

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY**

CAMPUS MONTERREY

**PROGRAMA DE GRADUADOS DE LA DIVISION DE
COMPUTACION, INFORMACION Y COMUNICACIONES**



**NUEVAS PROPUESTAS PARA LA IDENTIFICACION
AUTOMATICA DE PROCESOS DE PRIMER ORDEN
POR EL METODO DEL RELEVADOR**

T E S I S

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN
AUTOMATIZACION: INGENIERIA DE CONTROL**

POR:

ING. RAMIRO CESAR TIJERINA GONZALEZ

DICIEMBRE, 1999

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY
CAMPUS MONTERREY

PROGRAMA DE GRADUADOS DE LA DIVISIÓN DE
COMPUTACIÓN, INFORMACIÓN Y COMUNICACIONES



NUEVAS PROPUESTAS PARA LA IDENTIFICACIÓN AUTOMÁTICA
DE PROCESOS DE PRIMER ORDEN POR EL MÉTODO DEL RELEVADOR

TESIS

PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL
PARA OBTENER EL GRADO ACADÉMICO DE

MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN
AUTOMATIZACIÓN : INGENIERÍA DE CONTROL

POR

ING. RAMIRO CÉSAR TIJERINA GONZÁLEZ

DICIEMBRE DE 1999

Nuevas Propuestas para la Identificación Automática de Procesos de Primer Orden por el Método del Relevador

por

Ing. Ramiro César Tijerina González

Tesis

Presentada al Programa de Graduados en Computación, Información y Comunicaciones

del

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Monterrey

como requisito parcial para obtener el grado académico de

Maestro en Ciencias

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey

Campus Monterrey

Monterrey, N.L. Diciembre de 1999

© Ramiro César Tijerina González, 1999

A mis padres, por su apoyo constante y su confianza

Reconocimientos

Al Dr. Jorge Limón Robles, por su apoyo y entusiasmo para el desarrollo de esta tesis, así como por la constante transmisión de conocimientos de su parte.

Al Dr. Carlos Narvaez, por su apoyo como director del departamento de Ingeniería de Control y por sus continuas y valiosas aportaciones.

Al Dr. Ricardo Ramirez, por sus aportaciones como sinodal de esta tesis.

A todos los que apoyaron, confiaron y participaron en el desarrollo de esta tesis.

Nuevas Propuestas para la Identificación Automática de Procesos de Primer Orden por el Método del Relevador

Ramiro César Tijerina González, M.C.
Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, 1999

Asesor de la tesis: Dr. Jorge Limón Robles

El método del relevador es uno de los más utilizados para la autosintonía de controladores PID. Las principales ventajas del método son su operación en lazo cerrado, la poca desviación de la variable de su punto de operación y su rapidez. Los métodos originales determinan únicamente la información en el límite de estabilidad del proceso y a partir de ésta calculan los parámetros de sintonía del controlador. Es posible utilizar la prueba del relevador para la identificación completa del proceso.

En esta tesis se analizan algunos de los métodos de identificación automática de procesos de primer orden basados en el relevador para procesos de primer orden con tiempo muerto. Por su desarrollo original, los métodos presentan serias deficiencias debido a las aproximaciones realizadas, a la naturaleza discreta del proceso y a la posible no estabilización inicial del proceso. El objetivo de esta tesis es evaluar los métodos existentes, proponer alternativas para contrarrestar sus deficiencias y realizar un análisis comparativo de los métodos y propuestas.

Índice General

Reconocimientos	v
Resumen	vi
Índice de Figuras	xi
Índice de Tablas	xiv
Capítulo 1 Introducción	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Objetivo de la tesis	2
1.3 Contenido de la tesis	3
I Método del Relevador para Autosintonía	4
Capítulo 2 Método del Relevador	5
2.1 Introducción	5
2.2 Controladores PID	5
2.3 Métodos de sintonía de controladores PID	7
2.3.1 Prueba y error	7
2.3.2 Ganancia última	8
2.3.3 Criterios integrales	8
2.3.4 Síntesis de controladores	9
2.4 Principio de operación del relevador	9
2.4.1 Análisis por función descriptiva	11
2.4.2 Análisis en diagramas de Nyquist	13
2.5 Método básico del relevador para autosintonía	15
2.5.1 Procesos sin ruido	15
2.5.2 Procesos con ruido	15
2.5.3 Uso de la primera armónica para mejorar la exactitud de la ganancia última	18
2.5.4 Algoritmo general del método del relevador	19
2.5.5 Parámetros del relevador	20

2.6	Evaluación de la identificación de parámetros últimos	20
2.6.1	Casos de estudio	20
2.6.2	Factores a analizar en la evaluación	22
2.6.3	Efecto de la discretización en los parámetros últimos	22
2.6.4	Efecto de usar la primera armónica	25
2.6.5	Efecto del tiempo de muestreo	28
2.6.6	Efecto del ruido en la estimación de parámetros	29
2.6.7	Efecto de la amplitud y la histéresis del relevador	30
2.6.8	Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial	32
2.6.9	Parámetros últimos para procesos de segundo orden	34
2.7	Conclusiones	37

II Método del Relevador para Identificación de Procesos de Primer Orden **39**

Capítulo 3	Relevador con Observación de Tiempo Muerto	40
3.1	Introducción	40
3.2	Método existente A	40
3.2.1	Descripción del método A	40
3.2.2	Evaluación del método A	42
3.3	Propuesta A1. Obtención de un modelo discreto	50
3.3.1	Descripción de la propuesta A1	50
3.3.2	Evaluación de la propuesta A1	51
3.4	Propuesta A2. Análisis en el dominio de la frecuencia y corrección de fase	52
3.4.1	Descripción de la propuesta A2	52
3.4.2	Corrección de la fase	55
3.4.3	Evaluación de la propuesta A2	56
3.4.4	Identificación del parámetro K/τ	61
3.5	Conclusiones	61
Capítulo 4	Relevador de Dos Pasos	63
4.1	Introducción	63
4.2	Método existente B	63
4.2.1	Descripción del método B	63
4.2.2	Evaluación del método B	65
4.3	Propuesta B1. Análisis en dominio de frecuencia con corrección de estimación de fase	70
4.3.1	Descripción de la propuesta B1	70
4.3.2	Evaluación de la propuesta B1	72
4.4	Conclusiones	77

Capítulo 5 Relevador Polarizado	79
5.1 Introducción	79
5.2 Relevador polarizado	79
5.2.1 Análisis de la estimación de la ganancia estática con el relevador polarizado	81
5.3 Método existente C. Análisis en el dominio del tiempo del relevador polarizado .	83
5.3.1 Descripción del método C	83
5.3.2 Evaluación del método C	87
5.4 Método existente C'. Relevador mixto (Relevador normal y polarizado)	92
5.4.1 Descripción del método C'	92
5.4.2 Evaluación del método C'	93
5.5 Propuesta C1. Análisis en el dominio de la frecuencia del relevador polarizado con corrección de fase	96
5.5.1 Descripción de la propuesta C1	96
5.5.2 Evaluación de la propuesta C1	96
5.6 Propuesta C2. Alternativa para la estimación de la ganancia estática a partir del relevador polarizado	100
5.6.1 Descripción de la propuesta C2	100
5.6.2 Evaluación de la propuesta C2	102
5.7 Conclusiones	103
Capítulo 6 Análisis Comparativo y Aplicaciones	105
6.1 Introducción	105
6.2 Análisis comparativo	105
6.3 Desempeño de los métodos para autosintonía	107
6.4 Implementación en proceso de temperatura	110
6.4.1 Descripción del proceso	110
6.4.2 Identificación del proceso de temperatura	110
6.4.3 Análisis de los resultados	112
Capítulo 7 Conclusiones	117
7.1 Trabajos futuros	118
Apéndice A Interfaz en LabWindows	119
A.1 LabWindows	119
A.2 Estructura general del programa	119
A.2.1 Simulación de procesos	119
A.2.2 Control de procesos reales	120
A.2.3 Algoritmos de control	120
A.2.4 Otras opciones	121
A.3 Panel - Lazo sencillo de control	121
A.3.1 Opciones de simulación	121
A.3.2 Opciones de controladores	121

A.3.3 Opciones de relevador	121
Apéndice B Fórmulas de Sintonía por Criterios Integrales	127
Bibliografía	130
Vita	133

Índice de Figuras

2-1	Lazo retroalimentado de control	6
2-2	Implementación del relevador en lazo de control	9
2-3	Comportamiento del relevador	10
2-4	Respuesta en el tiempo del relevador (proceso de primer orden con tiempo muerto)	10
2-5	Función descriptiva del relevador en un lazo de control	11
2-6	Función descriptiva de proceso de primer orden con tiempo muerto	14
2-7	Relevador en procesos con ruido	15
2-8	Relevador con histéresis	16
2-9	Respuesta en el tiempo de un relevador con histéresis	16
2-10	Punto localizado por relevador con histéresis	17
2-11	Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con histéresis $\varepsilon = 0$	22
2-12	Prueba de relevador para $G_{0.1}$ con histéresis $\varepsilon = 0$	23
2-13	Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon = 0$	23
2-14	Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon_{\min} = 0.2$	26
2-15	Error en la estimación de la ganancia última de acuerdo a la dinámica del proceso	27
2-16	Error en la estimación del período último de acuerdo a la dinámica del proceso	27
2-17	Efecto del tiempo de muestreo en la estimación de parámetros últimos de $G_{0.1}$	29
2-18	Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon_{\min} = 0.2$ y ruido	31
2-19	Relación ε/a en prueba de relevador	32
2-20	Relación ε/a contra amplitud del relevador para $G_{0.01}$	33
2-21	Efecto de ε/a en la estimación de los parámetros últimos para $G_{0.01}$	33
2-22	Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con proceso no estable (perturbación al inicio)	35
2-23	Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con perturbación a la mitad	35
2-24	Diagrama de Nyquist para G_{10}	36
2-25	Diagrama de Nyquist para G_{20}	37
3-1	Estimación de tiempo muerto	42
3-2	Error en estimación de constante de tiempo	43
3-3	Diagrama de fase para $G_{0.5}$ continuo y discreto	44
3-4	Diagrama de fase para $G_{0.1}$ continuo y discreto	44
3-5	Diagrama de fase para $G_{0.01}$ continuo y discreto	45
3-6	Error en la estimación de la fase de acuerdo a la dinámica del proceso	48

3-7	Error de τ en modelo continuo vs. error en a_1 de modelo digital para $G_{0.1}$	51
3-8	Error entre parámetros de modelo continuo y digital para diferentes casos de estudio	52
3-9	Error de estimación de fase con y sin corrección	58
3-10	Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta A2)	59
3-11	Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Propuesta A2)	59
4-1	Identificación de dos puntos de frecuencia en el diagrama de Nyquist	64
4-2	Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.5}$	66
4-3	Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.1}$	67
4-4	Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.01}$	67
4-5	Error en la estimación de K para diferentes dinámicas (Método B)	69
4-6	Error en la estimación de τ para diferentes dinámicas (Método B)	69
4-7	Error en la estimación de L para diferentes dinámicas (Método B)	70
4-8	Error en estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)	73
4-9	Error en estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)	73
4-10	Error en estimación de L de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)	74
4-11	Comparación de errores en la estimación de L	74
5-1	Relevador polarizado	80
5-2	Respuesta del relevador polarizado	80
5-3	Análisis en el dominio del tiempo del relevador polarizado	84
5-4	Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.5}$	87
5-5	Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.1}$	88
5-6	Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.01}$	88
5-7	Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Método C)	90
5-8	Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Método C)	90
5-9	Error en la estimación de L de acuerdo a la dinámica (Método C)	91
5-10	Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Método C')	94
5-11	Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Método C')	94
5-12	Error en la estimación de L de acuerdo a la dinámica (Método C')	95
5-13	Sensibilidad de error en fase contra error en estimación de L	97
5-14	Error en estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta C1)	98
5-15	Error en estimación de L de acuerdo a la dinámica (Propuesta C1)	99
5-16	Error en estimación de K ante errores en A_d (A_u constante)	101
5-17	Error en estimación de K ante errores en A_u (A_d constante)	101
6-1	Desempeño de autosintonía por parámetros últimos para $G_{0.25}$	108
6-2	Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos A, A2 y B)	109
6-3	Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos B1, C y C')	109
6-4	Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos C1 y C2)	110
6-5	Proceso de temperatura	111

6-6	Diagrama de bloques del proceso de temperatura	111
6-7	Aplicación del relevador al proceso de temperatura	112
6-8	Aplicación del relevador polarizado al proceso de temperatura	113
6-9	Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método A2) . .	114
6-10	Desempeño de PID autosintonizado en proceo de temperatura (Método B1) . . .	115
6-11	Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método C) . . .	115
6-12	Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Propuesta C1) .	116
6-13	Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método C') . . .	116
A-1	Pantalla del software RControl para lazo sencillo	122
A-2	Opciones de simulación de proceso	122
A-3	Opciones de simulación digital de proceso	123
A-4	Opciones de sintonía de controladores	123
A-5	Opciones de tipos de controladores	124
A-6	Opciones de algoritmos de control	124
A-7	Opciones de antealimentación	125
A-8	Opciones de relevador	126
A-9	Opciones de tipo de relevador	126
A-10	Resultados obtenidos por el relevador	126

Índice de Tablas

2.1	Parámetros últimos de los casos de estudio	24
2.2	Error en parámetros últimos digitales respecto a los continuos	24
2.3	Parámetros identificados por el relevador sin histéresis	25
2.4	Parámetros identificados por el relevador con histéresis	25
2.5	Efecto del tiempo de muestreo en los parámetros últimos	28
2.6	Efecto del ruido en la identificación de parámetros sin armónica	30
2.7	Efecto del ruido en la identificación de parámetros con armónica	30
2.8	Efecto de la amplitud y la histéresis en la identificación de parámetros	31
2.9	Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial	34
2.10	Parámetros últimos para los procesos de segundo orden	36
2.11	Desempeño de estimación de parámetros para procesos de segundo orden	37
3.1	Efecto de discretización en la fase	45
3.2	Resultados de identificación (Método A)	47
3.3	Error en la estimación de fase (Método A)	48
3.4	Efecto del tiempo de muestreo (Método A)	49
3.5	Efecto de la amplitud en la estimación (Método A)	50
3.6	Resultados de identificación (Propuesta A1)	53
3.7	Porcentaje de error (Propuesta A1)	53
3.8	Error en la fase sin corrección	57
3.9	Corrección de la fase	57
3.10	Resultados de identificación (Propuesta A2)	58
3.11	Efecto de perturbaciones (Propuesta A2)	60
3.12	Aproximación de los procesos de segundo orden	60
3.13	Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta A2)	61
4.1	Resultados de identificación (Método B)	68
4.2	Resultados de identificación (Propuesta B1)	72
4.3	Comparación de estimación de tiempo muerto con uno y dos puntos de frecuencia	75
4.4	Obtención de modelo digital (Propuesta B1)	75
4.5	Error modelo digital (Propuesta B1)	76
4.6	Efecto de la amplitud (Propuesta B1)	77

4.7	Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta B1)	77
5.1	Resultados de identificación (Método C)	89
5.2	Desempeño ante procesos de segundo orden (Método C)	91
5.3	Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial (Método C)	92
5.4	Resultados de identificación (Método C')	93
5.5	Desempeño ante procesos de segundo orden (Método C')	95
5.6	Resultados de identificación (Propuesta C1)	98
5.7	Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta C1)	99
5.8	Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial (Propuesta C1)	100
5.9	Resultados de identificación (Propuesta C2 + Método C)	102
5.10	Resultados de identificación (Propuesta C2 + Propuesta C1)	102
5.11	Efecto del tiempo de muestreo (Propuesta C2)	103
5.12	Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta C2)	103
6.1	Tabla comparativa de métodos y propuestas	106
6.2	Resultados de identificación del proceso de temperatura	113

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes

En prácticamente cualquier proceso industrial, sea este de manufactura, producción, químico, eléctrico o de cualquier género, resulta indispensable mantener alguna de las variables de producción en un valor determinado. Dicha variable puede ser por ejemplo, un indicador de la calidad del producto, un límite para la seguridad del proceso productivo, una variable que para producir una determinada transformación requiera mantenerse en un rango o cambiar su valor a petición del operador del proceso. Para lograr este objetivo, se utilizan controladores industriales, cuya función es precisamente mantener a una variable de proceso en su valor deseado, generalmente llamado valor de referencia. El controlador recibe la medición de la variable de proceso enviada por un transmisor o sensor y lo compara con la referencia. A partir de la diferencia entre el valor actual y la referencia, es decir el error, el controlador ordena una acción correctiva para lograr que la variable se mantenga en dicha referencia o bien llegue a un nuevo valor. Esta acción correctiva la ejecuta un actuador, como pueden ser una válvula de control, un motor, una compuerta, entre otros. El error puede ser generado debido a que el proceso requiere de un nuevo valor de referencia para la variable o bien debido a la presencia de factores externos que modifican el valor de la variable, estos factores son conocidos como perturbaciones.

Debido a que existe una gran variedad de procesos, los controladores deben de ser ajustados para cada dinámica en particular. El proceso de hacer ajustes a un controlador para cumplir con un desempeño deseado es conocido con el nombre de *sintonía* del controlador. Una buena sintonía se refleja en que la respuesta alcance a la referencia en un tiempo razonablemente pequeño, con pocas oscilaciones y sin error en estado estable.

Es común que el potencial de los controladores industriales sea desaprovechado debido a la falta de experiencia o de conocimiento de los operadores. La mayor parte de las veces, los procedimientos de sintonía, ajustes, mantenimiento e inclusive las decisiones en el diseño de los sistemas de control son hechos a prueba y error, o bien basados en una intuición adquirida por el uso continuo del equipo. Debido a esto, el uso de los controladores se restringe a las capacidades más elementales de los mismos, desperdiciando otras que serían de mucho beneficio en casos particulares. Esto puede ser suficiente para ciertos tipos de sistemas o cuando los requerimientos del sistema de control no son muy estrictos. Sin embargo, existen muchos casos en los cuales el desempeño que se obtiene es deficiente. Estos casos justifican la necesidad de aprovechar al

máximo las capacidades de los controladores y simplificar las tareas de ajuste y operación de las mismas. Es por eso que una de las áreas de mayor desarrollo en el control automático está dedicada a disminuir las tareas de ajustes manuales realizadas por los operadores, haciendo recaer el peso de determinadas tareas en el controlador mismo. Estas tareas pueden ser entre otras, la selección de los parámetros óptimos y su ajuste o adaptación automática ante cambios en el proceso.

Entre las técnicas más usadas de *auto-sintonía* o ajuste automático de parámetros se encuentra la del *relevador*, presentado en [1] y [2]. Es una de las que ha sido sometida a mayor estudio debido a los resultados obtenidos en su implementación. Actualmente, es común encontrar esta función en muchos de los controladores industriales comerciales. El método original del relevador lleva al sistema a condiciones límites de estabilidad y a partir de ahí toma información necesaria para sintonizar un controlador de tipo PID. A partir del método original, se han desarrollado variantes para aplicar el método en la identificación completa del proceso aproximando el comportamiento del mismo a modelos de primer orden con tiempo muerto. El método del relevador puede resultar una herramienta rápida y sencilla para la identificación automática de procesos.

Se podría cuestionar que estar restringido para la identificación de procesos de primer orden representa una limitación significativa del método. Sin embargo, si se desea sintonizar un controlador, los métodos de sintonía existentes sólo requieren de los parámetros de un proceso de primer orden. Del mismo modo, para el diseño de estrategias avanzadas de control, por ejemplo en el caso de desacopladores para procesos multivariable, generalmente es suficiente obtener modelos de primer orden. Para lograr un diseño adecuado que asegure un buen desempeño, resulta necesario que los modelos obtenidos sean una representación fiel del proceso.

En la extensa literatura publicada sobre el método del relevador, generalmente los métodos han sido analizados y desarrollados en el dominio continuo. Esto es, se desarrollan fórmulas basadas en que los procesos son de naturaleza continua y se realizan pruebas en simuladores análogos. En la práctica, cualquier implementación de un controlador o del relevador mismo es realizada digitalmente, a partir de microprocesadores o computadoras. Esta naturaleza discreta no ha sido analizada lo suficiente y puede causar errores significativos en la implementación práctica de los métodos de identificación basados en el relevador, aún cuando el tiempo de muestreo sea relativamente pequeño. Otra de las condiciones que pueden llevar a errores en los resultados obtenidos por el relevador es la necesidad de asegurar que el proceso esté completamente estable en el momento de aplicar la prueba.

1.2 Objetivo de la tesis

Los objetivos de esta tesis son:

- Evaluar el desempeño de algunos de los métodos existentes basados en el relevador para identificación automática de procesos de primer orden con tiempo muerto, especialmente en los casos en que:

- El método está basado en diversas aproximaciones.
 - El proceso no ha sido bien estabilizado.
 - Existe error en los resultados debido a la naturaleza digital de la implementación.
- Desarrollar y evaluar propuestas alternativas a los métodos existentes que tengan mejor desempeño en los casos mencionados anteriormente.

Los resultados son obtenidos a partir de simulaciones de procesos con diferentes dinámicas. Esta simulación es de naturaleza digital y ha sido desarrollada en el software LabWindows. Finalmente, se realizan pruebas a un proceso de temperatura para determinar la factibilidad de la implementación de los métodos seleccionados de acuerdo a las condiciones del proceso.

1.3 Contenido de la tesis

Esta tesis se divide en dos partes. La primera parte está dedicada a los métodos convencionales de sintonía y autosintonía de controladores. Dentro de esta parte, el Capítulo 2 introduce a los controladores PID y presenta los métodos más comunes de sintonía para los mismos. En este capítulo se presenta el método convencional del relevador para la identificación de los parámetros últimos del sistema, así como la manera en que se utilizan para sintonizar un controlador PID. Se hace un análisis de los diferentes factores que afectan a la estimación de los parámetros últimos y se establecen algunos lineamientos para hacer una selección de dichos parámetros. Dentro de estos factores, se analiza principalmente el efecto de la discretización al estimar los parámetros últimos.

La segunda parte de la tesis está dedicada al uso del método del relevador para la obtención de un modelo de primer orden. En el capítulo 3 se presenta el análisis del método del relevador con estimación del tiempo muerto como un parámetro adicional para lograr la identificación del proceso. El capítulo 4 muestra una variante del método del relevador consistente en realizar dos pruebas a diferentes frecuencias con el objetivo de aumentar la información disponible para la obtención del modelo. El capítulo 5 introduce al relevador polarizado como una alternativa que permite la estimación directa de la ganancia estática. El capítulo 6 hace un resumen y análisis comparativo de los métodos y propuestas analizadas. Además, se presentan los resultados obtenidos para autosintonía y en una aplicación a un proceso de control de temperatura de una secadora industrial. Finalmente, el capítulo 7 presenta las conclusiones de la investigación así como la línea sugerida a seguir para trabajos futuros.

La estructura de los capítulos 2 al 5 es la siguiente: se presenta el marco teórico necesario para el desarrollo de los métodos incluidos en cada capítulo. Enseguida, se presenta una evaluación teórica de los métodos y se realizan pruebas en simulación para la evaluación experimental ante diferentes casos de estudio. Finalmente, a partir del desempeño obtenido, se generan propuestas alternativas a los métodos realizando también su evaluación teórica y experimental. En cada capítulo, se presentan conclusiones específicas de los resultados obtenidos.

Parte I

Método del Relevador para Autosintonía

Capítulo 2

Método del Relevador

2.1 Introducción

La mayor parte de los controladores existentes en la industria son del tipo PID. Para que el proceso sea controlado con un desempeño eficiente es necesario hacer un ajuste o sintonía de sus parámetros. Esta tarea puede ser desgastante y aún así puede no llevar a la obtención de los parámetros óptimos. Existen diferentes técnicas para la autosintonía de controladores, es decir, el ajuste automático de sus parámetros. El método más sencillo y práctico es el del *relevador* y es el más comúnmente encontrado en los controladores industriales. Las ventajas del método radican en que se mantiene al proceso en lazo cerrado, no se desvía a la variable significativamente de su punto de operación, es rápido y da resultados relativamente buenos como un ajuste inicial para el controlador. Este método fue propuesto por Aström en [1] y [2] y ha sido estudiado, modificado y mejorado en diferentes investigaciones, como son [3], [4], [5], [9], [15], [25], [29] y [30] entre otras. La técnica consiste en llevar automáticamente al proceso al punto de estabilidad crítica, obtener cierta información (ganancia y período últimos) a partir de la cual se pueden calcular los parámetros de un controlador PID.

En este capítulo se presenta una introducción a los controladores PID y a los métodos de sintonía comúnmente utilizados. Se presenta el principio de operación del método del relevador. Debido a que los métodos para la identificación de procesos de primer orden presentados en la segunda parte de esta tesis dependen de la precisión obtenida en los parámetros últimos continuos del proceso, se presenta una evaluación del desempeño del método a partir de simulaciones realizadas para procesos de diferentes dinámicas, considerando efectos tales como la discretización, la amplitud del relevador, el ruido, entre otros.

2.2 Controladores PID

El controlador de tipo PID es uno de los más utilizados industrialmente, debido a la facilidad de su uso y a su desempeño, relativamente adecuado en la mayoría de los procesos. Este controlador cuenta con tres parámetros, los que deben de ser ajustados o *sintonizados* para lograr el comportamiento deseado, esto es, se debe de ajustar el tipo y la magnitud de la acción que debe enviar el controlador ante determinado error. Un panorama amplio de este tipo de controladores es presentado en [3]. En la Fig. 2-1 se muestra un lazo de control en donde el

bloque G_c es el controlador PID y G_p es el proceso a controlar. Al existir un error (e) en la variable de proceso (y) en relación a la referencia (r) establecida por el usuario, el controlador debe de enviar una señal de control para mantener a la variable en el valor de referencia.

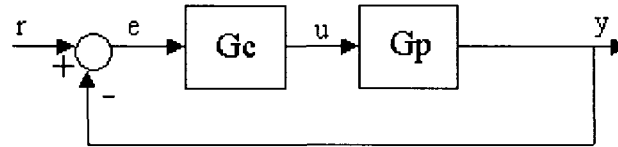


Figura 2-1: Lazo retroalimentado de control

El controlador PID ideal tiene la siguiente estructura:

$$u = K_c \left[e + \frac{1}{T_i} \int edt + T_d \frac{de}{dt} \right] \quad (2.1)$$

o bien en el dominio de Laplace:

$$u = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} + sT_d \right] e$$

donde:

u es la manipulación o acción de control calculada por el controlador,

e es el error definido como:

$$e = r - y \quad (2.2)$$

K_c (acción proporcional), T_i (acción integral) y T_d (acción derivativa) son los tres términos a sintonizar del controlador

En ocasiones, suele modificarse la ecuación de control considerando el comportamiento del término derivativo. Nótese que al existir un cambio de referencia, la derivada del error tiende a infinito y por tanto la salida del controlador tiene un brinco indeseado. Instantes después, la referencia se mantiene constante y por tanto su derivada es cero. En el caso de rechazo a perturbaciones, el término derivativo se ve afectado sólo por el efecto de la variable y , ya que la referencia es mantenida constante. Considerando que $\frac{de}{dt} = \frac{dr}{dt} - \frac{dy}{dt}$ y que el término $\frac{dr}{dt}$ no tiene ningún valor a la acción de control, se suele sustituir el término de la Ec. 2.2 por $e = -y$ únicamente para el término derivativo, a esto se le conoce como un controlador PID con acción derivativa en la salida. Con este cambio, el controlador PID tendrá la siguiente estructura:

$$u = K_c \left[e + \frac{1}{T_i s} e - sT_d y \right] \quad (2.3)$$

Es común encontrar que la medición de la variable de proceso (y) contenga ruido. En este

caso, el término de la acción derivativa no evalúa la magnitud del error sino la velocidad de cambio del mismo. El efecto del ruido se verá reflejado en cambios innecesarios en la acción de control. Por esta razón, se agrega un filtro paso-bajo al controlador en el término derivativo. Esto es:

$$u = K_c \left[e + \frac{1}{T_i s} e - \frac{s T_d y}{1 + T_a s} \right] \quad (2.4)$$

donde T_a es el parámetro ajustable del filtro que típicamente se selecciona como $T_a = 0.1 * T_d$.

Dado que la implementación del controlador es típicamente en el dominio discreto, es necesario encontrar el equivalente del controlador PID de la Ec. 2.3. Una implementación típica en modo velocidad mediante integración trapezoidal y acción derivativa en la salida [22] está dada por:

$$u_k = u_{k-1} + K_c \left[e_k - e_{k-1} + \frac{T}{T_i} e_k - \frac{T_d}{T} (y_k - 2y_{k-1} + y_{k-2}) \right] \quad (2.5)$$

donde T es el tiempo de muestreo. A esta implementación debe agregarse el filtro mencionado anteriormente utilizando algún método de discretización. Un análisis de las posibles discretizaciones del PID y otros controladores se puede encontrar en [13], [18], [28] y en [31].

2.3 Métodos de sintonía de controladores PID

Los principales métodos existentes de sintonía son:

- Prueba y error.
- Ganancia Última
- Criterios Integrales.
- Síntesis de controladores.

A continuación se presenta una breve descripción de cada uno de ellos:

2.3.1 Prueba y error

Muchos controladores son sintonizados de este modo. Contando con el conocimiento del efecto de cada parámetro de los controladores PID, se puede intentar ajustar a prueba y error cada parámetro hasta encontrar un desempeño aceptable. Generalmente, esta tarea puede ser desgastante y los resultados obtenidos normalmente no son los óptimos. Es común que al sintonizar de esta manera, debido a la dificultad de sintonizar el término derivativo, se opte por deshabilitar esta acción.

2.3.2 Ganancia última

El método de Ziegler-Nichols [32] para la sintonización de controladores utiliza información del punto de estabilidad crítica del proceso. El método es aplicado en lazo cerrado, deshabilitando las acciones integral y derivativa del controlador. Se debe de modificar el valor de la ganancia proporcional (K_c) hasta hacer que el proceso oscile con amplitud y período constantes, es decir, hasta que el proceso esté en su límite de estabilidad. La ganancia proporcional que provoca las oscilaciones es llamada ganancia última (K_u) y el período de las oscilaciones es llamado período último (T_u).

A partir de estos valores, se utilizan las fórmulas de sintonía siguientes. Para un controlador tipo PI:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{K_u}{2.2} \\ T_i &= \frac{T_u}{1.2} \end{aligned} \quad (2.6)$$

y para un controlador PID:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{K_u}{1.7} \\ T_i &= \frac{T_u}{2} \\ T_d &= 0.125 * T_u \end{aligned} \quad (2.7)$$

El criterio para el que han sido desarrolladas estas fórmulas es el de obtener una respuesta con una razón de decaimiento de $\frac{1}{4}$ de amplitud. Esto no es precisamente el mejor desempeño posible. Dependerá de las especificaciones y características de cada proceso en particular si se acepta este desempeño. Generalmente, el controlador resulta con una acción de control "agresiva" (de grandes amplitudes, provocando saturaciones y sobretiros) ya que el método garantiza la existencia de sobretiro en la respuesta. Esta prueba demanda tiempo para el operador, dado que el ajuste de la ganancia hasta llegar al límite de estabilidad es prácticamente a prueba y error. Recientemente se han desarrollado diferentes fórmulas para controladores PID con estructuras modificadas [11]. El método del relevador se basa en el mismo principio, con la diferencia de que se elimina la necesidad de hacer las pruebas manualmente, como se verá en la Sección 2.4 .

Existe otro método de Ziegler-Nichols con el mismo criterio de $\frac{1}{4}$ de decaimiento que requiere de un modelo de primer orden con tiempo muerto del proceso.

2.3.3 Criterios integrales

En este caso, el procedimiento de sintonía consiste en aplicar una prueba escalón en lazo abierto al proceso para obtener el modelo de primer orden con tiempo muerto, ya sea por métodos gráficos o computacionales. A partir del modelo obtenido, se pueden utilizar una serie de

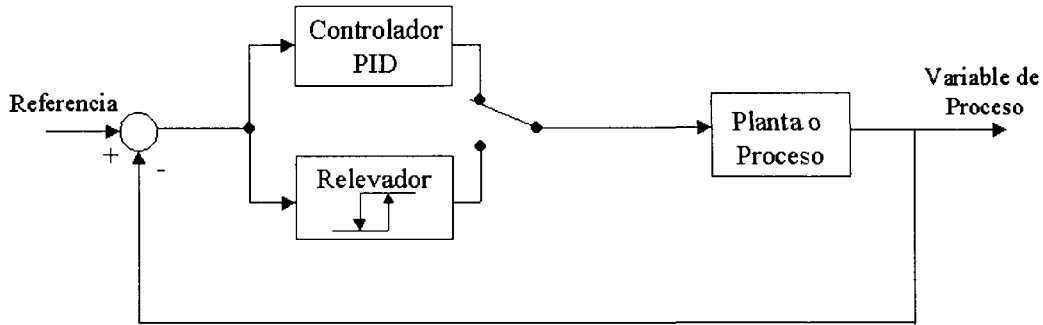


Figura 2-2: Implementación del relevador en lazo de control

fórmulas [14] para la sintonía de acuerdo al tipo de controlador y a la respuesta deseada, ya sea para cambios de referencia o para rechazo de perturbaciones. El criterio para el que han sido desarrolladas las fórmulas es el de minimizar la integral del error absoluto. Puede tratarse de criterios IAE (Integral del Error Absoluto), ITAE (Integral del Error Absoluto Ponderado en el Tiempo), ITSE (Integral del Error Cuadrado Ponderado en el Tiempo). En el Apéndice B se incluyen las fórmulas de sintonía de criterios integrales para controladores PID Ideales (Ec. 2.1).

2.3.4 Síntesis de controladores

Consiste en especificar un comportamiento deseado en lazo cerrado. Por ejemplo, se puede definir un comportamiento de primer orden considerando un valor deseado de constante de tiempo de lazo cerrado. A partir de este comportamiento deseado, se obtienen los parámetros del controlador. De nuevo, se requiere un modelo del proceso para calcular los parámetros del controlador. Existen algunas fórmulas ya desarrolladas para este método[22].

2.4 Principio de operación del relevador

El método del relevador propuesto por Aström en [1] y [2] surge para automatizar el procedimiento de sintonía por ganancia última, esto es, llevar automáticamente al proceso a su límite de estabilidad. En la Fig. 2-2 se muestra el diagrama típico de implementación del relevador.

Este método funciona de la siguiente manera. A solicitud del operador, cuando se aplica la prueba, se substituye el controlador por un relevador. De acuerdo a la Fig. 2-3, se puede observar que el relevador opera de manera semejante a un controlador de tipo ON-OFF. Al inicio, la manipulación en estado estable (u_{ss}) es llevada al valor $u_{ss} + d$, donde d es el valor de

amplitud del relevador. A partir de ese momento, la salida del relevador estará dada como:

$$u = \begin{cases} u_{ss} + d, & \text{si } e > 0 \\ u_{ss} - d, & \text{si } e < 0 \end{cases}$$

Este comportamiento provoca la oscilación del sistema al cambiar la manipulación cada vez que el error cambia de signo. Una respuesta típicamente obtenida por este método para un proceso de primer orden con tiempo muerto se muestra en la Fig. 2-4. En la parte superior de la figura se muestra la salida del proceso $y(t)$, y en la parte inferior la manipulación enviada por el controlador $u(t)$.

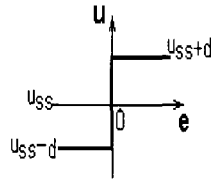


Figura 2-3: Comportamiento del relevador

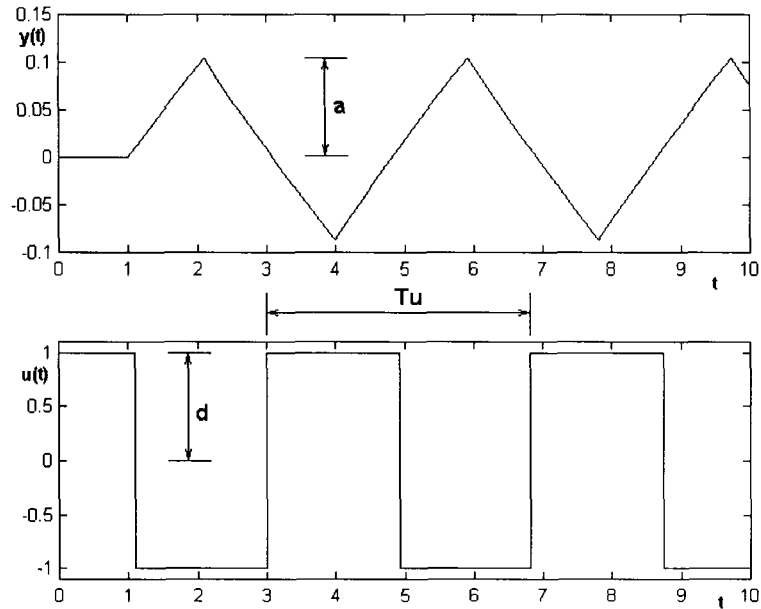


Figura 2-4: Respuesta en el tiempo del relevador (proceso de primer orden con tiempo muerto)

Se puede observar que las señales de entrada y salida están desfasadas 180° entre sí. Los

parámetros importantes que se deben obtener de esta prueba son: el período último (T_u) y la ganancia última (K_u). La ganancia última puede obtenerse a partir de las variaciones pico a pico tanto de la manipulación (d) como de la variable de proceso (a), como se verá en las siguientes secciones.

2.4.1 Análisis por función descriptiva

Uno de los métodos utilizados para el análisis de sistemas no lineales (en el que se convierte el sistema al incluir al relevador dentro del lazo de control) es el método de *función descriptiva*. Un análisis detallado del mismo es presentado en [12] y en [26]. En resumen, la función descriptiva es una extensión del concepto de función de transferencia para sistemas no lineales. En el caso del relevador, denotaremos su función descriptiva por $N(a, \omega)$, tal como se muestra en la Fig. 2-5.

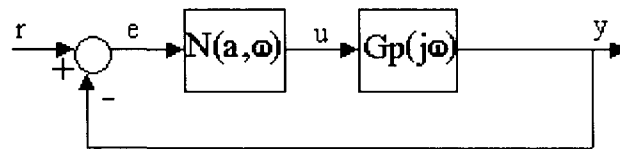


Figura 2-5: Función descriptiva del relevador en un lazo de control

La diferencia entre la función descriptiva y la función de transferencia convencional radica en que la primera depende de la magnitud de la entrada (a), mientras que la segunda es independiente de la misma. El análisis para obtener la función descriptiva del relevador se realiza considerando las siguientes condiciones [26]:

- La función descriptiva aproxima la salida del bloque no lineal como su componente a la frecuencia fundamental. El resto de las componentes es despreciado.
- Se hace uso de la expansión en series de Fourier para el análisis en dicha frecuencia fundamental.
- Se considera para el análisis una señal senoidal como entrada.
- Sólo debe existir un elemento no lineal en el lazo.
- La no linealidad debe de ser una función con simetría impar.
- La función descriptiva $N(a, \omega)$ será una función de la magnitud de la entrada así como de la frecuencia. Sin embargo, si se trata de una no linealidad de valor sencillo (single-valued) como el relevador [8], la función no depende de la frecuencia y puede ser expresada como $N(a)$.

- A partir de la función descriptiva, el análisis en diagramas de Nyquist para sistemas lineales puede ser extendido al caso no lineal para determinar la información de respuesta a la frecuencia del sistema.

Para realizar el análisis del relevador, es necesario hacer la expansión en series de Fourier de la siguiente manera. Considérese el pulso de entrada del relevador tal como se muestra en la Fig. 2-4. Nótese que la entrada del relevador es $e(t)$ y su salida es $u(t)$. Al realizar la expansión en series de Fourier de $u(t)$, considerando que se trata de una señal periódica de período T , se obtiene como:

$$u(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega_o t + b_k \sin k\omega_o t) \quad (2.8)$$

donde:

$$\omega_o = \frac{2\pi}{T}$$

Eligiendo el origen de tiempo en una de las transiciones, la función es impar y por lo tanto:

$$a_k = 0, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

y

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(k\omega_o t) dt, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

Se debe de realizar el análisis para obtener la primer armónica, esto es, el valor del coeficiente b_1 . Para la evaluación de las integrales se puede elegir arbitrariamente el origen de tiempo. Si se selecciona el origen como un punto de transición positiva, se tiene que la salida del relevador está dada por:

$$u(t) = \left\{ \begin{array}{l} d, \quad 0 < t < \frac{T}{2} \\ -d, \quad \frac{T}{2} < t < T \end{array} \right\}$$

y por tanto

$$b_1 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} d \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt - \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T d \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt$$

Resolviendo, se tendrá:

$$b_1 = -d \cos\left[\frac{2\pi t}{T}\right]_0^{\frac{T}{2}} + d \cos\left[\frac{2\pi t}{T}\right]_{\frac{T}{2}}^T$$

$$b_1 = \frac{4d}{\pi}$$

Esta es la componente de la primer armónica de la salida del relevador $u(t)$. Entonces, la señal puede expresarse a partir de la Ec. 2.8 y considerando sólo el término b_1 como:

$$u(t) = \frac{4d}{\pi} \sin(\omega_o t) \quad (2.10)$$

Si asumimos que la salida del proceso $y(t)$ es aproximadamente senoidal con una magnitud de a y un desfase de $-\pi$ (180°), la salida puede ser expresada como:

$$y(t) = -a \sin(\omega_o t)$$

Por tanto, la relación salida-entrada del proceso será:

$$|G_p(j\omega)| = \frac{y}{u} = \frac{a \sin(\omega_o t)}{\frac{4d}{\pi} \sin(\omega_o t)} = -\frac{\pi a}{4d}$$

La ecuación característica del sistema es:

$$1 + N(a)G_p(j\omega) = 0$$

y por consiguiente la función descriptiva del relevador está dada por:

$$N(a) = -\frac{1}{G_p(j\omega)} = \frac{4d}{\pi a}$$

La ganancia última es equivalente a sustituir $N(a)$ por un término K_u en la ecuación característica, esto es $1 + K_u G_p(j\omega)$. Por lo tanto, la ganancia última puede obtenerse como

$$K_u = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.11)$$

donde a es la máxima desviación de la señal de salida y d la de la entrada.

