajustada a la relación entre  $\log \tau$  vs.  $\log x$  para una razón  $t_n/\tau = 4$

$i$	$b_i$
1	-1,0000
2	-0,0179

Todo el procedimiento anterior se repitió, pero variando la razón  $\frac{t_n}{\tau}$  desde 3 hasta 6 en intervalos de 0.01. Esto ya que si la sintonía es regularmente buena, se espera que el sistema alcance el estado estacionario en cerca de 3 a 6 veces su constante de tiempo, tal como lo haría en lazo abierto ( $4\tau$ ). Para cada valor de la razón  $\frac{t_n}{\tau}$  se registró el valor de los coeficientes  $b_i$  de la línea recta ajustada. En la Figura C-3 (a) se muestra la relación entre el coeficiente  $b_1$  al variar la razón  $\frac{t_n}{\tau}$  y en la Figura C-3 (b) la relación entre el coeficiente  $b_2$  con la razón  $\frac{t_n}{\tau}$ .

A los coeficientes de  $b_1$  se les ajustó tanto una curva polinómica de tercer orden por intervalos de 0.5, desde 3.00 a 3.49, 3.50 a 3.99 y así sucesivamente (ecuación C.5); como un ajuste con una línea recta (ecuación C.6), el que es menos preciso, pero permite extrapolar valores de  $b_1$  para razones  $t_n/\tau$  fuera del rango de 3 a 6 (para casos en que el ensayo tarde más en alcanzar el estado estacionario). A los coeficientes de  $b_2$  se les ajustó una curva polinómica de segundo orden (ecuación C.7).

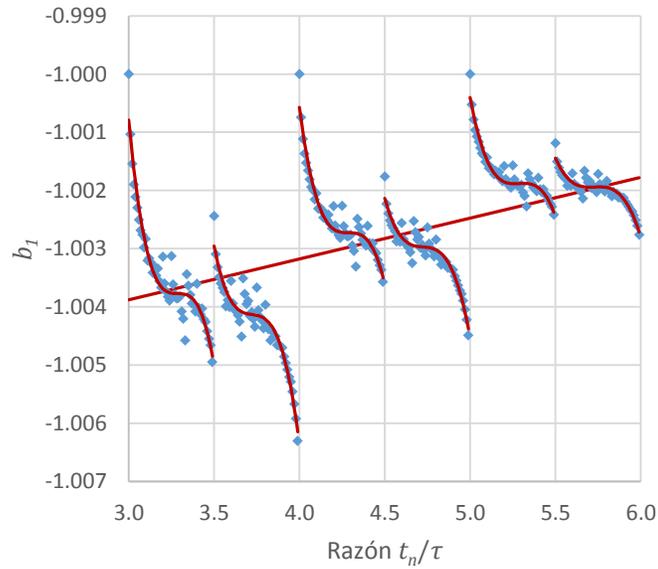
$$b_1 = c_1 \left(\frac{t_n}{\tau}\right)^3 + c_2 \left(\frac{t_n}{\tau}\right)^2 + c_3 \left(\frac{t_n}{\tau}\right) + c_4 \quad (C.5)$$

$$b_1 = d_1 \left(\frac{t_n}{\tau}\right) + d_2 \quad (C.6)$$

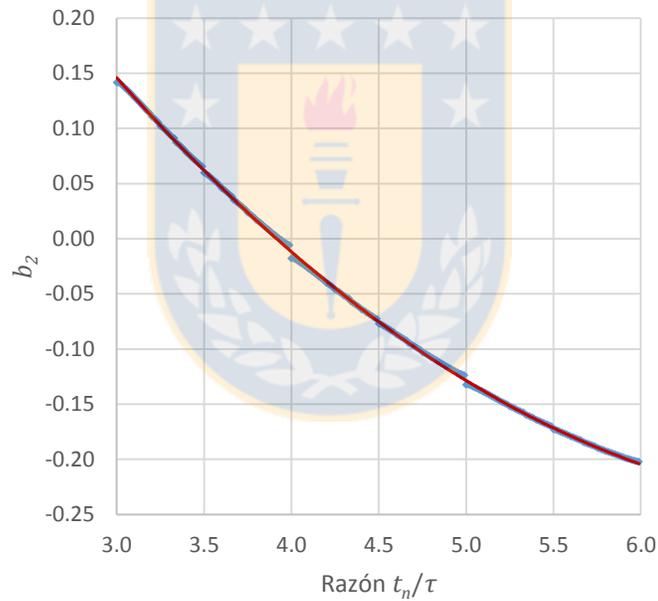
$$b_2 = e_1 \left(\frac{t_n}{\tau}\right)^2 + e_2 \left(\frac{t_n}{\tau}\right) + e_3 \quad (C.7)$$

Los coeficientes  $c_i$  que ajustan la curva polinómica de tercer orden para la relación  $b_1$  vs.  $t_n/\tau$  se muestran en la Tabla C-4, mientras que los coeficientes  $d_i$  que ajustan la recta para la misma relación se hallan en la Tabla C-5. Los coeficientes  $e_i$  que ajustan la curva polinómica de segundo orden para la relación  $b_2$  vs.  $t_n/\tau$  se muestran en la Tabla C-6.

En el siguiente inciso se muestra un ejemplo de cómo aplicar la correlación. Éste sigue un orden inverso al proceso con el cuál se dio origen a la misma. Además, como se menciona más adelante, la constante de tiempo del sistema será una incógnita por lo que se usa la constante de tiempo del modelo del proceso que se utilizó en el *IMC*.



(a)



(b)

— Ajustes

Figura C-3. Relación de (a)  $b_1$  y (b)  $b_2$  vs. la razón entre el tiempo del ensayo y la constante de tiempo  $t_n/\tau$ . ♦: Valores de  $b_1$  y  $b_2$  obtenidos al variar la razón  $\frac{t_n}{\tau}$  desde 3 a 6. — Líneas o curvas ajustadas a los datos. En

(a) las curvas se ajustan utilizando la ecuación C.5 con los coeficientes de la Tabla C-4, los que varían dependiendo del rango en que esté  $\frac{t_n}{\tau}$ , mientras que la línea recta se ajusta utilizando la ecuación C.6 con los coeficientes de la Tabla C-5. En (b) se ajusta la curva utilizando la ecuación C.7 con los coeficientes  $c_i$  de la Tabla C-6.

Tabla C-4. Coeficientes  $c_i$  usados en la ecuación C.5 para ajustar una curva polinómica de tercer orden a la relación  $b_1$  vs.  $t_n/\tau$ . Se realizaron ajustes en intervalos  $t_n/\tau$  de 0.5.

$i$	$c_i$					
	$t_n/\tau = [3.0 - 3.5[$	$[3.5 - 4.0[$	$[4.0 - 4.5[$	$[4.5 - 5.0[$	$[5.0 - 5.5[$	$[5.5 - 6.0[$
<b>1</b>	-0,127	-0,099	-0,091	-0,071	-0,064	-0,044
<b>2</b>	1,249	1,105	1,176	1,002	1,013	0,763
<b>3</b>	-4,104	-4,115	-5,041	-4,735	-5,358	-4,373
<b>4</b>	3,492	4,102	6,200	6,451	8,442	7,346

Tabla C-5. Coeficientes  $d_i$  usados en la ecuación C.6 para ajustar una línea recta a la relación  $b_1$  vs.  $t_n/\tau$ .

Usar sólo para casos en que  $\frac{t_n}{\tau} \geq 6$  o  $\frac{t_n}{\tau} < 3$ .