Al aplicar la prueba, es necesario medir únicamente los tiempos de disparo del relevador para estimar el período último (T_u) y los valores de a y d para calcular K_u de la Ec. 2.11. Para propósitos de las siguientes secciones, a la frecuencia fundamental ω_o se le llamará *frecuencia última* ($\omega_u = \frac{2\pi}{T_u}$).

2.4.2 Análisis en diagramas de Nyquist

Los diagramas de Nyquist son representaciones gráficas de la magnitud y la fase de la respuesta a la frecuencia de la función de transferencia $G(j\omega)$ de lazo abierto, para cada valor de ω . Esto es, se trata de una representación compacta de la información típicamente presentada en diagramas de Bode [21]. Cada punto de la gráfica representa el extremo del vector $|G(j\omega)| \angle G(j\omega)$, donde $|G(j\omega)|$ representa la magnitud y $\angle G(j\omega)$ la fase de la respuesta en frecuencia para cada valor desde $\omega = 0$ hasta $\omega = \infty$. Para un tratamiento más extenso de los diagramas de Nyquist, pueden consultarse las referencias [21] y [12].

Por ejemplo, para un proceso de primer orden con tiempo muerto:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (2.12)$$

el diagrama de Nyquist tiene la forma que se muestra en la Fig. 2-6. Nótese que el efecto de espiral en el origen de la gráfica es debido al tiempo muerto L del sistema.

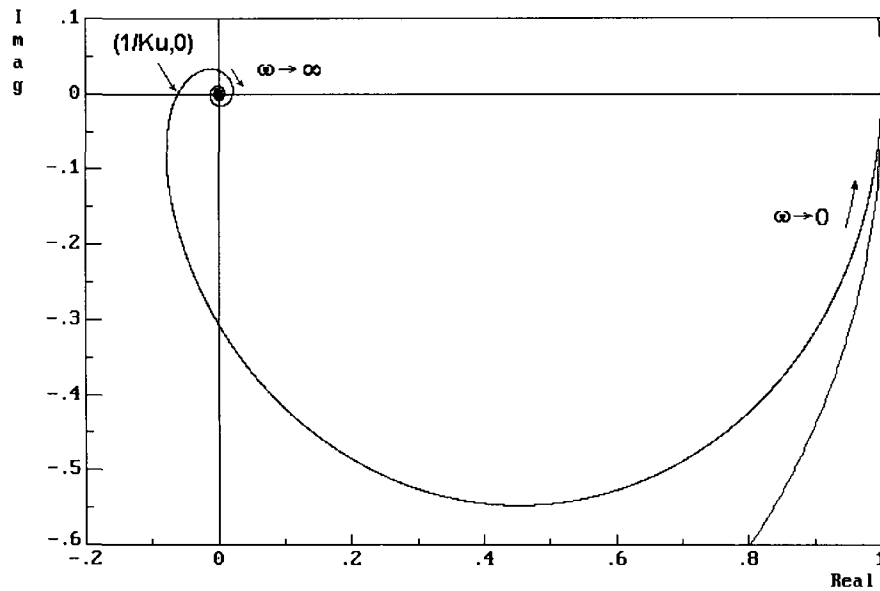


Figura 2-6: Función descriptiva de proceso de primer orden con tiempo muerto

El relevador identifica un punto en la frecuencia última ω_u como se muestra en la Fig. 2-6. Considerando la ecuación característica del proceso

$$1 + G(j\omega_u)K_u = 0$$

se tendrá que

$$G(j\omega_u) = -\frac{1}{K_u}$$

Por tanto, a la frecuencia última, la magnitud es igual a:

$$|G(j\omega_u)| = \frac{1}{K_u} \quad (2.13)$$

y la fase es:

$$\angle G(j\omega_u) = -\pi \quad (2.14)$$

2.5 Método básico del relevador para autosintonía

2.5.1 Procesos sin ruido

Considerando que la señal del proceso no tenga ruido, o bien se agregue un filtro para eliminarlo, el procedimiento a seguir para la autosintonía del controlador es el presentado a continuación. A partir de la prueba del relevador, se obtiene el período último (T_u) y la ganancia última (K_u) (Ec. 2.11). Los parámetros de sintonía pueden calcularse mediante las fórmulas para sintonización de Ziegler-Nichols (Ec. 2.6 y 2.7). Como ya se ha mencionado, el desempeño obtenido mediante dichas fórmulas sólo garantiza un criterio de cuarto de decaimiento en la respuesta, lo que puede no ser suficiente para procesos en donde se deseen respuestas más suaves. Sin embargo, los parámetros encontrados sirven como punto de partida para ajustes finos posteriores o sistemas de adaptación de parámetros.

2.5.2 Procesos con ruido

Debido a que es posible que exista ruido en la señal de la variable de proceso, las variaciones de la señal pueden indicar cruces por cero sin que realmente existan. Esto dispararía erróneamente al relevador, alterando el funcionamiento deseado del mismo y por consecuencia los resultados obtenidos de la prueba. En la Fig. 2-7 se observa un relevador disparado varias veces debido a las variaciones de ruido presentes (obsérvese por ejemplo, los disparos indeseados en $t = 0.5$ y $t = 1.3$).

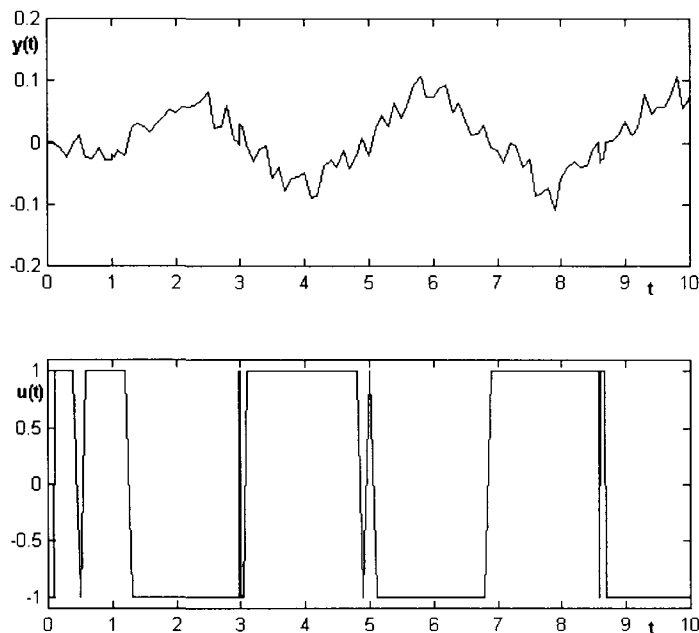


Figura 2-7: Relevador en procesos con ruido

Una solución para este problema es utilizar un relevador con histéresis, también sugerido por Aström [1] como se muestra en la Fig. 2-8.

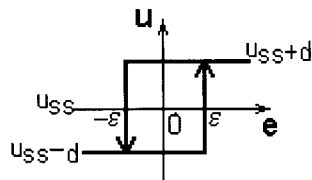


Figura 2-8: Relevador con histéresis

Al agregar la histéresis, el disparo del relevador ya no será en el cruce por cero, sino que ahora la salida del relevador estará dada por:

$$u = \begin{cases} u_{ss} + d, & \text{si } e > \varepsilon \\ u_{ss} - d, & \text{si } e < -\varepsilon \end{cases}$$

En la Fig. 2-9 se muestra la respuesta típica de un proceso de primer orden con tiempo muerto ante un relevador con histéresis. Observe como la manipulación cambia sólo después de cruzar por el valor de la histéresis. La histéresis protegerá contra el disparo en condiciones donde el proceso incluya ruido.

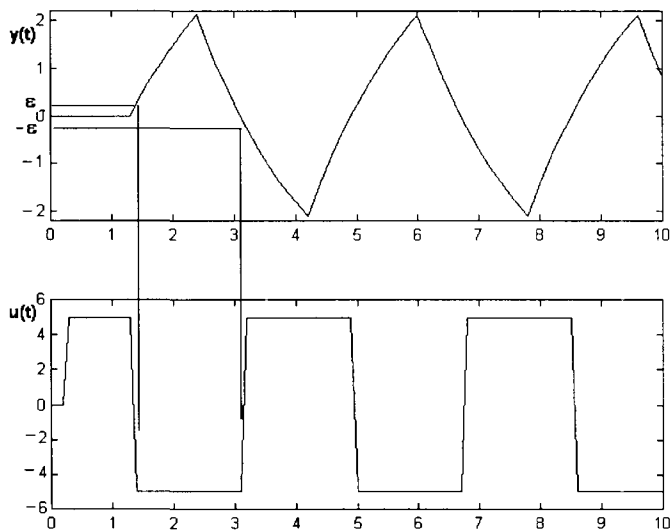


Figura 2-9: Respuesta en el tiempo de un relevador con histéresis

La histéresis es definida por lo general de acuerdo a la magnitud del ruido del proceso. Para

seleccionar este valor, se incluye en el algoritmo del relevador un período inicial para medir la máxima variación de la señal debida al ruido. De acuerdo a este valor de ruido máximo leído, la histéresis es calculada normalmente como el doble del ruido máximo observado. Una alternativa es usar un valor de histéresis mínima ε_{\min} definido por el usuario.

Obsérvese que al agregar histéresis, la entrada y la salida ya no están desfasadas exactamente un ángulo de $-\pi$, por lo cual la frecuencia obtenida ya no será la última, sino una frecuencia diferente a la que llamaremos ω_ϕ . Este punto corresponde a un ángulo de desfasamiento igual a

$$\angle G(j\omega_\phi) = -\pi + \phi \quad (2.15)$$

Por lo tanto, el punto del diagrama de Nyquist ya no coincide con $(-1/K_u, 0)$. Para obtener este punto, se debe repetir el análisis en función descriptiva y obtener una nueva expresión. De acuerdo a la referencia [1], se tiene que la respuesta a la frecuencia ω_ϕ es:

$$G(j\omega_\phi) = \frac{-\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi\varepsilon}{4d} \quad (2.16)$$

como se observa en la Fig. 2-10.

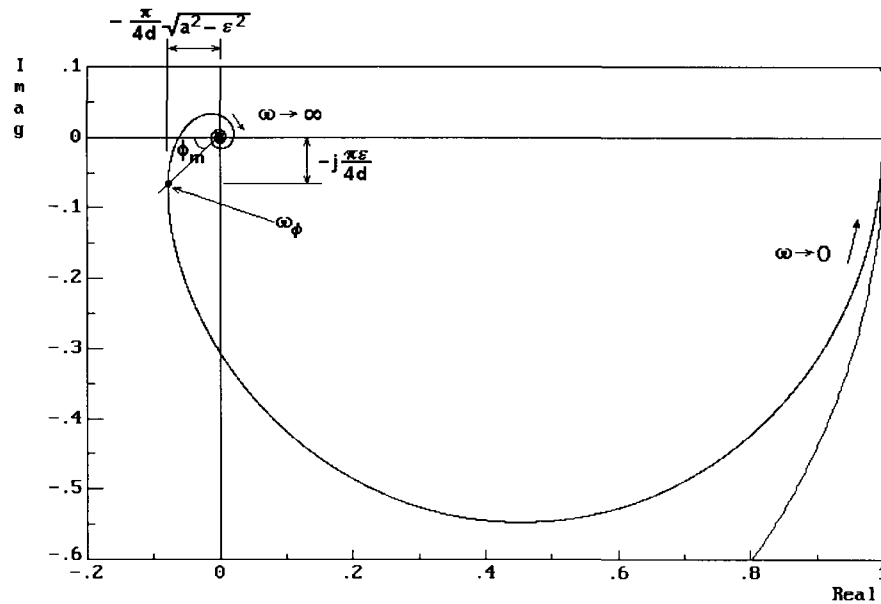


Figura 2-10: Punto localizado por relevador con histéresis

Si la histéresis es pequeña, el ángulo ϕ_m es pequeño y es posible seguir aproximando la ganancia última mediante la Ec. 2.11 y considerar que el período último es el correcto. Si se desea mayor precisión en los resultados, debe considerarse que es posible determinar el ángulo de desfasamiento total (igual a $-\pi + \phi_m$) como se muestra en la Fig. 2-10. Este ángulo puede

obtenerse a partir de la Ec. 2.16. Esto es:

$$\phi_m = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{\pi \varepsilon}{4d}}{\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{\varepsilon}{\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \right] \quad (2.17)$$

o bien por relación trigonométrica:

$$\phi_m = \text{Sen}^{-1} \left(\frac{\varepsilon}{a} \right) \quad (2.18)$$

La magnitud obtenida ya no corresponde a la ganancia última, sino al valor de la ganancia a la frecuencia ω_ϕ . A esta ganancia la llamaremos en adelante K_ϕ para indicar que se trata de un valor diferente a K_u . Para el caso de autosintonía, deben de desarrollarse fórmulas nuevas, semejantes a las de Ziegler-Nichols considerando el nuevo punto en la frecuencia.

2.5.3 Uso de la primera armónica para mejorar la exactitud de la ganancia última

Al desarrollar la Ec. 2.11 para determinar la ganancia última, se asumió que la respuesta era aproximada a una senoidal. Sin embargo, como puede apreciarse en las Fig. 2-4 y 2-9, esto no es totalmente cierto. Es posible mejorar la estimación de la ganancia última como se menciona en [10] calculando el valor de la primera armónica de la salida de acuerdo a la expansión en Series de Fourier, en lugar de considerar el valor de a como la variación de la salida .

Para el caso de histéresis $\varepsilon = 0$, la función es impar y por tanto la magnitud de la armónica fundamental está dada por:

$$a = \frac{2}{T_u} \int_0^{T_u} y(t) \text{Sen} \frac{2\pi t}{T_u} \quad (2.19)$$

Para el caso de histéresis $\varepsilon > 0$, la función no es impar y la magnitud de la primera armónica está definida como:

$$a = \sqrt{(a_1)^2 + (b_1)^2}$$

donde:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{T_u} \int_0^{T_u} y(t) \text{Cos} \frac{2\pi t}{T_u} \\ b_1 &= \frac{2}{T_u} \int_0^{T_u} y(t) \text{Sen} \frac{2\pi t}{T_u} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Para la implementación computacional de esta integral es posible evaluar a durante n ciclos del relevador y obtener un promedio. Nótese que la evaluación de la integral debe de hacerse fuera de línea después de la prueba, debido a que se requiere conocer el valor de T_u .

2.5.4 Algoritmo general del método del relevador

Al aplicar la prueba del relevador, el funcionamiento del sistema es el siguiente:

1. *Planeación de la Prueba.* Se deben de seleccionar los parámetros del relevador: tiempo de muestreo, número de pulsos, amplitud, tiempo de medición de ruido, etc. Estos parámetros y su efecto se discuten en secciones posteriores.
2. *Período de Estabilización.* Debe de asegurarse que el proceso se encuentre estable. Esto puede hacerse manualmente por el usuario y esperar a que no existan variaciones en la salida. Se debe destacar que en la práctica esta condición no siempre se cumple, ya sea debido a que la dinámica del proceso no permita asegurar que el proceso ya esté totalmente estable o a que el operador no espere lo suficiente a que la variable de proceso se haya estabilizado completamente.
3. *Período de Medición de Ruido.* En esta etapa, se mantiene al proceso sin cambios para determinar la magnitud de las desviaciones en el proceso debidas al ruido. Esto permite seleccionar el valor de histéresis de acuerdo a la magnitud del ruido.
4. *Inicio de la Prueba.* Se envía un pulso inicial al proceso. Se tiene un período de espera a que las oscilaciones se vuelvan regulares (de período aproximadamente uniforme) durante el cual no se toma información. Este período puede ser definido como una oscilación completa del relevador. Note por ejemplo en la Fig. 2-9 que el primer pulso no tiene la misma duración que el resto de los pulsos.
5. *Medición de parámetros.* Una vez con el relevador activado y las oscilaciones uniformes, se mide la máxima desviación en la salida (a) y los tiempos de disparo del relevador. Si se desea utilizar la primera armónica para una mayor precisión, debe de registrarse toda la respuesta para su evaluación posterior a la prueba. Esto, debido a que la integral requiere de conocer el valor de la frecuencia de oscilación, de acuerdo a las Ec. 2.19 y 2.20.
6. *Cálculo de K_u y T_u .* A partir de los tiempos de disparo del relevador, se determina el período último de las oscilaciones. La ganancia última es evaluada ya sea directamente a partir de la Ec. 2.11 o bien evaluando la primer armónica a partir del registro de la salida, como se indicó en la Sección 2.5.3.
7. *Sintonización del Controlador.* Una vez con los parámetros K_u y T_u se aplican las fórmulas de sintonía correspondientes (Ec. 2.6 y 2.7).
8. *Fin de Prueba.* El controlador es reestablecido a modo automático con los nuevos parámetros del PID, considerando la referencia igual al valor de la variable de proceso con que se inició la prueba. Alternativamente, puede considerarse únicamente presentar al operador los parámetros calculados para que este decida si transferirlos o no al controlador.

2.5.5 Parámetros del relevador

En resumen, los parámetros que debe definir el usuario al aplicar la prueba del relevador son:

- *Tiempo de Muestreo*. Este es un punto importante, ya que al aplicar la prueba los valores obtenidos serán influenciados por el tiempo de muestreo. La resolución de los parámetros obtenidos, tanto del período último como de las variaciones detectadas, se ve afectada de acuerdo al valor del tiempo de muestreo. En la Sección 2.6.5 se comenta más sobre este parámetro.
- *Tiempo de Medición de Ruido*. En este lapso de tiempo se miden las variaciones para determinar la histéresis (ε) necesaria. Adicionalmente, se puede preestablecer un valor de histéresis mínima ε_{\min} definido por el usuario.
- *Amplitud del Relevador (d)*. Debe definirse de manera que la variación del proceso sea significativa, sin que desvíe demasiado a la variable de proceso de su punto inicial. Se debe de considerar la relación señal a ruido para asegurar que se tengan lecturas significativas.
- *Número de Pulsos Irregulares*. Al inicio de la prueba, las oscilaciones no son regulares, por tanto es necesario definir cuantos períodos serán descartados. Normalmente, es suficiente eliminar el primer pulso para la adquisición de información significativa.
- *Número de Pulsos Aplicados*. Generalmente es suficiente con 3 o 4 pulsos. Los valores de período último y de variación a son promediados por el número de pulsos aplicados. Si se utiliza la primer armónica, la integración debe realizarse para cada período de oscilacion y promediarse. La duración de la prueba estará dada en función del período último del proceso y del número de pulsos aplicados.

2.6 Evaluación de la identificación de parámetros últimos

2.6.1 Casos de estudio

En adelante, se considerarán los siguientes casos de estudio para la evaluación de los métodos descritos en esta tesis:

$$\begin{aligned}G_{0.5} &= \frac{1}{2s + 1} e^{-s} \\G_{0.25} &= \frac{1}{4s + 1} e^{-s} \\G_{0.1} &= \frac{1}{10s + 1} e^{-s} \\G_{0.05} &= \frac{1}{20s + 1} e^{-s} \\G_{0.02} &= \frac{1}{50s + 1} e^{-s} \\G_{0.01} &= \frac{1}{100s + 1} e^{-s}\end{aligned}$$

Nótese que el subíndice de cada proceso indica el valor de la relación de tiempo muerto contra constante de tiempo L/τ . Este valor indica el tipo de dinámica del proceso, se han seleccionado estos valores para evaluar el desempeño ante diversas dinámicas.

Cuando se considere necesario, se analizará el desempeño para el caso de procesos de segundo orden definidos como:

$$G_{10} = \frac{1}{(10s + 1)(s + 1)} e^{-s}$$

$$G_{20} = \frac{1}{(20s + 1)(s + 1)} e^{-s}$$

En este caso, el subíndice indica el valor de la constante de tiempo dominante del proceso [21].

Los procesos son simulados usando discretización con retenedor de orden cero [20] y $T_s = 0.1$ seg. Esto es:

$$G_{0.5} = z^{-10} \frac{0.04877058z^{-1}}{1 - 0.9512295z^{-1}}$$

$$G_{0.25} = z^{-10} \frac{0.02469009z^{-1}}{1 - 0.9753099z^{-1}}$$

$$G_{0.1} = z^{-10} \frac{0.009950167z^{-1}}{1 - 0.9900498z^{-1}}$$

$$G_{0.05} = z^{-10} \frac{0.004987521z^{-1}}{1 - 0.9950125z^{-1}}$$

$$G_{0.02} = z^{-10} \frac{0.001998001z^{-1}}{1 - 0.998002z^{-1}}$$

$$G_{0.01} = z^{-10} \frac{0.0009995002z^{-1}}{1 - 0.9990005z^{-1}}$$

y para los procesos de segundo orden:

$$G_{10} = z^{-10} \frac{0.0004821201z^{-1} + 0.0004647635}{1 - 1.894887z^{-1} + 0.895834z^{-2}}$$

$$G_{20} = z^{-10} \frac{0.0002414649z^{-1} + 0.0002331604}{1 - 1.89985z^{-1} + 0.9003245z^{-2}}$$

Las Fig. 2-11, 2-12 y 2-13 muestran aplicaciones del relevador en simulación para tres de los casos de estudio. Nótese la diferencia entre las características en dinámica de los procesos, especialmente en cuanto a la máxima desviación de la salida. Las escalas son las mismas en los tres casos, el eje vertical es porcentaje y el eje horizontal tiene 2.5 segundos por división.

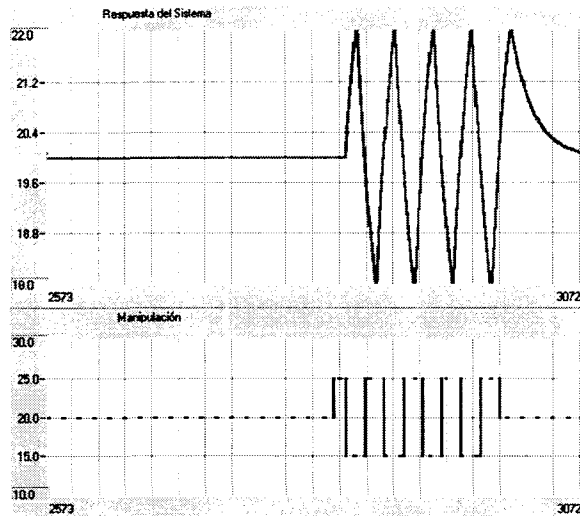


Figura 2-11: Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con histéresis $\varepsilon = 0$

2.6.2 Factores a analizar en la evaluación

En los capítulos siguientes se observará que en algunos casos, para utilizar el método del relevador en la identificación de procesos de primer orden, los resultados dependen directamente de la precisión de los parámetros últimos obtenidos. Debido a que se busca la identificación de un modelo continuo, los parámetros últimos utilizados para la obtención del modelo deben de ser valores cercanos a los parámetros continuos. Por esta razón, a continuación se presenta una evaluación de la precisión en la identificación de los parámetros últimos considerando los siguientes factores:

- Efecto de la discretización
- Efecto del tiempo de muestreo
- Efecto de usar la primera armónica
- Efecto del ruido
- Efecto de no estabilización inicial y perturbaciones
- Desempeño de acuerdo al tipo de dinámica del proceso (de acuerdo al parámetro L/τ)
- Desempeño ante procesos de segundo orden

2.6.3 Efecto de la discretización en los parámetros últimos

El desarrollo del método ha sido en todo momento realizado en el dominio continuo. Sin embargo, debido a que la implementación de los métodos es de naturaleza digital, ya sea a través de microprocesadores o computadoras, debe de considerarse el efecto de la discretización.

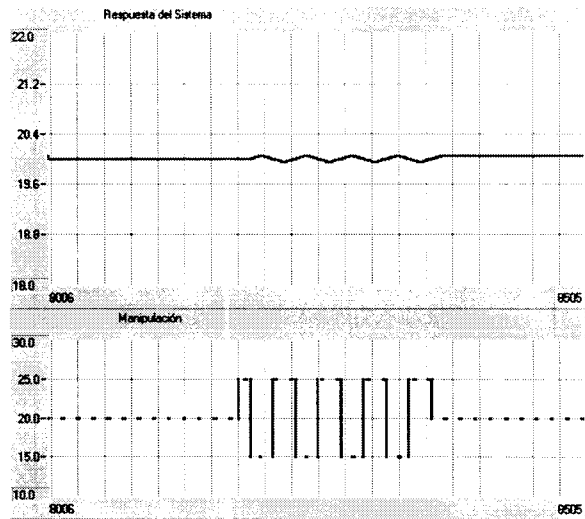


Figura 2-12: Prueba de relevador para $G_{0.1}$ con histéresis $\varepsilon = 0$

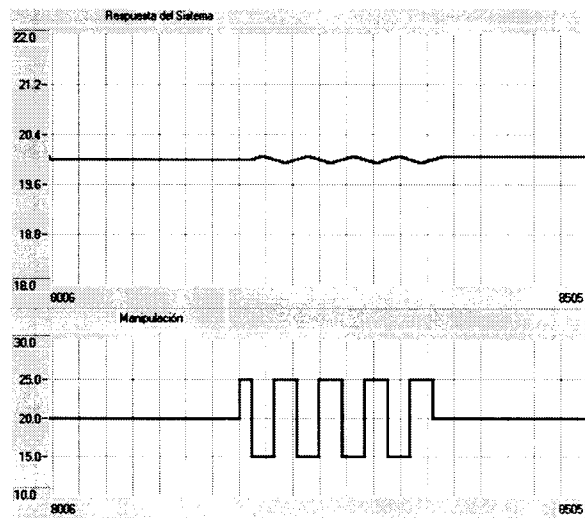


Figura 2-13: Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon = 0$

Para cada uno de los casos de estudio se pueden calcular teóricamente los parámetros últimos del modelo continuo y los del modelo discretizado con un $T_s = 0.1$ seg y con un $T_s = 0.5$ seg. Esto se puede observar en la Tabla 2.1. En adelante, los parámetros últimos continuos son indicados como K_{uc} y T_{uc} y los digitales directamente como K_u y T_u . Obsérvese la diferencia entre los valores continuos y los discretos, así como el efecto del tiempo de muestreo.

La diferencia de los parámetros debida a la discretización es significativa. Esto, debido a que en los capítulos posteriores se analizarán métodos de identificación que utilizan como información los parámetros últimos. Estos métodos asumen que los parámetros últimos identificados son los continuos. Sin embargo, el método del relevador, al ser implementado digitalmente identificará los parámetros últimos digitales y no los continuos.

	Continuo		Discreto $T_s = 0.1$		Discreto $T_s = 0.5$	
Proc	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u	K_u	T_u
$G_{0.5}$	3.807	3.421	3.653	3.572	3.091	4.185
$G_{0.25}$	6.934	3.663	6.627	3.832	5.547	4.511
$G_{0.1}$	16.350	3.849	15.587	4.035	12.953	4.777
$G_{0.05}$	32.056	3.922	30.536	4.114	25.309	4.884
$G_{0.02}$	79.181	3.968	75.360	4.165	62.389	4.952
$G_{0.01}$	157.703	3.984	150.06	4.183	124.197	4.976

Tabla 2.1: Parámetros últimos de los casos de estudio

En la Tabla 2.2 se muestra el error porcentual entre los parámetros digitales y los continuos. Nótese que el error aumenta a medida que la relación L/τ disminuye. Evidentemente, el error aumenta también al aumentar el tiempo de muestreo. Este error es significativo para los métodos de identificación que se analizarán en capítulos posteriores.

	$T_s = 0.1$		$T_s = 0.5$	
Proc	%e K_u	%e T_u	%e K_u	%e T_u
$G_{0.5}$	-4.045	4.414	-18.807	22.333
$G_{0.25}$	-4.427	4.614	-20.003	23.150
$G_{0.1}$	-4.667	4.832	-20.777	24.110
$G_{0.05}$	-4.742	4.895	-21.048	24.528
$G_{0.02}$	-4.826	4.965	-21.207	24.798
$G_{0.01}$	-4.846	4.995	-21.246	24.899

Tabla 2.2: Error en parámetros últimos digitales respecto a los continuos

2.6.4 Efecto de usar la primera armónica

En las Tablas 2.3 y 2.4 se muestran los parámetros identificados por el relevador con y sin el uso de la primera armónica (en adelante, se usará la nomenclatura C.A. y S.A para hacer referencia a los casos con armónica y sin armónica respectivamente) considerando valores de histéreis de $\varepsilon_{\min} = 0$ y con $\varepsilon_{\min} = 0.2$ respectivamente y con un $T_s = 0.1$ seg. En cada tabla se incluyen los valores teóricos para su comparación. Por simplicidad, los parámetros últimos identificados en las pruebas con histéresis son también llamados K_u y T_u aunque se sabe que no serán exactamente los valores últimos.

Proc	Valores Teóricos				Valores Experimentales			
	Continuos		Discretos		S.A. $\varepsilon_{\min} = 0$		C.A. $\varepsilon_{\min} = 0$	
	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
$G_{0.5}$	3.807	3.421	3.653	3.572	3.017	3.60	3.621	3.60
$G_{0.25}$	6.934	3.663	6.627	3.832	5.445	3.80	7.534	3.80
$G_{0.1}$	16.350	3.849	15.587	4.032	12.738	4.00	15.625	4.00
$G_{0.05}$	32.056	3.922	30.536	4.114	28.192	4.00	34.915	4.00
$G_{0.02}$	79.181	3.968	75.360	4.165	64.740	4.20	87.238	4.20
$G_{0.01}$	157.703	3.984	150.06	4.183	121.25	4.20	174.452	4.20

Tabla 2.3: Parámetros identificados por el relevador sin histéresis

Proc	Valores Teóricos				Valores Experimentales			
	Continuos		Discretos		S.A. $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.A. $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
$G_{0.5}$	3.807	3.421	3.653	3.572	3.017	3.60	3.620	3.60
$G_{0.25}$	6.934	3.663	6.627	3.832	4.956	4.20	6.052	4.20
$G_{0.1}$	16.350	3.849	15.587	4.032	9.153	5.60	11.290	5.60
$G_{0.05}$	32.056	3.922	30.536	4.114	14.177	7.20	17.552	7.20
$G_{0.02}$	79.181	3.968	75.360	4.165	21.243	12.00	26.350	12.00
$G_{0.01}$	157.703	3.984	150.06	4.183	25.491	20.00	31.482	20.00

Tabla 2.4: Parámetros identificados por el relevador con histéresis

Como era de esperarse, los parámetros son distorsionados debido al desfase introducido por la histéresis. Puede observarse una mejora significativa al utilizar la primera armónica en prácticamente todos los casos. Nótese que al usar un tiempo de muestreo de 0.1 seg., la resolución del mismo no permite distinguir correctamente entre los períodos últimos de $G_{0.01}$, $G_{0.02}$, $G_{0.05}$ y $G_{0.1}$, a pesar de tratarse de procesos con dinámicas diferentes. Esto acarrea errores significativos en el cálculo de la ganancia última, tanto por la estimación incorrecta de las desviaciones máximas, como por el error en las frecuencias últimas encontradas.

Los casos con una relación L/τ pequeña son particularmente interesantes debido a la gran diferencia que existe entre los valores obtenidos sin histéresis y los obtenidos al incluir histéresis. Incluir la histéresis permite distinguir a los procesos $G_{0.01}$, $G_{0.02}$, $G_{0.05}$ y $G_{0.1}$, aunque los valores encontrados no son los correctos. Esto será de importancia para la aplicación del método en la identificación automática de procesos de primer orden.

En la Fig. 2-14 se muestra la aplicación del relevador al proceso $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon_{\min} = 0.2$. Puede observarse que la variación del proceso es muy pequeña y que la información obtenida por consecuencia es muy sensible a errores. Se puede comparar esta respuesta con la de la Fig. 2-13 para observar porque la diferencia de parámetros con y sin histéresis es tan significativa, principalmente en el caso del período último encontrado.

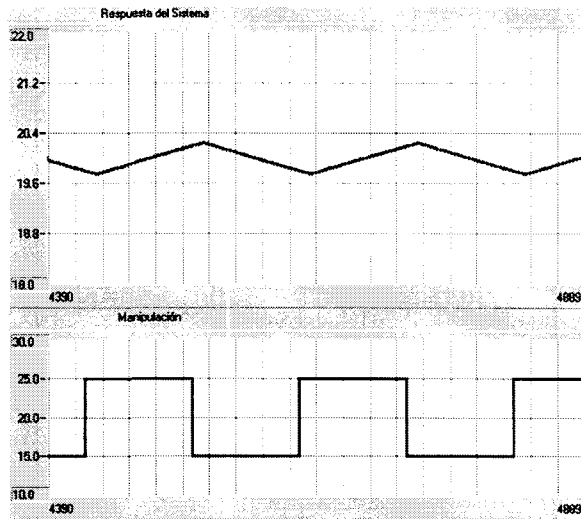


Figura 2-14: Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\varepsilon_{\min} = 0.2$

En las Fig. 2-15 y 2-16 se observa el porcentaje de error en la estimación de los parámetros últimos obtenidos respecto a los parámetros teóricos continuos de acuerdo a la dinámica del proceso. Esto es, el parámetro L/τ de cada proceso se muestra en el eje x y el error respecto a los parámetros continuos se muestra en el eje y . En el caso del período último, sólo es necesario considerar el efecto de la histéresis, ya que la estimación de este parámetro es la misma ya sea calculando o no la primera armónica.

Se puede observar que:

- Existe una mejoría significativa al introducir la primera armónica (líneas punteadas), ya que se reduce el error tanto en la estimación de K_u como de T_u .
- Se observa el error introducido en los parámetros al incluir histéresis, principalmente en el caso de los procesos con relaciones L/τ pequeñas.

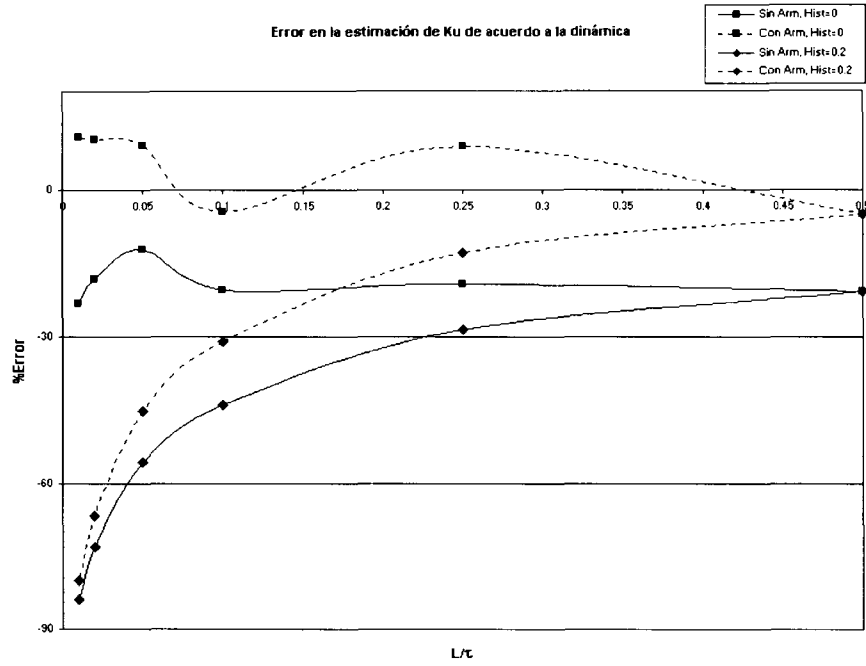


Figura 2-15: Error en la estimación de la ganancia última de acuerdo a la dinámica del proceso

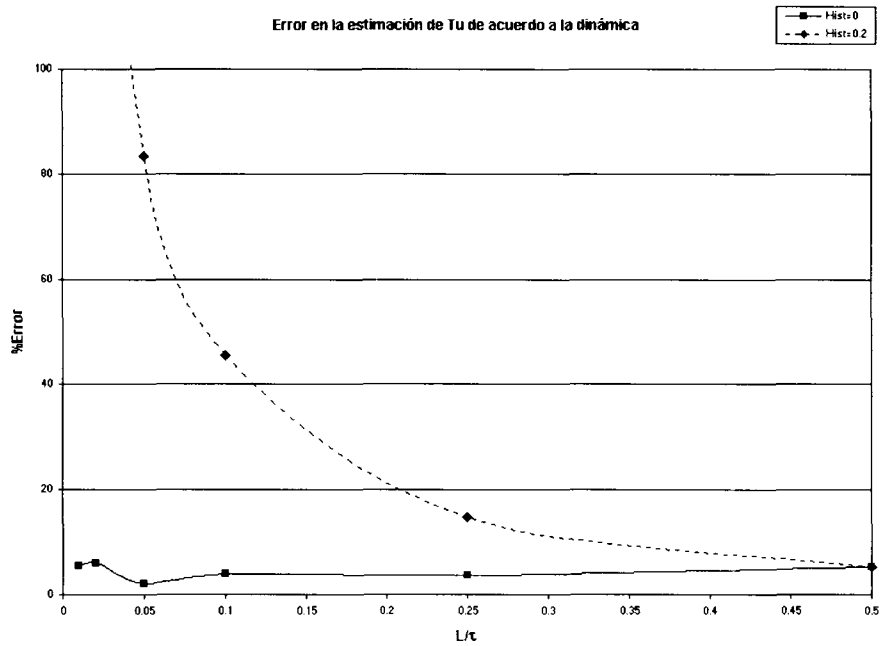


Figura 2-16: Error en la estimación del período último de acuerdo a la dinámica del proceso

- Existe un comportamiento impredecible en los procesos con relaciones L/τ pequeñas (se observan algunas oscilaciones al inicio) debidas a la resolución del tiempo de muestreo. Como ya se ha comentado anteriormente, el método no permite distinguir estos procesos y por consecuencia los resultados obtenidos son incorrectos. Por ejemplo, tomando el caso de $G_{0.01}$, se tiene un valor digital teórico de $T_u = 4.183$. El relevador sin histéresis encontró un valor de $T_u = 4.2$, igual al encontrado para $G_{0.02}$ que tiene un valor teórico digital de $T_u = 4.165$.

2.6.5 Efecto del tiempo de muestreo

Un punto ligado al efecto de la discretización es el efecto del tiempo de muestreo usado durante la aplicación de la prueba. Debido a que la estimación depende de localizar los puntos de máxima variación en el proceso, un error en el valor de dichos puntos acarreará un error en el parámetro de ganancia última. En caso de utilizar el cálculo de la primera armónica, el tiempo de muestreo afecta también a la evaluación numérica de las integrales. Del mismo modo, el período último será afectado en su resolución. Por ejemplo, si se aplica el relevador con un tiempo de muestreo de 1 *seg.* sólo será posible identificar períodos últimos que sean múltiplos de dicho valor.

Evidentemente, a medida que se aumenta el tiempo de muestreo, el error en los parámetros últimos obtenidos respecto a los valores teóricos continuos aumenta. Debe de recordarse que estos resultados no son error del método, sino que efectivamente un proceso al ser muestreado y variar su tiempo de muestreo presenta cambios en sus valores últimos como se indicó en la Sección 2.6.3.

En la Tabla 2.5 se muestra el efecto de variar el tiempo de muestreo en $T = 0.01$, $T = 0.1$, $T = 0.5$ y $T = 1$ para el caso de $G_{0.1}$. Se considera el caso de $\epsilon_{\min} = 0.2$, $d = 5\%$, sin ruido y usando la primera armónica. Se muestran los parámetros estimados y los parámetros del proceso discretizado para cada tiempo de muestreo considerado. Recuérdese que los parámetros continuos del proceso son $K_{uc} = 16.350$ y $T_{uc} = 3.849$.

T_s	Teórico		Experimental	
	K_u	T_u	K_u	T_u
0.01	16.28	3.867	11.89	5.31
0.1	15.59	4.035	11.29	5.60
0.5	12.954	4.777	10.45	6.00
1	10.508	5.705	7.89	8.00

Tabla 2.5: Efecto del tiempo de muestreo en los parámetros últimos

En la Fig. 2-17 se observan los resultados gráficamente. El error mostrado se obtiene tanto en relación con los parámetros últimos continuos como con los discretos para cada tiempo de muestreo en particular.

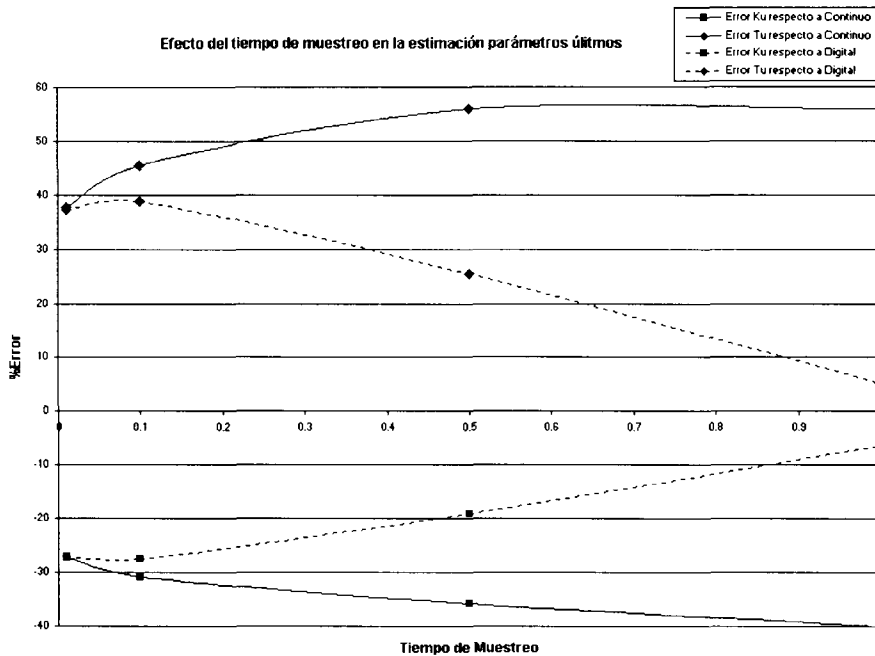


Figura 2-17: Efecto del tiempo de muestreo en la estimación de parámetros últimos de $G_{0.1}$

Nótese que a medida que aumenta el tiempo de muestreo, el error respecto a los parámetros teóricos continuos aumenta. Se debe considerar que la evaluación de la primera armónica es realizada por integración trapezoidal y la precisión en su evaluación también depende del tiempo de muestreo. Se recomienda aplicar la prueba al mínimo tiempo de muestreo posible si se desea que los parámetros estimados coincidan con los parámetros continuos. Una buena medida que se sugiere es permitir que el proceso sea muestreado al menos 10 veces dentro de su período último. Si en alguna aplicación se calcula un valor de período último que no cumple con esta condición, se debe advertir de la escasa confiabilidad de los resultados.

2.6.6 Efecto del ruido en la estimación de parámetros

Aún agregando histéresis al relevador, al existir ruido en la variable de proceso, puede presentarse distorsión en los valores estimados en relación a los que se obtendrían de una señal sin ruido. Esto se presenta debido a que el disparo puede generarse erróneamente en alguna de las variaciones provocadas por el ruido. Se realizaron pruebas para analizar el efecto del ruido, considerando un relevador con $\epsilon_{\min} = 0.2$ y agregando una señal de ruido con distribución uniforme entre -0.1% y $+0.1\%$. Los resultados son los mostrados en las Tablas 2.6 y 2.7. Se incluyen los valores sin ruido obtenidos en secciones anteriores, así como los valores teóricos continuos y digitales para una fácil comparación. Se consideran los casos tanto con y sin el uso de la primera armónica de la salida en los cálculos (C.A. y S.A.).

	Valores Teóricos				Valores Experimentales			
	Continuos		Digitales		S.A.Sin Ruido		S.A.Con Ruido	
Proc	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
$G_{0.5}$	3.807	3.421	3.653	3.572	3.017	3.60	3.011	3.625
$G_{0.25}$	6.934	3.663	6.627	3.832	4.956	4.20	4.967	4.20
$G_{0.1}$	16.350	3.849	15.587	4.035	9.153	5.60	9.280	5.525
$G_{0.05}$	32.056	3.922	30.536	4.114	14.177	7.20	14.166	7.25
$G_{0.02}$	79.181	3.968	75.360	4.165	21.243	12.00	25.179	12.60
$G_{0.01}$	157.703	3.984	150.06	4.183	25.491	20.00	25.307	15.50

Tabla 2.6: Efecto del ruido en la identificación de parámetros sin armónica

	Valores Teóricos				Valores Experimentales			
	Continuos		Digitales		C.A.Sin Ruido		C.A.Con Ruido	
Proc	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
$G_{0.5}$	3.807	3.421	3.653	3.572	3.620	3.60	3.542	3.73
$G_{0.25}$	6.934	3.663	6.627	3.832	6.052	4.20	5.815	4.30
$G_{0.1}$	16.350	3.849	15.587	4.035	11.290	5.60	11.723	5.33
$G_{0.05}$	32.056	3.922	30.536	4.114	17.552	7.20	17.797	7.1
$G_{0.02}$	79.181	3.968	75.360	4.165	26.350	12.00	30.476	10.60
$G_{0.01}$	157.703	3.984	150.06	4.183	31.482	20.00	40.161	15.80

Tabla 2.7: Efecto del ruido en la identificación de parámetros con armónica

Se puede observar el efecto introducido tanto por el ruido como por la histéresis, reflejado en error en la estimación de parámetros. De nueva cuenta, el efecto es más significativo en $G_{0.01}$, debido a la cercana relación entre el ruido y la variación de la salida como se puede observar en la Fig. 2-18. De ser posible, se recomienda agregar un filtro a la señal de la variable de proceso para eliminar este efecto.

2.6.7 Efecto de la amplitud y la histéresis del relevador

Con el objetivo de verificar si la estimación de los parámetros últimos puede ser mejorada para el proceso $G_{0.01}$, se repitió la prueba variando la amplitud y la histéresis del relevador. Se realizaron las pruebas considerando la primera armónica para diferentes valores de histéresis y los resultados se presentan en la Tabla 2.8. Recordemos que los valores teóricos continuos para $G_{0.01}$ son $K_{uc} = 157.703$ y $T_{uc} = 3.984$, mientras que los digitales para $T_s = 0.1$ seg. son $K_u = 150.06$ y $T_u = 4.183$

Es notoria la mejoría en la estimación a medida que se aumenta la amplitud del relevador. En contraparte, la estimación es deteriorada al aumentar la histéresis del relevador. Se debe

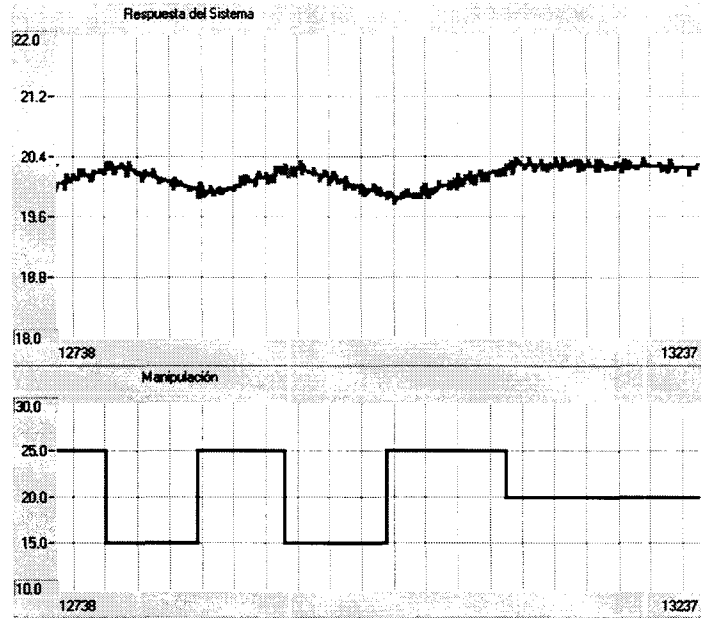


Figura 2-18: Prueba de relevador para $G_{0.01}$ con histéresis $\epsilon_{\min} = 0.2$ y ruido

$G_{0.01}$	<i>Amplitud = 5%</i>		<i>Amplitud = 10%</i>		<i>Amplitud = 15%</i>	
Proceso	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
$\epsilon_{\min} = 0$	174.452	4.2	174.452	4.2	174.452	4.2
$\epsilon_{\min} = 0.2$	31.482	20.0	51.804	12.2	66.950	9.40
$\epsilon_{\min} = 0.4$	17.499	36.0	31.482	20.0	42.692	14.80

$G_{0.01}$	<i>Amplitud = 30%</i>		<i>Amplitud = 45%</i>	
Proceso	K_u	T_u	K_u	T_u
$\epsilon_{\min} = 0$	174.452	4.4	174.452	4.4
$\epsilon_{\min} = 0.2$	92.495	6.8	104.765	6.0
$\epsilon_{\min} = 0.4$	64.950	9.4	82.793	7.6

Tabla 2.8: Efecto de la amplitud y la histéresis en la identificación de parámetros

llegar a un compromiso entre ambos y resulta necesario elegir la histéresis lo más pequeña posible de acuerdo al ruido presente en el proceso. Es importante entonces una selección adecuada de la amplitud del relevador ya que si la variación obtenida no es significativa, la información de los parámetros últimos no será confiable.

Se puede hacer una medición en línea de la máxima variación obtenida en relación con la histéresis del relevador y a partir de este valor sugerir al usuario repetir la prueba con una amplitud mayor y advertirle de el posible error en los parámetros. Se sugiere utilizar la relación ε/a mostrada en la Fig. 2-19 como un medio para determinar qué tan confiables serán los parámetros estimados. Esta relación podría ser medida de manera automática y al siguiente pulso aumentar la amplitud automáticamente para obtener una mayor variación y una mejor estimación de los parámetros últimos.

La relación ε/a puede modificarse de acuerdo a la amplitud del relevador, como se muestra en la Fig. 2-20 para $G_{0.01}$ obteniéndose una relación lineal entre la amplitud del relevador y la relación ε/a . La Fig. 2-21 muestra el efecto de la relación ε/a para $G_{0.01}$ en la estimación de los parámetros últimos. Nótese la mejoría obtenida en la estimación para valores de $\varepsilon/a < 0.5$, así como la tendencia a aumentar el error para valores de ε/a grandes.

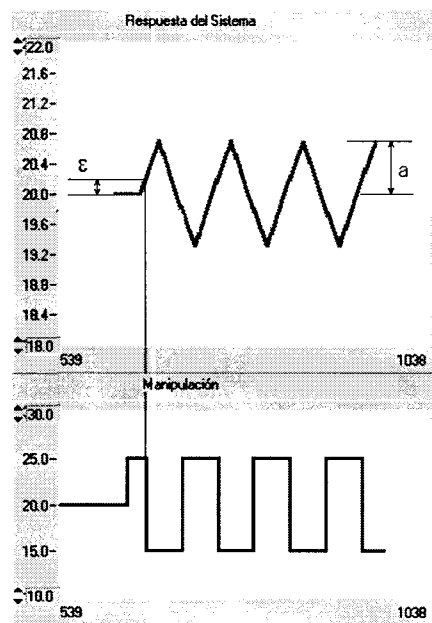


Figura 2-19: Relación ε/a en prueba de relevador

2.6.8 Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial

Es posible que al momento de aplicar la prueba el proceso no se encuentre totalmente estable o bien que durante la prueba el proceso reciba una perturbación. Esto se reflejaría en oscilaciones

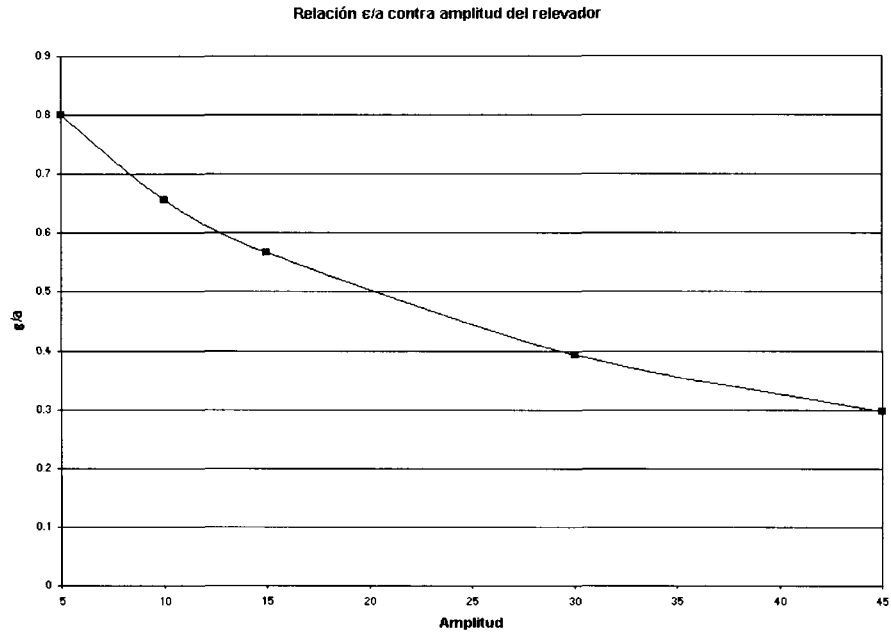


Figura 2-20: Relación ϵ/a contra amplitud del relevador para $G_{0.01}$

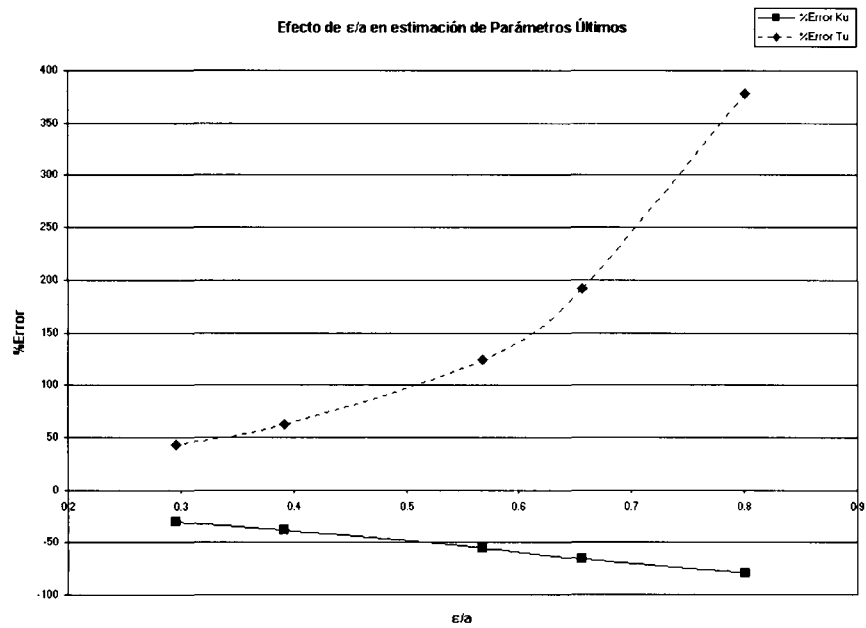


Figura 2-21: Efecto de ϵ/a en la estimación de los parámetros últimos para $G_{0.01}$

con períodos asimétricos. En este caso, las suposiciones bajo las que se desarrolló el método ya no se cumplen.

Se realizaron pruebas para $G_{0.5}$ aplicando una perturbación justo al inicio de la prueba, así como durante la prueba en la mitad de los pulsos para analizar el efecto de las asimetrías en las oscilaciones. La perturbación simulada se consideró con una dinámica más lenta que la del proceso y con magnitudes de 2 y 3%, considerando que la amplitud del relevador es de 5% y que se utiliza la primer armónica para los cálculos.

En la Fig. 2-22 se observa una prueba con una perturbación al inicio del relevador, nótese la asimetría de los períodos en las manipulaciones. En la Fig. 2-23 se muestra la prueba con una perturbación a la mitad de la misma. Recordemos que para $G_{0.5}$ los valores teóricos continuos son $K_u = 3.807$ y $T_u = 3.421$ y los digitales son $K_u = 3.653$ y $T_u = 3.572$. Los resultados se muestran en la Tabla 2.9, que incluye las pruebas realizadas para considerar los efectos conjuntos del ruido y las perturbaciones. En adelante, se usarán las siglas *S.R* y *C.R.* para indicar una prueba sin ruido y con ruido respectivamente.

$G_{0.5}$ Perturbación	S.R., $\epsilon_{\min} = 0$		S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$	
	K_u	T_u	K_u	T_u	K_u	T_u
Al inicio 2%	4.817	3.433	4.186	3.767	4.309	3.700
Al inicio 3%	4.834	3.900	4.211	4.433	4.515	4.033
A la mitad 2%	3.772	3.703	3.782	3.033	3.768	3.703
A la mitad 3%	4.136	3.593	3.947	3.777	3.945	3.850

Tabla 2.9: Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial

2.6.9 Parámetros últimos para procesos de segundo orden

En muchas ocasiones, los procesos industriales tienen una dinámica de mayor orden que puede aproximarse a la de un primer orden con tiempo muerto. Debido a que los métodos de identificación de los capítulos posteriores buscarán encontrar un modelo de primer orden sin importar el orden real del proceso, es importante analizar cual es el efecto de los parámetros últimos de los procesos de alto orden comparándolos con los de sus aproximaciones de primer orden. Para los casos de G_{10} y G_{20} , sus aproximaciones de primer orden pueden ser:

$$\tilde{G}_{10} = \frac{1}{(10s + 1)} e^{-2s}$$

$$\tilde{G}_{20} = \frac{1}{(20s + 1)} e^{-2s}$$

Las Fig. 2-24 y 2-25 muestran los diagramas de Nyquist de los procesos de segundo orden comparados con los de la aproximación de primer orden. Nótese que a pesar de que en el tiempo las respuestas son muy aproximadas, en el dominio de la frecuencia las respuestas son

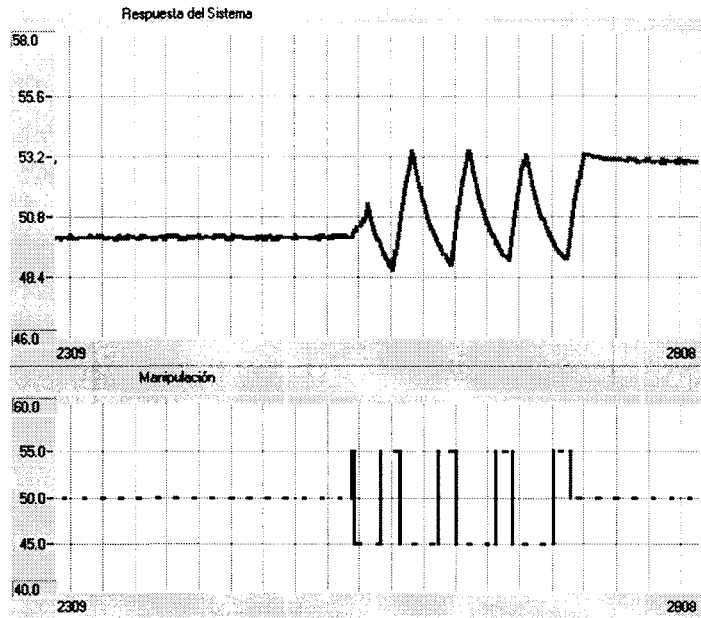


Figura 2-22: Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con proceso no estable (perturbación al inicio)

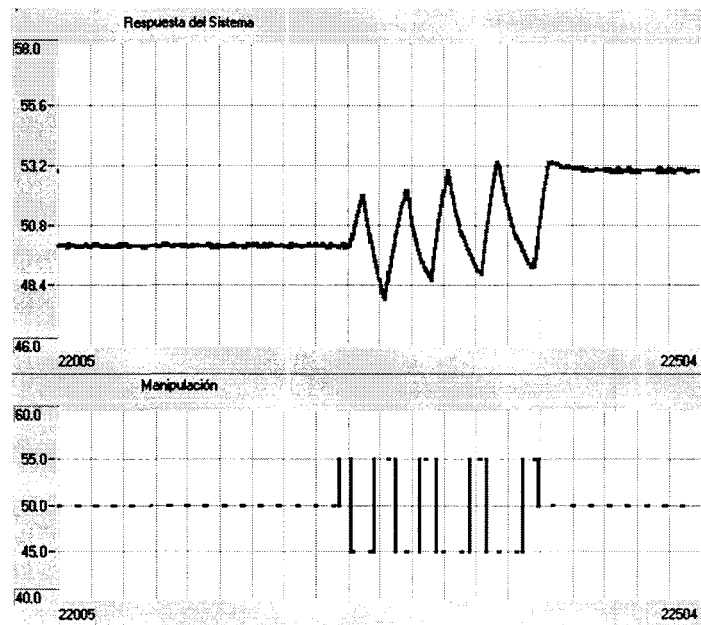


Figura 2-23: Prueba de relevador para $G_{0.5}$ con perturbación a la mitad

Proceso	Continuo		ZOH	
	K_{uc}	T_{uc}	K_u	T_u
G_{10}	12.753	6.763	12.226	6.965
\tilde{G}_{10}	8.509	7.435	8.308	7.616
G_{20}	24.098	7.012	23.071	7.230
\tilde{G}_{20}	16.351	7.699	15.967	7.881

Tabla 2.10: Parámetros últimos para los procesos de segundo orden

significativamente diferentes. Específicamente, en el punto de frecuencia última la diferencia es bastante considerable.

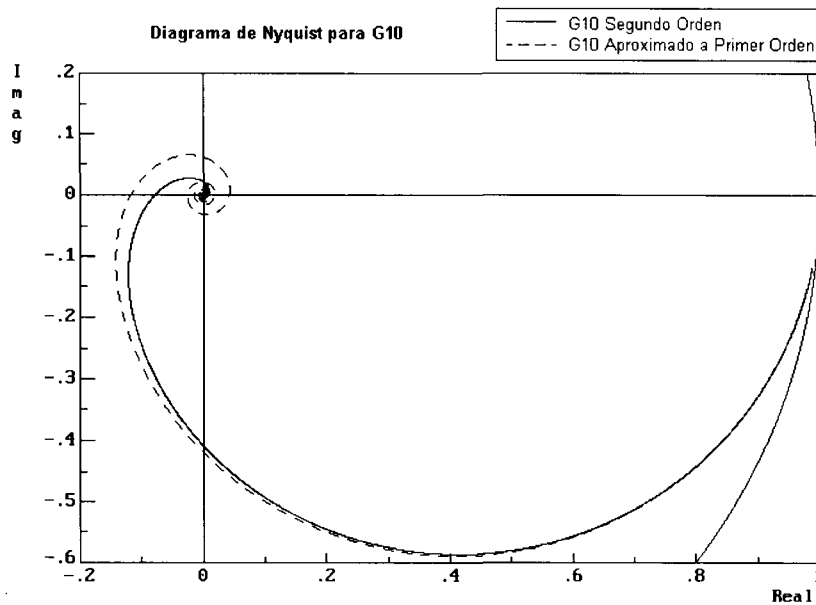


Figura 2-24: Diagrama de Nyquist para G_{10}

En la Tabla 2.10 se muestran los parámetros últimos teóricos de G_{10} , G_{20} y sus aproximaciones a modelos de primer orden con tiempo muerto definidas en la Sección 2.6.1. Se muestran también los parámetros de ambos modelos discretizados. Observe que existen diferencias significativas debidas tanto a las aproximaciones como a la discretización.

La Tabla 2.11 muestra los resultados al aplicar el relevador para G_{10} y G_{20} considerando $T_s = 0.1$ seg, $d = 5\%$ y usando la primer armónica. Puede observarse que los parámetros son más cercanos a los del modelo de segundo orden, esto es, no representan la dinámica del modelo de primer orden aproximado. A pesar de eso, el error introducido por el efecto de la histéresis

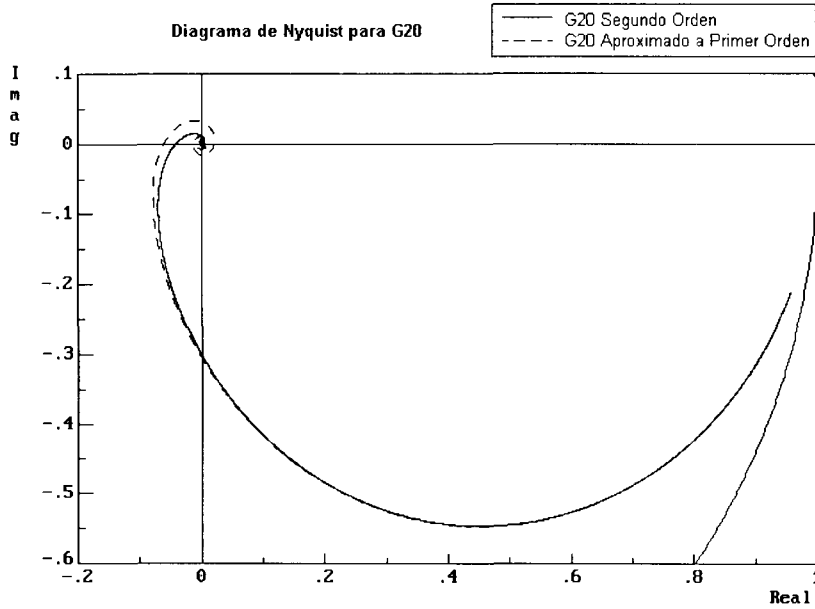


Figura 2-25: Diagrama de Nyquist para G_{20}

compensa este hecho y al utilizarla se encuentran parámetros más cercanos al modelo de primer orden aproximado. En estos casos, el efecto de la discretización no es demasiado significativo.

Proceso	$\varepsilon_{\min} = 0$		$\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	K_u	T_u	K_u	T_u
G_{10}	13.549	6.733	9.236	8.633
G_{20}	24.187	7.267	13.687	10.733

Tabla 2.11: Desempeño de estimación de parámetros para procesos de segundo orden

2.7 Conclusiones

Después de las pruebas realizadas, se puede concluir que:

- A pesar de que todos los métodos de relevador se desarrollaron en el dominio continuo, la implementación de dichos métodos casi por lo general es digital. Se debe de tener en consideración el error que la digitalización introduce debido a:
 - El hecho de que los parámetros últimos son distintos para el proceso continuo y el digital. El relevador identifica los parámetros digitales.

- La resolución en la medición del período último y por consecuencia de la desviación máxima en la salida debido al tiempo de muestreo.
- El efecto del tiempo de muestreo utilizado es significativo ya que la precisión en la estimación de los puntos de cruce, el período último y la evaluación ya sea de la máxima desviación de la variable o del cálculo de la primera armónica serán poco eficientes si se tiene un tiempo de muestreo muy grande en relación con el período último del proceso. Se sugiere realizar una estimación del período último y si no se tiene un tiempo de muestreo de al menos unas 10 veces menor al mismo, advertir de la escasa confiabilidad en los resultados.
- Al utilizar el cálculo de la primera armónica en lugar de las fórmulas tradicionales se logran estimaciones más cercanas a los valores teóricos de los parámetros últimos.
- Un punto importante en la prueba del relevador es la determinación de la amplitud del mismo. En la literatura no se han definido metodologías para la selección de este parámetro. Se propone utilizar la relación ε/a como una manera de validar que tan confiables son los resultados y de sugerir al operador la aplicación de una prueba con una amplitud mayor o bien modificarla automáticamente. Se determinó que un valor grande de ε/a repercute en errores significativos en las estimaciones de los parámetros últimos. Al aumentar la amplitud del relevador, esta relación disminuye y en consecuencia los parámetros encontrados son mejores.
- Ligado al punto anterior, está la determinación de la histéresis del relevador. Se recomienda utilizar la menor histéresis posible de acuerdo al ruido presente en el proceso. Sin embargo, es necesario combinar la adecuada selección de este parámetro con la selección de la amplitud del relevador.
- Se analizó el efecto de ruido y perturbaciones durante la aplicación de la prueba. En todos los casos, los parámetros se ven deteriorados como consecuencia de la presencia de alguno de estos factores.
- Es necesario que el proceso esté totalmente estable, ya que de no ser así, se pueden presentar oscilaciones de períodos asimétricos que llevarían a estimados equivocados.
- A pesar de la simplicidad del método, al únicamente obtener los parámetros últimos del proceso y no un modelo del mismo, la sintonía o diseño del controlador no es del todo eficiente ya que las fórmulas desarrolladas son para un criterio de 1/4 de decaimiento en la respuesta.

Parte II

Método del Relevador para Identificación de Procesos de Primer Orden

Capítulo 3

Relevador con Observación de Tiempo Muerto

3.1 Introducción

En este capítulo se presenta un método para encontrar la función de transferencia de primer orden con tiempo muerto de un proceso a partir de la prueba del relevador. Este método fue desarrollado por Luyben en [19]. Este método consiste en estimar el tiempo muerto del proceso además de la información convencional (ganancia última y período último) para a partir de estos valores encontrar los parámetros K , τ y L . El modelo encontrado puede ser usado posteriormente para la sintonía de acuerdo a fórmulas como criterios integrales, para el diseño de controladores más complejos o para estrategias de control que requieran de un modelo del proceso.

En este capítulo se analizan algunos puntos débiles del método desde el punto de vista teórico y se realizan pruebas en simulación para evaluar el desempeño del mismo ante diferentes condiciones. Se presentan propuestas para contrarrestar las deficiencias del método con los resultados obtenidos en simulación. Se realiza además una evaluación de cada uno de los métodos y las condiciones en que cada uno de ellos tendrá mejor desempeño.

Se usará una letra consecutiva para identificar los métodos existentes respecto a los de los capítulos siguientes, así como un número consecutivo para identificar las propuestas que se basan en cada método. Para este capítulo, tendremos entonces al método existente A y las propuestas A1 y A2.

3.2 Método existente A

3.2.1 Descripción del método A

Si se desea obtener un modelo de primer orden con tiempo muerto del proceso

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (3.1)$$

a partir de la prueba del relevador, es necesario evaluar la magnitud y fase de $G(s)$ pasando al dominio de la frecuencia. En la Sección 2.4.2, se obtuvieron las ecuaciones de magnitud y fase

del sistema como

$$|G(j\omega_u)| = \frac{1}{K_u} \quad (3.2)$$

y

$$\angle G(j\omega_u) = -\pi \quad (3.3)$$

o bien recordando que en un relevador con histéresis se introduce un ángulo adicional ϕ_m a una frecuencia ω_ϕ y con una ganancia K_ϕ :

$$|G(j\omega_\phi)| = \frac{1}{K_\phi} \quad (3.4)$$

$$\angle G(j\omega_\phi) = -\pi + \phi_m \quad (3.5)$$

Evaluando magnitud y fase de la Ec. 3.1 en $s = j\omega$ tendremos:

$$|G(j\omega_\phi)| = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau\omega_\phi)^2}} \quad (3.6)$$

$$\angle G(j\omega_\phi) = -\tan^{-1}(\tau\omega_\phi) - \omega_\phi L \quad (3.7)$$

Por lo tanto, igualando las Ec. 3.4 y 3.5 con las Ec. 3.6 y 3.7, la magnitud y la fase pueden expresarse como:

$$\frac{1}{K_\phi} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau\omega_\phi)^2}} \quad (3.8)$$

$$-\pi + \phi_m = -\tan^{-1}(\tau\omega_\phi) - \omega_\phi L \quad (3.9)$$

Recordemos de la Sección 2.5.2 que el ángulo introducido por la histéresis ϕ_m puede ser calculado como:

$$\phi_m = \text{Sen}^{-1}\left(\frac{\varepsilon}{a}\right) \quad (3.10)$$

Uniendo las Ec. 3.9 y 3.10, tendremos entonces:

$$-\pi + \text{Sen}^{-1}\left(\frac{\varepsilon}{a}\right) = -\tan^{-1}(\tau\omega_\phi) - \omega_\phi L \quad (3.11)$$

Al aplicar el relevador, se pueden medir los valores de a y de ω_ϕ . El valor de K_ϕ puede ser calculado (Ec.2.11) y se conoce el valor de la histéresis ε . Puede observarse que se tienen dos ecuaciones (3.8 y 3.11) con tres incógnitas (K , τ y L). Es necesario encontrar el valor de una de las incógnitas de alguna otra manera para resolver el sistema de ecuaciones y obtener el modelo.

Es posible medir por observación el tiempo muerto del sistema como sugiere Luyben en [19], considerando el tiempo que tarda en reaccionar la variable controlada ante la manipulación del relevador, tal como se muestra en la Fig. 3-1. Si durante la prueba se obtuvieron n períodos, se puede realizar un promedio de las mediciones en cada pulso del relevador para obtener una

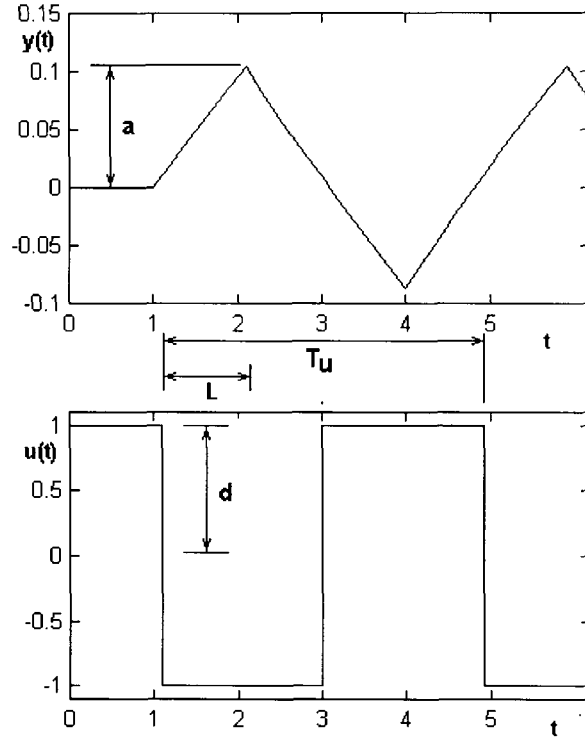


Figura 3-1: Estimación de tiempo muerto

mejor estimación del tiempo muerto.

Una vez conocido este valor, se pueden calcular K y τ a partir de las Ec. 3.8 y 3.11. Esto es, los parámetros restantes del modelo se calculan como:

$$\tau = \frac{\tan \left[-(\pi + \phi_m) - \omega_\phi L \frac{180}{\pi} \right]}{\omega_\phi} \quad (3.12)$$

y

$$K_p = \frac{\sqrt{1 + (\tau\omega_\phi)^2}}{K_\phi} \quad (3.13)$$

con lo que se obtiene el modelo de primer orden con tiempo muerto del proceso.

3.2.2 Evaluación del método A

Efecto de ignorar la naturaleza discreta del proceso

Puede observarse de la Ec. 3.12 que para la estimación correcta de la constante de tiempo es necesario conocer el ángulo ϕ_m (que puede obtenerse de la Ec. 3.10). Si este valor no es encontrado con una buena precisión, al usar la Ec. 3.12 se pueden generar errores significativos

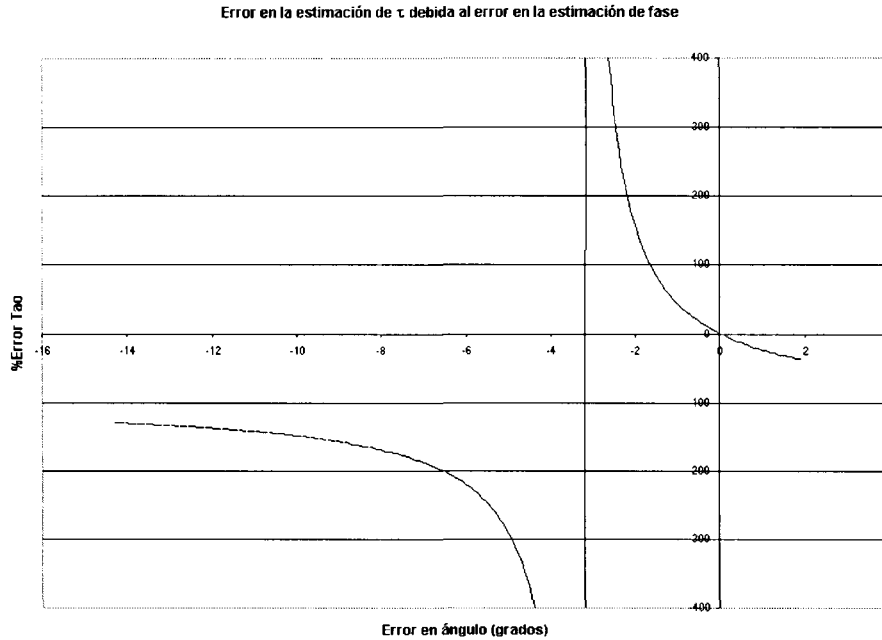


Figura 3-2: Error en estimación de constante de tiempo

en el cálculo de τ y K , obteniendo valores poco congruentes (incluso negativos).

En la Fig. 3-2 se grafica el porcentaje de error en τ contra el error en la fase obtenida para el caso de $G_{0.05}$. Para obtener esta gráfica, se calculó el valor del ángulo obtenido a la frecuencia $\omega_\phi = 0.87266$, que es la correspondiente a usar una histéresis $\varepsilon = 0.2$ con un tiempo de muestreo $T_s = 0.1$ seg. El ángulo teórico de dicho proceso continuo a esa frecuencia es -136.7° . Se grafican diferentes errores en la estimación de ϕ_m en grados con sus respectivos errores en la estimación de la constante de tiempo τ en porcentaje. Puede observarse que ante pequeños errores en el ángulo, el valor de τ puede variar significativamente, incluso puede existir un cambio de signo en el mismo.

El error en la estimación de fase es presentado primordialmente debido a que los cálculos asumen que el proceso es continuo y en la realidad la implementación de la prueba es discreta. La fase que será identificada por el relevador es la fase del proceso digital, no la del continuo. Analicemos el efecto en fase de la discretización del proceso. Por ejemplo, se pueden obtener los diagramas de Bode de algunos de los casos de estudio para observar el comportamiento en fase de los mismos a medida que se aumenta el tiempo de muestreo, como se muestra en las Fig. 3-3, 3-4 y 3-5. Esto demuestra que el error en la estimación de la fase puede ser significativo para la identificación del proceso.

Para ejemplificar numéricamente este caso, se puede calcular la fase para una determinada frecuencia cercana a la frecuencia última para cada caso de estudio y observar la diferencia entre la fase que se obtiene de la función de transferencia continua y la discretizada por retenedor de

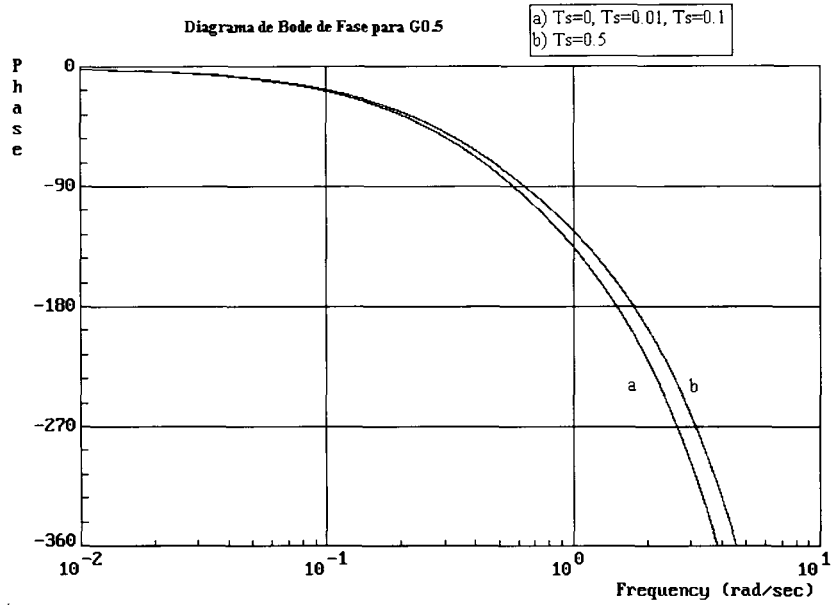


Figura 3-3: Diagrama de fase para $G_{0.5}$ continuo y discreto

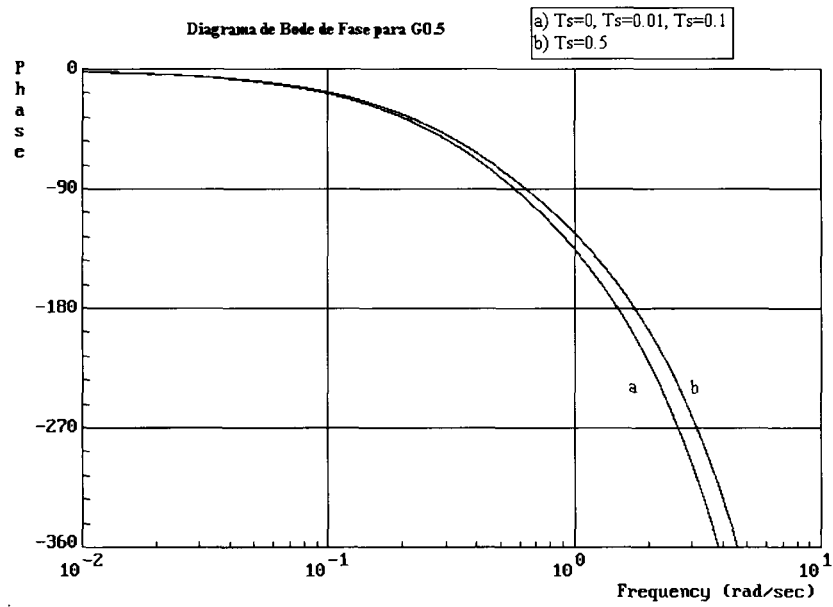


Figura 3-4: Diagrama de fase para $G_{0.1}$ continuo y discreto

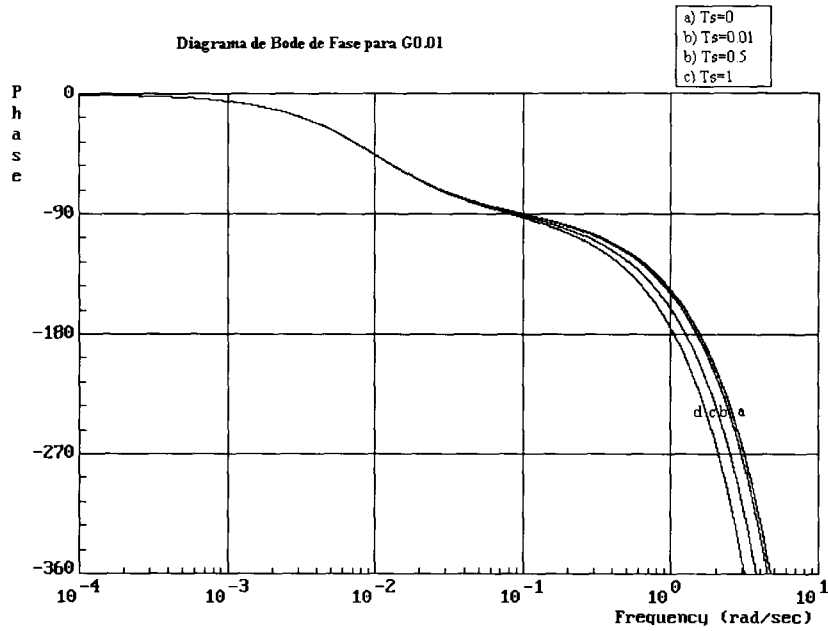


Figura 3-5: Diagrama de fase para $G_{0.01}$ continuo y discreto

orden cero. Esto se muestra en la Tabla 3.1 donde se puede observar que el error es bastante significativo a pesar de usar un tiempo de muestreo relativamente pequeño. Evidentemente, a medida que el tiempo de muestreo aumenta, existe mayor diferencia entre la fase continua y la digital.