$i$	$d_i$
1	$7.017 \cdot 10^{-04}$
2	-1.006

Tabla C-6. Coeficientes  $e_i$  usados en la ecuación C.7 para ajustar una curva polinómica de segundo orden a la relación  $b_2$  vs.  $t_n/\tau$ .

$i$	$e_i$
1	0,0205
2	-0,3011
3	0,8650

## C.2. Ejemplo de aplicación

A continuación se ejemplifica cómo aplicar el algoritmo para obtener una estimación certera de la ganancia del sistema. Cabe señalar que el algoritmo fue generado conociendo los valores de la constante de tiempo  $\tau$  de los sistemas. En la aplicación real de éste, esta variable ( $K$ ) será una incógnita, por lo que en su lugar se usará la constante de tiempo  $\tilde{\tau}$  del modelo usado en el controlador *IMC*. A raíz de lo mismo, si el modelo es muy errado puede que la curva ajustada a los primeros tres datos de *AR* no sea decreciente a partir del valor  $\omega_2 - x$ . En aquellos casos se podrá ajustar una tendencia cuadrática a más de tres datos o en última instancia se estimará que la ganancia identificada es igual al máximo valor de la línea de tendencia de *AR* en el rango  $\omega_2 - x$  a  $\omega_2$ .

El ejemplo del procedimiento se llevó a cabo sobre la respuesta simulada de la planta con la función de transferencia  $g$  cuyos parámetros se muestran en la Tabla 4-1 y que se encuentra controlada con un *IMC* cuyo modelo  $\tilde{g}$  cuenta con parámetros que tienen un 20% de error respecto de los parámetros de la planta  $g$  (parámetros en última fila de la Tabla 4-2). La respuesta de esta planta ante el cambio escalón y los diagramas de bode que

se generan a partir de la utilización del método de identificación sobre la respuesta se encuentran en la Figuras 4-1 y 4-2, respectivamente.

La constante de tiempo del modelo utilizado en el *IMC* es, según la Tabla 4-2,  $\tilde{\tau} = 100.9$  s. El ensayo simulado ha tardado un tiempo  $t_n = 600$  s. Por lo tanto:

$$\frac{t_n}{\tilde{\tau}} = 5.9465 \quad (\text{C.8})$$

Cómo esta razón se encuentra en el intervalo entre 5.5 y 6.0, para estimar el término  $b_1$  se utiliza la ecuación C.5 con los coeficientes  $c_i$  de la Tabla C-4 correspondientes a dicho intervalo:

$$b_1 = -0.044 \left(\frac{t_n}{\tilde{\tau}}\right)^3 + 0.763 \left(\frac{t_n}{\tilde{\tau}}\right)^2 - 4.373 \left(\frac{t_n}{\tilde{\tau}}\right) + 7.346 \quad (\text{C.9})$$

$$b_1 = -1.00238 \quad (\text{C.10})$$

Para estimar el término  $b_2$  se utiliza la ecuación C.7 con los coeficientes  $e_i$  de la tabla C-6:

$$b_2 = 0.0205 \left(\frac{t_n}{\tilde{\tau}}\right)^2 - 0.3011 \left(\frac{t_n}{\tilde{\tau}}\right) + 0.8650 \quad (\text{C.11})$$

$$b_2 = -0.2013 \quad (\text{C.12})$$

Finalmente, usando la ecuación C.4 con los términos  $b_i$  de C.10 y C.11 se calcula la distancia  $x$  desde  $\omega_2$  a la cual se debe evaluar el ajuste cuadrático de los tres primeros datos de la razón de amplitud  $AR$  para obtener una estimación de la ganancia  $K$  del sistema.

$$x = 10^{-1.00238 \log \tilde{\tau} - 0.2013} \text{ rad s}^{-1} \quad (\text{C.13})$$

$$x = 0.0062 \text{ rad s}^{-1} \quad (\text{C.14})$$

Usando el comando “polyfit” se determinan los coeficientes  $a_i$  que ajustan una línea de tendencia cuadrática sobre los tres primeros puntos de la razón de amplitud  $AR$ . Éstos se muestran en la Tabla C.7. Es importante tener en cuenta que pese a ser una correlación creada en base a ajustes a los primeros tres puntos discretos de la relación  $\log AR$  vs.  $\log \omega$ , nada impide que si este ajuste no es satisfactorio (ajuste no genera una curva cóncava), se aplique la misma correlación para estimar el valor  $x$  a ajustes cuadráticos usando el comando “polyfit” en más de tres puntos (hasta conseguir una curva cóncava).

Tabla C.7 – Coeficientes de la ecuación polinómica de segundo orden ajustada a los primeros tres datos de  $\log AR$  vs.  $\log \omega$  para la planta  $g$  cuyos parámetros se muestran en la Tabla 4-1; la que es controlada por un *IMC* cuyo modelo  $\tilde{g}$  se encuentra en la última fila de la Tabla 4-2.

$i$	$a_i$
1	-0.453
2	-2.263
3	-2.688

Con los términos de la tabla C-7, según C.2, la ecuación que ajusta a los tres primeros datos de  $\log AR$  vs.  $\log \omega$  es:

$$AR(\omega) = 10^{-0.453(\log \omega)^2 - 2.263 \log \omega - 2.688} \quad (C.15)$$

De la ecuación 1.16 (con  $t_2 = h = 0.1$  s) se determina que:

$$\omega_2 = \frac{2\pi t_2}{h t_n} = \frac{2\pi}{t_n} = \frac{2\pi}{600 \text{ s}} = 0.0105 \text{ rad s}^{-1} \quad (C.16)$$

Al evaluar la ecuación C.15 en la frecuencia angular  $\omega = \omega_2 - x = 0.0043 \text{ rad s}^{-1}$ , se obtiene la ganancia identificada del sistema del sistema  $K_{id}$ :

$$K_{id} = AR(\omega_2 - x) = 10^{-0.453(\log 0.0043)^2 - 2.263 \log 0.0043 - 2.688} = 1.344 \quad (C.17)$$

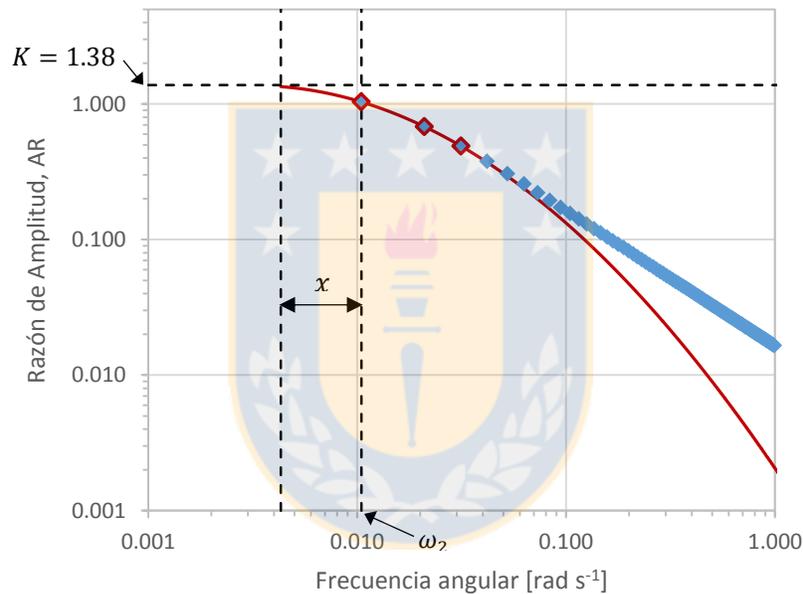


Figura C-4. ♦: Datos de la razón de amplitud del sistema  $g$  ( $K = 1.38$  y  $\tau = 84.1$  seg). Estos fueron obtenidos al someter la respuesta simulada al método de identificación en lazo cerrado. ♦: Datos de  $AR$  a los cuales se les ajusta la curva polinómica de segundo orden. — Curva polinómica ajustada.