Otros efectos que introducen error al método A

Algunos otros efectos que pueden afectar al método A para la estimación del modelo son:

- Además de la discretización, debe de considerarse el efecto del tiempo de muestreo, ya que este determinará la resolución en los estimados del modelo. Por ejemplo, en los casos que

	ω	$\phi_{continuo}$	$\phi_{digital}$
$G_{0.5}$	1.745	-174.01	-179.03
$G_{0.25}$	1.496	-166.22	-170.53
$G_{0.1}$	1.122	-149.19	-152.41
$G_{0.05}$	0.873	-136.72	-139.24
$G_{0.02}$	0.524	-117.81	-119.34
$G_{0.01}$	0.314	-106.18	-107.07

Tabla 3.1: Efecto de discretización en la fase

se aplique relevador sin histéresis, como se hizo en la Sección 2.5.3, la frecuencia obtenida será la misma para los procesos con valor de L/τ pequeños (ya que el período último es de valor muy semejante), y no podrá distinguirse un proceso de otro, lo que traerá como consecuencia posibles errores en los resultados.

- Se comprobó en el capítulo anterior que los valores estimados de K_u y T_u no son del todo precisos. Esto también se presenta debido a que se identifican los valores de K_u y T_u digitales y después estos valores se intentan utilizar para encontrar un modelo continuo.
- El efecto de las perturbaciones y de la no estabilización inicial afecta en la estimación de los parámetros últimos. Como consecuencia, existe error en el modelo estimado si el proceso no está del todo estable o sus oscilaciones no son totalmente simétricas.
- Cuando se calcula la primera armónica de la señal, puede presentarse el caso en que $\varepsilon > a$. En este caso, al evaluar la Ec. 3.10 para calcular ϕ_m el resultado será una fase indefinida. Se sugiere entonces utilizar el valor de a como el valor de la máxima desviación únicamente para la evaluación de ϕ_m , aunque esto introducirá un error en la estimación. Sin embargo, de esta manera se garantiza que $\varepsilon < a$ y la ecuación no resultará en un valor indefinido. Para el cálculo de la ganancia última, debe seguir utilizándose el cálculo de la primer armónica.

Resultados experimentales

Para fines de todas las pruebas subsecuentes, los parámetros usados son:

$$\begin{aligned} d &= 5\% \\ \text{Número de pulsos} &= 4 \\ T_s &= 0.1 \text{ seg.} \end{aligned}$$

salvo que se especifique lo contrario. Se analizan los casos de estudio presentados en la Sección 2.6.1. Las gráficas de las pruebas realizadas pueden considerarse prácticamente las mismas que en el capítulo anterior, ya que la única diferencia es el manejo de la información obtenida por la prueba. Por esta razón, se omiten en esta sección gráficas de las pruebas aplicadas.

En la Tabla 3.2 se muestran los resultados de la identificación de cada proceso mediante el Método A. Debido a que en el capítulo anterior se comprobó que la estimación de los parámetros últimos es mejor si se utiliza la primera armónica, en adelante solo se presentan los resultados utilizando la primera armónica para los cálculos¹. En la primera columna de la tabla, se muestra el modelo real del proceso para su fácil referencia. La columna siguiente indica los resultados a partir de una prueba con $\varepsilon_{\min} = 0$ sin ruido en el proceso. La siguiente muestra el efecto de

¹Para $G_{0.01}$, al calcular la primera armónica, se obtiene $\varepsilon > a$ lo que invalida la Ec. 3.10. Se utilizó el valor de a como la desviación máxima de la salida en dicha fórmula y para la K_u se mantuvo el valor de la primera armónica.

agregar histéresis y la última columna muestra los resultados considerando el efecto de ruido con distribución uniforme de -0.1 a 0.1%.

	Modelo Real			S.R., $\epsilon_{\min} = 0$		
Proceso	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.815	1.902	1
$G_{0.25}$	1	5	1	1.577	7.299	1
$G_{0.1}$	1	10	1	3.91E08	-4.46E09	1
$G_{0.05}$	1	20	1	1.96E08	-4.46E09	1
$G_{0.02}$	1	50	1	7.85E07	-4.46E09	1
$G_{0.01}$	1	100	1	3.93E07	-4.46E09	1

	S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
Proceso	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	0.971	1.931	1	0.860	1.739	1
$G_{0.25}$	1.422	5.712	1	1.234	4.990	1
$G_{0.1}$	1.021	-10.311	1	0.519	5.177	1
$G_{0.05}$	0.501	-10.002	1	1.167	23.562	0.9
$G_{0.02}$	0.528	-26.478	1	0.528	-26.479	0.8
$G_{0.01}$	0.169	16.664	1	0.075	-1.905	1

Tabla 3.2: Resultados de identificación (Método A)

Se observa que los resultados obtenidos son bastante inconsistentes, apenas relativamente buenos para $G_{0.5}$ y $G_{0.25}$. Nótese que los casos de la prueba sin histéresis para $G_{0.1}$ hasta $G_{0.01}$ son los que presentan mayores errores. Esto se debe al efecto de la resolución del tiempo de muestreo. Como se comprobó en el capítulo anterior, los valores de las frecuencias de oscilación para los cuatro procesos es prácticamente la misma. Recuérdese de la Sección 2.5.3 que los valores de K_u y T_u para estos procesos eran los que mayor error presentaban.

Los resultados son incongruentes en muchos de los casos, ya que se obtienen constantes de tiempo negativas y valores bastante lejanos del valor real. Para analizar si efectivamente una de las causas en el error de estimación es el error en la fase, en la Tabla 3.3 se muestran los valores de la fase estimada por el método contra el valor teórico de fase en el dominio continuo para la frecuencia obtenida por la prueba.

La Fig. 3-6 muestra el porcentaje de error en la fase estimada respecto a la teórica continua de acuerdo a la dinámica del proceso (definida de nuevo por el parámetro L/τ). Se observa como los procesos con valores de L/τ pequeños presentan comportamientos poco consistentes y con errores significativos. En contraparte, los procesos con L/τ grande no presentan tanto error, lo que concuerda con que son los modelos que menor error tuvieron en sus parámetros últimos.

Se puede deducir que el principal causante del error es el uso de la Ec. 3.10 para estimar la fase, ya que como se mostró en la Fig. 3-2, pequeños errores en la estimación de la fase (aun

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	ϕ_{est}	ϕ_{real}	ω	ϕ_{est}	ϕ_{real}
$G_{0.5}$	1.848	-180	-180.74	1.745	-173.47	-174.01
$G_{0.25}$	1.653	-180	-176.13	1.496	-169.04	-166.22
$G_{0.1}$	1.571	-180	-176.36	1.122	-159.22	-149.19
$G_{0.05}$	1.571	-180	-178.18	0.873	-146.54	-136.72
$G_{0.02}$	1.571	-180	-179.27	0.524	-124.13	-117.81
$G_{0.01}$	1.571	-180	-179.63	0.314	-97.186	-106.18

	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	ϕ_{est}	ϕ_{real}
$G_{0.5}$	1.785	-176.62	-173.39
$G_{0.25}$	1.547	-169.43	-168.57
$G_{0.1}$	1.278	-158.77	-156.12
$G_{0.05}$	0.924	-142.43	-139.82
$G_{0.02}$	0.524	-124.13	-117.81
$G_{0.01}$	0.373	-148.85	-109.84

Tabla 3.3: Error en la estimación de fase (Método A)

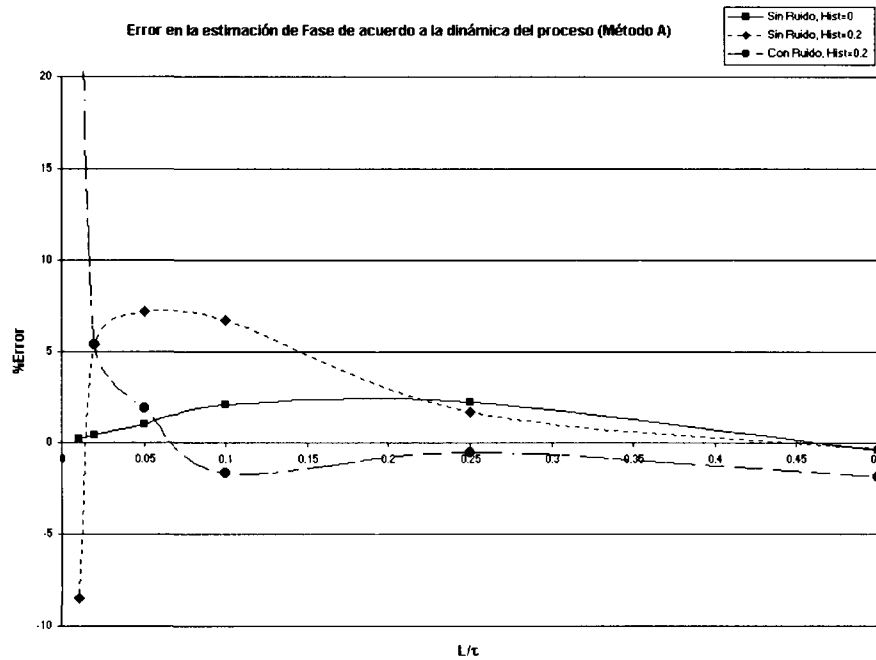


Figura 3-6: Error en la estimación de la fase de acuerdo a la dinámica del proceso

en el orden de 3 a 6 grados) provocan valores incongruentes en la constante de tiempo. Estos errores son producto de la sensibilidad de la Ec. 3.12.

Además, el método continúa dependiendo de la estimación de un valor de K_u y T_u . En el capítulo anterior se demostró que estos parámetros no son obtenidos correctamente, por lo que era de esperarse error en el caso de identificación.

Es importante destacar que en todos los casos, la relación K/τ es correctamente identificada, a excepción del signo, el cual puede ser eliminado dado que no tiene sentido una constante de tiempo negativa. La utilidad de este parámetro se discutirá brevemente en la Sección 3.4.4.

Efecto del tiempo de muestreo

Se podría pensar que al disminuir el tiempo de muestreo para aproximarnos a un proceso continuo, se podría tener una mejoría en la identificación del proceso. Sin embargo, repitiendo las mismas pruebas para un tiempo de muestreo de $T = 0.01$ para algunos de los procesos, se obtienen los resultados de la Tabla 3.4.

Proc	Modelo Real			S.R., $\epsilon_{\min} = 0$			S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.733	1.657	1	0.929	1.847	1	0.821	1.590	1
$G_{0.1}$	1	10	1	0.933	9.324	1	41.273	-414.395	1	0.378	3.834	1.06

Tabla 3.4: Efecto del tiempo de muestreo (Método A)

Se puede observar que aún disminuyendo el tiempo de muestreo se introducen errores significativos por la discretización, la histéresis y el ruido. Por lo tanto, aún con tiempos de muestreo muy pequeños, este método no da resultados confiables.

Efecto de la amplitud del relevador

Un parámetro que se comentó en el capítulo anterior es la amplitud del relevador o bien la relación propuesta ϵ/a asociada a la misma. Se observó en dicho capítulo que al aumentar la amplitud, la estimación de los parámetros últimos mejora. En la Tabla 3.5 se muestran los resultados de aplicar la prueba con diferentes amplitudes para $G_{0.01}$, considerando el tiempo de muestreo original de $Ts = 0.1$ seg. para un proceso sin ruido. De nueva cuenta, los resultados obtenidos indican que el error en el método es bastante significativo. Aunque se observa una tendencia a disminuir el error, no es suficiente para encontrar valores aceptables.

	<i>Amplitud = 5%</i>			<i>Amplitud = 10%</i>			<i>Amplitud = 15%</i>		
$G_{0.01}$	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$\varepsilon_{\min} = 0$	3.94E07	-4.39E09	1	3.94E07	-4.39E09	1	7.04E07	-4.39E09	1
$\varepsilon_{\min} = 0.2$	0.314	-97.186	1	0.0620	-3.229	1	0.0551	-2.9982	1
$\varepsilon_{\min} = 0.4$	0.152	-7.320	1	0.091	-4.531	1	0.0712	-3.634	1

	<i>Amplitud = 30%</i>			<i>Amplitud = 45%</i>		
$G_{0.01}$	K	τ	L	K	τ	L
$\varepsilon_{\min} = 0$	7.04E07	-4.39E09	1	7.04E07	-4.39E09	1
$\varepsilon_{\min} = 0.2$	0.0522	-2.982	1	0.0533	-3.093	1
$\varepsilon_{\min} = 0.4$	0.0551	-2.998	1	0.0529	-2.981	1

Tabla 3.5: Efecto de la amplitud en la estimación (Método A)

3.3 Propuesta A1. Obtención de un modelo discreto

3.3.1 Descripción de la propuesta A1

Como se ha comentado anteriormente, los métodos del relevador han sido diseñados considerando sistemas continuos. En la evaluación de la sección anterior, se observó que los resultados en una implementación discreta no son correctos para procesos de diferentes dinámicas. El problema surge ya que tanto la fase como la ganancia y período últimos que encuentra el método son los correspondientes al modelo digital del mismo, y se intentan sustituir en un modelo continuo. Se puede analizar la contraparte, usar los resultados obtenidos para obtener efectivamente un modelo discretizado por retenedor de orden cero, esto es un modelo de la forma:

$$HG_p(z) = \frac{Y(z)}{M(z)} = z^{-N} \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (3.14)$$

Recordando que los coeficientes del modelo están dados por:

$$\begin{aligned} a_1 &= -e^{-\frac{T_s}{\tau}} \\ b_1 &= K_p(1 - e^{-\frac{mT_s}{\tau}}) \\ b_2 &= K_p(e^{-\frac{mT_s}{\tau}} - e^{-\frac{T_s}{\tau}}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

El método es exactamente el mismo que el anterior, solamente que el resultado será un modelo digital. Este modelo puede ser usado para el diseño de diversos controladores digitales. En general, se espera que los resultados sean mejores debido a que, como se demostrará en la siguiente sección, la sensibilidad es menor para los parámetros digitales que para los continuos.

3.3.2 Evaluación de la propuesta A1

Analicemos la sensibilidad de los parámetros digitales mediante uno de los casos de estudio. Para el caso de $G_{0.1}$ con $T_s = 0.1$ seg., se calcula el porcentaje de error en el parámetro a_1 para diferentes porcentajes de error en τ , esto se muestra en la Fig. 3-7. Nótese que el valor del tiempo muerto no afecta directamente en dicho coeficiente. Se puede observar que para errores extremadamente grandes en la estimación de la constante de tiempo, el error en el parámetro digital se mantiene dentro de un rango de error relativamente pequeño. Sin embargo, se presenta una zona donde el parámetro tiene un error considerable, este pico se debe a que cuando el porcentaje de error en τ es de -100% implica que se obtuvo una $\tau = 0$ y por lo tanto el parámetro a_1 también tiene un error de -100% . Aún así, la zona de error en τ en que se presenta dicho pico es relativamente pequeña. En la Fig. 3-8 se repite el análisis para algunos de los diferentes casos analizados, observando que el error disminuye para procesos con L/τ menores como el caso de $G_{0.01}$.

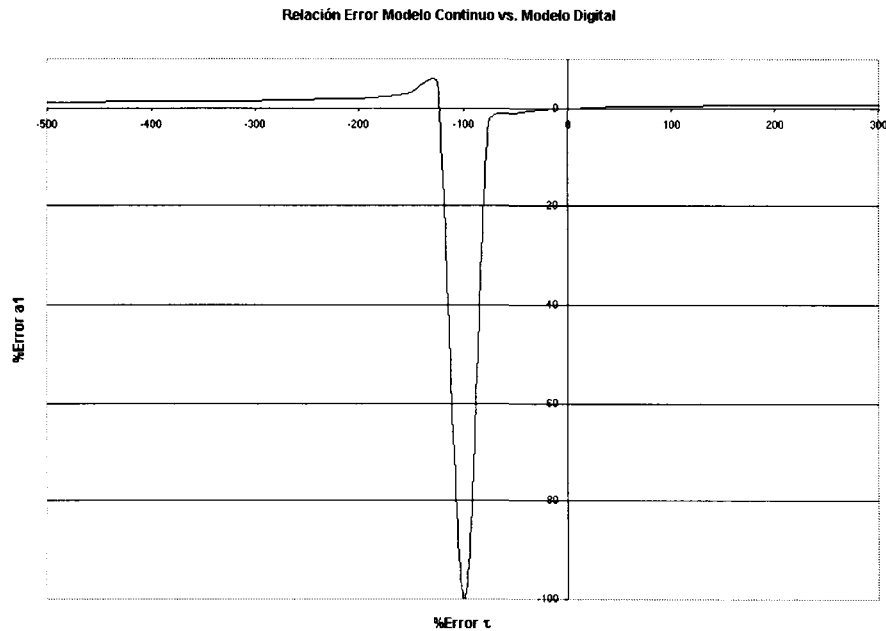


Figura 3-7: Error de τ en modelo continuo vs. error en a_1 de modelo digital para $G_{0.1}$

El análisis anterior puede extenderse a los parámetros restantes del modelo digital con resultados semejantes. La sensibilidad del modelo digital es pequeña comparada con el modelo continuo. El modelo discreto obtenido puede ser utilizado para el diseño de controladores digitales, como los de cancelación de polos o RSTs.

A partir de los resultados del Método A en la Tabla 3.6, se pueden calcular los parámetros de un modelo discreto mediante la Ec. 3.15. Considerando que el tiempo muerto es múltiplo

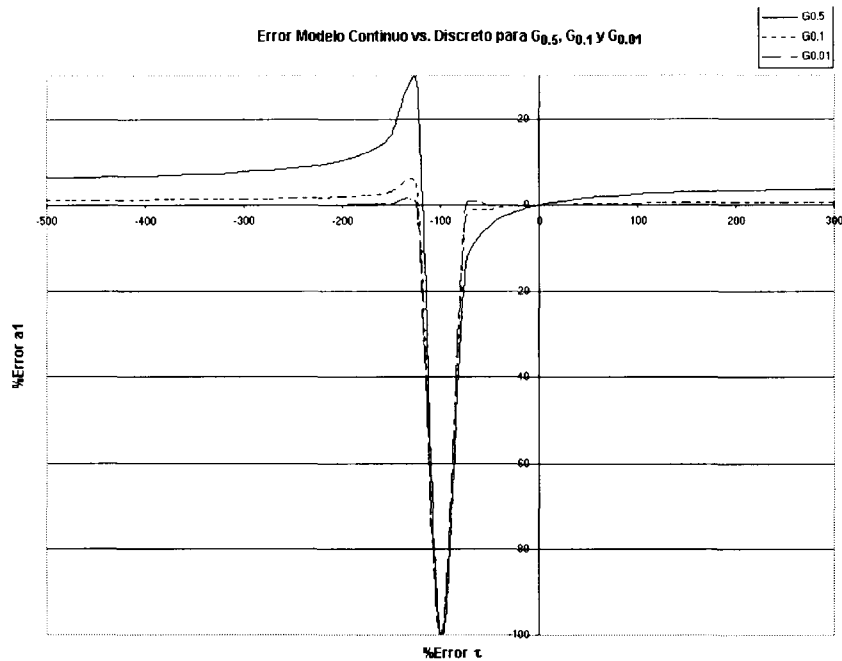


Figura 3-8: Error entre parámetros de modelo continuo y digital para diferentes casos de estudio

del tiempo de muestreo y tomando el valor absoluto de la constante de tiempo obtenida por el método original, se tendrá que $b_2 = 0$. Para efectos de la comparación, si el tiempo muerto estimado no es múltiplo exacto del tiempo de muestreo, se redondeará al valor más cercano, ya que de lo contrario se tendría también un valor de b_2 que no podría ser comparado al no existir este parámetro en el modelo simulado. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.6 .

El error de acuerdo a la dinámica del proceso para cada parámetro es mostrado en la Tabla 3.7. Se puede observar que los resultados del modelo digital presentan errores bastante pequeños. Podemos concluir que el método original es más robusto para obtener modelos digitales que para modelos continuos.

3.4 Propuesta A2. Análisis en el dominio de la frecuencia y corrección de fase

3.4.1 Descripción de la propuesta A2

Los principales problemas detectados en el método A son los siguientes:

- Las estimaciones de los parámetros últimos no son del todo precisas ya que asumen una señal senoidal en la entrada y la salida. Además, dependen de una estabilización inicial y de no recibir perturbaciones durante la prueba.

Proc	Valores Reales		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$	
	a_1	b_1	a_1	b_1
$G_{0.5}$	0.95123	0.0487710	0.94878	0.041735
$G_{0.25}$	0.97531	0.0246900	0.98639	0.024672
$G_{0.1}$	0.99005	0.0099502	1	0.009927
$G_{0.05}$	0.99501	0.0049875	1	0.004979
$G_{0.02}$	0.99800	0.0019980	1	0.001988
$G_{0.01}$	0.99900	0.0009995	1	0.001009

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	a_1	b_1	a_1	b_1
$G_{0.5}$	0.94952	0.048996	0.94410	0.048055
$G_{0.25}$	0.98265	0.024672	0.98016	0.024487
$G_{0.1}$	0.99035	0.009927	0.98087	0.009936
$G_{0.05}$	0.99005	0.004979	0.99576	0.004936
$G_{0.02}$	0.99623	0.001988	0.99623	0.001988
$G_{0.01}$	0.99402	0.001009	0.94887	0.003809

Tabla 3.6: Resultados de identificación (Propuesta A1)

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	%e a_1	%e b_1	%e a_1	%e b_1	%e a_1	%e b_1
$G_{0.5}$	-0.26	-14.42	-0.18	0.46	-0.75	-1.47
$G_{0.25}$	1.14	-13.07	0.75	-0.07	0.50	-0.82
$G_{0.1}$	1.01	-11.87	0.03	-0.23	-0.93	-0.14
$G_{0.05}$	0.50	-11.92	-0.50	-0.17	0.076	1.02
$G_{0.02}$	0.20	-11.98	-0.18	-0.48	-0.18	-0.48
$G_{0.01}$	0.10	-11.99	-0.50	1.02	-5.02	281.12

Tabla 3.7: Porcentaje de error (Propuesta A1)

- Los parámetros últimos identificados corresponden a los parámetros digitales, no a los continuos. Si se intentan utilizar para obtener el modelo continuo, existen errores significativos.
- Se observó que el parámetro más sensible para los resultados de la estimación es el cálculo de la fase. En algunos casos, incluso la fase puede resultar indefinida si se utiliza la primer armónica en la salida.

Esta propuesta busca encontrar mejores estimados de la magnitud y fase a una determinada frecuencia de oscilación. Adicionalmente, contará con medios para corregir la fase estimada y recuperar la fase continua, que es la que debe utilizarse para la obtención del modelo.

El análisis en el dominio de la frecuencia para esta propuesta es el siguiente. Se sabe que la función de transferencia de un sistema continuo está dada como:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\int y(t)e^{-st}dt}{\int u(t)e^{-st}dt} \quad (3.16)$$

Por identidad de Euler, se puede expresar el exponencial como:

$$e^{-j\omega} = \text{Cos}(\omega t) - j\text{Sen}(\omega t) \quad (3.17)$$

Pasando $G(s)$ al dominio de la frecuencia ($s = j\omega$) y aplicando dicha identidad tendremos:

$$G(j\omega_o) = \frac{\int y(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt - j \int y(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt}{\int u(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt - j \int u(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt} \quad (3.18)$$

donde ω_o es la frecuencia de oscilación. Debido a que no se conoce con anterioridad el valor del período último, no es posible realizar la integración en línea. Sin embargo, es posible almacenar los valores obtenidos en la prueba y después de estimar el período último, calcular las integrales. La evaluación de las integrales puede realizarse numéricamente para cada período de oscilación a partir del registro de entradas y salidas y obtener un promedio de los resultados de cada ciclo.

Se puede igualar $G(j\omega)$ a la función de transferencia de primer orden con tiempo muerto que se desea obtener. La magnitud estará dada a partir de la ecuación $G(j\omega_o)$ como:

$$|G(j\omega_o)| = \frac{\sqrt{[\int y(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt]^2 + [\int y(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt]^2}}{\sqrt{[\int u(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt]^2 + [\int u(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt]^2}} \quad (3.19)$$

y la fase como:

$$\angle G(j\omega_o) = \tan^{-1} \frac{-\int y(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt}{\int y(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt} - \tan^{-1} \frac{-\int u(t)\text{Sen}(\omega_o t)dt}{\int u(t)\text{Cos}(\omega_o t)dt} \quad (3.20)$$

Se puede igualar la magnitud y fase a la de la función de primer orden

$$G(j\omega_o) = \frac{K_p}{\tau(j\omega_o) + 1} e^{-Lj\omega_o}$$

al igual que se hizo en el Método A. Del mismo modo, el tiempo muerto es estimado por observación.

Se pueden formar un par de ecuaciones alternativas a las Ec. 3.12 y 3.13. Esto es:

$$\tau = \frac{\tan \left[-\angle G(j\omega_o) - \omega_\phi L \frac{180}{\pi} \right]}{\omega_\phi} \quad (3.21)$$

y

$$K_p = \sqrt{1 + (\tau\omega_\phi)^2} * |G(j\omega_o)| \quad (3.22)$$

A partir de estas ecuaciones, se obtiene el modelo de primer orden con tiempo muerto.

De nueva cuenta, se debe recordar que la fase estimada será la digital y no la del proceso continuo. Es necesario corregir de algún modo este valor.

3.4.2 Corrección de la fase

La discretización por retenedor de orden cero (ZOH) afecta a la fase de un sistema continuo en función del tiempo de muestreo utilizado. El efecto de la discretización puede ser corregido si se considera la fase que introduce el retenedor de orden cero [20]. Se sabe que la función de transferencia del retenedor de orden cero es:

$$G_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

Para encontrar la respuesta en frecuencia del mismo, se debe evaluar en $s = j\omega$. Esto dará por resultado:

$$G_{zoh}(j\omega) = \frac{1 - e^{-Tj\omega}}{j\omega}$$

Sustituyendo $1 - e^{-Tj\omega}$ por $e^{-(1/2)Tj\omega} (e^{(1/2)Tj\omega} - e^{-(1/2)Tj\omega})$ para aprovechar el teorema de Euler, considerando que $e^{(1/2)Tj\omega} - e^{-(1/2)Tj\omega} = 2j \sin(\omega T/2)$, se tendrá entonces:

$$\begin{aligned} G_{zoh}(j\omega) &= \frac{2e^{-(1/2)Tj\omega} (e^{(1/2)Tj\omega} - e^{-(1/2)Tj\omega})}{2j\omega} \\ &= \frac{2e^{-(1/2)Tj\omega} \sin(\omega T/2)}{\omega} \end{aligned}$$

Reacomodando, multiplicando y dividiendo por T :

$$G_{zoh}(j\omega) = T \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-(1/2)Tj\omega}$$

La magnitud puede obtenerse como:

$$|G_{zoh}(j\omega)| = T \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right|$$

y la fase como:

$$\phi_{zoh} = \angle G_{zoh}(j\omega) = -\frac{\omega T}{2} \quad (3.23)$$

Si se tiene entonces la fase de un sistema discreto, considerando que la discretización es mediante retenedor de orden cero, es posible recuperar la fase del sistema continuo. Esto se puede obtener considerando que

$$\phi_{discreta} = \phi_{continua} + \phi_{zoh} \quad (3.24)$$

y calcular la fase continua para sustituirla en la Ec. 3.21.

3.4.3 Evaluación de la propuesta A2

Resultados experimentales

Para las pruebas, la integración usada es del tipo trapezoidal y se utilizó un tiempo de muestreo $T_s = 0.1$ seg. Los valores de fase estimados por la Propuesta A2 sin corrección de fase, comparados con la fase teórica del sistema continuo para cada prueba se muestran en la Tabla 3.8. Esta diferencia es la que provoca el mayor error en el modelo obtenido, aún siendo este error pequeño.

Agregando la corrección en la fase a partir de las Ec. 3.23 y 3.24, se obtienen los resultados de la Tabla 3.9.

Se puede observar que con la corrección, los valores de fase obtenidos son bastante más cercanos a los de la fase continua. Esta corrección en porcentaje de error, puede verse para los casos sin ruido con $\epsilon_{\min} = 0$ y $\epsilon_{\min} = 0.2$ en la Fig. 3-9, comparando el error en la fase con y sin la corrección.

Utilizando la fase corregida en el cálculo de los modelos se obtienen los resultados de la Tabla 3.10.

Gráficamente, se puede ver la mejoría en cuanto al error por parámetro en las Fig. 3-10 y 3-11. Aún se mantiene el problema debido a la resolución del tiempo de muestreo para el caso de histéresis cero, así como para procsos con relaciones L/τ pequeñas. Para este método es más recomendable utilizar un valor de histéresis diferente de cero.

Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial en la estimación de parámetros

Es posible que al momento de aplicar la prueba, la variable de proceso no esté del todo estable o bien que durante la prueba el proceso reciba una perturbación. Esto se reflejaría en la asimetría de los períodos de oscilación. Es claro que el método original, además de los problemas previamente mencionados, depende de los estimados del período último. Dado que el método

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	$\phi_{estimada}$	$\phi_{teórica}$	ω	$\phi_{estimada}$	$\phi_{teórica}$
$G_{0.5}$	1.848	-183.66	-180.73	1.745	-178.71	-174.01
$G_{0.25}$	1.653	-180.54	-176.13	1.496	-170.29	-166.22
$G_{0.1}$	1.571	-177.87	-176.36	1.122	-152.51	-149.19
$G_{0.05}$	1.571	-179.23	-178.18	0.873	-139.39	-136.72
$G_{0.02}$	1.571	-180.96	-179.27	0.524	-119.39	-117.81
$G_{0.01}$	1.571	-181.36	-179.63	0.314	-107.07	-106.18

	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	$\phi_{estimada}$	$\phi_{teórica}$
$G_{0.5}$	1.745	-178.67	-174.01
$G_{0.25}$	1.571	-175.06	-170.96
$G_{0.1}$	1.288	-163.79	-159.41
$G_{0.05}$	1.122	-154.84	-151.73
$G_{0.02}$	0.832	-139.86	-136.3
$G_{0.01}$	0.572	-124.45	-121.72

Tabla 3.8: Error en la fase sin corrección

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	$\phi_{corregida}$	ϕ_{real}	ω	$\phi_{corregida}$	ϕ_{real}
$G_{0.5}$	1.848	-178.36	-180.73	1.745	-173.71	-174.01
$G_{0.25}$	1.653	-175.81	-176.13	1.496	-165.99	-166.22
$G_{0.1}$	1.571	-173.37	-176.36	1.122	-149.30	-149.19
$G_{0.05}$	1.571	-175.22	-178.18	0.873	-136.89	-136.72
$G_{0.02}$	1.571	-176.46	-179.27	0.524	-117.89	-117.81
$G_{0.01}$	1.571	-176.86	-179.63	0.314	-106.17	-106.18

	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	ω	$\phi_{corregida}$	ϕ_{real}
$G_{0.5}$	1.745	-173.67	-174.01
$G_{0.25}$	1.571	-170.56	-170.96
$G_{0.1}$	1.289	-160.09	-159.41
$G_{0.05}$	1.122	-151.62	-151.73
$G_{0.02}$	0.832	-137.47	-136.3
$G_{0.01}$	0.572	-122.81	-121.72

Tabla 3.9: Corrección de la fase

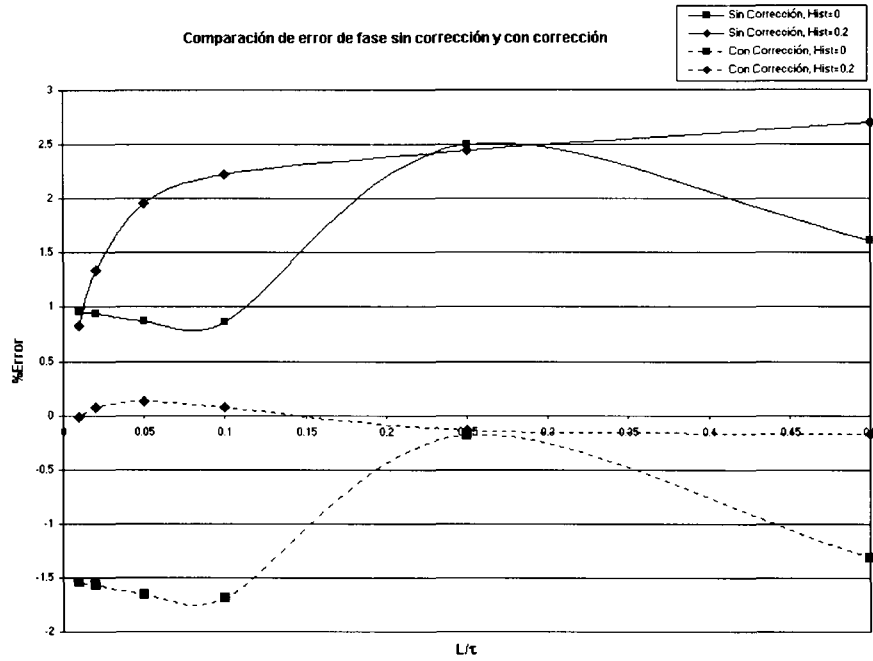


Figura 3-9: Error de estimación de fase con y sin corrección

Proc	Modelo Real			S.R., $\epsilon_{\min} = 0$		
	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.756	1.714	1
$G_{0.25}$	1	4	1	0.969	3.849	1
$G_{0.1}$	1	10	1	0.498	5.478	1
$G_{0.05}$	1	20	1	0.346	7.618	1
$G_{0.02}$	1	50	1	0.185	10.282	1
$G_{0.01}$	1	100	1	0.104	11.618	1

Proc	S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	0.984	1.961	1	0.985	1.957	1
$G_{0.25}$	0.979	3.904	1	0.956	3.827	1
$G_{0.1}$	1.018	10.206	1	1.148	11.831	1
$G_{0.05}$	1.051	21.095	1	0.953	19.160	1
$G_{0.02}$	1.031	51.865	1	0.290	-15.056	0.9
$G_{0.01}$	0.991	99.536	1	11.937	-1183.18	1

Tabla 3.10: Resultados de identificación (Propuesta A2)

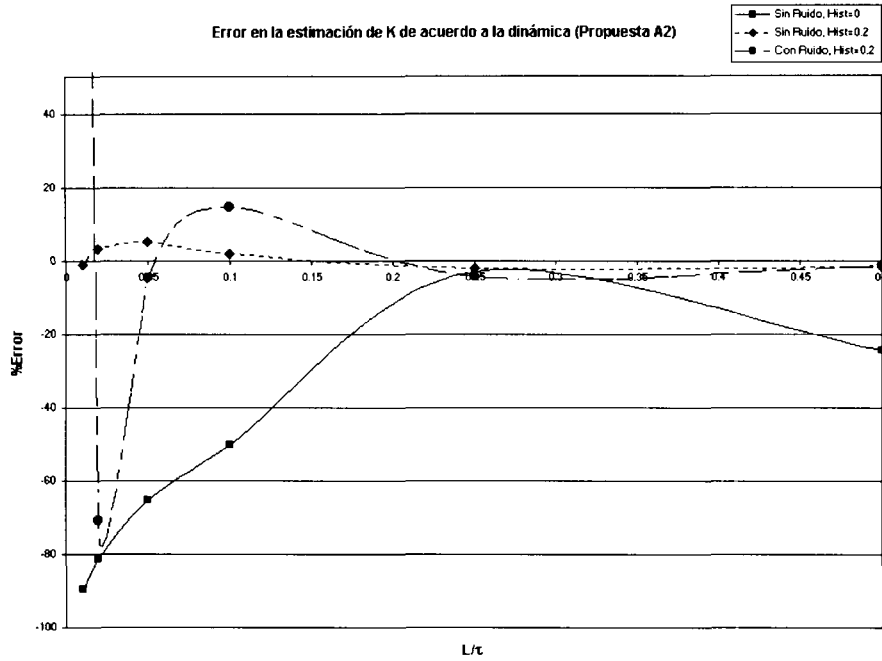


Figura 3-10: Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta A2)

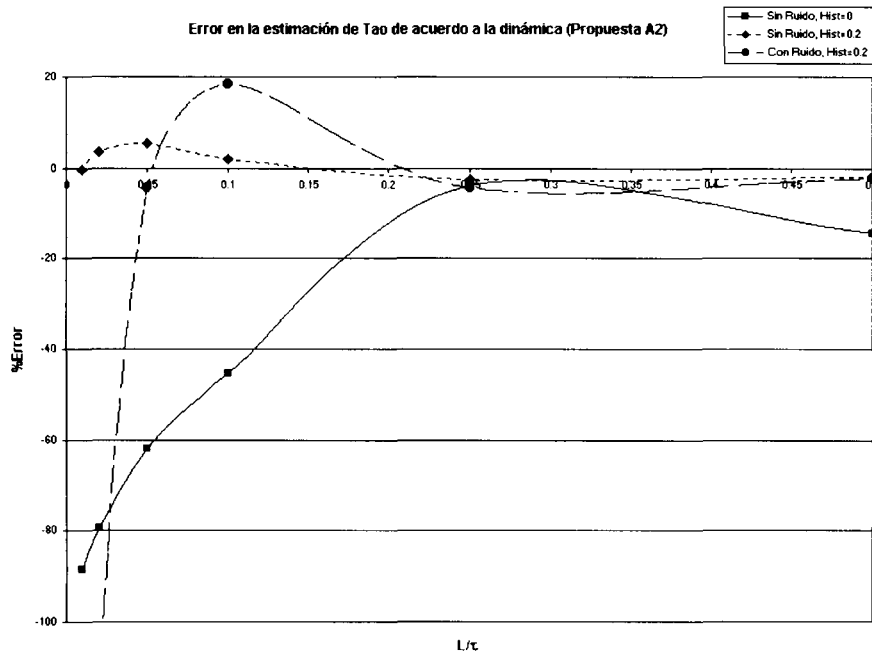


Figura 3-11: Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Propuesta A2)

propuesto calcula las integrales de la entrada y la salida y realiza un promedio de las mismas, se podría esperar que las perturbaciones fueran relativamente absorbidas por estos cálculos. Se realizaron pruebas para $G_{0.5}$ aplicando una perturbación justo al inicio de la prueba, así como durante la prueba en la mitad de los pulsos. La perturbación simulada se consideró con la misma dinámica del proceso y con magnitudes de 2 y 3%, considerando que la amplitud del relevador es de 5%. Los resultados se muestran en la Tabla 3.11.

		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	Perturbación	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	Al inicio 2%	0.965	2.042	1	0.993	2.039	1	0.959	2.025	1
$G_{0.5}$	Al inicio 3%	0.971	2.077	1	0.985	2.039	1	1.001	2.072	1
$G_{0.5}$	A la mitad 2%	1.016	2.087	1	0.855	1.781	1	0.828	1.680	1
$G_{0.5}$	A la mitad 3%	0.733	1.525	1	0.743	1.521	1	0.734	1.485	1

Tabla 3.11: Efecto de perturbaciones (Propuesta A2)

Puede observarse que los resultados se mantienen dentro de un rango aceptable de error, a pesar del efecto del ruido y las perturbaciones, por lo que el método propuesto resulta ser robusto ante estas circunstancias.

Desempeño ante procesos de segundo orden

Se puede analizar si el método identifica adecuadamente sistemas de segundo orden. Esto es, se desearía identificar el tiempo muerto aparente del proceso, así como la constante de tiempo dominante. Estos valores para los procesos G_{10} y G_{20} son aproximadamente los mostrados en la Tabla 3.12 como se indicó en la Sección 2.6.9.

Proceso	K	τ dominante	L aparente
G_{10}	1	10	2
G_{20}	1	20	2

Tabla 3.12: Aproximación de los procesos de segundo orden

La Tabla 3.13 muestra los resultados de las pruebas para G_{10} y G_{20} . Como se puede observar, el valor de la constante de tiempo obtenido es negativo en casi todos los casos. Sin embargo, el valor absoluto de la misma usado como resultado da un valor aproximado de la constante de tiempo dominante. Debe de recordarse del análisis presentado en la Sección 2.6.9 que la respuesta en frecuencia de los procesos de segundo orden y las aproximaciones hechas son significativamente diferentes, por lo que era de esperarse algún error en el método. Se debe destacar que el ruido deteriora la estimación significativamente, lo que también es función de

la estimación del tiempo muerto. Finalmente, los resultados son mejores con valor pequeño de histéresis, pero no con un valor de cero.

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L
G_{10}	0.419	-6.230	1.5	0.788	-10.066	1.5
G_{20}	0.281	-8.161	1.6	0.769	-18.024	1.6

Tabla 3.13: Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta A2)

3.4.4 Identificación del parámetro K/τ

Aunque no ha sido específicamente calculado en cada uno de los métodos mencionados anteriormente, se puede observar que en prácticamente todos los casos, la relación K/τ es identificada con una precisión relativamente buena. El método existente A es un poco inconsistente en este valor, sin embargo la propuesta A2 identifica correctamente su valor. El parámetro K/τ proporciona una idea de la velocidad de respuesta del sistema, considerando que la relación indica qué tanto cambia el proceso en el tiempo. Las fórmulas de sintonía de Criterios Integrales del Apéndice B dependen en gran parte de la relación K/τ . Por esta razón, resulta importante la identificación de dicho parámetro.

3.5 Conclusiones

Podemos resumir los resultados obtenidos en los siguientes puntos

- Es posible utilizar la prueba del relevador para encontrar un modelo completo, en este caso de primer orden, a partir de la misma prueba. Esto permitirá una mejor sintonía de los controladores o bien el uso de dicho modelo para el diseño de controladores más complejos o de diferentes estrategias avanzadas de control.
- El método existente en la literatura ha sido desarrollado en todo momento en el contexto continuo. Se ha demostrado que al realizar la implementación discreta para procesos de diversas dinámicas, el error introducido por la discretización resulta en modelos incongruentes y poco confiables.
- Se pueden utilizar los resultados del método existente para obtener los parámetros de un modelo digital. El error en los modelos digitales es bastante pequeño comparado con el error obtenido en los modelos continuos y puede ser utilizado para el diseño de controladores digitales.
- Se ha propuesto un medio de evaluar la magnitud y la fase del proceso con mayor exactitud. Además de la mayor exactitud obtenida, el método no depende tanto de una periodicidad

exacta, caso que puede presentarse cuando existen perturbaciones durante la prueba, el proceso es no lineal o bien el proceso no ha sido totalmente estabilizado. Esto es debido a que se hace una evaluación de entrada-salida sin importar su forma, caso del que dependía la aproximación del Método A.