Se determina el porcentaje de error de la ganancia identificada:

$$Err K = 100\% \cdot \frac{|K - K_{id}|}{K} = 100\% \cdot \frac{|1.380 - 1.344|}{1.380} = 2.610\% \quad (C.18)$$

Se observa que el error de la ganancia identificada respecto de la ganancia real del sistema es de un 2.61%. Es un error bastante aceptable recordando los parámetros del modelo del proceso utilizado en el *IMC* tenían un 20% de error respecto de los de la planta real.

El algoritmo ideado para estimar la ganancia se creó ajustando tendencias a numerosos procesos con constante de tiempo  $\tau$  conocidas. Además se ha probado en

numerosos sistemas con ganancias  $K$ , constantes de tiempo  $\tau$  y tiempos de muestreo  $t_n$  determinados al azar. Este algoritmo muestra bastante exactitud (errores en el cálculo de la ganancia inferiores al 5%) para el rango en que la razón  $t_n/\tau$  está ente 2.5 y 8.5.

Sin embargo, tal como se recalcó previamente, al aplicarla se utiliza la constante de tiempo  $\tilde{\tau}$  del modelo del proceso en el *IMC*, por lo que una vez efectuada la identificación sería correcto calcular: (1) la magnitud del error entre la constante de tiempo  $\tilde{\tau}$  del modelo y la identificada  $\tau_{id}$  y (2) la razón  $t_n/\tau_{id}$ . De esta forma se puede cerciorar qué tan preciso fue la estimación de la ganancia y si es necesario realizar una nueva identificación.



## D. Demostraciones Matemáticas

### D.1. Ganancia de un Controlador *PID* en modo *P* a frecuencia 0

Para controladores que dejan un error remanente final, cuando se realiza un cambio escalón en la referencia del controlador, la ganancia  $K$  del sistema está relacionada con el valor  $c_\infty$ , en variables de desviación, que la respuesta de dicho sistema alcanza en el estado estacionario. Esto se demuestra en el apéndice de la publicación realizada por Yuwana y Seborg (1982) para controladores en modo *P*. Se puede llegar a la misma respuesta aplicando el teorema del valor final a la respuesta del sistema:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot c(s) \quad (\text{D.1})$$

En el lado izquierdo de la ecuación B.1 se tendrá que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = c_\infty \quad (\text{D.2})$$

Realizando algebra de diagrama de bloques para un lazo de control retroalimentado, como el de la Figura 2-1(b) (donde  $C$  es un controlador *PID*), y resolviendo para  $c(s)$ :

$$c(s) = g(s) \cdot C(s) \cdot [1 + g(s) \cdot C(s)]^{-1} \cdot r(s) \quad (\text{D.3})$$

por lo que:

$$s \cdot c(s) = s \cdot \frac{g(s) \cdot C(s) \cdot r(s)}{1 + g(s) \cdot C(s)} \quad (\text{D.4})$$

Si se realiza un cambio escalón de magnitud  $A$  en la referencia, el que se define como:

$$r(t) = \begin{cases} 0 & \forall t < 0 \\ A & \forall t \geq 0 \end{cases} \quad (\text{D.5})$$

para un tiempo mayor o igual que cero, la transformada de Laplace del cambio escalón a la referencia  $r(t)$  se obtiene directamente:

$$\mathcal{L}[r(t)] = \mathcal{L}[A] \quad (\text{D.6})$$

$$r(s) = \frac{A}{s} \quad (\text{D.7})$$

Ahora, si para la planta  $g$  se considera una función de transferencia general, como de primer orden con retardo (si se prueba con una de mayor orden, los análisis posteriores conducen a resultados idénticos), entonces:

$$g(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (\text{D.8})$$

La función de transferencia del controlador dependerá del modo en el que se esté controlando el sistema. Se analizará sólo el modo *P*, en el cual la función de transferencia del controlador tendrá la siguiente forma:

$$C(s) = K_c \quad (\text{D.9})$$

Reemplazando las ecuaciones D.7, D.8 y D.9 en D.4:

$$s \cdot c(s) = \frac{\frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot K_c \cdot \frac{A}{s}}{1 + \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot K_c} s = \frac{\frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot K_c \cdot A}{1 + \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot K_c} \quad (\text{D.10})$$

En la ecuación D.10, tomando el límite cuando  $s$  tiende a 0:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot c(s) = \frac{K \cdot K_c \cdot A}{1 + K \cdot K_c} \quad (\text{D.11})$$

Reemplazando D.2 y D.11 en D.1:

$$c_\infty = \frac{K \cdot K_c \cdot A}{1 + K \cdot K_c} \quad (\text{D.12})$$

Despejando la ganancia  $K$  de la ecuación D.12 se obtiene la ecuación D.13, con la cual se puede determinar la ganancia de un sistema SISO a frecuencia 0:

$$K = \frac{c_\infty}{K_c(A - c_\infty)} \quad (\text{D.13})$$

El mismo resultado se puede concluir planteando las ecuaciones en el dominio de frecuencia.

## D.2. Ganancia de un Controlador de Modelo Interno, **IMC** a frecuencia 0

Se comprobará lo que sucede al intentar determinar la ganancia  $K$  del sistema cuando éste se controla con un *IMC*. Se usará una función de transferencia de primer orden con retardo tanto para el sistema como para el modelo.

Esta vez, si se realiza el álgebra de diagrama de bloques a un sistema controlado con *IMC*, resulta la ecuación 2.12, con la respuesta del sistema en el dominio de Laplace:

$$c(s) = \frac{g(s) \cdot C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \left[ 1 + \frac{g(s) \cdot C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \right]^{-1} \cdot r(s) \quad (2.12)$$

De la definición 2.13:

$$g_c(s) = \frac{C(s) \cdot F(s)}{[1 - C(s) \cdot F(s) \cdot \tilde{g}(s)]} \quad (2.13)$$

por lo que la ecuación 2.12 se reduce a:

$$c(s) = g(s) \cdot g_c(s) \cdot [1 + g(s) \cdot g_c(s)]^{-1} \cdot r(s) \quad (\text{D.14})$$

ecuación que se puede notar es equivalente a D.3. Multiplicando la ecuación D.14 por  $s$ :

$$s \cdot c(s) = s \cdot \frac{g(s) \cdot g_c(s) \cdot r(s)}{1 + g(s) \cdot g_c(s)} \quad (\text{D.15})$$

Por las razones mencionadas en el inciso 2.2, se desarrollará este procedimiento para un modelo de primer orden con retardo junto con un filtro de primer orden, por lo que los términos de la ecuación 2.13 serán:

$$\tilde{g}(s) = \frac{\tilde{K} e^{-\tilde{\theta}s}}{\tilde{\tau}s + 1} \quad (2.19)$$

$$F(s) = \frac{1}{\tau_f s + 1} \quad (2.20)$$

$$C(s) = \tilde{g}_-(s)^{-1} = \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tilde{K}} \quad (2.21)$$

Reemplazando las ecuaciones 2.19, 2.20 y 2.21 en la ecuación 2.13 se obtiene que:

$$g_c(s) = \frac{\frac{1}{\tilde{K}} \cdot \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tau_f s + 1}}{\left(1 - \frac{e^{-\tilde{\theta}s}}{\tau_f s + 1}\right)} \quad (2.22)$$

Tal como en el Apéndice D.1, se derivará la ecuación como una respuesta a un cambio escalón de magnitud  $A$  y para un sistema  $g$  cuya función de transferencia es de primer orden con retardo (la que es general, ya que si se prueba con una de mayor orden, los análisis conducen a resultados idénticos). Luego:

$$r(s) = \frac{A}{s} \quad (D.7)$$

$$g(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (D.8)$$

Reemplazando 2.22, D.7 y D.8 en la ecuación D.15, y simplificando, se tiene que:

$$s \cdot c(s) = \frac{\frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot \frac{1}{\tilde{K}} \cdot \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tau_f s + 1} \cdot A}{\left(1 - \frac{e^{-\tilde{\theta}s}}{\tau_f s + 1}\right) + \left(\frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \cdot \frac{1}{\tilde{K}} \cdot \frac{\tilde{\tau}s + 1}{\tau_f s + 1}\right)} \quad (D.16)$$

Así, en la ecuación D.16, el límite cuando  $s$  tiende a 0 es:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot c(s) = \frac{\frac{K}{1} \cdot \frac{1}{\tilde{K}} \cdot A}{1 - 1 + \frac{K}{1} \cdot \frac{1}{\tilde{K}}} = A \quad (D.17)$$

Por lo tanto, reemplazando D.2 y D.17 en D.1:

$$c_\infty = A \quad (D.18)$$

de donde se deduce que el controlador reconoce la referencia, por lo que no hay un error remanente final. Debido a lo mismo se concluye que si el sistema está siendo controlado

por un *IMC* el método de identificación en lazo cerrado no podrá identificar la ganancia del sistema. Esto a menos que se introduzca un cambio en la sintonía convencional del *IMC* (haciendo a la ganancia del controlador *C* diferente de la del modelo, para así obtener un error remanente) o que se estime la ganancia por algún otro método, como por ejemplo la correlación del Apéndice C.

### D.3. Ecuación de *AR* y $\phi$ para un Sistema de Primer Orden con Retardo

Contribuyendo a la explicación de cómo se ajusta un modelo de primer orden con retardo a la respuesta de frecuencia (Apéndice E.1), se ejemplificará la obtención de las ecuaciones de *AR* y  $\phi$  para este tipo de sistemas. Recordamos que tal como se mencionó en el final del Capítulo 2, el controlador *IMC* del software RSLogix 5000™ utiliza este modelo. Una función de transferencia de primer orden con retardo está dada por:

$$g(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (D.19)$$

Del capítulo 5.5 del libro escrito por Melo y Canales (2001), se establece que para un sistema de dos procesos en serie, la razón de amplitud *AR* y el ángulo de desfase  $\phi$  son:

$$AR = AR_1 AR_2 \quad (D.20)$$

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 \quad (D.21)$$

Se descompone el sistema de primer orden con retardo en un sistema de primer orden simple (se simbolizará con  $g_1$ ) y un sistema de retardo puro (simbolizado con  $g_2$ ):

$$g_1(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (D.22)$$

$$g_2(s) = e^{-\theta s} \quad (D.23)$$

Llevando ambos sistemas al dominio de frecuencia se obtiene:

$$g_1(i\omega) = \frac{K}{\tau i\omega + 1} = \frac{K(1 - \tau\omega i)}{1 + \tau^2\omega^2} \quad (D.24)$$

$$g_2(i\omega) = e^{-\theta\omega i} \stackrel{\text{Id.Euler}}{\cong} \cos(\theta\omega) - i\text{sen}(\theta\omega) \quad (D.25)$$

#### D.3.1. Razón de Amplitud, *AR*

De las ecuaciones D.24 y D.25 se obtiene que las razones de amplitud de los sistemas  $g_1$  y  $g_2$  son:

$$AR_1 = \sqrt{\text{Re}_1^2 + \text{Im}_1^2} = \sqrt{\left(\frac{K}{1 + \tau^2\omega^2}\right)^2 + \left(\frac{-K\tau\omega}{1 + \tau^2\omega^2}\right)^2} = \frac{|K|\sqrt{1 + \tau^2\omega^2}}{1 + \tau^2\omega^2} = \frac{|K|}{\sqrt{1 + \tau^2\omega^2}} \quad (D.26)$$

$$AR_2 = \sqrt{\text{Re}_2^2 + \text{Im}_2^2} = \sqrt{[\cos(\theta\omega)]^2 + [-\sin(\theta\omega)]^2} = 1 \quad (\text{D.27})$$

Luego, reemplazando D.26 y D.27 en D.20 se obtiene que la razón de amplitud es:

$$AR = AR_1 AR_2 = \frac{|K|}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}} \cdot 1 = \frac{|K|}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}} \quad (\text{D.28})$$

Se puede llegar al resultado D.28 (razón de amplitud del modelo de primer orden con retardo) a partir de la ecuación E.4 mediante un procedimiento matemático un tanto más complejo, el que se detalla a continuación. Las partes real e imaginaria de la ecuación E.4 (omitiendo el subíndice *id*) son:

$$\text{Re} = \frac{K[\cos(\theta\omega) - \tau\omega \sin(\theta\omega)]}{1 + \tau^2 \omega^2} \quad (\text{D.29})$$

$$\text{Im} = \frac{-K[\sin(\theta\omega) + \tau\omega \cos(\theta\omega)]}{1 + \tau^2 \omega^2} \quad (\text{D.30})$$

Se determina la razón de amplitud mediante el siguiente desarrollo:

$$\begin{aligned} AR &= \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{K}{1 + \tau^2 \omega^2}\right)^2 [\cos(\theta\omega) - \tau\omega \sin(\theta\omega)]^2 + \left(\frac{-K}{1 + \tau^2 \omega^2}\right)^2 [\sin(\theta\omega) + \tau\omega \cos(\theta\omega)]^2} = \\ &= \frac{|K|}{1 + \tau^2 \omega^2} \sqrt{[\cos(\theta\omega) - \tau\omega \sin(\theta\omega)]^2 + [\sin(\theta\omega) + \tau\omega \cos(\theta\omega)]^2} = \\ &= \frac{|K|}{1 + \tau^2 \omega^2} \sqrt{\cos^2(\theta\omega) - 2\tau\omega \sin(\theta\omega) \cos(\theta\omega) + \tau^2 \omega^2 \sin^2(\theta\omega) + \sin^2(\theta\omega) + 2\tau\omega \sin(\theta\omega) \cos(\theta\omega) + \tau^2 \omega^2 \cos^2(\theta\omega)} = \\ &= \frac{|K|}{1 + \tau^2 \omega^2} \sqrt{[\cos^2(\theta\omega) + \sin^2(\theta\omega)] + \tau^2 \omega^2 [\cos^2(\theta\omega) + \sin^2(\theta\omega)]} \end{aligned} \quad (\text{D.31})$$

como  $\cos^2(\theta\omega) + \sin^2(\theta\omega) = 1$ , de la ecuación D.31 se obtiene el mismo resultado obtenido en D.28:

$$AR = \frac{|K| \sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}}{1 + \tau^2 \omega^2} = \frac{|K|}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}} \quad (\text{D.28})$$