- Para obtener estimados consistentes y confiables de los parámetros de un modelo de primer orden con tiempo muerto, se propone corregir la fase obtenida, ya que esta corresponde a la fase del sistema discreto. Se puede considerar la fase introducida por un retenedor de orden cero, con lo que se puede recuperar la fase del sistema continuo correspondiente. Se ha demostrado la superioridad de este método, sin necesidad de usar tiempos de muestreo extremadamente pequeños.
- Se propone utilizar el valor de la relación ε/a como un medio de sugerir automáticamente el incremento en la amplitud del relevador, y advertir cuando se considere que existe poca confiabilidad en los resultados obtenidos.
- La Propuesta A2 ha obtenido mejores resultados que el método existente al tener menor error en la estimación de los parámetros. En este caso, se debe de considerar como requisito usar algún valor de histéresis mínimo diferente de cero.
- Uno de los principales problemas del método en general, tanto el existente como las propuestas es que depende de la observación del tiempo muerto. Se ha observado que al existir ruido en el proceso, el tiempo muerto puede no ser identificado correctamente e introducir por consecuencia un error en el modelo obtenido. Una manera de validar el resultado de la observación es que su valor no puede ser mayor al del período último dividido entre dos.
- En el caso de procesos de segundo orden, los resultados no son tan confiables. La causa principal se observó en la diferencia entre la respuesta en frecuencia de los procesos de segundo orden y las aproximaciones de primer orden que se desean encontrar.

Capítulo 4

Relevador de Dos Pasos

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el análisis del método de relevador de dos pasos, consistente en aplicar dos pruebas de relevador consecutivas con valores diferentes de histéresis. En este caso, no es necesario estimar por observación el tiempo muerto ya que el método obtiene el modelo completo a partir de las dos pruebas. Esto puede ser una ventaja para el caso de procesos en donde no es fácil estimar el tiempo muerto. Se presenta el método existente en la literatura y se hace un análisis de su implementación y de los resultados obtenidos. Al igual que en el capítulo anterior, las principales deficiencias del método radican en la naturaleza digital de la implementación. Por lo tanto, se propone extender la propuesta A2 para el relevador de dos pasos.

4.2 Método existente B

4.2.1 Descripción del método B

El método del relevador de dos pasos es sugerido por [1] y formalizado entre otros por Shin en [25], por Li en [16] y por Tan en [27]. Se ha mencionado previamente que al agregar histéresis al relevador, el punto obtenido en ganancia y frecuencia ya no coincide con el punto de estabilidad crítica sino con un punto definido por la expresión obtenida en la Sección 2.5.2, repetida aquí por conveniencia:

$$G(j\omega_\phi) = \frac{-\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi\varepsilon}{4d} \quad (4.1)$$

Modificar el valor de la histéresis puede considerarse equivalente a agregar un tiempo muerto adicional al relevador. Esta es la manera en que se presenta este método típicamente en la literatura, sin embargo el método es equivalente al presentado aquí.

Es posible aplicar un par de pruebas de relevador al proceso: la primera con histéresis mínima (esto es, la determinada por la magnitud del ruido) y la segunda con una histéresis diferente, de manera que se encuentre información de dos puntos de frecuencia en el diagrama de Nyquist, como se muestra en la Fig. 4-1.

A partir de las dos pruebas, se tendrán un par de valores de ganancias $K_{\phi 1}$ y $K_{\phi 2}$ corres-

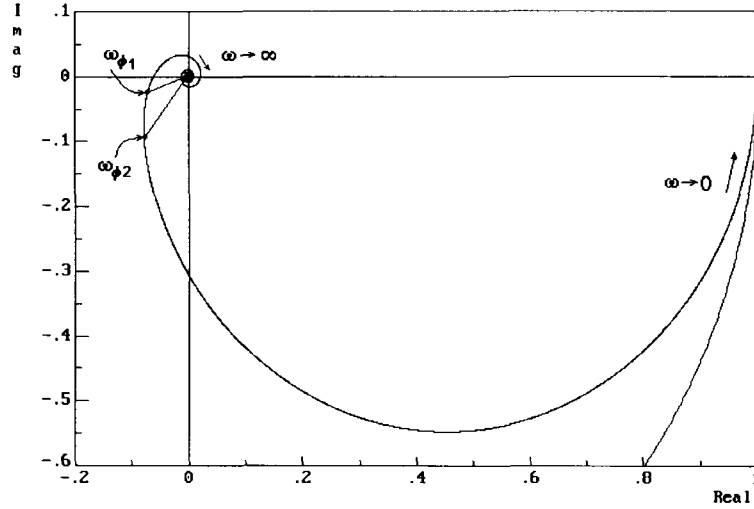


Figura 4-1: Identificación de dos puntos de frecuencia en el diagrama de Nyquist

pondientes a un par de frecuencias $\omega_{\phi 1}$ y $\omega_{\phi 2}$. Para la primera prueba:

$$|G(j\omega_{\phi 1})| = \frac{1}{K_{\phi 1}} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau\omega_{\phi 1})^2}} \quad (4.2)$$

$$\angle G(j\omega_{\phi 1}) = -\pi + \phi_{m1} = -\tan^{-1}(\tau\omega_{\phi 1}) - L\omega_{\phi 1} \quad (4.3)$$

y para la segunda, con una histéresis diferente:

$$|G(j\omega_{\phi 2})| = \frac{1}{K_{\phi 2}} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau\omega_{\phi 2})^2}} \quad (4.4)$$

$$\angle G(j\omega_{\phi 2}) = -\pi + \phi_{m2} = -\tan^{-1}(\tau\omega_{\phi 2}) - L\omega_{\phi 2} \quad (4.5)$$

donde el ángulo en ambos casos está dado por la Ec. 2.18. Combinando las Ec. 4.2 y 4.4, se puede resolver para τ como:

$$\tau = \sqrt{\frac{(K_{\phi 1})^2 - (K_{\phi 2})^2}{(K_{\phi 2}\omega_{\phi 1})^2 - (K_{\phi 1}\omega_{\phi 2})^2}} \quad (4.6)$$

Para evitar errores en la evaluación de la Ec. 4.6, se debe de considerar el valor absoluto de la expresión dentro de la raíz cuadrada. Esto es:

$$\tau = \sqrt{\left| \frac{(K_{\phi 1})^2 - (K_{\phi 2})^2}{(K_{\phi 2}\omega_{\phi 1})^2 - (K_{\phi 1}\omega_{\phi 2})^2} \right|} \quad (4.7)$$

El siguiente paso sería calcular K_p ya sea a partir de las Ec. 4.2 o 4.4. Esto es:

$$K_p = \sqrt{\frac{1 + (\tau\omega_{\phi 1})^2}{(K_{\phi 1})^2}} = \sqrt{\frac{1 + (\tau\omega_{\phi 2})^2}{(K_{\phi 2})^2}} \quad (4.8)$$

Para obtener L se pueden utilizar ya sea la Ec. 4.3 o la 4.5. Por ejemplo, si se usa la Ec. 4.3, la fórmula será:

$$L = \frac{-(-\pi + \phi_{m1}) - \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi 1})}{\omega_{\phi 1}} \quad (4.9)$$

Por un procedimiento equivalente al utilizado para obtener la Ec. 4.6 podría obtenerse primeramente el valor de la ganancia K_p como:

$$K_p = \sqrt{\left| \frac{(\omega_{\phi 2})^2 - (\omega_{\phi 1})^2}{(K_{\phi 2}\omega_{\phi 1})^2 - (K_{\phi 1}\omega_{\phi 2})^2} \right|} \quad (4.10)$$

y después el valor de τ .

El método consiste entonces en:

- Aplicar un relevador con histéresis mínima (la determinada por el ruido). A partir de la prueba, obtener los valores de $K_{\phi 1}$ y $\omega_{\phi 1}$.
- Después de terminada la primera prueba, modificar la histéresis de manera que se pueda obtener un nuevo par de valores $K_{\phi 2}$ y $\omega_{\phi 2}$.
- Se aplican las fórmulas 4.7, 4.8 y 4.9 para obtener el modelo completo.

No existe una metodología del todo definida para especificar el cambio de histéresis para la segunda prueba. En [16] se recomienda que el segundo punto en frecuencia sea establecido de manera que el desfaseamiento sea igual a $-\frac{3\pi}{4}$. En este caso, lo más importante es encontrar puntos que no estén demasiado cerca entre sí, esto es con desfaseamientos muy semejantes.

Shin propone una manera de sintonizar un controlador PID a partir de la información de los dos puntos de frecuencia. Para su implementación, se puede consultar la referencia [25].

4.2.2 Evaluación del método B

La principal ventaja del método es que ya no es necesario medir por observación el valor de tiempo muerto, lo que no en todos los procesos puede ser fácil de determinar. Por ejemplo, en procesos con ruido o procesos con tiempo muerto muy pequeño.

Es de esperarse que se presenten los mismos problemas que en el caso del Método A. Esto es, se mantiene el error introducido por los parámetros últimos, el efecto de la discretización y la resolución del tiempo de muestreo, además de la estimación de la fase.

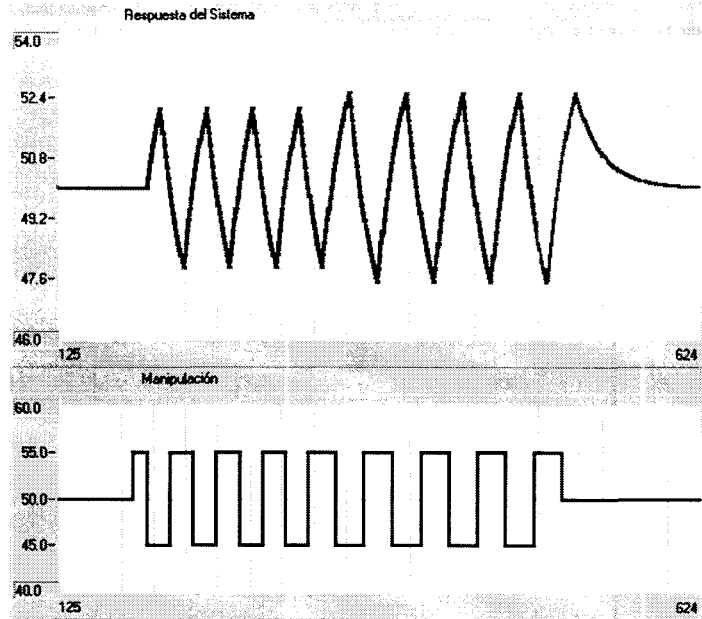


Figura 4-2: Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.5}$

Resultados experimentales

En las Fig. 4-2, 4-3 y 4-4 se muestran aplicaciones de la prueba para algunos de los casos de estudio, sin ruido y con un valor de histéresis mínima $\varepsilon_{\min} = 0.2$. Nótese que la Fig. 4-4 tiene diferente escala de tiempo, ya que la prueba es más larga para $G_{0.01}$. Se considera, sin pérdida de generalidad para las pruebas, que el segundo valor de histéresis es definido como 4 veces el de la histéresis original. En el caso de que la histéresis inicial sea igual a cero, la ε considerada para el segundo punto se define como $\varepsilon = 0.4$.

Se puede observar que en el caso de $G_{0.01}$, al usar el valor de histéresis de 4 veces más que el primer valor resulta en un incremento en la duración de la prueba mucho más significativo, y por tanto existe una diferencia mayor en la fase entre los dos puntos de frecuencia obtenidos. En el caso de procesos lentos, no es necesario hacer un cambio de histéresis tan grande. Se recomienda elegir la histéresis de manera que los dos puntos de frecuencia estén relativamente alejados entre sí. En la Tabla 4.1 se muestran los resultados obtenidos al aplicar el relevador de dos pasos a los casos de estudio.

En el caso de $G_{0.01}$ sin ruido con un valor de $\varepsilon_{\min} = 0$, los valores obtenidos para el tiempo muerto fueron negativos y con valores incongruentes. De nuevo, se observa que este proceso es el que presenta mayores problemas en la estimación de los parámetros. Esto era de esperarse, recordando los resultados del Capítulo 2, en donde se observó la magnitud del error en la estimación de los parámetros últimos.

Las Fig. 4-5, 4-6 y 4-7 muestran el error en la estimación de cada parámetro de acuerdo

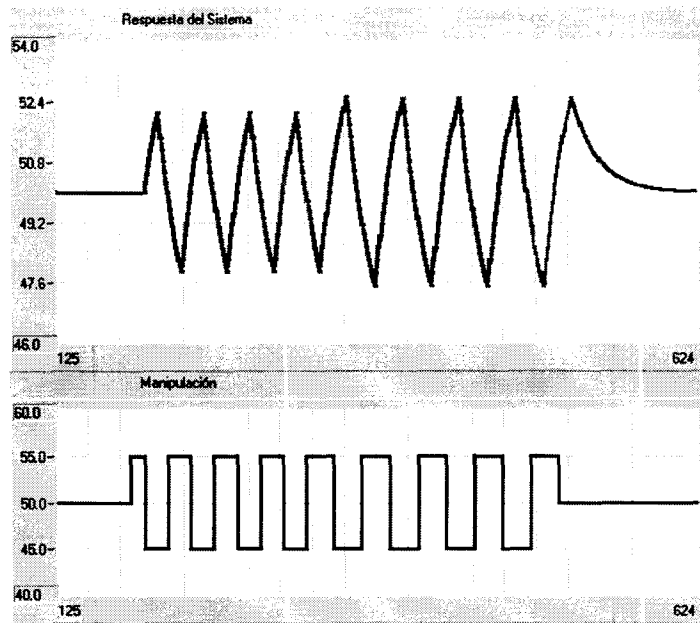


Figura 4-3: Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.1}$

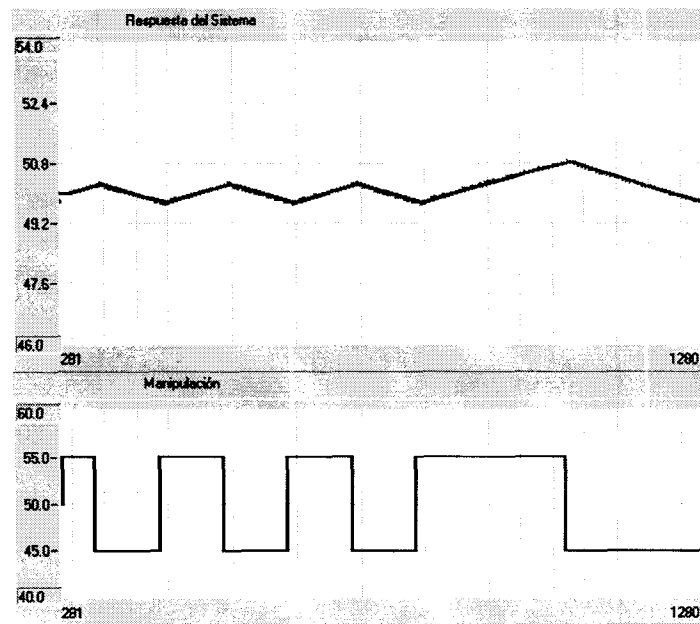


Figura 4-4: Aplicación del relevador de dos pasos para $G_{0.01}$

	Modelo Real			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$		
Proc	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.432	0.880	1.036
$G_{0.25}$	1	4	1	0.712	2.795	0.872
$G_{0.1}$	1	10	1	0.203	2.248	0.791
$G_{0.05}$	1	20	1	0.148	3.286	0.555
$G_{0.02}$	1	50	1	0.117	6.608	0.914
$G_{0.01}$	1	100	1	0.065	2.502	NaN

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1.012	2.018	0.836	0.718	1.341	0.910
$G_{0.25}$	1.017	4.056	0.778	0.561	2.131	0.889
$G_{0.1}$	1.011	10.135	0.650	0.559	5.448	0.654
$G_{0.05}$	2.728	54.857	0.359	1.033	20.562	0.173
$G_{0.02}$	0.189	3.328	2.233	0.162	2.133	2.000
$G_{0.01}$	0.221	8.375	4.475	0.243	6.614	4.220

Tabla 4.1: Resultados de identificación (Método B)

a la dinámica y las condiciones de la prueba¹. Se puede observar de nuevo que para valores pequeños de la relación L/τ los resultados son impredecibles, debido al tiempo de muestreo, que afecta la resolución de los parámetros identificados. Para evitar mayores pruebas a este método, puede deducirse que el problema presentado es el mismo del Método A. Los parámetros dependen de los valores de ganancia y período últimos. Se ha analizado ya ampliamente el error introducido de estos parámetros por la discretización y se puede inferir que los problemas del método son los mismos.

Si se comparan los resultados del Método B con los del Método A del capítulo anterior, se puede observar que los resultados son bastante mejores, aunque se mantiene el error para los procesos con L/τ pequeñas. Se puede observar además que el principal error en el modelo es en el valor obtenido de tiempo muerto, lo que es congruente, recordando de la Ec. 4.9 que su valor depende de la precisión en la fase encontrada. Debido a que el método encuentra la fase digital y no la continua se presentan errores significativos en la estimación del tiempo muerto para muchos de los casos.

¹ Para propósitos de las gráficas, en los casos en que el tiempo muerto no es correctamente estimado, se asume que se encontró un valor de cero.

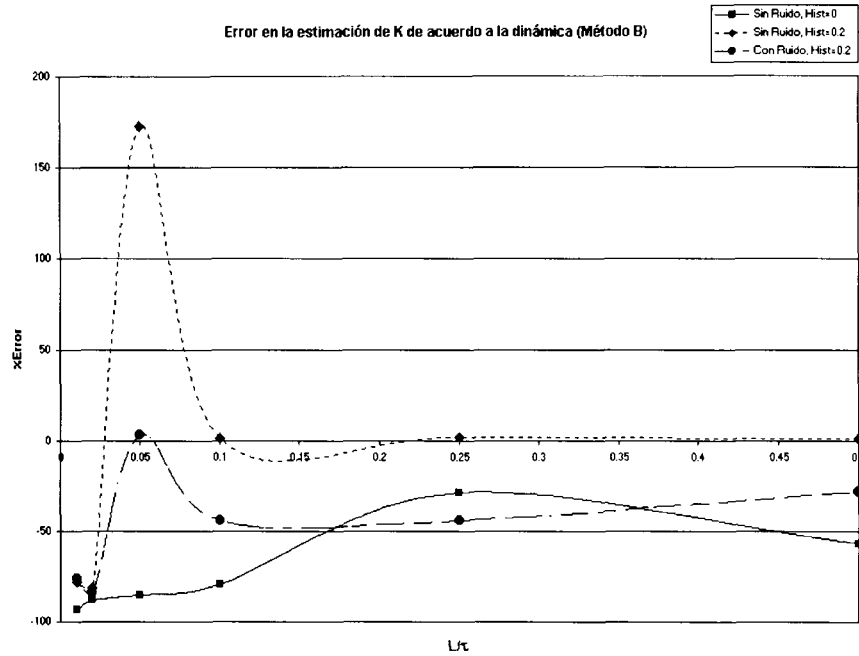


Figura 4-5: Error en la estimación de K para diferentes dinámicas (Método B)

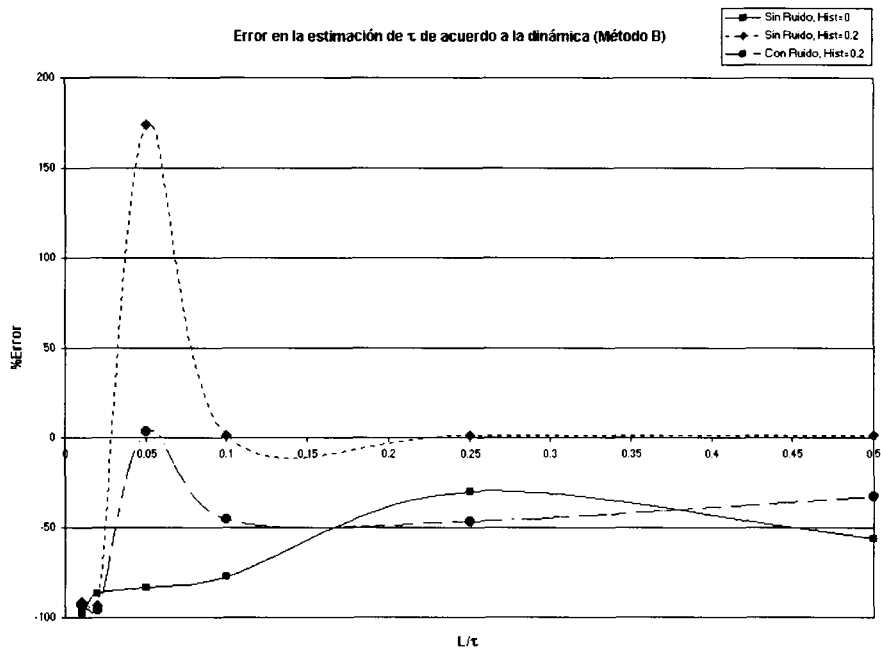


Figura 4-6: Error en la estimación de τ para diferentes dinámicas (Método B)

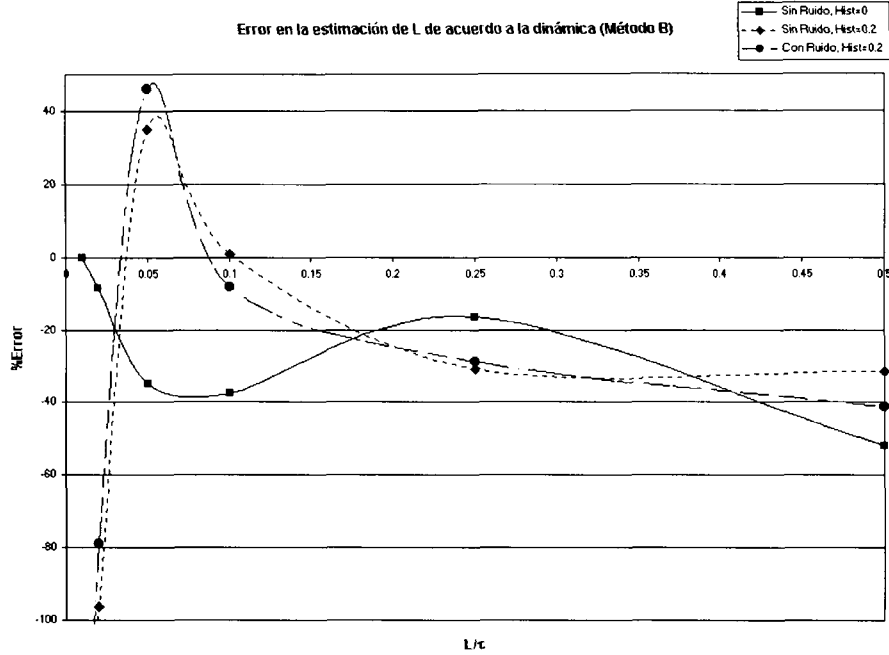


Figura 4-7: Error en la estimación de L para diferentes dinámicas (Método B)

4.3 Propuesta B1. Análisis en dominio de frecuencia con corrección de estimación de fase

4.3.1 Descripción de la propuesta B1

Se pueden aplicar los conceptos de la propuesta A2 del capítulo anterior (Ver Sección 3.4.1). En este caso, se obtendrán dos magnitudes y dos fases a diferentes frecuencias. El análisis posterior es el mismo que en el método B1 considerando ahora que para la primera parte de la prueba (con el primer valor de histéresis), la magnitud y la fase serán:

$$|G(j\omega_{\phi 1})| = \frac{\sqrt{[\int y(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 1}t)dt]^2 + [\int y(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 1}t)dt]^2}}{\sqrt{[\int u(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 1}t)dt]^2 + [\int u(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 1}t)dt]^2}}$$

$$\angle G(j\omega_{\phi 1}) = \tan^{-1} \frac{-\int y(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 1}t)dt}{\int y(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 1}t)dt} - \tan^{-1} \frac{-\int u(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 1}t)dt}{\int u(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 1}t)dt}$$

y para el segundo valor de histéresis:

$$|G(j\omega_{\phi 2})| = \frac{\sqrt{[\int y(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 2}t)dt]^2 + [\int y(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 2}t)dt]^2}}{\sqrt{[\int u(t)\text{Cos}(\omega_{\phi 2}t)dt]^2 + [\int u(t)\text{Sen}(\omega_{\phi 2}t)dt]^2}}$$

$$\angle G(j\omega_{\phi_2}) = \tan^{-1} \frac{-\int y(t) \text{Sen}(\omega_{\phi_2} t) dt}{\int y(t) \text{Cos}(\omega_{\phi_2} t) dt} - \tan^{-1} \frac{-\int u(t) \text{Sen}(\omega_{\phi_2} t) dt}{\int u(t) \text{Cos}(\omega_{\phi_2} t) dt}$$

Los parámetros pueden obtenerse modificando las Ec. 4.6, 4.8 y 4.9. Esto es, las fórmulas serán:

$$\tau = \sqrt{\frac{\left| \left(\frac{1}{|G(j\omega_{\phi_1})|} \right)^2 - \left(\frac{1}{|G(j\omega_{\phi_2})|} \right)^2 \right|}{\left| \left(\frac{\omega_{\phi_1}}{|G(j\omega_{\phi_2})|} \right)^2 - \left(\frac{\omega_{\phi_2}}{|G(j\omega_{\phi_1})|} \right)^2 \right|}} \quad (4.11)$$

$$K_p = \sqrt{\frac{1 + (\tau\omega_{\phi_1})^2}{\left(\frac{1}{|G(j\omega_{\phi_1})|} \right)^2}} = \sqrt{\frac{1 + (\tau\omega_{\phi_2})^2}{\left(\frac{1}{|G(j\omega_{\phi_2})|} \right)^2}} \quad (4.12)$$

y el tiempo muerto puede obtenerse ya sea como:

$$L = \frac{-\angle G(j\omega_{\phi_1}) - \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_1})}{\omega_{\phi_1}} \quad (4.13)$$

o bien:

$$L = \frac{-\angle G(j\omega_{\phi_2}) - \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_2})}{\omega_{\phi_2}} \quad (4.14)$$

Nótese que la fase únicamente tiene efecto en la estimación del tiempo muerto. Para una buena estimación, se debe de agregar la corrección de fase indicada en la Sección 3.4.2.

Una estimación más robusta del tiempo muerto

Se propone una manera más robusta de aprovechar la información de las Ec. 4.3 y 4.5. Se puede hacer una resta de ambas ecuaciones para usar la información de los dos puntos de frecuencia. Esto dará como resultado la ecuación:

$$\phi_{m1} - \phi_{m2} = -\tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_1}) + \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_2}) - L(\omega_{\phi_1} - \omega_{\phi_2}) \quad (4.15)$$

de donde es posible obtener L como:

$$L = \frac{-\angle G(j\omega_{\phi_1}) + \angle G(j\omega_{\phi_2}) - \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_1}) + \tan^{-1}(\tau\omega_{\phi_2})}{\omega_{\phi_1} - \omega_{\phi_2}} \quad (4.16)$$

En resumen, la Propuesta B1 es aplicada de la misma manera que el método existente B, el cambio radica en la manera en que se obtienen los parámetros del modelo. Al igual que en la Propuesta A2, se requiere de registrar las entradas y las salidas para la evaluación numérica de las integrales fuera de línea.

4.3.2 Evaluación de la propuesta B1

Para analizar detenidamente el efecto de la fase en la estimación del tiempo muerto, los resultados en la estimación del mismo se muestran en tablas posteriores. Más adelante, se comparará el hecho de aplicar la propuesta de considerar la información obtenida en los dos puntos de frecuencia presentada en la Sección 4.3.1.

Al aplicar el relevador de dos pasos para cada caso de estudio, se obtienen los resultados mostrados en la Tabla 4.2, incluyendo únicamente los parámetros K y τ . Puede observarse que los resultados son mejores que para el método original, aunque siguen presentando errores para los casos de $G_{0.01}$ y $G_{0.02}$, esto es para valores pequeños de L/τ .

Proc	Modelo		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	K	τ	K	τ	K	τ	K	τ
$G_{0.5}$	1	2	0.439	0.893	1.005	2.007	0.871	1.710
$G_{0.25}$	1	4	0.756	2.985	0.897	3.566	1.307	5.335
$G_{0.1}$	1	10	0.691	6.849	0.991	9.933	1.059	10.934
$G_{0.05}$	1	20	0.161	3.533	1.287	25.784	0.923	18.667
$G_{0.02}$	1	50	0.129	7.195	2.275	114.471	0.536	26.627
$G_{0.01}$	1	100	0.092	10.862	0.504	50.702	0.195	19.005

Tabla 4.2: Resultados de identificación (Propuesta B1)

En las Fig. 4-8 y 4-9 se muestra el error de cada parámetro de acuerdo a la dinámica del proceso. Obsérvese que se mantiene el mismo efecto de error para los casos de valores pequeños de L/τ debida a la resolución del tiempo de muestreo.

Estimación del tiempo muerto

En la Tabla 4.3 se muestran los resultados obtenidos en la estimación del tiempo muerto Se considera primeramente el utilizar una de las dos ecuaciones 4.13 o 4.14 (L_1) y se incluye la estimación considerando la información de los dos puntos de frecuencia, de acuerdo a la propuesta de la Ec. 4.16 (L_2).

En la Fig. 4-10 se observa el error de estimación del tiempo muerto (L_1). Se observa que el error puede ser bastante significativo en prácticamente todos los casos. La Fig. 4-11 muestra la disminución del porcentaje de error para la estimación L_2 comparada con la de L_1 . Nótese que la consideración propuesta mejora la estimación del tiempo muerto en prácticamente todos los casos .

Obtención de un modelo discreto

Se puede considerar la opción presentada en la Propuesta A1 (Ver Sección 3.3.1) y utilizar los modelos continuos obtenidos del método para calcular los parámetros de un modelo discreto.

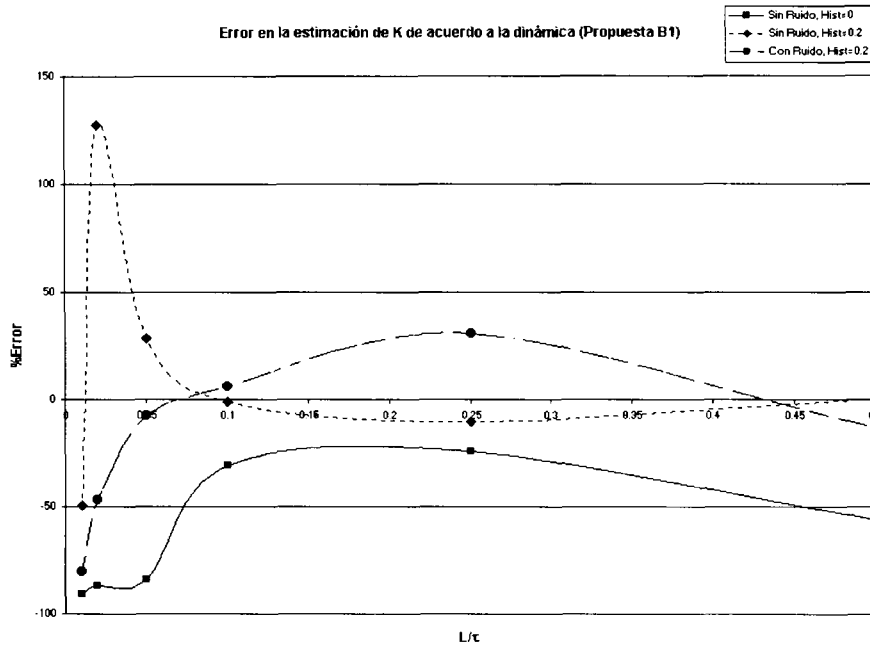


Figura 4-8: Error en estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)

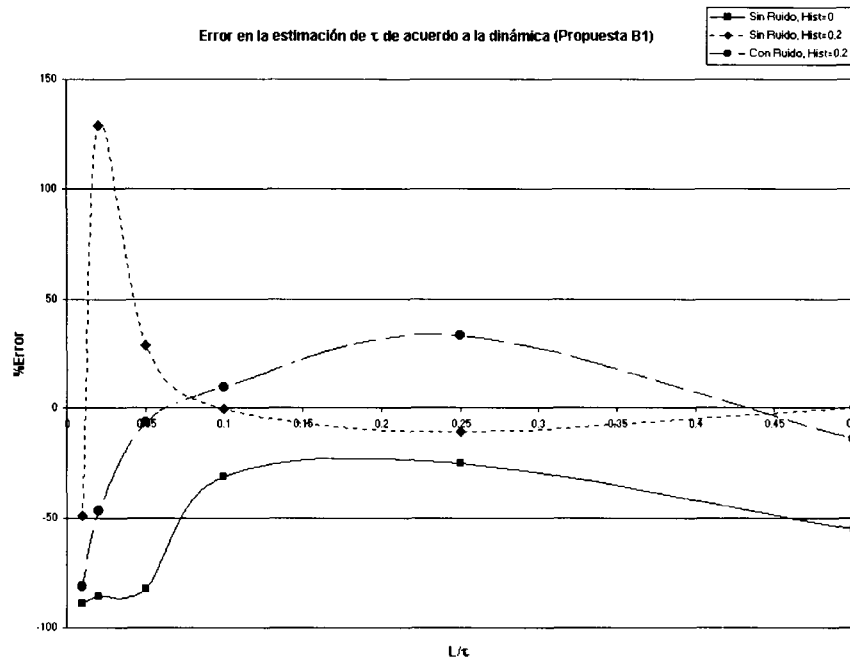


Figura 4-9: Error en estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)

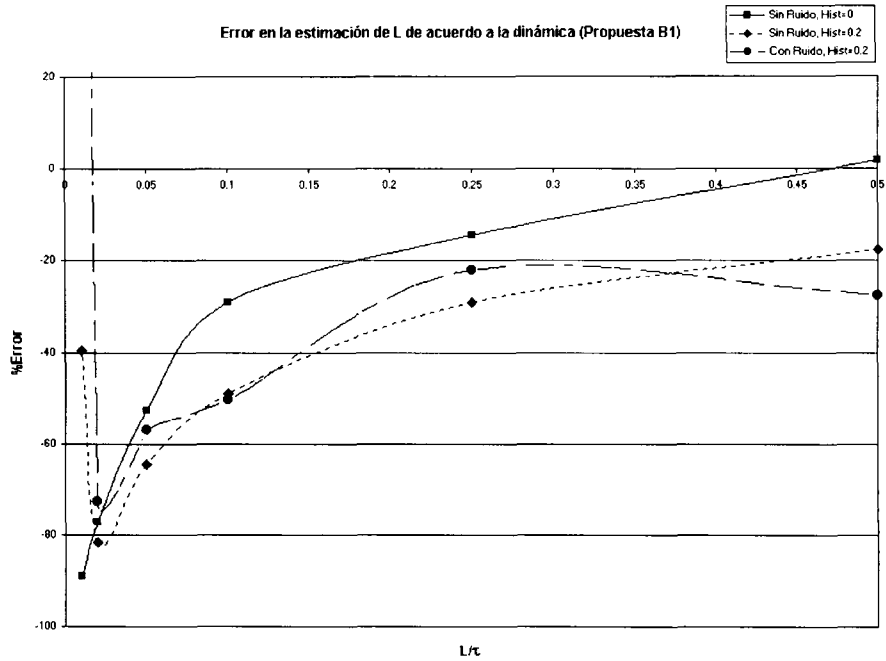


Figura 4-10: Error en estimación de L de acuerdo a la dinámica (Propuesta B1)

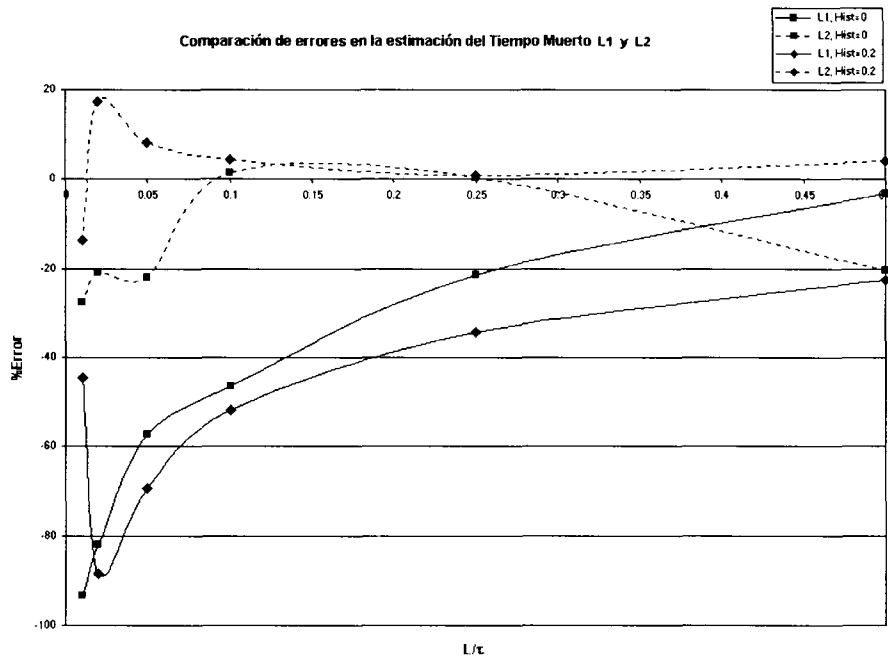


Figura 4-11: Comparación de errores en la estimación de L

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	L_1	L_2	L_1	L_2	L_1	L_2
$G_{0.5}$	1.019	0.796	0.824	1.041	0.726	0.968
$G_{0.25}$	0.855	1.005	0.709	1.009	0.781	1.105
$G_{0.1}$	0.709	1.015	0.510	1.045	0.496	1.112
$G_{0.05}$	0.472	0.779	0.355	1.082	0.429	1.123
$G_{0.02}$	0.227	0.790	0.187	1.174	0.272	2.071
$G_{0.01}$	0.110	0.724	0.605	0.865	8.255	0.218

Tabla 4.3: Comparación de estimación de tiempo muerto con uno y dos puntos de frecuencia

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 4.4. Para propósitos de la evaluación, se aproximó el valor del tiempo muerto obtenido al múltiplo más cercano del tiempo de muestreo para permitir la comparación únicamente con los dos parámetros a_1 y b_1 de los modelos digitales de los casos de estudio.

Proc	Modelo Real		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$	
	a_1	b_1	a_1	b_1
$G_{0.5}$	0.95123	0.048771	0.89406	0.046529
$G_{0.25}$	0.97531	0.024690	0.96705	0.024897
$G_{0.1}$	0.99005	0.0099501	0.98551	0.010010
$G_{0.05}$	0.99501	0.0049875	0.97209	0.004502
$G_{0.02}$	0.99800	0.0019980	0.98619	0.001793
$G_{0.01}$	0.99900	0.0009995	0.99084	0.000846

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	a_1	b_1	a_1	b_1
$G_{0.5}$	0.95140	0.048872	0.94319	0.049464
$G_{0.25}$	0.97234	0.024799	0.98143	0.024261
$G_{0.1}$	0.98998	0.009931	0.99089	0.009643
$G_{0.05}$	0.99613	0.004983	0.99466	0.004932
$G_{0.02}$	0.99913	0.001987	0.99625	0.002007
$G_{0.01}$	0.99980	0.000993	0.99475	0.001024

Tabla 4.4: Obtención de modelo digital (Propuesta B1)

En la Tabla 4.5 se muestra el error de los parámetros digitales. De nueva cuenta, se demuestra que la sensibilidad de los parámetros de los modelos digitales es menor comparada con la de los continuos. El método puede ser utilizado sin ningún problema para la estimación del modelo discreto. Sin embargo, en este caso debido a que la precisión de los métodos del capítulo anterior ya es bastante alta, no se recomienda usar esta prueba para la obtención del

modelo digital, ya que tomará el doble de tiempo para su aplicación y no aportará mejoras significativas al modelo discreto obtenido.

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$		S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$	
	%e a_1	%e b_1	%e a_1	%e b_1	%e a_1	%e b_1
$G_{0.5}$	-6.01	-4.60	0.017	0.21	-0.84	1.42
$G_{0.25}$	-0.85	0.84	-0.30	0.44	-0.63	-1.74
$G_{0.1}$	-0.46	0.60	-0.01	-0.19	0.09	-3.08
$G_{0.05}$	-2.30	-9.73	-0.11	-0.08	-0.04	-1.10
$G_{0.02}$	-1.18	-10.27	0.11	-0.57	-0.18	0.49
$G_{0.01}$	-0.82	-15.37	-0.09	-0.60	-0.43	2.44

Tabla 4.5: Error modelo digital (Propuesta B1)

Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial del proceso

El efecto de las perturbaciones es el mismo que el presentado en el capítulo anterior (Ver Sección 3.4.3). Debido a que la prueba es más larga, existe mayor probabilidad de que se presenten perturbaciones a lo largo de la misma. El efecto en la estimación dependerá de las condiciones en que dichas perturbaciones se presenten, y debido a que existen muchas posibilidades, no se incluyen resultados para esta condición. Sin embargo, dado que el método basa sus resultados en las mismas consideraciones de la Propuesta A2, es de esperarse que se tengan efectos semejantes.

Efecto de la amplitud del relevador

Al igual que en los capítulos anteriores, los mayores problemas de estimación son presentados en $G_{0.01}$. Se repiten las pruebas de secciones anteriores, para observar el efecto de la amplitud del relevador. La Tabla 4.6 muestra los efectos de aumentar la amplitud del relevador para $G_{0.01}$. En este caso, los resultados indican que no se presenta mejoría al aumentar la amplitud por lo que no puede utilizarse este parámetro con el objetivo de mejorar el desempeño de la propuesta.

Desempeño ante procesos de segundo orden

Debido a que el método utiliza mayor información que el método del capítulo anterior, se esperaría una mejor identificación de procesos de segundo orden. Los resultados se muestran en la Tabla 4.7, donde puede observarse que el método no da estimados confiables a pesar de usar dos puntos de frecuencia.