### D.3.2. Ángulo de Desfase, $\phi$

De las ecuaciones D.24 y D.25, se obtiene que los ángulos de desfase de los sistemas 1 y 2 son:

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}_1}{\text{Re}_1} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{\frac{-K\tau\omega}{1 + \tau^2 \omega^2}}{\frac{K}{1 + \tau^2 \omega^2}} \right) = \tan^{-1}(-\tau\omega) \quad (\text{D.32})$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}_2}{\text{Re}_2} \right) = \tan^{-1} \left( -\frac{\text{sen}(\theta\omega)}{\text{cos}(\theta\omega)} \right) = \tan^{-1}(-\tan(\theta\omega)) = -\theta\omega \quad (\text{D.33})$$

Remplazando las ecuaciones D.32 y D.33 en D.21:

$$\phi = \phi_1 + \phi_2 = \tan^{-1}(-\tau\omega) - \omega\theta \quad (\text{D.34})$$

Convirtiendo las unidades desde radianes a grados sexagesimales resulta la ecuación D.35:

$$\phi = (\tan^{-1}(-\tau\omega) - \omega\theta) \frac{180}{\pi} \quad (\text{D.35})$$



## E. Ajuste de un Modelo Paramétrico

En el Capítulo 2 se demostró cómo obtener la respuesta de frecuencia de un sistema de parámetros conocidos a partir de su respuesta a una perturbación de magnitud y características también conocidas. Las ecuaciones 2.25 y 2.26 permiten obtener datos discretos de la razón de amplitud  $AR$  y del ángulo de desfase  $\phi$  a partir de datos discretos de la respuesta de frecuencia en lazo abierto de cualquier sistema. Esta información, en conjunto con los puntos discretos del dominio de frecuencia angular ( $\omega$ ) dados por la ecuación 2.16, resultan útiles para graficar un diagrama de Bode.

El análisis de frecuencia es un campo ampliamente estudiado en el control de procesos y sobre el cual se pueden encontrar procedimientos de identificación en diversos libros, por ejemplo el del capítulo 7.2 del libro escrito por Canales y Melo (2001). Se podrán hallar métodos para ajustar modelos de primer orden, segundo orden, con retardo, sin retardo, etc.

### E.1. Ajuste de un Modelo de Primer Orden con Retardo

Como menciona Sundaresan y Krishnaswamy (1978), para el fin último de este procedimiento (sintonizar los parámetros del controlador) se pueden ajustar modelos simplificados, como de primer orden con retardo, sin importar que el real sea de parámetros distribuidos.

Además, como ya se mencionó en el final del inciso 2.2, el bloque *IMC* que ofrece el software de control RSLogix 5000™ (que se usará en el trabajo de tesis) permite controlar el proceso sólo con un modelo de primer orden con retardo. Melo y Friedly (1999) “ajustan un modelo paramétrico de primer orden con retardo a las respuestas de frecuencia no paramétricas... usando datos sólo en el rango de frecuencias bajas a moderadas”. Por estas razones se ajustará este modelo a la planta identificada, el que es igual al modelo TDTC ajustado por Sundaresan y Krishnaswamy (1978), pero que además incluye la ganancia, generando una función de transferencia con las mismas características que la supuesta en el ejemplo del inciso 2.2 con la ecuación 2.19, pero para evitar confusiones será denominada función de transferencia identificada de la planta  $g_{id}$ :

$$g_{id}(s) = \frac{K_{id}e^{-\theta_{id}s}}{\tau_{id}s + 1} \quad (\text{E.1})$$

El problema de introducir la ganancia al modelo identificado recae en que para poder determinarla de manera exacta, el ensayo debe dejar un error remanente final (hacerse, por ejemplo, en modo proporcional), tal como se demuestra en el Apéndice D.1.

La ganancia a frecuencia cero, para un sistema SISO con controlador en modo  $P$ , se obtiene de forma directa aplicando el teorema del valor final a la expresión de la respuesta  $c(t)$ . Esto es equivalente a simplificar la expresión de la misma respuesta cuando el tiempo tiende a infinito, tal como lo hacen Yuwana y Seborg (1982) obteniendo:

$$K_{id} = \frac{c_{\infty}}{K_c(A - c_{\infty})} \quad (\text{E.2})$$

donde  $c_{\infty}$  es el valor de la variable controlada en el estado estacionario,  $A$  la amplitud del cambio escalón y  $K_c$  la ganancia del controlador en modo proporcional  $P$ . El procedimiento completo para llegar a la ecuación E.2 (análoga a la ecuación D.13) se puede revisar en el Apéndice D.1.

Sin embargo, como el lazo estará controlado con un  $IMC$ , se espera poder identificar la ganancia de la planta bajo esta misma configuración del controlador. Si se aplica el teorema del valor final a un lazo de control  $IMC$ , tal como se muestra en el Apéndice D.2, se obtiene que en el estado estacionario el valor de la variable dado por  $c_{\infty}$  es igual a la amplitud  $A$  del cambio escalón. Esto ratifica que un controlador  $IMC$  tiene inserto el modo integral y reconoce la referencia, lo que es positivo, pero imposibilita identificar la ganancia de la planta.

Para poder solucionar este problema y dar funcionamiento al método, basándose en procesos cuyas ganancias  $K$  se conocían y realizando simulaciones con diferentes magnitudes de la razón  $t_n/\tau$ , se generó un algoritmo para estimar la ganancia  $K$ . En el Apéndice C.1 se muestra como se ideó el algoritmo y en el Apéndice C.2 se muestra con detalle un ejemplo para estimar este parámetro.

Siguiendo el método descrito por Melo y Friedly (1992), del modelo de primer orden con retardo identificado, dado por la ecuación E.1, se obtiene que su respuesta de frecuencia teórica sería:

$$g_{id}(i\omega) = \frac{K_{id}e^{-\theta_{id}i\omega}}{\tau_{id}i\omega + 1} \quad (\text{E.3})$$

Aplicando la identidad de Euler, las propiedades de simetría de las funciones trigonométricas y agrupando los términos imaginarios:

$$g_{id}(i\omega) = \frac{K_{id}}{\tau_{id}^2\omega^2 + 1} ([\cos(\theta_{id}\omega) - \tau_{id}\omega \sin(\theta_{id}\omega)] - [\sin(\theta_{id}\omega) + \tau_{id}\omega \cos(\theta_{id}\omega)]i) \quad (\text{E.4})$$

Por la definición de la razón de amplitud  $AR$  (ecuación 2.25) y del ángulo de desfase  $\phi$ , en grados sexagesimales (ecuación 2.26), pero ahora aplicadas a la respuesta de frecuencia del modelo de primer orden con retardo dado por la ecuación E.4, se obtiene que para cada punto  $p$  la razón de amplitud y el ángulo de desfase están dados por (ver demostración en el Apéndice D.3):

$$AR_p = \frac{|K_{id}|}{\sqrt{\tau_{id,p}^2\omega_p^2 + 1}} \quad (\text{E.5})$$

$$\phi_p = (\tan^{-1}(-\omega_p \tau_{id,p}) - \omega_p \theta_{id,p}) \frac{180}{\pi} \quad (\text{E.6})$$