Recuérdese de la sección 2.6.9, que los diagramas de Nyquist para el modelo de segundo orden y el modelo aproximado a un primer orden que se desearía obtener son significativamente

	<i>Amplitud = 5%</i>			<i>Amplitud = 10%</i>			<i>Amplitud = 15%</i>		
Proceso	<i>K</i>	τ	<i>L</i>	<i>K</i>	τ	<i>L</i>	<i>K</i>	τ	<i>L</i>
$G_{0.01}, \varepsilon_{\min} = 0$	0.092	10.862	0.724	0.0503	5.898	0.701	0.036	4.241	0.689
$G_{0.01}, \varepsilon_{\min} = 0.2$	0.504	50.702	0.865	0.410	41.346	0.901	0.271	27.262	0.901
		<i>Amplitud = 30%</i>			<i>Amplitud = 45%</i>				
Proceso	<i>K</i>	τ	<i>L</i>	<i>K</i>	τ	<i>L</i>			
$G_{0.02}, \varepsilon_{\min} = 0$	0.0228	2.614	0.665	0.018	2.013	0.644			
$G_{0.01}, \varepsilon_{\min} = 0.2$	0.164	16.485	0.923	0.137	13.751	0.953			

Tabla 4.6: Efecto de la amplitud (Propuesta B1)

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Proc	<i>K</i>	τ	<i>L</i>	<i>K</i>	τ	<i>L</i>	<i>K</i>	τ	<i>L</i>
G_{10}	0.183	2.458	-10.054	0.288	3.472	1.496	0.364	4.312	1.431
G_{20}	0.107	2.989	1.216	0.267	6.115	1.427	0.249	5.804	1.426

Tabla 4.7: Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta B1)

diferentes. Esto es, la información de ambos puntos de frecuencia no es la correcta para el modelo aproximado. Además del efecto de la discretización, estas son las causas por las que no se obtienen resultados correctos para procesos de segundo orden.

4.4 Conclusiones

Después del análisis presentado, se pueden resumir los siguientes puntos importantes.

- Para encontrar mayor información del sistema, la prueba debe durar más del doble de tiempo del método presentado en el capítulo anterior. Esto puede ser significativo en procesos lentos como es el caso de $G_{0.01}$. Para el caso de la obtención de un modelo digital, no se recomiendan los métodos de esta sección ya que no aportan mayor precisión y aumentan el tiempo de duración de la prueba
- La principal ventaja del método es que calcula el tiempo muerto, evitando problemas en procesos donde no sea fácil distinguir el tiempo muerto.
- La Propuesta A2 del capítulo anterior ha sido extendida para el Método B ya que presenta las mismas deficiencias. Con esta modificación, los resultados obtenidos en la Propuesta B1 son mejores que los que da el método existente B.
- El efecto de la fase digital solamente repercute en la estimación del tiempo muerto. Se propuso una manera de estimar el tiempo muerto considerando la información en los dos

puntos de frecuencia. En general, el método obtuvo resultados satisfactorios y consistentes para la estimación del tiempo muerto.

- En el caso de procesos de segundo orden y de dinámicas con valores pequeños de L/τ , no se han obtenido buenos estimados.

Capítulo 5

Relevador Polarizado

5.1 Introducción

En este capítulo se presenta otra alternativa para encontrar un modelo de primer orden con tiempo muerto a partir de una prueba de relevador polarizado [23], [29]. Inicialmente, se introduce el concepto de relevador polarizado y sus diferencias con respecto al relevador convencional. Se presenta un método para obtener el modelo a partir de la prueba del relevador polarizado basado en un análisis en el dominio del tiempo de la respuesta obtenida. El método se basa en la determinación de la ganancia estática, lo que es posible, debido a las características del relevador polarizado. Se propone un análisis alternativo en el dominio de la frecuencia generalizando la propuesta A2. Se analizan las ventajas de los métodos y se identifican algunos puntos débiles de los mismos, considerando los casos de estudio de diferentes dinámicas que se han utilizado en capítulos anteriores.

5.2 Relevador polarizado

Se tiene el proceso con función de transferencia

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (5.1)$$

Como se ha comentado anteriormente, para la identificación del mismo a partir de una prueba de relevador es necesario encontrar información adicional. En [24] y [29] se sugiere aplicar un relevador con *bias* en la salida. A este tipo de relevador le llamaremos *relevador polarizado (biased)* como se muestra en la Fig. 5-1.

Su respuesta es semejante a la del relevador convencional con histéresis, pero ahora definida como:

$$u = \begin{cases} u_{ss} + (\mu + \mu_0), & \text{si } e > \varepsilon \\ u_{ss} + (\mu_0 - \mu), & \text{si } e < -\varepsilon \end{cases}$$

donde μ es el valor de la amplitud del relevador y μ_0 es el valor del bias. El efecto del bias es introducir una componente de frecuencia cero adicional a la información de la frecuencia última. Una manera diferente de describir el funcionamiento del relevador polarizado es considerarlo como la aplicación conjunta de un cambio escalón más una prueba de relevador.

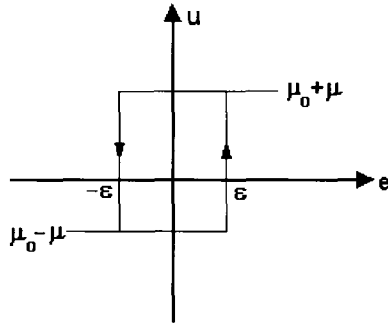


Figura 5-1: Relevador polarizado

En la Fig. 5-2 se observa la respuesta típica del relevador polarizado. Es importante destacar que las oscilaciones ya no serán simétricas y se tendrán dos períodos de tiempo Tu_1 y Tu_2 . Además, la amplitud de la respuesta será diferente hacia arriba (A_u) de la amplitud hacia abajo (A_d).

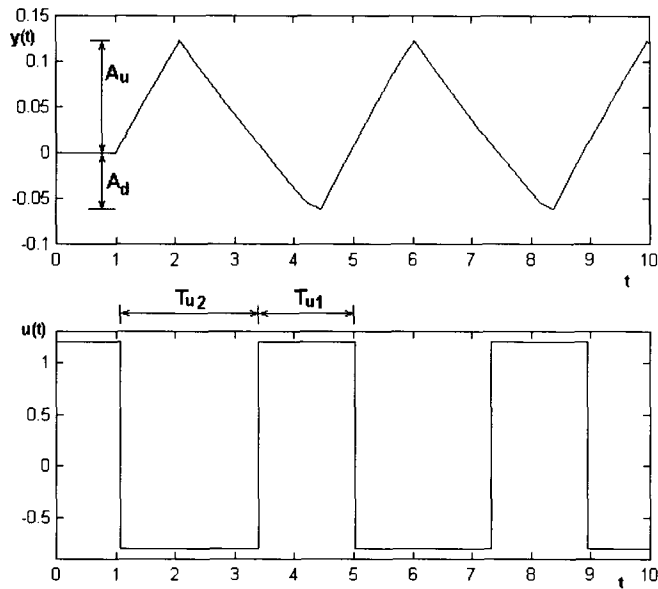


Figura 5-2: Respuesta del relevador polarizado

Parámetros del relevador polarizado

En este caso hay que definir, además de los parámetros mencionados en el Capítulo 2 para relevador convencional:

- *Bias*. Es el valor que se agrega al relevador, y que lo hace asimétrico. Ahora, el cambio hacia arriba será diferente al cambio hacia abajo. Este valor se define comúnmente en un rango de 10 a 50% de la amplitud del relevador.

5.2.1 Análisis de la estimación de la ganancia estática con el relevador polarizado

El método del relevador polarizado estima la ganancia estática de la siguiente manera. La asimetría en la forma de la entrada y la salida permite estimar la información en el punto a frecuencia cero, como se propone en [29] a partir del primer coeficiente de la expansión en series de Fourier. Esta información es la ganancia estática, que es la componente de la señal a frecuencia cero y puede obtenerse como:

$$K = G(0) = \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} y(t) dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} u(t) dt} \quad (5.2)$$

Nótese que la evaluación de las integrales para un relevador no polarizado dará como resultado cero y la ganancia estática no puede obtenerse a partir de esta ecuación.

Uso de variables de desviación para la estimación de la ganancia estática

La literatura que presenta este método para la estimación de ganancia estática no es específica en cuanto al modo de evaluar las integrales de la Ec. 5.2. Esto es, podría intentarse evaluarlas ya sea usando variables absolutas o bien variables de desviación. Para determinar cual es la manera correcta de evaluar las integrales consideremos primero que se usan variables absolutas, sustituyendo $\hat{y} = y - y_{ss}$ y $\hat{u} = u - u_{ss}$ donde \hat{y} y \hat{u} son las variables de desviación y y_{ss} y u_{ss} son los puntos de operación. Sustituyendo en la Ec. 5.2, tendremos:

$$\begin{aligned} K &= G(0) = \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} y(t) dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} u(t) dt} \\ &= \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} [\hat{y}(t) + y_{ss}] dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} [\hat{u}(t) + u_{ss}] dt} \end{aligned}$$

$$= \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} \hat{y}(t) dt + \int_0^{Tu_1+Tu_2} y_{ss} dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} \hat{u}(t) dt + \int_0^{Tu_1+Tu_2} u_{ss} dt}$$

Los términos $\int_0^{Tu_1+Tu_2} y_{ss} dt$ y $\int_0^{Tu_1+Tu_2} u_{ss} dt$ son constantes que se suman al valor de las integrales. Para cualquier punto de operación $y_{ss} \neq 0$, $u_{ss} \neq 0$, al realizar la evaluación de las integrales es claro que el valor de K dependerá del punto de operación actual. En la literatura, comúnmente se manejan puntos de operación cero para trabajos de simulación, sin embargo esto es normalmente poco común en procesos reales. Además si se tiene que $y_{ss} = u_{ss} = 0$, claramente la ganancia puede ser obtenida con una observación directa de el valor de y y u en cualquier instante considerando que $K = \frac{y}{u}$, y en tal caso no existiría la necesidad de aplicar métodos de identificación más complicados. Esto demuestra que para una estimación correcta de la ganancia estática es necesario emplear variables de desviación en la Ec. 5.2, lo que implica que es necesario contar con los valores de y_{ss} y u_{ss} del proceso, que pueden obtenerse en el período de medición de ruido únicamente si el proceso está completamente en estado estacionario.

Efecto de estado no estacionario en el inicio de la prueba para la estimación de ganancia estática

Un punto que no ha sido considerado en el desarrollo del método es el caso de que el proceso no esté totalmente estable. Es importante analizar el efecto de no tener una buena estabilización al momento de aplicar la prueba de relevador polarizado, ya que se desea utilizar el método a petición del usuario y no necesariamente el proceso estará en estado estacionario. La evaluación sustituyendo variables de desviación en la Ec. 5.2 es

$$\begin{aligned} K &= G(0) = \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} \hat{y}(t) dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} \hat{u}(t) dt} \\ &= \frac{\int_0^{Tu_1+Tu_2} [y(t) - y_{ss}] dt}{\int_0^{Tu_1+Tu_2} [u(t) - u_{ss}] dt} \end{aligned}$$

El valor de u_{ss} es conocido, ya que es el valor de la manipulación enviado al inicio de la prueba. Sin embargo, es posible que y_{ss} no sea el valor correcto debido a que el proceso aún no se haya estabilizado. Se tendrá un error en la estimación $y(0) = y_{ss} - \tilde{y}_{ss}$ donde $\tilde{y}_{ss} = y_{ss} - y(0)$

es el valor observado y y_{ss} es el valor real. Se tendrá entonces:

$$\begin{aligned}
K &= G(0) = \frac{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [y(t) - (y_{ss} - y(0))] dt}{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [u(t) - u_{ss}] dt} \\
&= \frac{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [y(t) - y_{ss}] dt + \int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} y(0) dt}{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [u(t) - u_{ss}] dt} \\
&= \frac{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [y(t) - y_{ss}] dt + (T_{u_1} + T_{u_2})y(0)}{\int_0^{T_{u_1}+T_{u_2}} [u(t) - u_{ss}] dt}
\end{aligned}$$

El error en la estimación será debido al término $(T_{u_1} + T_{u_2})y(0)$. Por tanto, este método es sensible a una mala estabilización del proceso, lo que generará un error significativo en la estimación de la ganancia.

5.3 Método existente C. Análisis en el dominio del tiempo del relevador polarizado

5.3.1 Descripción del método C

En [29] se presentó el análisis del relevador polarizado en el dominio del tiempo y el análisis realizado fue totalmente en el dominio del tiempo. A continuación se presenta a mayor detalle dicho desarrollo.

Se sabe que la respuesta en el tiempo de un sistema de primer orden está dado por:

$$y(t) = e^{-t/\tau}y(0) + K(1 - e^{-t/\tau})u_0 \quad (5.3)$$

Agregando el término e^{-Ls} y considerando t_0 como el tiempo inicial, la Ec. 5.3 se modifica como:

$$y(t) = e^{-(t-t_0)/\tau}y(t_0) + K(1 - e^{-(t-t_0)/\tau})u(t_0 - L) \quad (5.4)$$

El análisis es realizado para cada intervalo de respuesta tal como se muestra en la Fig. 5-3. Se asume, sin pérdida de generalidad, que el primer pulso aplicado es negativo.

Analizando el intervalo $L \leq t \leq t_1 + L$ y considerando que la entrada activa para este instante es de $u = \mu_0 - \mu$, la respuesta en dicho intervalo se puede expresar como:

$$y(t) = e^{-(t-L)/\tau}y(0) + K(1 - e^{-(t-L)/\tau})(\mu_0 - \mu)$$

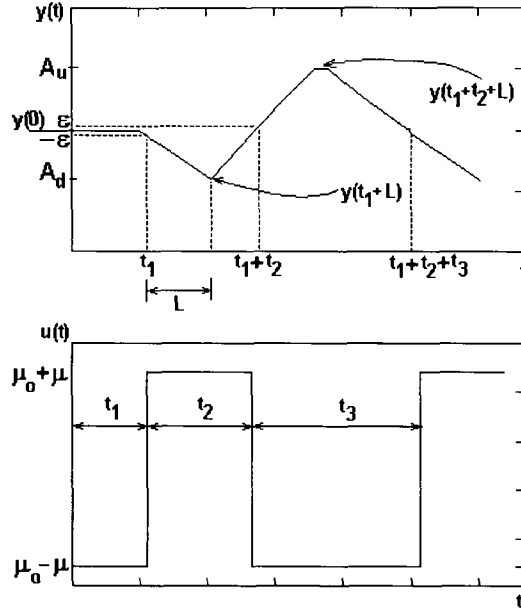


Figura 5-3: Análisis en el dominio del tiempo del relevador polarizado

que desarrollando y agrupando es equivalente a:

$$y(t) = (y(0)e^{L/\tau} - \mu_0 K e^{L/\tau})e^{-t/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-(t-L)/\tau})$$

Definiendo el término constante

$$y'(0) = y(0)e^{L/\tau} - \mu_0 K e^{L/\tau}$$

por tanto:

$$y(t) = y'(0)e^{-t/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-(t-L)/\tau}) \quad (5.5)$$

para $L \leq t \leq t_1 + L$

En $t = t_1$, el relevador cambia de $u = \mu_0 - \mu$ a $u = \mu_0 + \mu$. En este caso, el retraso es $t_1 + L$. Evaluando $y(t_1)$ y considerando de acuerdo a la gráfica que $y(t_1) = -\varepsilon$ se tendrá:

$$y(t_1) = y'(0)e^{-t_1/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-(t_1-L)/\tau}) = -\varepsilon \quad (5.6)$$

y reagrupando:

$$y'(0)e^{-t_1/\tau} + \mu K e^{-(t_1-L)/\tau} = \mu K - \mu_0 K - \varepsilon \quad (5.7)$$

Analizando ahora el intervalo $t_1 + L \leq t \leq t_1 + t_2 + L$. El retraso aquí será igual a $t_1 + L$ y la entrada activa en este período es $u = \mu_0 + \mu$. La respuesta en el tiempo está dada entonces

por:

$$y(t) = e^{-(t-t_1-L)/\tau}y(t_1 + L) + K(1 - e^{-(t-t_1-L)/\tau})(\mu_0 + \mu)$$

o bien:

$$y(t) = e^{-(t-t_1-L)/\tau}y(t_1 + L) + K(\mu_0 + \mu) - \mu K e^{-(t-t_1-L)} - \mu_0 K e^{-(t-t_1-L)/\tau} \quad (5.8)$$

De la Ec. 5.6 de $y(t_1)$ evaluando en $t = t_1 + L$

$$y(t_1 + L) = y'(0)e^{-(t_1+L)/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-t_1/\tau}) \quad (5.9)$$

Sustituyendo este resultado en la Ec. 5.8 y reagrupando términos se obtiene:

$$y(t) = y'(0)e^{-t/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-(t-L)/\tau}) + 2\mu K(1 - e^{-(t-t_1-L)/\tau}), \quad (5.10)$$

para $t_1 + L \leq t \leq t_1 + t_2 + L$

Ahora, en $t = t_1 + t_2$, sabiendo que $y(t_1 + t_2) = \varepsilon$ y que la entrada en ese instante cambia a $u = \mu_0 - \mu$, se evaluará la Ec. 5.10 para obtener $y(t_1 + t_2)$

$$y(t_1 + t_2) = y'(0)e^{-(t_1+t_2)/\tau} - \mu K(1 - e^{-(t_1+t_2-L)/\tau}) + \mu_0 K + 2\mu K(1 - e^{-(t_2-L)/\tau}) = \varepsilon \quad (5.11)$$

o bien:

$$y'(0)e^{-(t_1+t_2)/\tau} + \mu K e^{-(t_1+t_2-L)/\tau} - 2\mu K e^{-(t_2-L)/\tau} = \varepsilon - \mu K - \mu_0 K \quad (5.12)$$

Sustituyendo la Ec. 5.7 en la Ec. 5.11 se obtiene:

$$(\mu K - \mu_0 K - \varepsilon)e^{-t_2/\tau} + (\mu + \mu_0)K - 2\mu K e^{-(t_2-L)/\tau} = \varepsilon \quad (5.13)$$

y despejando $t_2 = Tu_1$ (considerando que $Tu_1 = t_2 = t_4 = t_6\dots$):

$$Tu_1 = t_2 = \tau \ln \frac{2\mu K e^{L/\tau} + \mu_0 K - \mu K + \varepsilon}{\mu K + \mu_0 K - \varepsilon} \quad (5.14)$$

Esta es una ecuación con 3 incógnitas. Es necesario analizar otro intervalo, considerando $t_1 + t_2 + L \leq t \leq t_1 + L$ (el retraso será $t_1 + t_2 + L$ y la entrada $\mu_0 - \mu$), la respuesta en dicho intervalo estará dada como:

$$y(t) = e^{-(t-t_1-t_2-L)/\tau}y(t_1 + t_2 + L) + K(1 - e^{-(t-t_1-t_2-L)/\tau})(\mu_0 - \mu) \quad (5.15)$$

Evaluando la Ec. 5.11 en $t = t_1 + t_2 + L$

$$y(t_1 + t_2 + L) = y'(0)e^{-(t_1+t_2+L)/\tau} - \mu K(1 - e^{-(t_1+t_2)/\tau}) + \mu_0 K + 2\mu K(1 - e^{-t_2/L}) \quad (5.16)$$

y sustituyendo este término en la Ec. 5.15 y reagrupando se tendrá:

$$y(t) = y'(0)e^{-t/\tau} + \mu K e^{-(t-L)/\tau} + 2\mu K e^{-(t-t_1-t_2-L)/\tau} - 2\mu K e^{-(t-t_1-L)/\tau} + \mu_0 K - \mu K$$

Evaluando en $t = t_1 + t_2 + t_3$, sabiendo que $y(t_1 + t_2 + t_3) = -\varepsilon$ y la entrada es $u = \mu + \mu_0$. Sustituyendo además $-\mu K = 2\mu K - 2\mu K - \mu K$.

$$\begin{aligned} y(t_1 + t_2 + t_3) &= -\varepsilon \\ &= y'(0)e^{-(t_1+t_2+t_3)/\tau} - \mu K(1 - e^{-(t_1+t_2+t_3-L)/\tau}) \\ &\quad - 2\mu K(1 - e^{-(t_3-L)}) + 2\mu K(1 - e^{-(t_2+t_3-L)/\tau}) + \mu_0 K \end{aligned} \quad (5.17)$$

Despejando $y'(0)$ de la Ec. 5.12 y sustituyendo en la Ec. 5.17, desarrollando y reagrupando términos se tiene:

$$(\varepsilon - \mu K - \mu_0 K)e^{-t_{0.1}/\tau} + (\mu_0 - \mu)K + 2\mu K e^{-t_{0.1}/\tau} e^{L/\tau} = -\varepsilon \quad (5.18)$$

y despejando $t_3 = Tu_2$ (igualmente considerando $Tu_2 = t_3 = t_5 = t_7\dots$):

$$Tu_2 = t_3 = \tau \ln \frac{2\mu K e^{L/\tau} - \mu_0 K - \mu K + \varepsilon}{\mu K - \mu_0 K - \varepsilon} \quad (5.19)$$

Para el cálculo de los puntos en que la salida es igual a A_d y A_u se tiene que

$$y(t_1 + L) = A_d = y'(0)e^{-(t_1+L)/\tau} + \mu_0 K - \mu K(1 - e^{-t_1/\tau}) \quad (5.20)$$

Sustituyendo $y'(0)$ de la Ec. 5.11 y desarrollando

$$A_d = (\mu_0 - \mu)K(1 - e^{-L/\tau}) - \varepsilon e^{-L/\tau} \quad (5.21)$$

De esta ecuación puede despejarse el término L/τ y definiendo

$$\Theta = L/\tau \quad (5.22)$$

$$\Theta = \ln \frac{K(\mu - \mu_0) - \varepsilon}{K(\mu - \mu_0) + A_d} \quad (5.23)$$

Del mismo modo para A_u de la Ec. 5.17

$$\begin{aligned} y(t_1 + t_2 + L) &= A_u \\ &= y'(0)e^{-(t_1+t_2+L)/\tau} - \mu K(1 - e^{-(t_1+t_2)/\tau}) \\ &\quad + \mu_0 K + 2\mu K(1 - e^{-t_2/\tau}) \end{aligned} \quad (5.24)$$

y sustituyendo $y'(0)$ de la Ec. 5.12 y desarrollando

$$A_u = (\mu + \mu_0)K(1 - e^{-L/\tau}) + \varepsilon e^{-L/\tau} \quad (5.25)$$

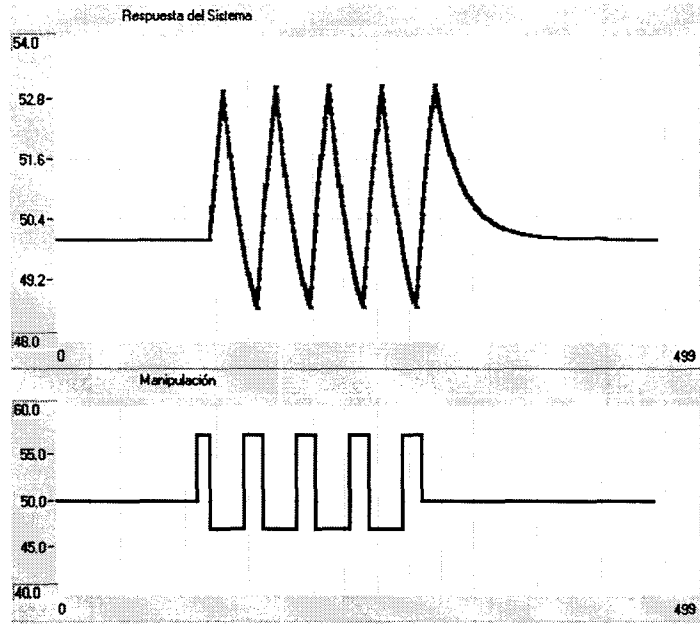


Figura 5-4: Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.5}$

y por tanto:

$$\Theta = \ln \frac{K(\mu + \mu_0) - \varepsilon}{K(\mu + \mu_0) - A_u} \quad (5.26)$$

La información obtenida en este análisis puede ser utilizada para encontrar el modelo del sistema de acuerdo al procedimiento que se resume a continuación:

1. Durante la prueba del relevador polarizado, medir los valores de A_u y A_d , así como de T_{u1} y T_{u2} .
2. Calcular K de la Ec. 5.2.
3. Calcular Θ , ya sea de 5.23 o 5.26.
4. Calcular τ , ya sea de 5.14 o 5.19.
5. Calcular L de la Ec. 5.22.

5.3.2 Evaluación del método C

Se analizan los mismos casos de estudio para observar los resultados de este método. En las Fig. 5-4, 5-5 y 5-6 se observa una aplicación típica del relevador polarizado para cada proceso. Nótese que la escala de tiempo es del doble para la Fig. 5-6. En todos los casos, se ha seleccionado el valor de $bias = 0.4 * d$.

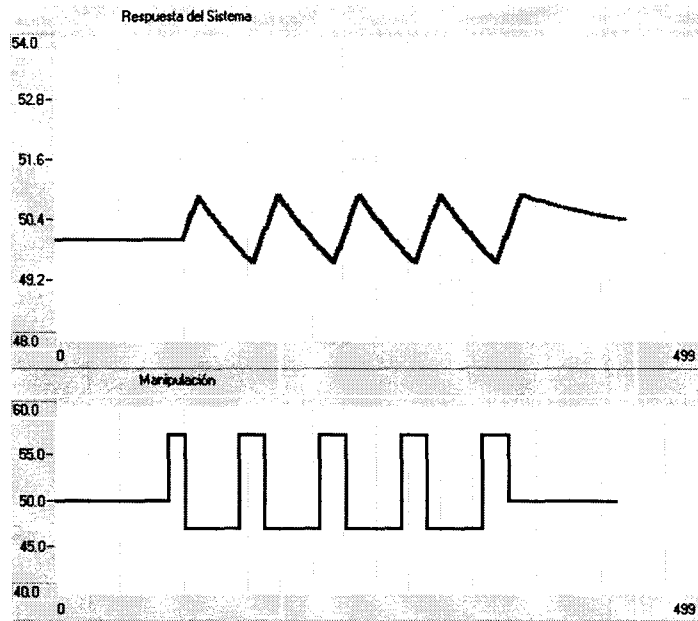


Figura 5-5: Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.1}$

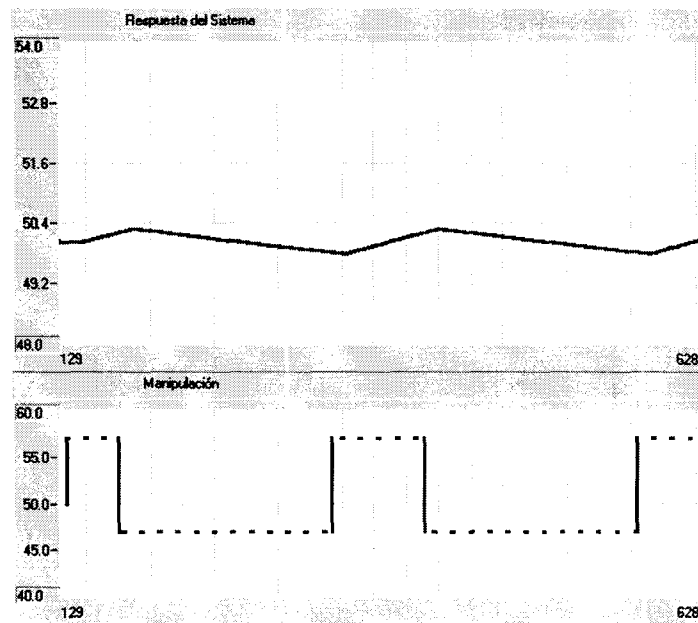


Figura 5-6: Aplicación del relevador polarizado a $G_{0.01}$

Los resultados obtenidos al aplicar el relevador polarizado a los casos de estudio se muestran en la Tabla 5.1. Puede observarse que el método es bastante confiable para casi todos los casos. El proceso con mayor dificultad de ser identificado es $G_{0.01}$, sobre todo para el caso de $\varepsilon_{\min} = 0$. Sin embargo, el método resulta bastante sensible al ruido, principalmente debido a que depende de los estimados correctos de los picos A_u y A_d .

Proc	Modelo Real			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.996	1.974	1.061	0.998	2.032	1.062
$G_{0.25}$	1	4	1	1.002	3.826	1.049	0.994	3.851	1.052
$G_{0.1}$	1	10	1	0.996	9.991	1.073	1.018	10.401	1.031
$G_{0.05}$	1	20	1	1.021	20.512	1.064	1.005	20.450	1.038
$G_{0.02}$	1	50	1	1.060	53.511	1.059	0.911	45.404	1.065
$G_{0.01}$	1	100	1	-6.08E13	-6.3E15	0.70	0.939	95.049	1.016

Proc	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L
$G_{0.5}$	0.945	1.914	1.056
$G_{0.25}$	1.078	4.086	1.015
$G_{0.1}$	1.391	13.767	1.008
$G_{0.05}$	1.854	31.882	1.132
$G_{0.02}$	1.336	58.521	0.799
$G_{0.01}$	0.220	12.396	1.650

Tabla 5.1: Resultados de identificación (Método C)

Las Fig. 5-7, 5-8 y 5-9 muestran el error en la estimación de cada parámetro de acuerdo a la dinámica del proceso. Obsérvese que el error es mayor para valores pequeños de L/τ .

Desempeño ante procesos de segundo orden

El punto crucial en que se basa el método es que todos los cálculos son hechos con base en la consideración de modelos de primer orden. Típicamente, los procesos aparentan comportamiento de primer orden, sin embargo es común que su dinámica sea más semejante a la de un modelo de segundo orden sobreamortiguado. Esto puede acarrear errores en la identificación del sistema. Es por eso importante verificar si este análisis es correcto aplicando el método ante procesos de segundo orden. Los resultados obtenidos para la identificación de G_{10} y G_{20} son los mostrados en la Tabla 5.2. Se observa que los resultados son bastante cercanos de acuerdo a la constante de tiempo dominante y el tiempo muerto aparente. Sin embargo, debe destacarse que valores de histéresis igual a cero proporcionan los modelos con mayor error.

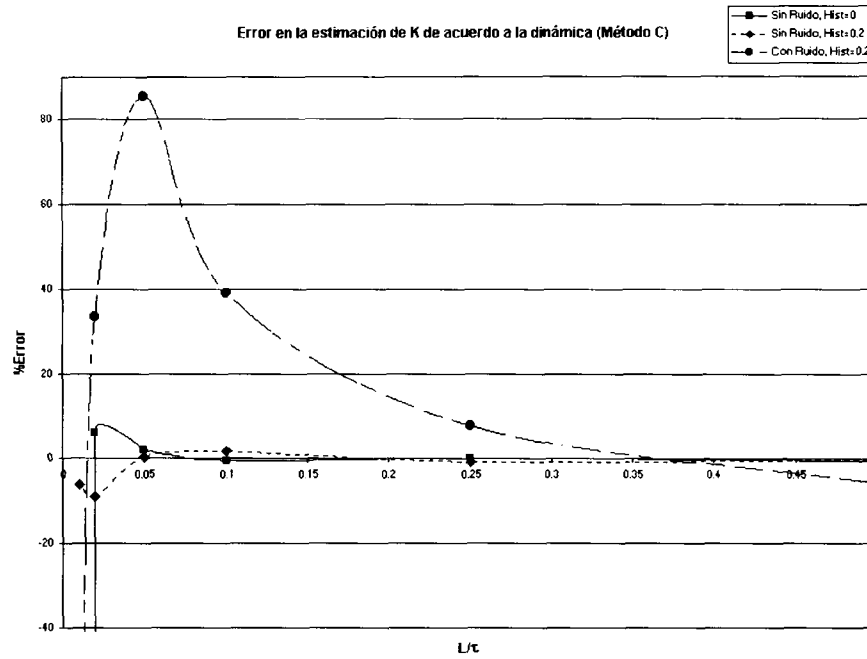


Figura 5-7: Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Método C)

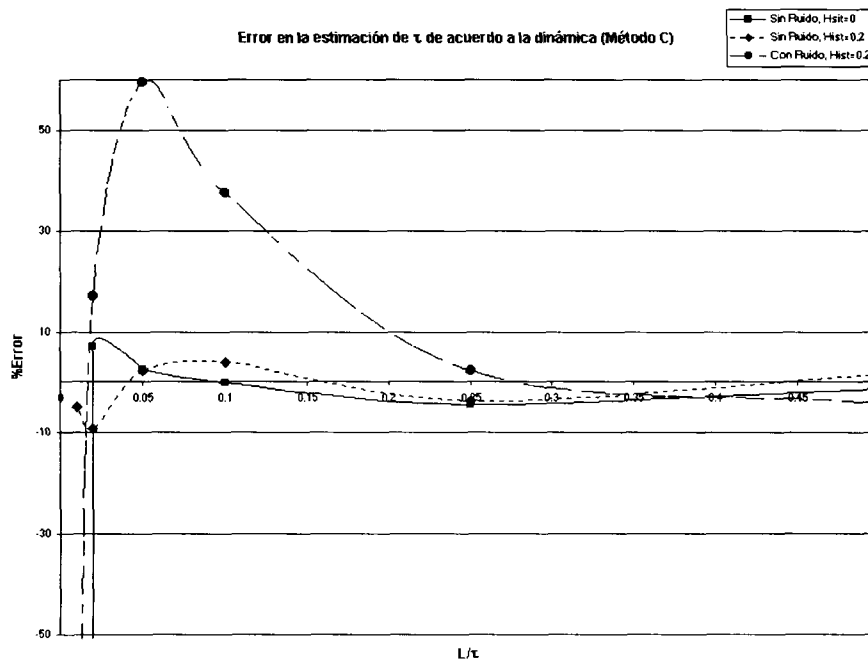


Figura 5-8: Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Método C)

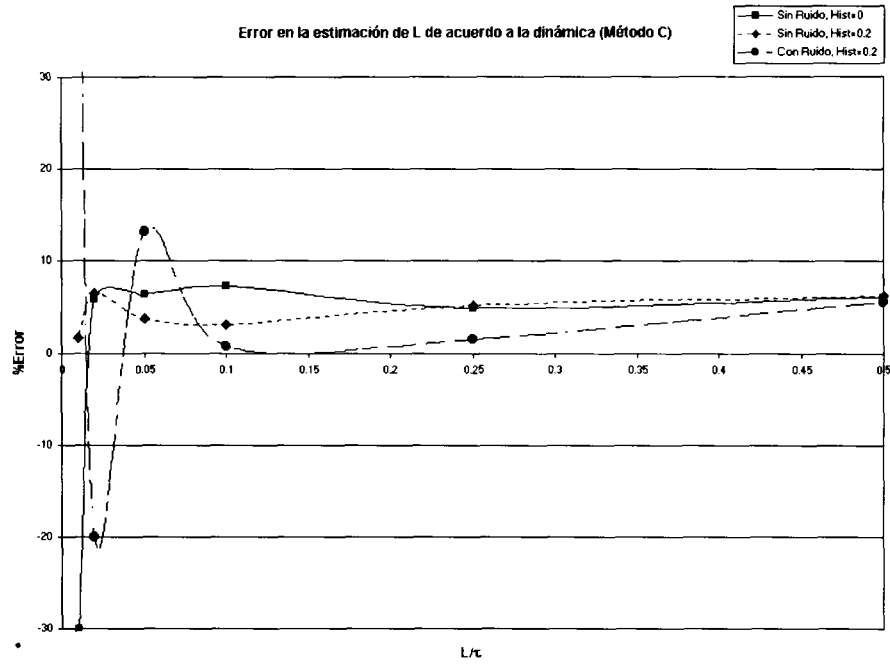


Figura 5-9: Error en la estimación de L de acuerdo a la dinámica (Método C)

Proc	Proc. Aprox			S.R., $\epsilon_{\min} = 0$			S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
G_{10}	1	10	2	0.997	18.834	1.716	0.993	15.311	1.605
G_{20}	1	20	2	0.923	31.484	1.802	1.041	27.552	1.649

C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$			
Proc	K	τ	L
G_{10}	0.989	13.371	1.670
G_{20}	0.804	20.363	1.598

Tabla 5.2: Desempeño ante procesos de segundo orden (Método C)

Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial del proceso

La Tabla 5.3 muestra los resultados para el caso de $G_{0.5}$ al no tener una estabilización inicial del proceso, o bien al aplicar una perturbación a la mitad de la prueba de relevador. Se pueden observar errores significativos en la estimación de la ganancia estática y por consiguiente en el resto del modelo. Esto concuerda con la evaluación teórica de la Sección 5.2.1, que indicaba el error de la estimación de la ganancia estática debido a la no estabilización del proceso. Este problema no ha sido detectado en la literatura y es de suma importancia ya que no se puede asegurar que el operador haya estabilizado completamente el proceso al aplicar el relevador.

Perturbación	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L
Al inicio 1%	-6.333	-14.332	0.836	-7.988	-19.546	0.812
Al inicio 2%	-1.261	-2.716	0.729	-0.674	<i>NaN</i>	<i>NaN</i>
A la mitad 1%	-8.293	-16.781	0.832	-7.965	-16.945	0.816
A la mitad 2%	-1.145	-1.822	0.542	-1.264	-2.267	0.655

Perturbación	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L
Al inicio 1%	-4.810	-9.705	0.803
Al inicio 2%	-1.0188	-1.4821	0.436
A la mitad 1%	-8.006	-16.447	0.818
A la mitad 2%	-1.148	-1.894	0.557

Tabla 5.3: Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial (Método C)

5.4 Método existente C'. Relevador mixto (Relevador normal y polarizado)

5.4.1 Descripción del método C'

Cuando Shen [24] propone el uso del relevador polarizado por primera vez, sugiere la aplicación de un relevador polarizado y un relevador normal. Primeramente, el relevador polarizado se usa para obtener la información a frecuencia cero, esto es su ganancia estática a partir de la Ec. 5.2. Una vez conocida K_p , se utilizan los parámetros últimos (K_u y T_u) a partir del relevador normal y se utilizan las ecuaciones

$$\frac{1}{K_\phi} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + (\tau\omega_\phi)^2}} \quad (5.27)$$

$$-\pi + \phi_m = -\tan^{-1}(\tau\omega_\phi) - \omega_\phi L \quad (5.28)$$

para estimar los parámetros restantes τ y L . La desventaja obvia de este método radica en el tiempo de duración de la prueba que se duplica para encontrar el modelo del mismo. Sin embargo, el tiempo de duración de la prueba es menor que para el Método B, ya que la histéresis no cambia.

5.4.2 Evaluación del método C'

Considerando la aplicación del relevador mixto para los casos de estudio, se obtienen los resultados presentados en la Tabla 5.4. Gráficamente estos resultados se muestran en las Fig. 5-10, 5-11 y 5-12. Se puede observar que el método presenta errores únicamente para casos de valores pequeños de L/τ .

Proc	Modelo Real			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.995	2.352	0.972	0.999	1.992	1.061
$G_{0.25}$	1	4	1	1.080	4.904	0.895	1.063	4.246	1.154
$G_{0.1}$	1	10	1	1.032	10.254	1.039	0.976	9.759	1.481
$G_{0.05}$	1	20	1	0.982	22.248	1.018	0.965	19.378	1.868
$G_{0.02}$	1	50	1	1.008	56.001	1.007	1.012	50.667	3.072
$G_{0.01}$	1	100	1	1.017	112.885	1.004	0.851	85.435	5.119

Proc	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L
$G_{0.5}$	1.018	2.086	1.104
$G_{0.25}$	1.046	4.180	1.156
$G_{0.1}$	0.956	9.539	1.492
$G_{0.05}$	3.515	73.569	1.733
$G_{0.02}$	-1.166	57.429	2.665
$G_{0.01}$	0.351	33.449	3.721

Tabla 5.4: Resultados de identificación (Método C')

Desempeño ante procesos de segundo orden

Para los sistemas de segundo orden, se obtienen los resultados de la Tabla 5.5. Se puede observar que se tienen buenos resultados, además de que se tiene una menor sensibilidad al ruido que los métodos anteriores.