Para cada punto  $p$ , la razón de amplitud  $AR_p$  resulta de la ecuación 2.25 aplicada a los términos obtenidos por 2.24. La ganancia identificada de la planta  $K_{id}$  se estimará con el procedimiento indicado en el Apéndice C.2. La frecuencia  $\omega_p$  se calcula con la expresión 2.16. Luego, la única incógnita de la ecuación A.6 es el valor de la constante de tiempo identificada  $\tau_{id,p}$ , la que se obtiene para cada punto despejando dicho término de la ecuación:

$$\tau_{id,p} = \frac{1}{\omega_p} \sqrt{\left(\frac{K_{id}}{AR_p}\right)^2 - 1} \quad (\text{E.7})$$

siendo  $\tau_{id}$  el valor promedio de todas las constantes de tiempo  $\tau_{id,p}$  calculadas. Conocido ese valor, en la ecuación E.6 también habrá sólo un grado de libertad, por lo que se puede calcular el tiempo de retardo identificado  $\theta_{id,p}$  para cada punto  $p$ , despejándolo de la misma ecuación:

$$\theta_{id,p} = \frac{1}{\omega_p} \left( -\tan^{-1}(\tau_{id} \omega_p) - \phi_p \frac{\pi}{180} \right) \quad (\text{E.8})$$

donde el desfase angular  $\phi_p$  se obtiene de la ecuación 2.26 aplicada a los términos obtenidos por 2.24. El tiempo de retardo identificado  $\theta_{id}$  se obtiene como el promedio de todos los valores  $\theta_{id,p}$  calculados.

Así el modelo de la planta  $\tilde{g}$  usado en el controlador *IMC*, cuya función de transferencia está dada por la ecuación 2.19, está disponible para ser actualizado con las características de la planta identificadas haciendo  $\tilde{K} = K_{id}$ ,  $\tilde{\tau} = \tau_{id}$  y  $\tilde{\theta} = \theta_{id}$ . Resta, a partir de él, sintonizar el Control de Modelo Interno usando la ecuación 2.18.

## E.2. Ajuste de un Modelo por el Método Gráfico

Para tener una referencia de comparación de los modelos que ajusta el algoritmo expuesto en el trabajo, se ajustaron parámetros de la función de transferencia usando el método gráfico. A continuación se exponen los criterios que se utilizaron para poder aplicar este método de ajuste a los arreglos de datos discretos que representaban la respuesta de frecuencia de sistemas que se encontraban bajo la acción de un IMC. No se utilizó la estimación de la ganancia en frecuencia angular  $0 \text{ rad s}^{-1}$  por ser parte del algoritmo creado en este trabajo.

1. Para comenzar se define la asíntota horizontal, que se denominará  $AR_H$ . Como se ha expuesto a lo largo del trabajo, la razón de amplitud sería indeterminada a la frecuencia angular  $0 \text{ rad s}^{-1}$ . Por este motivo si el primer dato de la razón de amplitud  $AR_1$  es el máximo en la zona de baja frecuencia, éste es escogido como el

valor que tendrá la asíntota horizontal:  $AR_H = AR_1$ . Si este no es el caso, y el segundo punto de la razón de amplitud tiene una magnitud mayor que  $AR_1$  ( $AR_1 < AR_2$ ), tal como ocurre con el lazo de presión, entonces se toma el promedio de los primeros tres datos de la razón de amplitud para definir la asíntota horizontal:  $AR_H = \sum_{i=1}^3 AR_i / 3$ . Ver Figura E-1.

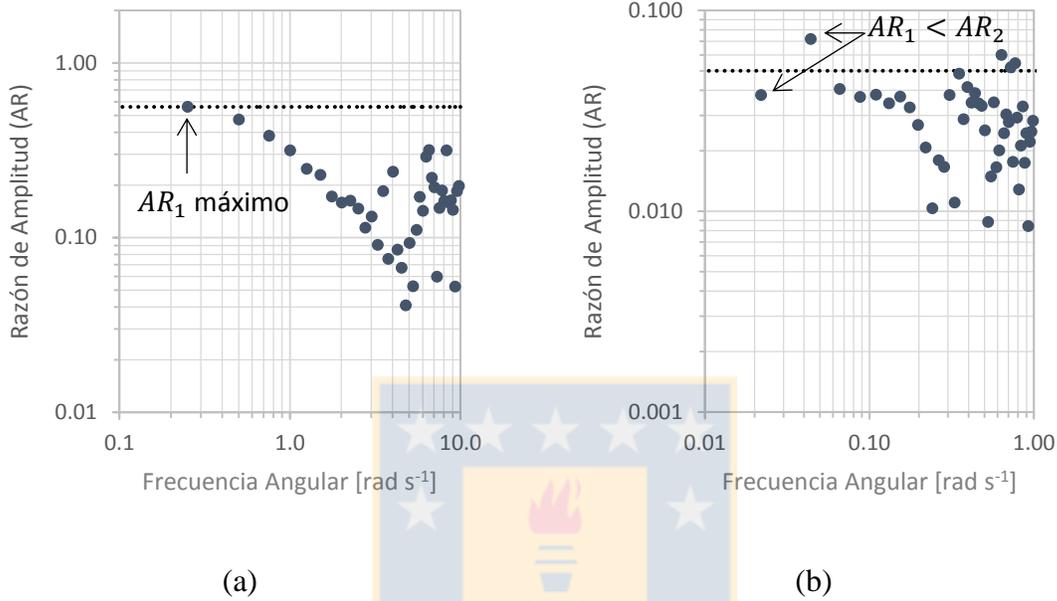


Figura E-1. (a) Diagrama de razón de amplitud donde el primer dato  $AR_1$  es el máximo y (b) diagrama donde  $AR_1 < AR_2$  y la asíntota se define en el promedio entre  $AR_1$  a  $AR_3$ .

- Al observar la gráfica de razón de amplitud, a criterio se define un rango de la frecuencia angular en la cual ajustar una línea de tendencia de primer orden en la escala logarítmica (la que se simboliza como  $AR_\infty$  debido a que sería el comportamiento de la razón de amplitud en la alta frecuencia):

$$AR_\infty = 10^{(a_1 \log \omega + a_2)} \quad (E.9)$$

Dependiendo del orden del sistema identificado, se fijó la pendiente de la tendencia (término  $a_1$ ) igual a -1 (ej. flujo y presión) o -2 (ej. temperatura), quedando esta como una constante en la ecuación. Luego el término  $a_2$  se ajustó usando el método de mínimos cuadrados para los puntos de la razón de amplitud en el rango en el que se definió hacer el ajuste. Sean  $i$  los puntos en el rango definido habiendo un total de  $z$  puntos, entonces se define el error al cuadrado en cada estimación como:

$$Er_i^2 = (10^{(a_1 \log \omega_i + a_2)} - AR_i)^2 \quad (E.10)$$

Luego, la función objetivo a minimizar para obtener el término  $a_2$  que generase menor error en las estimaciones de  $AR_\infty$  es:

$$f(a_2) = \min \sum_i^z |Er_i| = \sum_i^z \sqrt{(10^{(a_1 \log \omega_i + a_2)} - AR_i)^2} \quad (E.11)$$

Para resolver el problema de optimización planteado por la ecuación E.11 se usó el complemento “Solver” de Excel <sup>TM</sup>, el que utiliza el algoritmo de “Gradiente Reducido Generalizado (GRG)” para encontrar la solución. Importante señalar que en las opciones de este se debe seleccionar “min” y se debe quitar la restricción que dice “Convertir variables sin restricciones en no negativas”.