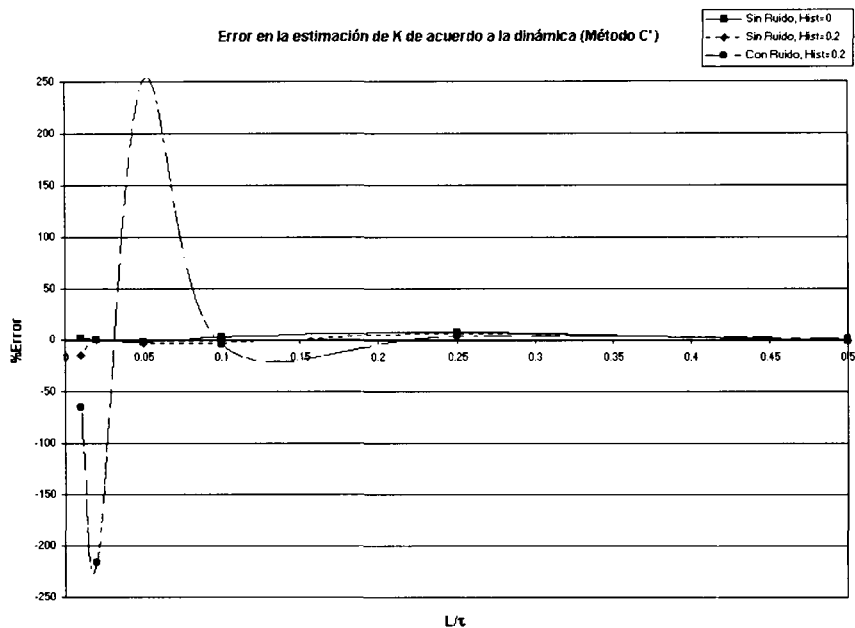


Figura 5-10: Error en la estimación de K de acuerdo a la dinámica (Método C')

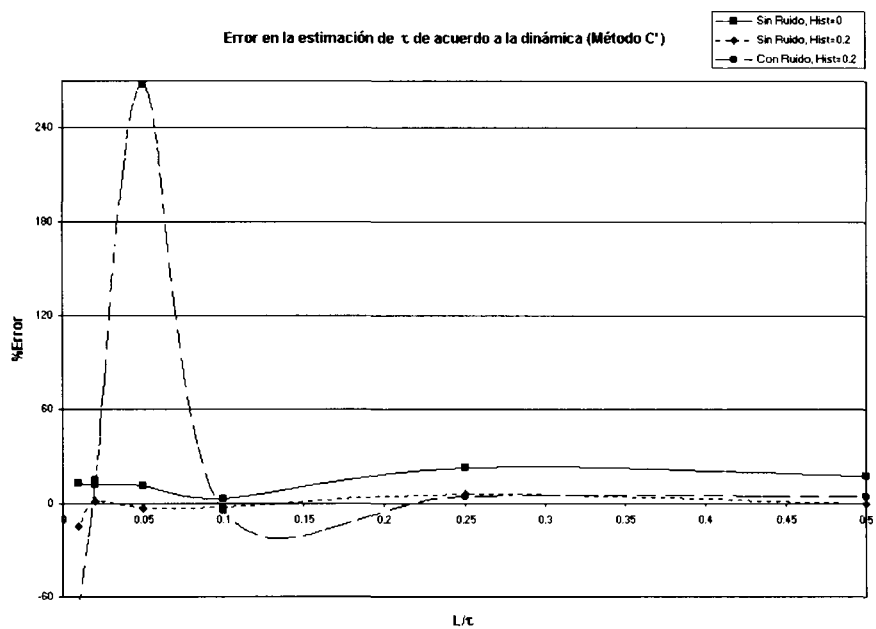


Figura 5-11: Error en la estimación de τ de acuerdo a la dinámica (Método C')

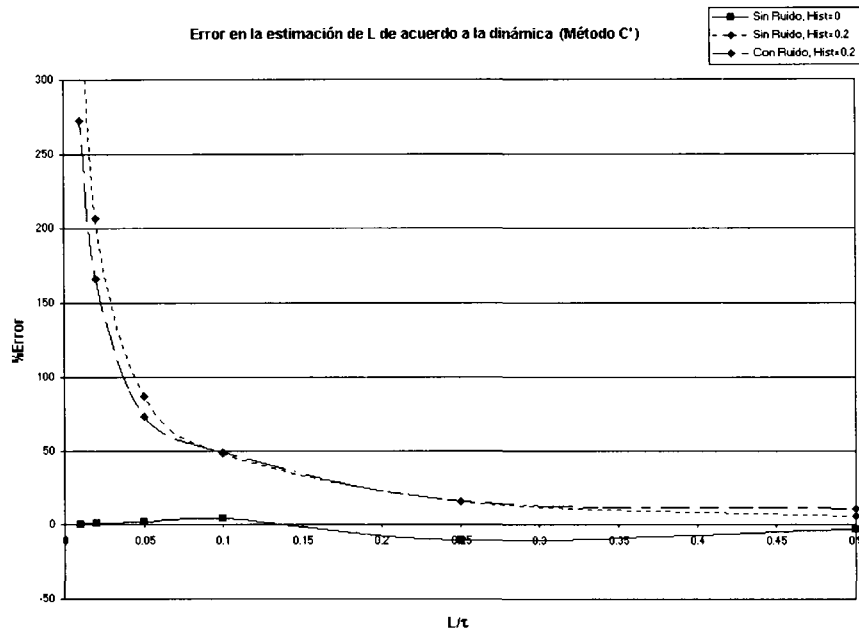


Figura 5-12: Error en la estimación de L de acuerdo a la dinámica (Método C')

Proc	Proc. Aprox.			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
G_{10}	1	10	2	1.109	16.715	1.851	1.015	13.144	2.349
G_{20}	1	20	2	1.207	36.109	1.888	1.003	23.524	2.771

C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			
Proc	K	τ	L
G_{10}	1.104	14.723	2.286
G_{20}	1.187	29.079	2.632

Tabla 5.5: Desempeño ante procesos de segundo orden (Método C')

5.5 Propuesta C1. Análisis en el dominio de la frecuencia del relevador polarizado con corrección de fase

5.5.1 Descripción de la propuesta C1

Es posible hacer un análisis alternativo en el dominio de la frecuencia para identificar el proceso a un modelo de primer orden. Se puede obtener la magnitud y el ángulo de el proceso de acuerdo a la Propuesta A2 (Ver Sección 3.4.1). Se considera que ya se conoce el valor de K_p a partir de la Ec. 5.2 y que se puede calcular la magnitud y el ángulo a la frecuencia de oscilación ω_ϕ . A partir del modelo de primer orden con tiempo muerto, se pueden formar un par de ecuaciones de magnitud y ángulo. Esto es:

$$|G(j\omega_\phi)| = \left| \frac{K_p}{\sqrt{(\tau\omega_\phi)^2 + 1}} \right| \quad (5.29)$$

De esta ecuación, se puede despejar τ como:

$$\tau = \sqrt{\frac{\left[\frac{K_p}{|G(j\omega_\phi)|} \right]^2 - 1}{\omega_\phi^2}} \quad (5.30)$$

A partir de la ecuación de ángulo, se tiene:

$$\angle G(j\omega_\phi) = -\tan^{-1}(\omega_\phi\tau) - \omega_\phi L \quad (5.31)$$

de donde se puede despejar L como:

$$L = \frac{-\angle G(j\omega_\phi) - \tan^{-1}(\omega_\phi\tau)}{\omega_\phi} \quad (5.32)$$

con lo que se obtiene el modelo de primer orden con tiempo muerto.

5.5.2 Evaluación de la propuesta C1

Precisión en la fase

Se puede observar que en este caso, el valor estimado de la constante de tiempo no depende de la precisión en la fase como lo indica la Ec. 5.30. La fase interviene únicamente en el cálculo del tiempo muerto. La Fig. 5-13 muestra la sensibilidad de la estimación del tiempo muerto contra el error en la fase, de manera semejante al análisis presentado en capítulos anteriores. Se puede observar que para este método o cualquiera que parta de conocer la ganancia estática del proceso previamente no es tan estrictamente necesario hacer una compensación de fase como en los métodos anteriores, debido a la poca sensibilidad de los resultados.

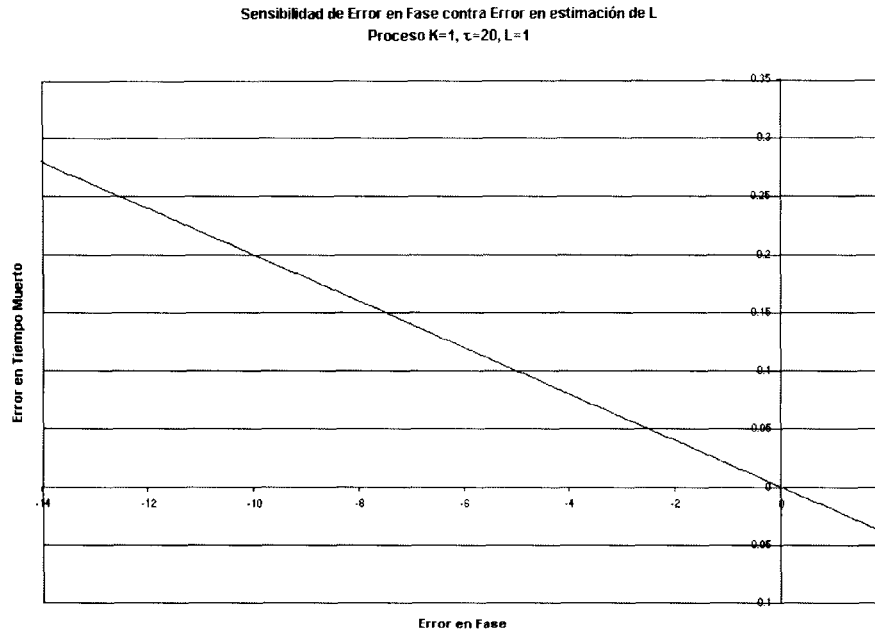


Figura 5-13: Sensibilidad de error en fase contra error en estimación de L

Resultados experimentales

La Tabla 5.6 muestra los resultados obtenidos al aplicar este método. En las Fig. 5-14 y 5-15 se muestra el error de estimación de cada parámetro de acuerdo a la dinámica del proceso. Se omite la gráfica de error en estimación de τ ya que puede observarse de la tabla que el porcentaje de error es muy cercano al porcentaje de error de K y por tanto las gráficas serían muy semejantes.

Desempeño ante procesos de segundo orden

De nueva cuenta, se prueba el método ante procesos de segundo orden. Los resultados se muestran en la Tabla 5.7. Los resultados son un poco más consistentes, sin embargo se observa una alta sensibilidad al ruido, provocando estimaciones equivocadas del tiempo muerto, incluso de signo contrario. Sin embargo, para los casos sin ruido los resultados son bastante buenos.

Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial del proceso

La Tabla 5.8 muestra los resultados para el caso de $G_{0.5}$ al no tener una estabilización inicial del proceso, o bien al aplicar una perturbación a la mitad de la prueba de relevador. Se pueden observar errores significativos en la estimación de la ganancia estática, tal como se demostró en la Sección 5.2.1 y por consiguiente en el resto del modelo.

Proc	Modelo Real			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	0.996	2.218	-0.920	0.998	2.014	1.049
$G_{0.25}$	1	4	1	1.002	3.937	-1.037	0.996	3.932	-1.33
$G_{0.1}$	1	10	1	1.025	10.192	-1.301	1.018	10.283	1.061
$G_{0.05}$	1	20	1	1.018	20.667	-1.430	1.005	20.272	1.059
$G_{0.02}$	1	50	1	1.419	71.697	-1.481	0.911	45.590	1.065
$G_{0.01}$	1	100	1	-6.08E13	-6.14E15	-1.505	0.934	94.317	1.064

Proc	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L
$G_{0.5}$	0.952	1.908	1.069
$G_{0.25}$	1.032	4.211	-1.361
$G_{0.1}$	1.012	10.583	-2.116
$G_{0.05}$	5.306	107.548	0.993
$G_{0.02}$	1.349	67.611	1.117
$G_{0.01}$	1.139	104.162	1.117

Tabla 5.6: Resultados de identificación (Propuesta C1)

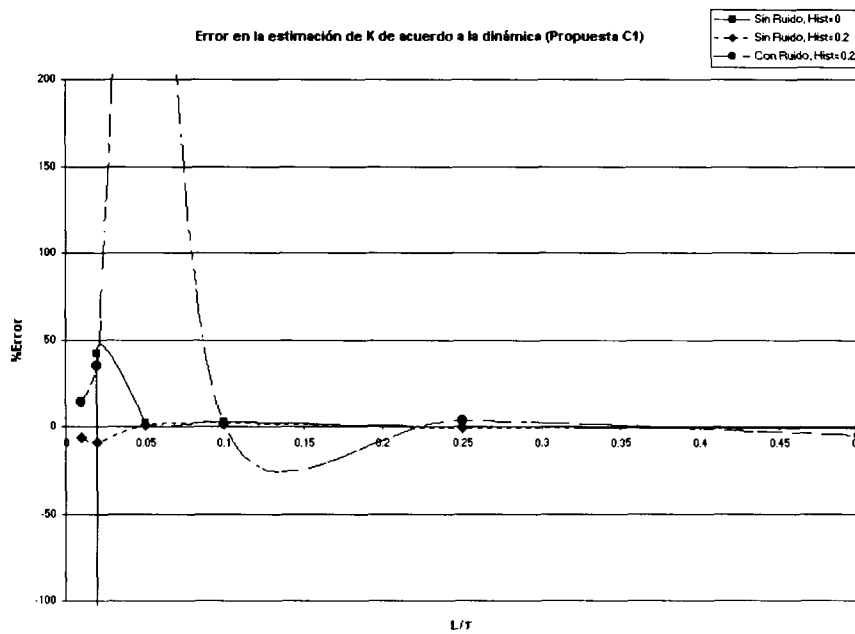


Figura 5-14: Error en estimación de K de acuerdo a la dinámica (Propuesta C1)

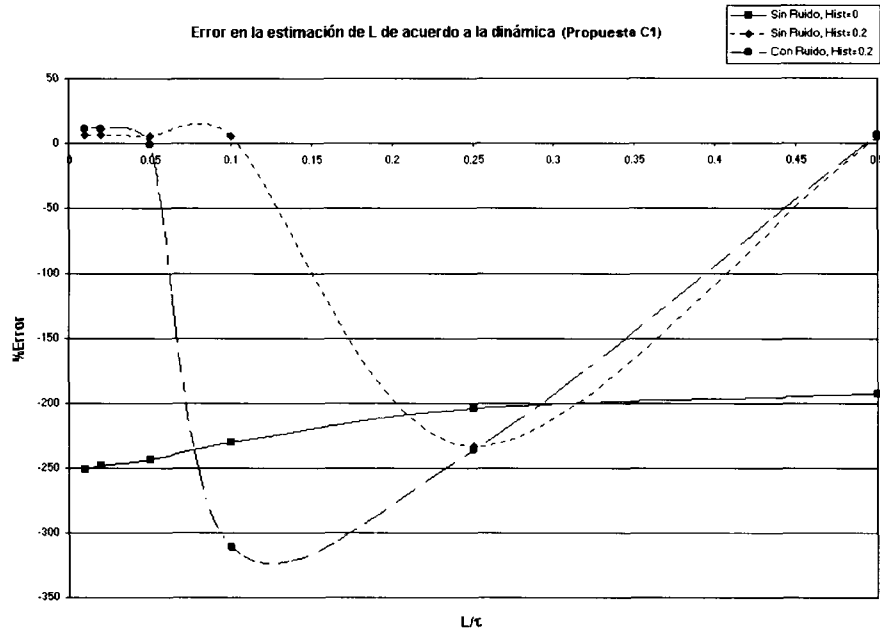


Figura 5-15: Error en estimación de L de acuerdo a la dinámica (Propuesta C1)

Proc	Proc. Aprox			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
G_{10}	1	10	2	1.001	14.919	-1.929	1.059	13.143	1.924
G_{20}	1	20	2	1.062	31.741	-2.165	0.842	19.217	1.991

C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			
Proc	K	τ	L
G_{10}	1.122	13.903	1.958
G_{20}	1.197	27.758	2.033

Tabla 5.7: Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta C1)

	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Perturbación	K	τ	L	K	τ	L
Al inicio 1%	-1.000	-2.429	-2.298	-1.148	2.830	1.056
Al inicio 2%	-6.009	16.042	-1.584	-5.996	16.360	-1.615
A la mitad 1%	35.960	80.555	-1.125	-19.963	42.180	6.850
A la mitad 2%	-1.148	2.561	-1.691	-1.262	3.489	-1.464

	C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
Perturbación	K	τ	L
Al inicio 1%	-1.248	2.901	-1.960
Al inicio 2%	-6.215	16.817	-1.621
A la mitad 1%	-1.151	3.067	-1.726
A la mitad 2%	-1.144	3.064	-1.723

Tabla 5.8: Efecto de perturbaciones y no estabilización inicial (Propuesta C1)

5.6 Propuesta C2. Alternativa para la estimación de la ganancia estática a partir del relevador polarizado

5.6.1 Descripción de la propuesta C2

Después de desarrollado el análisis en el dominio del tiempo, se observa que se obtienen 4 ecuaciones (Ec.5.14, 5.19, 5.23 y 5.26], para solamente 3 incógnitas (K, τ, L) que se buscan del modelo de primer orden con tiempo muerto. Una propuesta alternativa consistiría en utilizar la información de las 4 ecuaciones de la siguiente manera. Igualando las Ec. 5.23 y 5.26, sólo queda una incógnita, la ganancia estática y la ecuación resultante es:

$$K_p = \frac{-\varepsilon(A_d + A_u)}{A_u(\mu_0 - \mu) - A_d(\mu + \mu_0) - 2\varepsilon\mu_0} \quad (5.33)$$

Nótese que debe de usarse un relevador con histéresis, de lo contrario la estimación dará una ganancia estática igual a cero. Para que esta ecuación proporcione un buen estimado de la ganancia los valores de A_d y A_u deben ser exactos, lo que debido al muestreo resulta poco probable.

En las Fig. 5-16 y 5-17 se muestra el error en la estimación de K para errores pequeños en la observación de A_d y A_u para un caso típico de aplicación de este método. Se observa la gran sensibilidad de la fórmula que depende de un tiempo de muestreo suficientemente pequeño para encontrar los valores correctos de A_d y A_u . Esto es factible de ser implementado en controladores dedicados ya que cuentan con tiempos de muestreo pequeños. La ventaja de este método es que no depende del todo de una buena estabilización del proceso antes de aplicar la prueba.

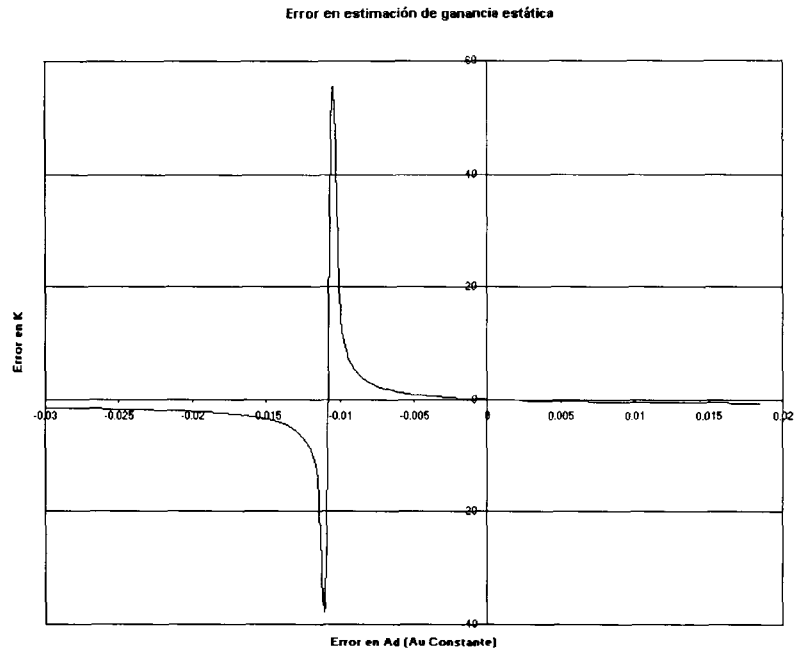


Figura 5-16: Error en estimación de K ante errores en A_d (A_u constante)

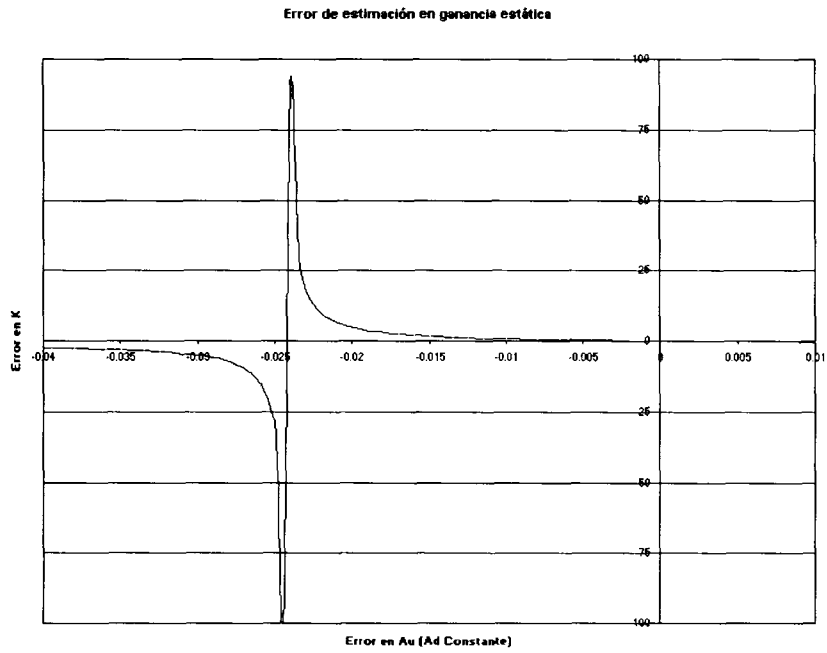


Figura 5-17: Error en estimación de K ante errores en A_u (A_d constante)

5.6.2 Evaluación de la propuesta C2

Como se comentó en la sección anterior, el uso de este método está restringido al uso de tiempos muertos pequeños, para lograr una correcta estimación del modelo. Además, puede observarse que la Ec. 5.33 depende de la histéresis, se debe usar entonces un relevador que incluya histéresis. Se puede probar esta propuesta en combinación con el método C y obtener los resultados mostrados en la Tabla 5.9 o bien junto con la Propuesta C1 como se muestra en la Tabla 5.10. Estos resultados presentan error en la estimación de la ganancia estática, debido al tiempo de muestreo.

Proc	Modelo Real			S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	5.599	10.491	0.771	0.814	1.633	1.124
$G_{0.25}$	1	4	1	0.508	1.991	1.308	-1.007	-2.613	0.526
$G_{0.1}$	1	10	1	0.931	9.555	1.043	0.171	1.645	1.849
$G_{0.05}$	1	20	1	0.997	20.287	1.038	1.641	28.287	1.139
$G_{0.02}$	1	50	1	1.337	66.739	1.033	1.158	50.816	0.805
$G_{0.01}$	1	100	1	-4.129	-414.334	0.963	0.0755	3.033	2.159

Tabla 5.9: Resultados de identificación (Propuesta C2 + Método C)

Proc	Modelo Real			S.R., $\epsilon_{\min} = 0$			S.R., $\epsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	5.599	11.859	0.881	-2.537	5.331	0.936
$G_{0.25}$	1	4	1	0.508	1.895	-1.187	0.197	0.239	-0.511
$G_{0.1}$	1	10	1	0.931	9.401	1.07	0.121	0.752	-1.251
$G_{0.05}$	1	20	1	0.997	20.105	1.06	-0.063	<i>NaN</i>	<i>NaN</i>
$G_{0.02}$	1	50	1	1.328	66.494	1.03	-0.059	2.052	2.771
$G_{0.01}$	1	100	1	-4.129	415.254	0.946	0.092	7.897	3.498

Tabla 5.10: Resultados de identificación (Propuesta C2 + Propuesta C1)

Efecto del tiempo de muestreo

Considerando un tiempo más adecuado, en este caso $T_s = 0.01$, se puede observar una mejora significativa cuando no existe ruido presente, como se indica en la Tabla 5.11. Cabe mencionar que LabWindows no tiene la capacidad para manejar tiempos de muestreo tan pequeños, únicamente para simulación puede considerarse este caso. En el caso de los controladores industriales, ya sean microprocesadores o controladores programables, el tiempo de muestreo si puede ser utilizado en estos rangos.

Proc	Modelo Real			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0$			S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L	K	τ	L
$G_{0.5}$	1	2	1	1.083	2.002	0.680	0.680	1.299	-0.828
$G_{0.25}$	1	4	1	0.925	3.685	2.494	2.494	10.298	-1.335
$G_{0.1}$	1	10	1	1.064	10.659	-0.373	-0.373	3.382	-1.841
$G_{0.05}$	1	20	1	1.176	23.549	8.498	8.498	170.216	1.002
$G_{0.02}$	1	50	1	1.018	51.005	0.353	0.353	15.909	1.319
$G_{0.01}$	1	100	1	<i>NaN</i>	<i>NaN</i>	<i>NaN</i>	-2.003	198.981	1.107

Tabla 5.11: Efecto del tiempo de muestreo (Propuesta C2)

Desempeño ante procesos de segundo orden

Para los sistemas de segundo orden, se observa en la Tabla 5.12 que los resultados son bastante alejados de los correctos. No se recomienda por lo tanto usar este método para procesos con dinámica más semejante a un segundo orden.

Proc	S.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$			C.R., $\varepsilon_{\min} = 0.2$		
	K	τ	L	K	τ	L
G_{10}	-0.335	3.888	2.335	0.252	2.726	2.600
G_{20}	0.817	18.628	1.997	0.109	1.675	3.498

Tabla 5.12: Desempeño ante procesos de segundo orden (Propuesta C2)

5.7 Conclusiones

Habiendo analizado una alternativa más para la identificación automática a partir de la prueba del relevador, se pueden destacar los siguientes puntos.

- El relevador polarizado requiere de una estabilización total del proceso para lograr encontrar la ganancia estática. De lo contrario, se ha demostrado que los errores en el modelo son bastante significativos. Este efecto no ha sido reportado debidamente en la literatura que propone este método y por tanto es importante destacarlo. Sin embargo, debe señalarse que es posible una estimación casi exacta de la ganancia si se tiene estabilización al inicio de la prueba y no se presentan perturbaciones durante la misma.
- A pesar de que el Método C es basado en un análisis en el tiempo de un proceso de primer orden, los resultados obtenidos para procesos de segundo orden son bastante buenos.
- El análisis en dominio de frecuencia de la Propuesta C1 resulta ligeramente más robusto que el del dominio en el tiempo del Método C.

- El relevador mixto implica dos pruebas de relevador, con el consiguiente aumento en la duración de la prueba sin aportar grandes ventajas en los resultados. Al basarse en el mismo método para la obtención de la ganancia estática presenta los mismos problemas que los Métodos C y la Propuesta C1
- Se ha planteado una alternativa para el cálculo de la ganancia estática. Sin embargo, la ecuación obtenida resulta de una alta sensibilidad ante errores en la detección de valores picos. Esta alternativa debe considerarse si se manejan tiempos de muestreo pequeños. Una notoria desventaja de la propuesta es su deficiencia en la identificación de procesos de segundo orden.
- La corrección en la fase no es del todo necesaria como lo fue en los métodos de los capítulos anteriores. Esto, debido a que el método parte del cálculo inicial de la ganancia estática y las fórmulas resultantes únicamente relacionan al tiempo muerto con la fase con escasa sensibilidad a errores.

Capítulo 6

Análisis Comparativo y Aplicaciones

6.1 Introducción

En este capítulo se presenta un análisis comparativo de los métodos presentados a lo largo de la tesis, destacando las ventajas de las propuestas desarrolladas, así como las condiciones bajo las cuales es más conveniente aplicar cada uno de los métodos. Se analiza la utilidad de los resultados para el caso de identificación, en comparación con el caso de autosintonía. Se presentan los resultados obtenidos a partir de pruebas realizadas en un proceso de control de temperatura.

6.2 Análisis comparativo

Los parámetros evaluados se describen a continuación y se menciona cuales son los métodos que mejor respondieron ante cada caso.

- Procesos con $L/\tau < 0.05$
- Procesos con $L/\tau > 0.05$
- Efecto del Ruido
- No estabilización del proceso
- Modelo Digital
- Evaluación del parámetro K/τ
- Identificación de procesos de segundo orden

Se presenta a continuación una tabla comparativa (Tabla 6.1) para determinar cuales son las mejores condiciones de operación de cada método, esto es, cuando es recomendado utilizar cada uno de ellos. Se indica el método o propuesta y su desempeño cualitativo de acuerdo a la nomenclatura incluida al terminar la tabla.

Los resultados de la tabla pueden interpretarse de la siguiente manera:

<i>Método</i>	1er O.	$L/\tau < 0.05$	$L/\tau > 0.05$	Ruido	No Est.	Digital	K/τ	2do O.
A	XX	XX	RE	XX	XX	BI,RH	BI	XX
A1	NA	BI	BI	BI	BI	BI,RH	NA	RE
A2	MB	MB,RH	MB	BI	BI	MB	MB	XX
B	RE	XX	MB	RE	XX	BI	BI	XX
B1	BI	RE	MB	RE	RE	MB	MB	RE
C	MB,RH	BI,RH	MB	BI	XX	MB	MB	MB
C'	MB	MB	MB	RE	XX	MB	MB	MB
C1	MB,RH	BI,RH	MB,RH	RE	XX	MB	MB	MB,RH
C2	BI,TS	RE,TS+RH	BI,TS+RH	RE	RE	BI	BI	RE

<i>Nomenclatura en el parámetro a evaluar</i>	
1er O.	Identificación de proceso de primer orden con tiempo muerto
$L/\tau < 0.05$	Procesos con relación L/τ muy pequeña
$L/\tau > 0.05$	Procesos con relación L/τ mayor de 0.05
Ruido	Sensibilidad al ruido
No Est.	Sensibilidad a la no estabilización inicial del proceso y a perturbaciones
Digital	Identificación de modelo digital de primer orden
K/τ	Identificación del parámetro K/τ
2do O.	Identificación de procesos de segundo orden aproximados a primer orden

<i>Nomenclatura de la evaluación del desempeño</i>	
MB	Muy Bien ($ Error < 10\%$ en prácticamente todos los casos)
BI	Bien ($ Error < 20\%$ en prácticamente todos los casos)
RH	Requiere histéresis para tener un buen desempeño
RE	Regular. Poco robusto
XX	Mal. Error significativo en prácticamente todos los casos
HI	Mejora al aumentar la histéresis del relevador
TS	Mejora al disminuir el tiempo de muestreo
NA	No aplica.

Tabla 6.1: Tabla comparativa de métodos y propuestas

- Las propuestas desarrolladas mejoran el desempeño de los métodos existentes. Observe por ejemplo la diferencia entre el método A y la propuesta A2.
- La identificación de procesos con relaciones de L/τ pequeñas es la que mayores dificultades presenta. En estos casos, el tiempo muerto es muy pequeño en comparación con la constante de tiempo. Los métodos que mejores resultados obtienen para estos casos han sido: la propuesta A2 (con histéresis) y el C'.
- En general, procesos con relaciones L/τ grandes (mayores de 0.05) son identificados relativamente bien por prácticamente cualquier método.
- En el caso de procesos de segundo orden, la mayoría de los métodos tienen problemas. Los mejores métodos para estos casos son: el método C, el C' y la propuesta C1 (con histéresis). Muchos procesos industriales tienen comportamiento semejante al de un modelo de segundo orden, por lo que es importante considerar este punto.
- Como ya se ha mencionado, el proceso puede no estar totalmente estable al momento de aplicar la prueba o bien recibir perturbaciones durante la misma. En estos casos, los métodos más sensibles a este efecto son: el método A, el C, el C' y el C1. Específicamente, el caso de la estimación de la ganancia estática mediante el relevador polarizado es el de mayor sensibilidad, tal como se demostró en la Sección 5.2.1. El método más robusto en estos casos es el A2.
- Prácticamente cualquiera de los métodos y propuestas puede ser utilizado para la identificación directa de modelos digitales. Evidentemente, en este caso sería poco recomendable utilizar métodos como el B o el C', que requieren de una mayor duración en la prueba, sin aportar una mayor precisión en la identificación.
- El parámetro K/τ es identificado correctamente en la mayoría de los casos. Esto se refleja en que los resultados obtenidos para autosintonía serán aceptables a pesar del error en la identificación de los procesos. En las siguientes secciones se presentan resultados de autosintonía para corroborar este punto.

6.3 Desempeño de los métodos para autosintonía

Se ha demostrado que para la identificación de procesos de primer orden, los resultados obtenidos pueden ser incongruentes para algunos de los métodos existentes. Es necesario analizar cuál es el efecto de autosintonizar los controladores directamente a partir de los resultados obtenidos, aún a pesar de que el modelo obtenido por el método no sea correcto. El hecho de que los métodos identifiquen en casi todos los casos el parámetro K/τ correctamente puede traducirse en un desempeño aceptable.

En las Fig.6-1 a la 6-4 se muestra el desempeño obtenido en simulación al aplicar autosintonía al proceso $G_{0.25}$. La Fig. 6-1 muestra la autosintonía directamente a partir de los

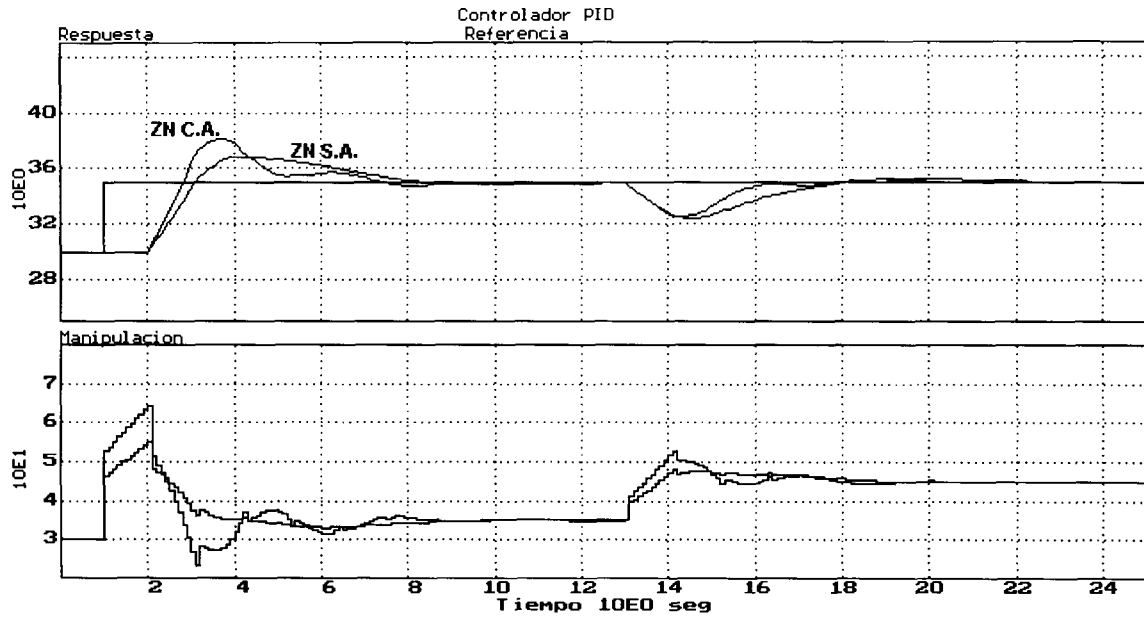


Figura 6-1: Desempeño de autosintonía por parámetros últimos para $G_{0.25}$

parámetros últimos, como se presentó en el Capítulo 2. Se consideran los resultados usando la primera armónica en la salida (ZN C.A.) y sin utilizarla (ZN S.A.). Las Fig. 6-2, 6-3 y 6-4 muestran la sintonía por criterios integrales a partir de los modelos obtenidos por cada método. Se han calculado los parámetros para controladores PID Ideales, sintonizados para servocontrol con el criterio ITAE (Ver Apéndice B). Debido a la naturaleza discreta del proceso, es necesario considerar el tiempo de muestreo en el cálculo de los parámetros. Se ha seguido una recomendación típica [22] consistente en utilizar un valor de tiempo muerto $L' = L + T_s$ para el cálculo del parámetro K_c . Para el resto de los parámetros, se ha considerado el tiempo muerto L directamente. En las figuras, se presenta un cambio de referencia aplicado en $t = 1$ seg., y una perturbación en $t = 13$ seg.

Los resultados obtenidos en autosintonía indican que:

- El método de Ziegler Nichols, que únicamente depende de los parámetros últimos, es el que presenta un desempeño más pobre. En todos los casos, los métodos de criterios integrales han mostrado mejor desempeño.
- A pesar de que el modelo encontrado puede tener errores significativos, debido a que la relación K/τ se ha identificado correctamente, los resultados para autosintonía son aceptables. Sin embargo, la trascendencia del análisis realizado radica en el uso del modelo para predecir el comportamiento del proceso, para el diseño de controladores de mayor complejidad o de estrategias avanzadas de control que requieran de un modelo preciso.

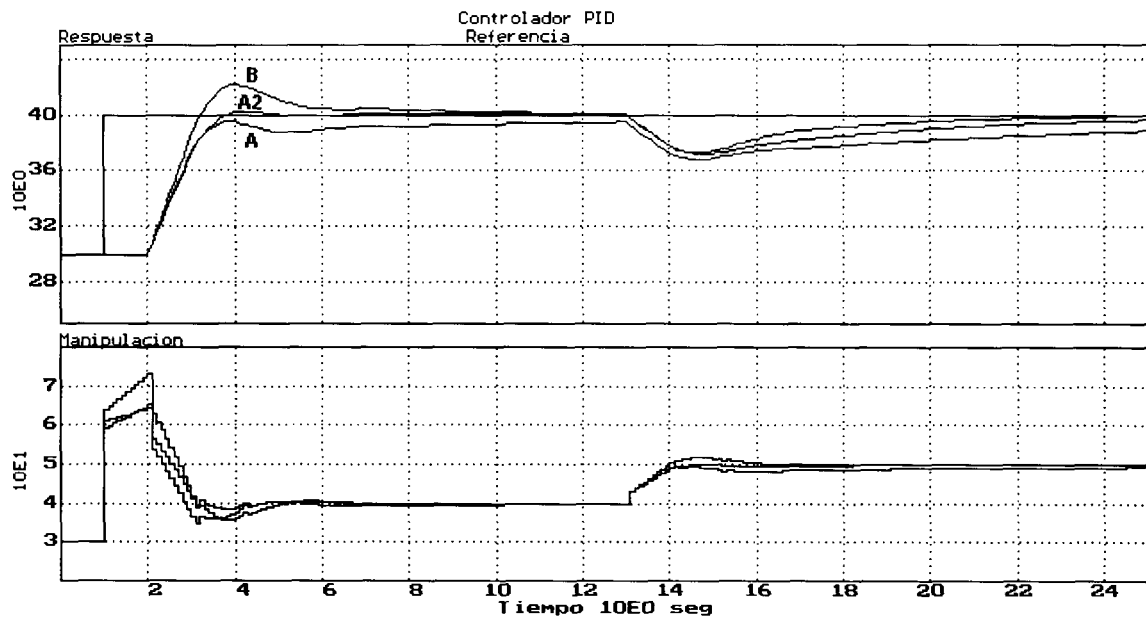


Figura 6-2: Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos A, A2 y B)

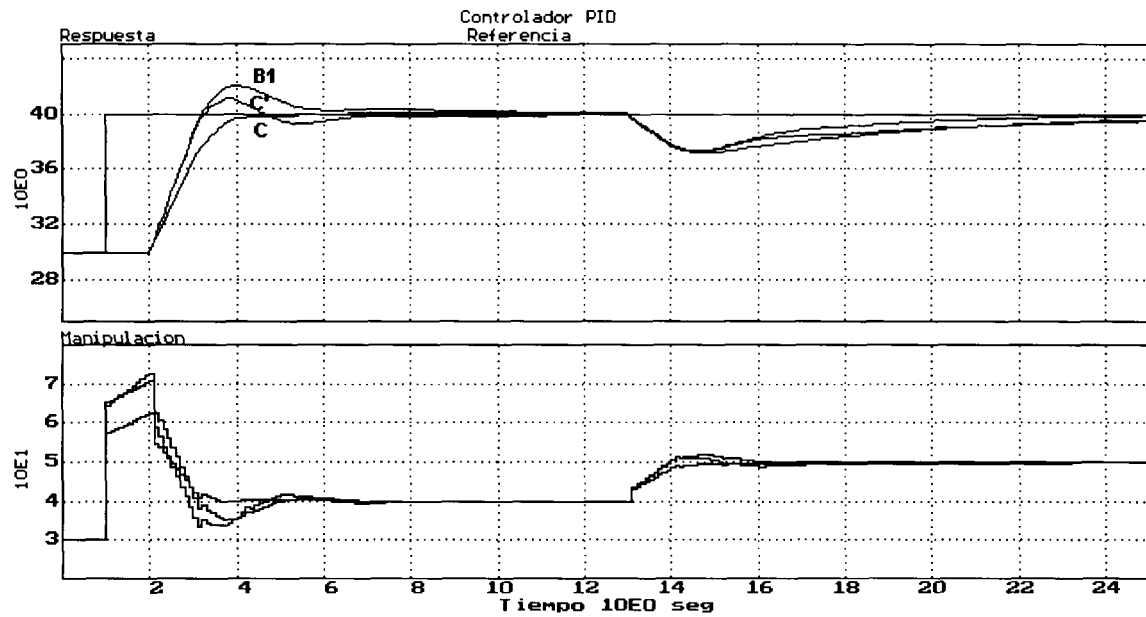


Figura 6-3: Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos B1, C y C')

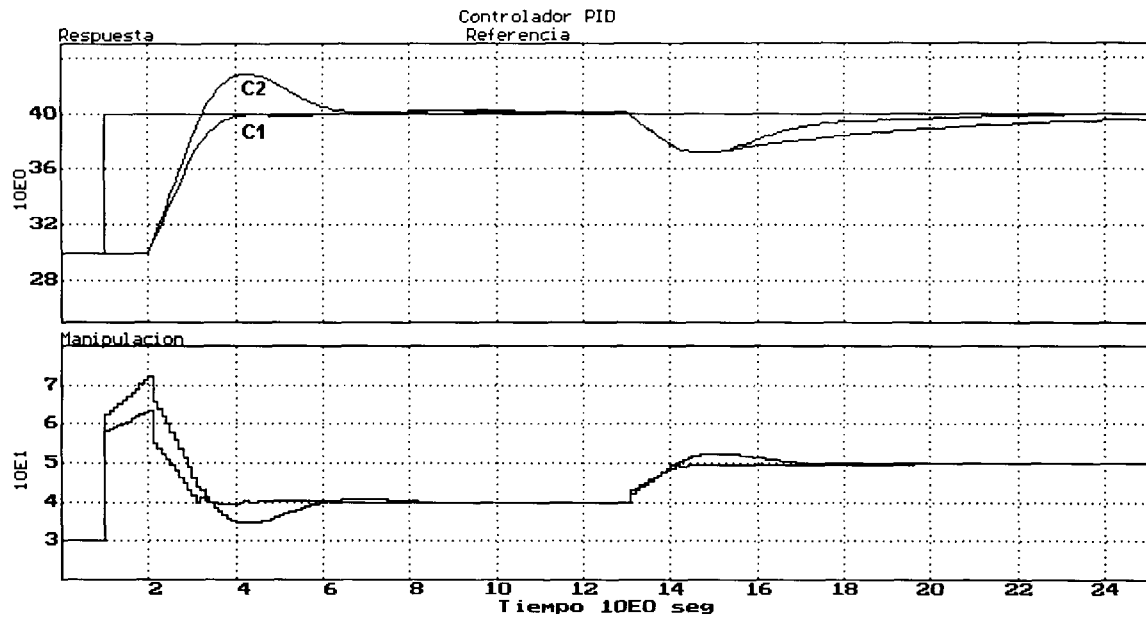


Figura 6-4: Desempeño de autosintonía para $G_{0.25}$ (Métodos C1 y C2)

- Los métodos que presentan mejores resultados son: la propuesta A2, el método C y la propuesta C1.