3. La frecuencia angular crítica ( $\omega_c$ ) se obtendría al igualar la razón de amplitud de la asíntota horizontal ( $AR_H$ ) con la línea de tendencia que representa el comportamiento de la razón de amplitud en el infinito ( $AR_\infty$ ):

$$AR_H = AR_\infty(\omega_c) \quad (E.12)$$

$$AR_H = 10^{(a_1 \log \omega_c + a_2)} \quad (E.13)$$

Resolviendo para la frecuencia angular crítica:

$$\omega_c = 10^{\left(\frac{\log AR_H - a_2}{a_1}\right)} \quad (E.14)$$

4. Para poder estimar la razón de amplitud crítica  $AR_c$ , entre datos que se encontraban alrededor de la frecuencia angular crítica, en la escala logarítmica se ajustó una curva de tendencia cuadrática, de manera que se pudiera interpolar la razón de amplitud crítica más exacta. Se denominó la interpolación como  $AR_{int}$ .

$$AR_{int} = 10^{(b_1(\log \omega)^2 + b_2 \log \omega + b_3)} \quad (E.15)$$

Similar a la tendencia de la razón de amplitud en el infinito  $AR_\infty$ , los términos  $b_i$  se determinaron por el método de mínimos cuadrados de manera que el error entre  $AR_{int}$  y los términos  $AR_i$  a los cuales se ajustó la tendencia fuera el mínimo. Sean  $y$  la cantidad de puntos en los cuales se ajustó la tendencia para interpolación, entonces la función objetivo a minimizar es:

$$f(b_i) = \min \sum_i^y |Er_i| = \sum_i^y \sqrt{(10^{(b_1(\log \omega_i)^2 + b_2 \log \omega_i + b_3)} - AR_i)^2} \quad (E.16)$$

Generalmente se usaron tres o cuatro datos para ajustar esta tendencia. Al igual que para resolver el problema de optimización planteado por E.11, se usó el

complemento “Solver” de Excel <sup>TM</sup> para encontrar la solución de los coeficientes polinómicos  $b_i$  que mejor ajustan la tendencia según el problema de la ecuación E.16. Una vez que esto se ha hecho, se evalúa la tendencia de razón de amplitud interpolada  $AR_{int}$  en la frecuencia crítica  $\omega_c$  para encontrar la razón de amplitud crítica  $AR_c$ :

$$AR_{int}(\omega_c) = AR_c = 10^{(b_1(\log \omega_c)^2 + b_2 \log \omega_c + b_3)} \quad (E.17)$$

5. Con las relaciones conocidas del método gráfico, las que se pueden encontrar en Melo y Canales 2001, se puede estimar la ganancia  $K$  y la o las constantes de tiempo del sistema  $\tau_i$ .

Para sistemas de primer orden:

$$AR_c = \frac{K}{\sqrt{2}} \Rightarrow K = \sqrt{2} \cdot AR_c \quad (E.18)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \Rightarrow \tau = \frac{1}{\omega_c} \quad (E.19)$$

Para sistemas de segundo orden:

$$AR_c = \frac{K}{2\xi} \Rightarrow K = 2\xi AR_c \quad (E.20)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\tau_N} \Rightarrow \tau_N = \frac{1}{\omega_c} \quad (E.21)$$

$$\tau_N^2 = \tau_1 \tau_2 \quad (E.22)$$

$$2\xi \tau_N = \tau_1 + \tau_2 \quad (E.23)$$

Fijando o usando el coeficiente de amortiguación del sistema, se pueden resolver todas las ecuaciones.

## F. Programas en RSLogix 5000™

Se creó un programa en el software de edición y control RSLogix 5000™. Para alcanzar este propósito se consultó en la publicación: “Guía de inicio rápido para controladores Logix5000™” (Allen Bradley, 2004). Ahí se explican los pasos básicos a seguir para crear el programa, configurar la ruta de comunicación con los controladores, crear los TAGS, crear los “Trends” y escribir las rutinas. En la publicación: “Instrucciones generales para controladores Logix5000™” (Allen Bradley, 2008) se halla información sobre las funciones existentes en el programa y la programación en texto estructurado, lo que es útil para crear las rutinas.

Los TAGS creados para hacer posible la obtención de datos se ilustran en la Figura F-1.

+ FC103	{...}	{...}		PID
+ Instruccion	{...}	{...}		INSTRUCCION
ref1	2.1		Float	REAL
ref1_Original	3.0		Float	REAL
ref2	0.0		Float	REAL
ref2_Original	70.0		Float	REAL
Start_invTrend_SISO	0		Decimal	BOOL
Start_Trend_SISO	0		Decimal	BOOL
Step_Mag1	1.0		Float	REAL
Step_Mag2	3.0		Float	REAL
+ TC103	{...}	{...}		PID

Figura F-1. TAGS creados en el software RSLogix 5000™

Se crearon dos “Trends”, los que junto a las rutinas presentadas más adelante permiten realizar tomas de datos de buena calidad y exportarlas a planillas Excel, desde donde además se pueden exportar a MATLAB™ u otro software matemático, para su tratamiento numérico. Los “Trends” también son útiles para visualizar de forma gráfica el comportamiento de las variables del proceso (temperaturas a la entrada y salida tanto de los tubos y como de la carcasa, presiones, etc.). Para crear un “Trend” se da clic derecho en la carpeta *Trends* y se selecciona la opción *New Trend* (ver Figura F-2).

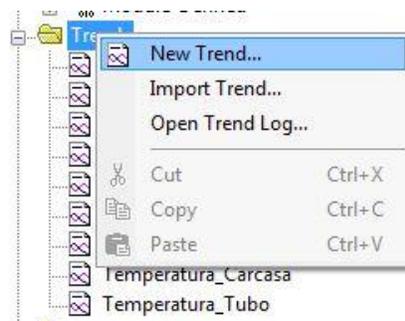


Figura F-2. Creación de una nueva “Trend”

Se debe configurar la “Trend” especificando, entre otros, el nombre de la “Trend”, el tiempo de muestreo (debe ser igual o mayor al tiempo en el que se ejecuta la tarea), qué

variable se desea monitorear, el rango de tiempo en el eje de las abscisas y el rango de la variable en el eje de las ordenadas. Entre las opciones manipulables también se puede fijar una condición que gatille el inicio o fin de un monitoreo, lo que en este caso es útil, ya que así se podrá manejar la toma de datos a voluntad. Esto se realiza en la pestaña *Start Trigger* (ver Figura F-3), donde se remueve la opción *No Trigger*, si es que está activada, y luego, en “*Tag:*” y en “*Operation*”, se especifica qué TAG y ante qué condición, respectivamente, gatilla el inicio de la toma de datos. En este caso si es que el TAG “*Start\_Trend\_SISO*” adquiere una pendiente positiva (al cambiar su valor desde 0 a 1), entonces se activa el inicio del muestreo. Además se configura la opción de registrar los 10 datos previos al inicio del muestreo.

En la pestaña *Stop Trigger* se lleva a cabo un procedimiento análogo, pero para detener una toma de datos. En ese caso se configura que, cuando la pendiente del TAG “*Start\_Trend\_SISO*” sea negativa, se detenga la toma de datos.