6.4 Implementación en proceso de temperatura

6.4.1 Descripción del proceso

El proceso en que se realizaron las pruebas es el que se muestra en la Fig. 6-5 y su representación en diagrama de bloques se muestra en la Fig. 6-6 [22]. Como se puede observar, se trata de un sistema de control de temperatura para una secadora industrial. La computadora envía una señal de control de 0 a 10 V, la que manipula el ángulo de disparo del sistema calefactor y a través de una interfaz de potencia permite mayor o menor circulación de corriente eléctrica. La medición es acondicionada y adquirida a través del puerto paralelo de la computadora.

6.4.2 Identificación del proceso de temperatura

Debido a que las rutinas de lectura a proceso real en LabWindows consumen mayor tiempo que en simulación, no es posible considerar el tiempo de muestreo usado en las simulaciones. En estos casos, se utilizó tiempo de muestreo de $T_s = 0.25$ seg. De acuerdo al nivel del ruido, se decidió utilizar amplitud del relevador de 5% a 10% para diferentes pruebas. Para el caso del relevador polarizado, se utilizó una amplitud de 10% y un bias de 4%.

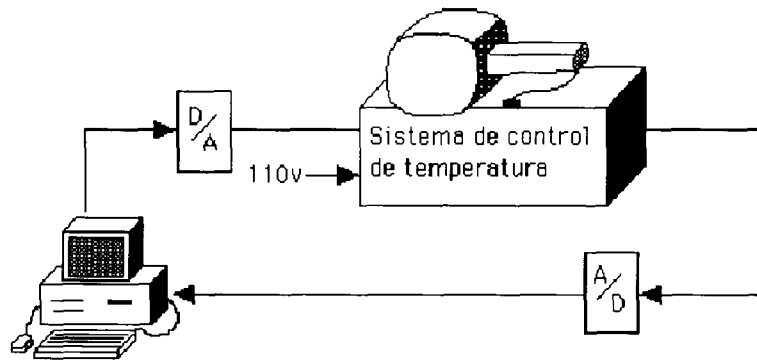


Figura 6-5: Proceso de temperatura

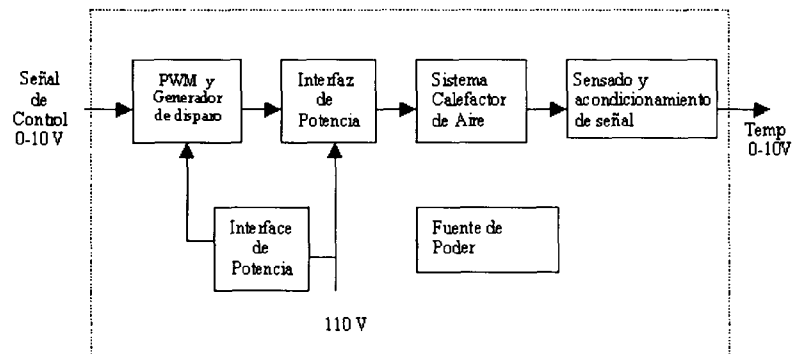


Figura 6-6: Diagrama de bloques del proceso de temperatura

Debe considerarse además que la adquisición de datos se realiza con una resolución de 8 bits, esto es, para una lectura de 0 a 100% se tienen únicamente 256 valores, lo que indica que cada bit representará $100/256 = 0.39 \%/bit$. Esto repercutirá en cuanto a la histéresis realmente utilizada en las pruebas, ya que si se determina una histéresis menor, se tendrá como valor real el mínimo cambio obtenido. Esto afectará en la detección tanto de los picos, como de los cruces por cero o por la histéresis, así como en las frecuencias de oscilación. La señal procedente del proceso contiene niveles de ruido mucho mayores a los considerados en simulación, lo que está ligado a la resolución de la adquisición de datos.

En las Fig. 6-7 y 6-8 se muestran aplicaciones típicas del relevador no polarizado y polarizado respectivamente al proceso de temperatura. Debido a la gran cantidad de opciones presentadas en esta tesis, no se realizaron pruebas de todos los métodos ni de todas las posibilidades de amplitudes o tiempos de muestreo.

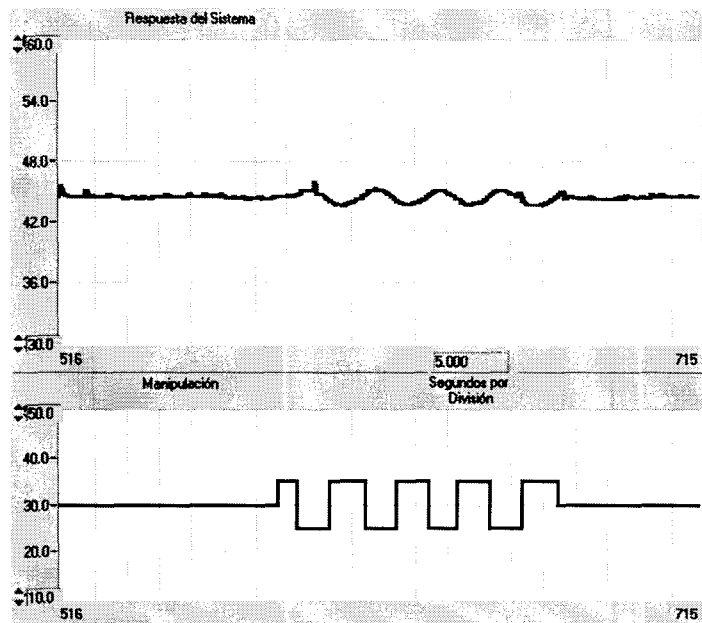


Figura 6-7: Aplicación del relevador al proceso de temperatura

Debido al ruido existente en el proceso y a que la dinámica del mismo es más semejante a la de un proceso de segundo orden, es de esperarse que los métodos más sensibles de acuerdo a la Tabla 6.1 no den los mejores resultados en el modelo identificado. Algunos de los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 6.2.

6.4.3 Análisis de los resultados

A partir de los modelos encontrados, se realizó la autosintonía de los controladores aplicando el criterio ITAE para cambios en referencia. Las Fig. 6-9 a la 6-13 muestran algunos de los

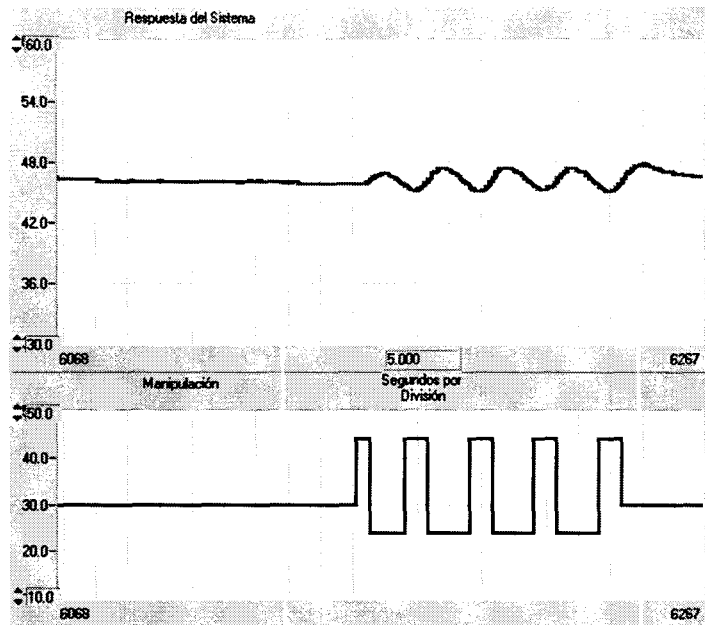


Figura 6-8: Aplicación del relevador polarizado al proceso de temperatura

Método	d	T_s	K	τ	L
A2	5	1	0.502	6.457	2
A2	5	0.5	0.226	2.615	2.5
A2	5	0.25	1.799	22.886	1.5
A2	10	0.5	0.181	2.623	1
A2	10	0.25	0.575	5.926	1
B1	10	0.5	0.467	7.164	6.9
C	10	0.5	0.968	23.700	1.82
C	10	1	0.567	19.838	1.55
C1	10	0.5	0.226	4.478	2.93
C'	10	0.5	0.731	13.283	2.26

Tabla 6.2: Resultados de identificación del proceso de temperatura

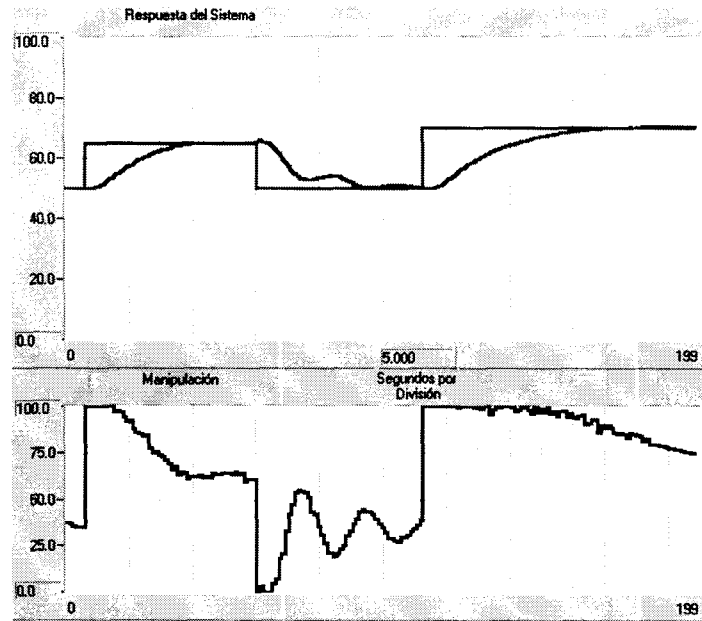


Figura 6-9: Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método A2)

resultados obtenidos en lazo cerrado. Se consideraron únicamente los casos con $T_s = 0.5$ y $Amplitud = 10\%$. Se puede observar que a pesar de las diferencias obtenidas en los modelos encontrados, los resultados de la autosintonía dan resultados semejantes y con buena respuesta. El tiempo de muestreo usado en lazo cerrado es de 0.5 seg. y se utilizó un controlador PID Ideal con acción derivativa en la salida.

La efectividad del método dependerá de las características del proceso, como se indicó en la Tabla 6.1. Se debe destacar que la adquisición de datos en el proceso de temperatura es de baja resolución, además del alto nivel de ruido presente en el proceso. Para obtener mejores resultados en la identificación, se debe de añadir un filtro en la señal de salida del proceso. A pesar de eso, los resultados para autosintonía son bastante buenos.

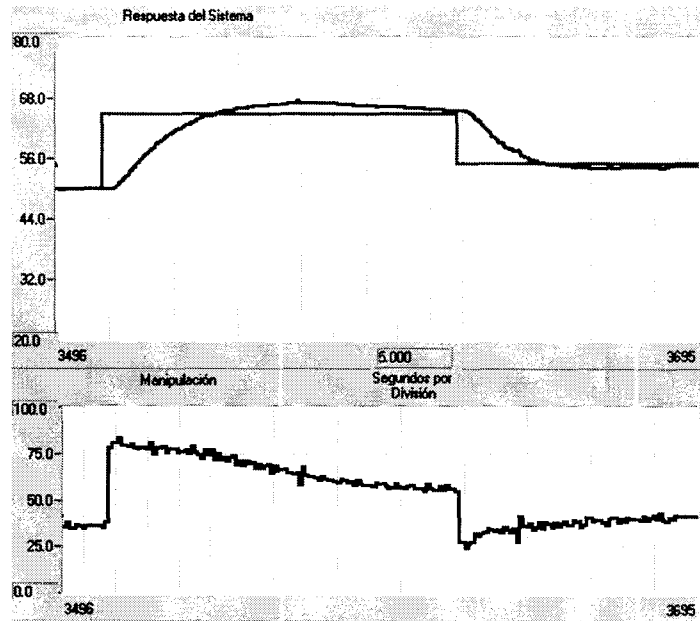


Figura 6-10: Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método B1)

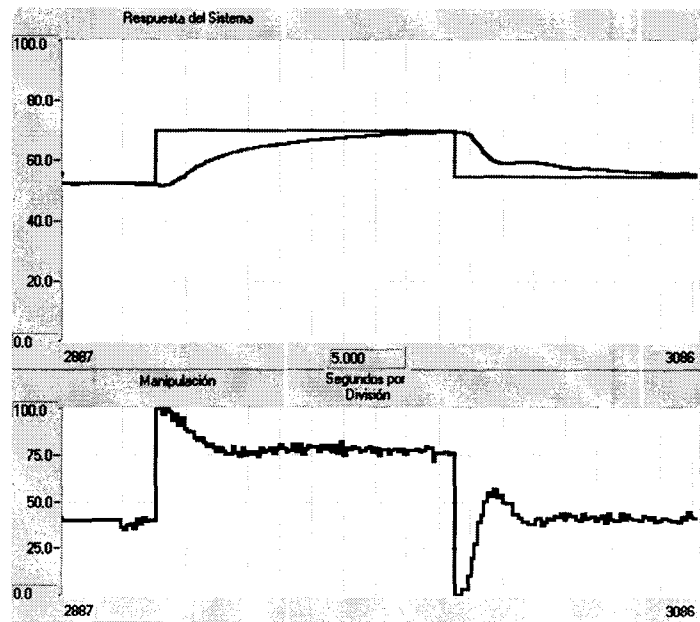


Figura 6-11: Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método C)

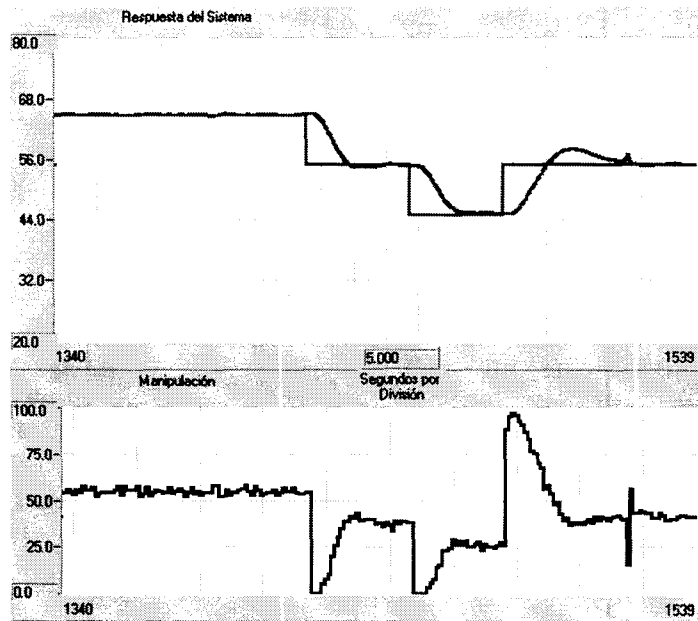


Figura 6-12: Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Propuesta C1)

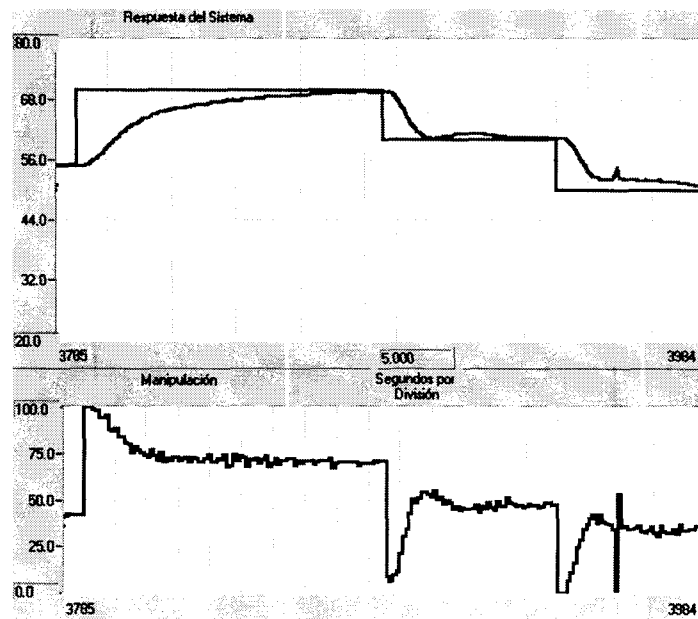


Figura 6-13: Desempeño de PID autosintonizado en proceso de temperatura (Método C')

Capítulo 7

Conclusiones

Se ha realizado la evaluación de diferentes métodos existentes basados en el relevador para la identificación automática de procesos de primer orden. Se ha encontrado que los métodos presentan errores significativos que resultan en modelos incongruentes. El principal problema encontrado, además de ciertas aproximaciones en que se basan los métodos, es el no considerar la naturaleza discreta del proceso en el desarrollo de los métodos. Esto es, se obtienen parámetros del proceso discreto y se intenta encontrar un modelo continuo del mismo. El efecto del tiempo de muestreo es de suma importancia, ya que afecta a la resolución de la información obtenida y por consiguiente, del modelo identificado.

Para solucionar el problema anterior, se ha desarrollado una alternativa que analiza directamente la respuesta en frecuencia, tanto de magnitud como de fase del proceso. Sin embargo, estos valores corresponden a los del proceso discreto, no al continuo. Específicamente, la diferencia de la fase discreta a la continua provoca errores significativos en los métodos existentes A y B. A partir del efecto del retenedor de orden cero en el lazo, se ha propuesto una manera de corregir la fase discreta para recuperar el valor de la fase continua, y así encontrar un mejor modelo del proceso.

Adicionalmente, debido a que el cálculo de la magnitud y la fase se realiza a partir de una integración de la entrada y la salida, la forma de las mismas no es tan significativa. Esto puede eliminar un poco el efecto de la no estabilización inicial, así como para el caso de procesos no lineales, donde la forma de las señales de entrada y salida no son del todo simétricas.

En todos los casos, las propuestas desarrolladas han resultado ser superiores a los métodos existentes.

Una propuesta general ha sido utilizar la prueba del relevador para la obtención de un modelo discreto directamente. Se ha demostrado que los parámetros digitales tienen una menor sensibilidad que los parámetros continuos, esto es, aunque exista un gran error en los parámetros del modelo continuo, los del modelo digital presentarán errores relativamente pequeños. En este caso, puede incluso utilizarse el método original A sin mayores problemas. Este modelo digital puede ser usado para el diseño de controladores de diversas estructuras, para el diseño de antealimentadores o de desacopladores en procesos multivariable en el dominio digital.

Aunque para el caso de identificación, los resultados no son del todo consistentes, se ha comprobado que para autosintonía de controladores PID los resultados son aceptables. Como es de esperarse, el desempeño obtenido a partir de un modelo de primer orden y de las fórmulas

de criterios integrales, es superior al obtenido mediante los valores de estabilidad crítica del sistema. Aún en el caso de los modelos con errores significativos, la relación K/τ generalmente es bien identificada, y por consecuencia los parámetros calculados para sintonía son relativamente cercanos.

Para el caso del relevador polarizado, se ha detectado un problema importante en el caso de la estimación de la ganancia estática. Específicamente, si el proceso no está bien estabilizado al inicio de la prueba, lo que es muy común, los resultados en la ganancia y en la constante de tiempo del modelo identificado presentarán grandes errores.

Los casos que han presentado mayores problemas para casi todos los métodos son aquellos procesos con una relación L/τ muy pequeña, así como los procesos de segundo orden al intentar aproximarlos a un primer orden. A partir del análisis comparativo realizado, se ha determinado cuales son las condiciones bajo las que tendrá mejor desempeño cada uno de los métodos y propuestas presentadas.

7.1 Trabajos futuros

Dentro de las posibles líneas de investigación futuras a partir de esta tesis, se pueden mencionar:

- Análisis en simulación de procesos con tiempo muerto no múltiplo del tiempo de muestreo para las propuestas a partir del método A para analizar el efecto de la estimación incorrecta del tiempo muerto.
- Debido a los buenos resultados obtenidos en cuanto a la identificación de modelos digitales, se sugiere aplicar los resultados de los métodos para el diseño específico de controladores digitales, tales como controladores de cancelación, controladores RST, controladores de diferencia, etc.
- Aplicación de mínimos cuadrados durante la prueba del relevador para obtener la ganancia del proceso a partir del modelo digital obtenido, así como para validar el resto de los parámetros del modelo.
- Estudio del relevador de más de dos pasos para análisis de un mayor número de puntos de frecuencia para la obtención de modelos de mayor complejidad.
- Análisis de la posibilidad de combinar algunos de los métodos y propuestas presentadas para aprovechar las ventajas y compensar las desventajas de cada método.
- Aplicación del método para procesos multivariables con el objetivo de identificar las funciones de transferencia que definen al mismo y realizar un ajuste automático de desacopladores y autosintonía.[7], [17], [24]

Apéndice A

Interfaz en LabWindows

A.1 LabWindows

LabWindows es un software de National Instruments que permite la programación de interfases de control. Cuenta con diferentes objetos, tales como: paneles o ventanas, gráficos, indicadores y controles numéricos, botones, perillas, selectores, cajas de texto, barras de menú, iconos, dibujos, entre otros. La programación es realizada en lenguaje ANSI C y cuenta además de las utilerías propias del lenguaje con amplias librerías para el manejo de los objetos antes mencionados, así como de rutinas para comunicación con tarjetas de adquisición de datos DAQ de la compañía. Debido a la flexibilidad y poder de programación del lenguaje C, LabWindows se convierte en una herramienta adecuada para la programación de simuladores, controladores de diversas estructuras, sistemas de monitoreo, de adquisición de datos, etc.

La simulación y control del proceso requeridas para esta tesis fueron posibles mediante el desarrollo del software *RControl*. A continuación se presenta un breve compendio de la estructura y funciones de dicho software.

A.2 Estructura general del programa

A.2.1 Simulación de procesos

El software *RControl* tiene capacidad para simular:

- Procesos de primer orden con tiempo muerto a partir de su función de transferencia continua o bien procesos con una función de transferencia discreta definida por sus coeficientes. En el caso de la función continua, se utiliza la discretización mediante retenedor de orden cero.
- Simulación de Perturbación y Ruido. La perturbación es definida del mismo modo que el proceso. El ruido simulado es de distribución uniforme.
- Lazo de Control Retroalimentado. Modos de control manual y automático y diferentes algoritmos de control.

- Anteaalimentación. Tanto estática como dinámica. Permite comparar entre diferentes formas de discretización del bloque, tales como: retenedor de orden cero y diferencias hacia atrás. En el caso de diferencias hacia atrás, es posible aproximar el tiempo muerto del bloque mediante aproximación de Padé o bien como un retraso simple considerando el tiempo muerto múltiplo del tiempo de muestreo.
- Prueba PRBS. Permite configurar y aplicar la prueba con el objetivo de realizar una identificación posterior a partir de los datos generados.
- Prueba de Relevador para Identificación y/o Autosintonía. Los métodos probados en esta tesis pueden ser seleccionados y aplicados al proceso. Como resultado, de acuerdo al método puede obtenerse el modelo del proceso así como parámetros de sintonía de acuerdo a las fórmulas de Ziegler Nichols o bien Criterios Integrales.
- Lazo Multivariable de Control. Es posible simular procesos de 2 entradas- 2 salidas a partir de 4 funciones de transferencia de tipo continuo de primer orden con tiempo muerto.
- Controladores Retroalimentados para Lazo Multivariable. Es posible definir un controlador para cada lazo, con todas las opciones de algoritmos de control del lazo sencillo.
- Desacopladores. Una estrategia para resolver el problema del control de procesos multivariables es utilizar desacopladores. Se pueden configurar e implementar desacopladores estáticos y dinámicos.
- Prueba de Relevador para Procesos Multivariables. Se tienen programadas diferentes opciones para aplicar la prueba del relevador.

A.2.2 Control de procesos reales

Las opciones de control son configurables para trabajar tanto para simulación como para procesos reales. Se tiene la opción de comunicación mediante puerto paralelo, tarjetas genéricas de adquisición de datos, así como las propias de National Instruments. Todas las opciones de pruebas y control son posibles de aplicar a procesos reales.

A.2.3 Algoritmos de control

Los siguientes algoritmos de control son seleccionables por el usuario:

- PID Ideal
- PID Ideal con Filtro
- PID Clásico
- PID No Interactivo
- PID Industrial

- PID con compensación para cambios de referencia
- PI con Predictor Smith
- PI Predictivo (Hägglund)
- RST

A.2.4 Otras opciones

Adicionalmente a las opciones ya mencionadas, el programa tiene las siguientes opciones:

- Cálculo de sintonía de controladores PID de diferentes estructuras y por diferentes criterios.
- Identificación de Procesos por Mínimos Cuadrados Recursivos. Análisis de Correlaciones.
- Diseño Automático de controladores RST

A.3 Panel - Lazo sencillo de control

El panel en que han sido realizadas las simulaciones es el de lazo sencillo de control, que se muestra en la Fig. A-1. Se puede ver la representación del lazo, así como los objetos para cambios de modo de operación y para modificación de parámetros. Para configurar cualquier elemento del lazo, solo es necesario oprimir el bloque correspondiente.

A.3.1 Opciones de simulación

Al oprimir en el bloque G_p , aparece la pantalla de opciones mostrada en las Fig A-2 y A-3 para simulación a partir de función de transferencia continua y digital respectivamente. Se pueden seleccionar las opciones *Proceso* y *Perturbación* para definir ambas dinámicas.

A.3.2 Opciones de controladores

Al oprimir en el bloque G_c , aparece la pantalla de *sintonía del controlador* por default mostrada en la Fig. A-5. Al cambiar en la pestaña superior a la opción de *tipo de controlador* mostrada en la Fig. A-4, los algoritmos que pueden seleccionarse se muestran en la Fig. A-6. En esta misma pantalla, se puede configurar el bloque de anteaalimentación, como se observa en la Fig. A-7

A.3.3 Opciones de relevador

La pantalla de configuración del relevador se muestra en la Fig. A-8. Los tipos de relevador que pueden seleccionarse se muestran en la Fig. A-9. Para iniciar la prueba se debe oprimir el botón de *Autosintonía* del panel. Es posible cancelar la aplicación del relevador en cualquier

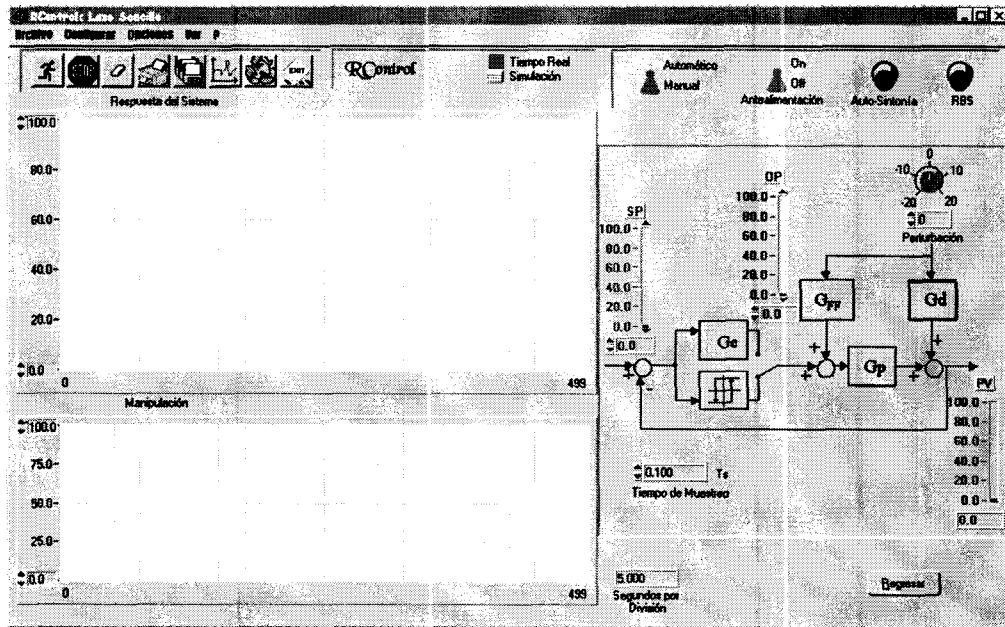


Figura A-1: Pantalla del software RControl para lazo sencillo

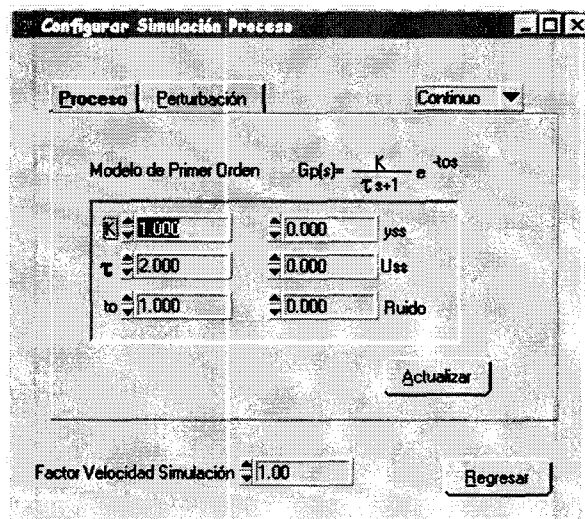


Figura A-2: Opciones de simulación de proceso

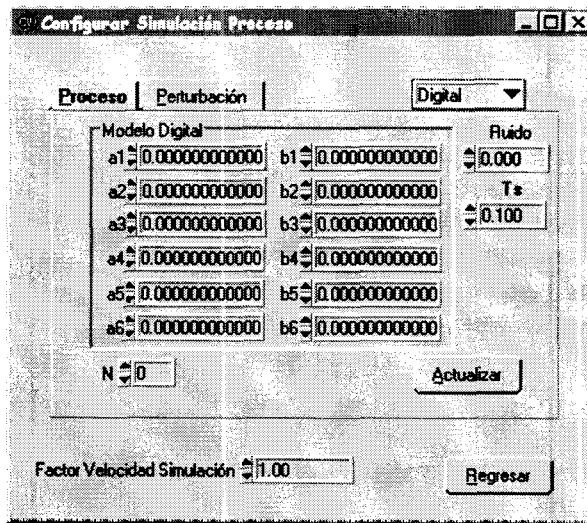


Figura A-3: Opciones de simulación digital de proceso

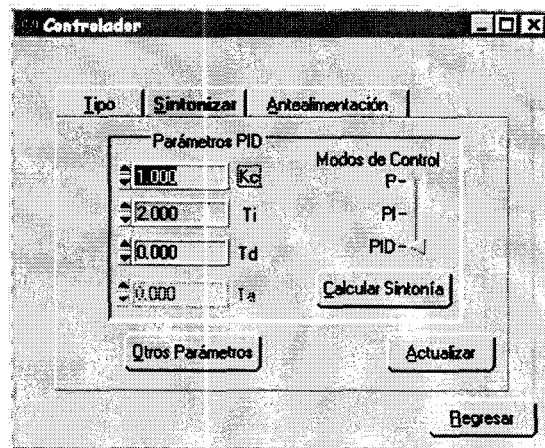


Figura A-4: Opciones de sintonía de controladores

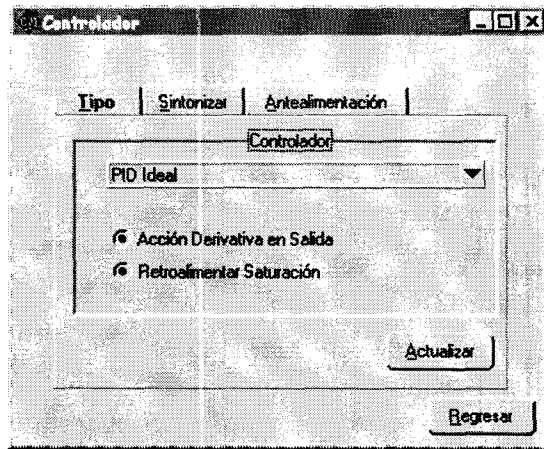


Figura A-5: Opciones de tipos de controladores

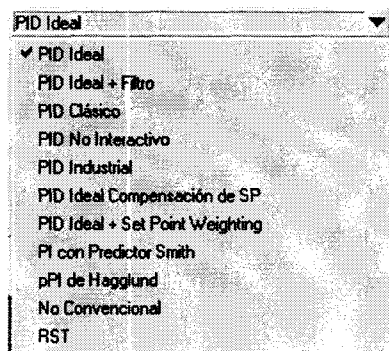


Figura A-6: Opciones de algoritmos de control

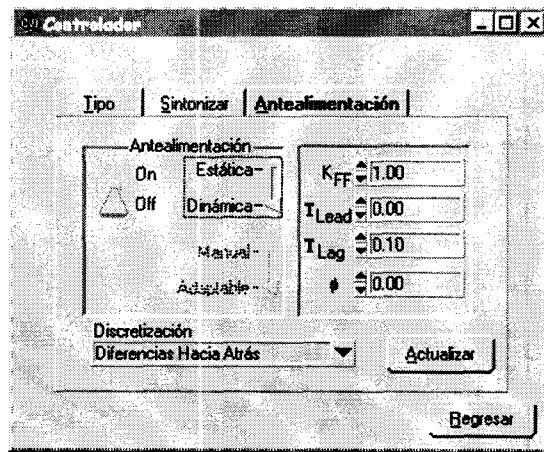


Figura A-7: Opciones de antealimentación

momento oprimiendo de nuevo el mismo botón. Al terminar de aplicar la prueba, se muestra una pantalla indicando los resultados y se pregunta al operador si desea transferir los datos obtenidos de sintonía al controlador. Por ejemplo, para el caso del relevador polarizado, se muestra la pantalla de la Fig. A-10.

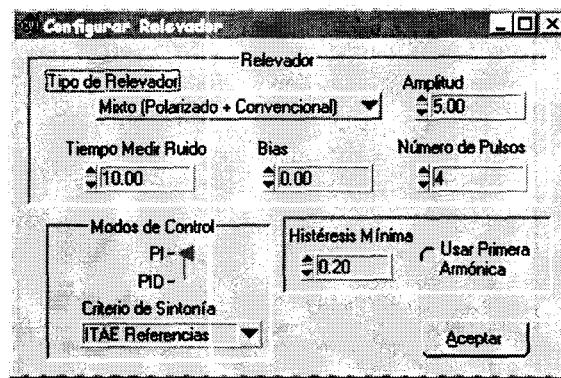


Figura A-8: Opciones de relevador

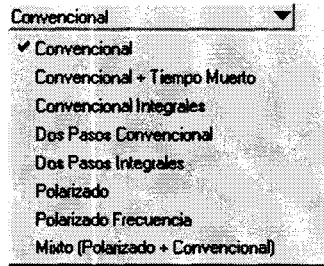


Figura A-9: Opciones de tipo de relevador

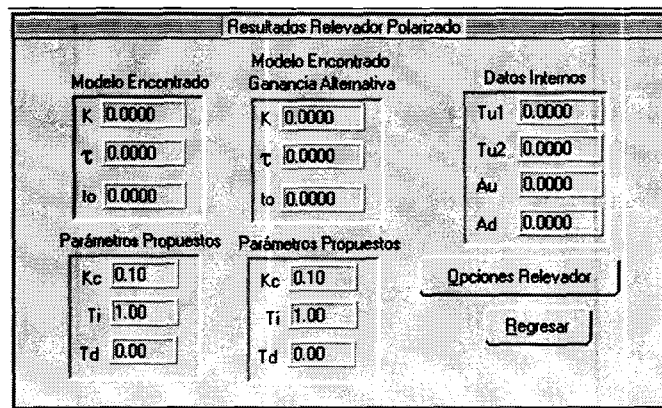


Figura A-10: Resultados obtenidos por el relevador

Apéndice B

Fórmulas de Sintonía por Criterios Integrales

Para un controlador PID Ideal

$$G_c = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

los parámetros se calculan ya sea para servocontrol (cambios de referencia) o para control regulatorio (perturbaciones).

Servocontrol

PI:

$$K_c = \frac{a_1 \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_1}}{K_p}$$
$$T_i = \frac{\tau}{a_2 + b_2 \left(\frac{L}{\tau} \right)}$$

donde:

	IAE	ITAE
a_1	0.758	0.586
b_1	-0.861	-0.916
a_2	1.02	1.03
b_2	0.323	0.165

PID:

$$K_c = \frac{a_1 \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_1}}{K_p}$$
$$T_i = \frac{\tau}{a_2 + b_2 \left(\frac{L}{\tau} \right)}$$

$$T_d = a_3 \tau \left(\frac{l}{\tau} \right)^{b_3}$$

donde:

	IAE	ITAE
a_1	1.086	0.965
b_1	-0.869	-0.855
a_2	0.740	0.796
b_2	-0.130	-0.147
a_3	0.348	0.308
b_3	0.914	0.929

Control regulatorio

PI:

$$K_c = \frac{a_1 \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_1}}{K_p}$$

$$T_i = \frac{\tau \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_2}}{a_2}$$

donde:

	ISE	IAE	ITAE
a_1	1.305	0.984	0.859
b_1	-0.959	-0.986	-0.977
a_2	0.492	0.608	0.674
b_2	0.739	0.707	0.680

PID:

$$K_c = \frac{a_1 \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_1}}{K_p}$$

$$T_i = \frac{\tau \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_2}}{a_2}$$

$$T_d = a_3 \tau \left(\frac{L}{\tau} \right)^{b_3}$$

donde:

	ISE	IAE	ITAE
a_1	1.495	1.435	1.357
b_1	-0.945	-0.921	-0.947
a_2	1.101	0.878	0.842
b_2	0.771	0.749	0.738
a_3	0.560	0.482	0.381
b_3	1.006	1.137	0.995

Bibliografia

- [1] K. Aström and T. Hägglund. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5):645–651, 1984.
- [2] K. Aström and T. Hägglund. *Automatic Tuning of PID Controllers*. Instrument Society of America, 1988.
- [3] K. Aström and T. Hägglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, 1995.
- [4] D. Atherton. Some advantages of the autotuning approach in pid control. *The Institution of Electrical Engineers*, 1996.
- [5] D. P. Atherton. Improving the accuracy of autotuning parameter estimates. *Proc. of the 1997 IEEE International Conference on Control Applications*, pages 51–56, Octubre 1997.
- [6] R. Chang, Shen, S.H., and C. Yu. Derivation of transfer function from relay feedback systems. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 31(3):855–860, 1992.
- [7] M. Friman and K. Waller. Autotuning of multiloop control systems. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 33(7):1708–1717, 1994.
- [8] M. Friman and K. Waller. Closed-loop identification by use of single-valued nonlinearities. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 34(9):3052–3058, 1995.
- [9] M. Friman and K. Waller. A two-channel relay for autotuning. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 36(7):2662–2671, 1997.
- [10] M. Friman and K. V. Waller. Closed-loop identification by use of single-valued nonlinearities. *Industrial Engineering Chemistry Research*, 34:3052–3058, 1995.
- [11] C. Hang, K. Astrom, and W. Ho. Refinements of the ziegler-nichols tuning formulas. *Control Theory and Applications IEE Proc D*, 138:111–118, Marzo 1991.
- [12] H. Harrison and J. G. Bollinger. *Controles automaticos*. Trillas, 1978.
- [13] P. Katz. *Digital Control Using Microprocessors*. Prentice Hall, 1981.
- [14] A. Kaya. Tuning of pid controls of different structures. *Control Engineering*, pages 62–65, Julio 1988.

- [15] F. Leonard and R. Oubrahim. Two steps relay auto-tuning in the presence of static load disturbances. *UKACC International Conference on CONTROL '98*, (455):1339–1343, September 1998.
- [16] W. Li, E. Eskinat, and W. Luyben. An improved autotune identification method. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 30(7):1530–1541, 1991.
- [17] A. Loh, C. Hang, C. Quek, and V. Vasnani. Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 32(6):1102–1107, 1993.
- [18] L. López. Desarrollo de antealimentación adaptable en un controlador pid digital. Master's thesis, ITESM Campus Monterrey, 1992.
- [19] W. L. Luyben. Derivation of transfer functions for highly nonlinear distillation columns. *Industrial Engineering Chemistry Research*, 26:2490–2495, 1987.
- [20] K. Ogata. *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*. Prentice Hall, 2nd edition, 1996.
- [21] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 3rd edition, 1997.
- [22] F. Palomera. *Manual de Laboratorio de Ingenieria de Control*. ITESM Campus Monterrey, 1999.
- [23] S. Shen, J. Wu, and C. Yu. Use of biased-relay feedback for system identification. *AIChE Journal*, 42(4):1174–1180, Abril 1996.
- [24] S. Shen and C. Yu. Use of relay-feedback test for automatic tuning of multivariable systems. *AIChE Journal*, 40(4):627–646, 1994.
- [25] C. Shin, M. Yoon, and I. Park. Automatic tuning algorithm of the pid controller using two nyquist points identification. *SICE*, pages 1225–1228, July 1997.
- [26] J. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- [27] K. Tan, L. T.H., and Q. Wang. Enhanced automatic tuning procedure for process control of pi/pid controllers. *AIChE Journal*, 42(9):2555–2562, 1996.
- [28] B. J. Tong, J.L. A model for designing pid controllers. *IEEE*, pages 1157–1162, 1992.
- [29] Q. Wang, H. C.C., and B. Zou. Low-order modeling from relay feedback. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 36(2):375–381, 1997.
- [30] Q. Wang, C. Hang, and Q. Bi. Process frequency response estimation from relay feedback. *Control Engineering Practice*, 5(9):1293–1302, 1997.
- [31] A. Zavala. Autosintonización de controladores pid. Master's thesis, ITESM Campus Monterrey, 1992.

- [32] J. Ziegler and N. Nichols. Optimum settings for automatic controllers. *ASME Transactions*, 64:759–768, 3 1942.