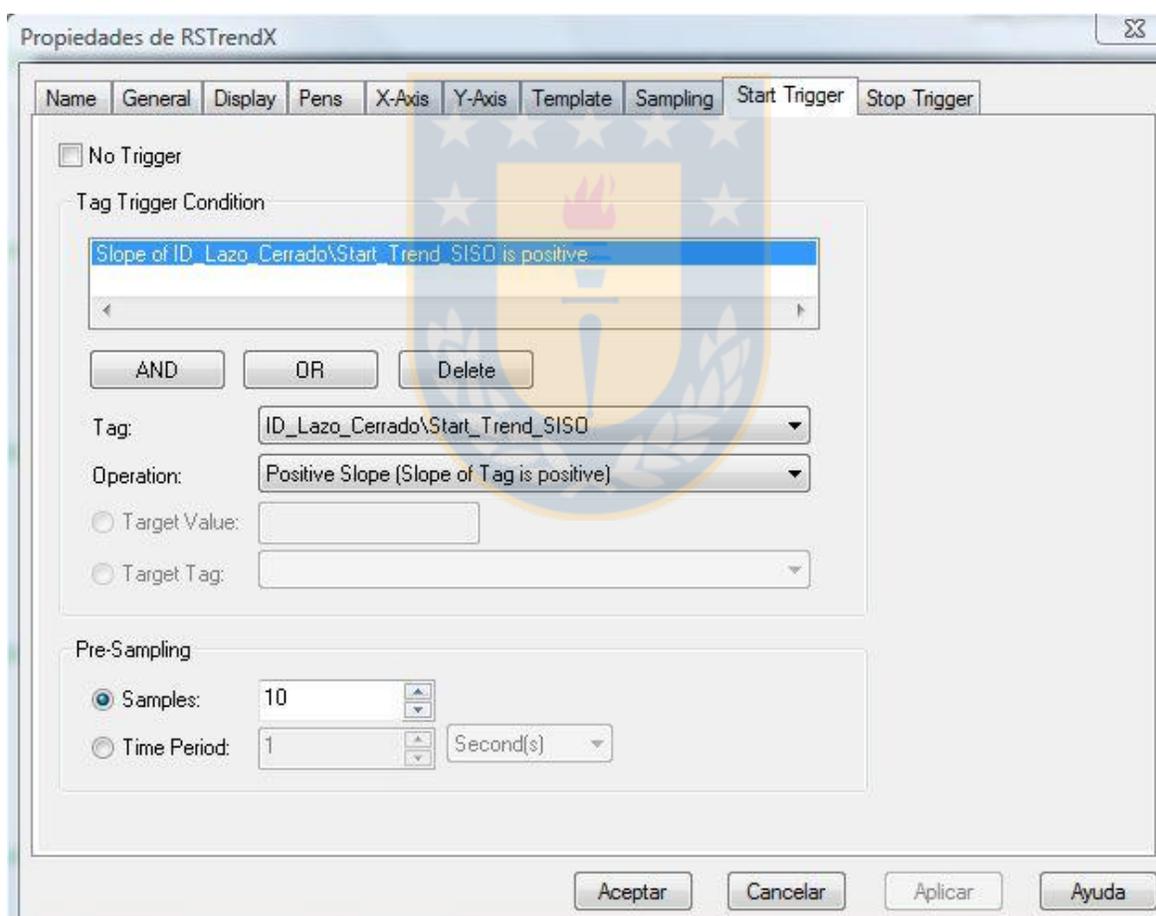


Figura F-3. Pestaña donde se configuran las opciones que gatillan el inicio de la toma de datos

Utilizando los TAGS ilustrados en la Figura F-1 se genera el siguiente programa, con el cual, en conjunto con las opciones configuradas para “Trends”, es posible manejar de forma precisa la obtención de datos.

```

// ----- Control IMC de los procesos: -----
// Flujo:
IMC(FC103);
// Temperatura:
IMC(TC103);
// Presión:
//IMC(PC101);

// ----- Selección de las variables -----
// Variable 1:
FC103.SP := ref1;
// Variable 2:
TC103.SP := ref2;
// ----- Instrucciones usadas dentro de la lógica -----
IF Instruccion.Start_Data_Collection_Trend THEN
    //Variable 1
    /*ref1_Original := ref1;
    Start_invTrend_SISO := 0;
    Start_Trend_SISO := 1;
    ref1 := ref1 + Step_Mag1;
    Instruccion.Start_Data_Collection_Trend := 0;*/
    //Variable 2
    ref2_Original := ref2;
    Start_invTrend_SISO := 0;
    Start_Trend_SISO := 1;
    ref2 := ref2 + Step_Mag2;
    Instruccion.Start_Data_Collection_Trend := 0;
END_IF;
IF Instruccion.Start_invData_Collection THEN
    //Variable 1
    /* Start_Trend_SISO := 0;
    Start_invTrend_SISO := 1;
    ref1 := ref1 - Step_Mag1;
    Instruccion.Start_invData_Collection :=0;*/
    //Variable 2
    Start_Trend_SISO := 0;
    Start_invTrend_SISO := 1;
    ref2 := ref2 - Step_Mag2;
    Instruccion.Start_invData_Collection := 0;
END_IF;
IF Instruccion.Stop_Data_Collection_Trend THEN
    // Variable 1
    /*Start_Trend_SISO := 0;

```

```

Start_invTrend_SISO := 0;
ref1 := ref1_Original;
Instruccion.Stop_Data_Collection_Trend:=0;*/
//Variable 2
Start_Trend_SISO := 0;
Start_invTrend_SISO := 0;
ref2 := ref2_Original;
Instruccion.Stop_Data_Collection_Trend := 0;
END_IF;

```

Figura F-4. Rutina creada en el software RSLogix 5000™. En verde los comentarios, en rojo los TAGS y en azul las funciones

El flujo de la rutina es el siguiente: En primer lugar se establecen los bloques PID con los cuales se hace posible controlar el proceso. Entre los argumentos que se especifican dentro de la instrucción se encuentran los canales de comunicación de entrada y salida con el controlador, Local:2:I... y Local:2:O..., respectivamente. En este caso se están controlando los lazos de flujo y de temperatura (de forma simple).

Luego, se especifican cuáles serán las variables a ser muestreadas. En este caso se le asigna la variable 1 al flujo y la variable 2 a la temperatura.

Finalmente, se establecen las instrucciones para: comenzar la obtención de un set de datos haciendo un cambio escalón positivo a la referencia, comenzar una prueba haciendo un cambio escalón negativo a la referencia del controlador y detener la obtención de datos. Todas las instrucciones están enmarcadas dentro de una orden lógica, la cual se activa si es que el TAG Instruccion... es verdadero (igual a 1). Por ejemplo, para comenzar la obtención de datos haciendo un cambio escalón positivo a la referencia:

1. Se debe dar un valor 1 al TAG Instruccion.Start\_Data\_Collection\_Trend para que se activen las instrucciones que permitan dicha tarea.
2. El programa marca cuál es la referencia original al controlador, para así poder volver a ella una vez finalizada la toma de datos: ref2\_Original := ref2;
3. Asigna un valor 0 al BOOL Start\_invTrend\_SISO, con lo que se detiene, si es que hubiese en curso, una obtención de datos ante un cambio escalón negativo a la referencia: Start\_invTrend\_SISO := 0;
4. Asigna un valor 1 al BOOL Start\_Trend\_SISO, con lo que se comienza una obtención de datos ante un cambio escalón positivo en la referencia.
5. Luego, se le asigna un nuevo valor a la referencia igual a la referencia más la magnitud del cambio escalón: ref2 := ref2 + Step\_Mag2.
6. Por último, se vuelve a 0 el BOOL que gatilló la ejecución de toda la lógica, para que así se ejecute sólo una vez: Instruccion.Start\_Data\_Collection\_Trend := 0