

UNIVERSIDAD DEL NORTE

Departamento de Ingeniería Mecánica



DISEÑO DE UNA ESTRATEGIA DE REDUCCIÓN DE VARIABILIDAD EN
PROCESOS CON CONTROLADORES TIPO PID FRENTE A
PERTURBACIONES OSCILATORIAS

TESIS

Para la obtención del título de:
Magíster en Ingeniería Mecánica

ALEX ARMANDO BORRERO SALAZAR

BARRANQUILLA, COLOMBIA

ENERO 2019

UNIVERSIDAD DEL NORTE

Departamento de Ingeniería Mecánica



**UNIVERSIDAD
DEL NORTE**

DISEÑO DE UNA ESTRATEGIA DE REDUCCIÓN DE VARIABILIDAD EN
PROCESOS CON CONTROLADORES TIPO PID FRENTE A
PERTURBACIONES OSCILATORIAS

TESIS

Para la obtención del título de:
Magíster en Ingeniería Mecánica

Alex Armando Borrero Salazar

Trabajo dirigido por:
Marco E. Sanjuán, PhD
Javier A. Jiménez. PhD

BARRANQUILLA, COLOMBIA

ENERO 2019

TABLA DE CONTENIDO

LISTADO DE FIGURAS	v
LISTADO DE TABLAS	viii
ABREVIACIONES	ix
1. INTRODUCCIÓN	12
1.1 Monitoreo de Procesos Industriales	12
1.2 Relevancia del Tema de Investigación	14
1.3 Problema de Investigación	17
1.4 Objetivos	18
1.4.1 Objetivo General	18
1.4.2 Objetivos Específicos	18
1.5 Avances más Recientes en el Área de Investigación	18
1.5.1 Avances Científicos	18
1.5.2 Avances Comerciales	19
1.6 Estructura del Documento	19
2. ESTADO DEL ARTE Y DE LA TÉCNICA	21
2.1 Estado del Arte	21
2.1.1 Indicadores de Desempeño	21
2.1.2 Monitoreo del Desempeño del Lazo de Control (Control Performance Monitoring, CPM)	27
2.1.3 Métodos de Detección de Perturbaciones Oscilatorias en Lazos de Control	36
2.1.4 Sintonización Adaptativa	41
2.2 Estado de la Técnica	54
3. DISEÑO DE UNA ESTRATEGIA DE REDUCCIÓN DE VARIABILIDAD EN PROCESOS CON CONTROLADORES TIPO PID FRENTE A PERTURBACIONES OSCILATORIAS	60
3.1 Criterio de Desempeño Adecuado del Lazo de Control Frente a Perturbaciones Oscilatorias	60
3.2 Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria	63
3.2.1. Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria (Controlador Proporcional)	65
3.2.2. Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria (Controlador Proporcional-Integral)	72

3.3	Ecuación de Sintonía a Partir de Experimento Computacional	79
3.3.1.	Ecuación de Sintonía para Controlador Proporcional (P)	81
3.3.2.	Ecuación de Sintonía para Controlador Proporcional-Integral (PI)	82
3.4	Detección de Oscilaciones en el Lazo de Control	84
3.5	Esquema General de la Estrategia Diseñada	88
4.	IMPLEMENTACIÓN ESTRATEGIA DISEÑADA	91
5.	VALIDACIÓN EN UN CASO ESTUDIO: REACTOR DE AGITACIÓN CONTINUA (CSTR)	97
5.1	Descripción del Proceso	97
5.1.1.	Descripción General	97
5.1.2.	Parámetros de Proceso	100
5.1.3.	Variables del Sistema de Control	101
5.2	Atenuación de Oscilaciones en el Sistema de Control	102
6.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	107
	REFERENCIAS	110
	GLOSARIO	122
	ANEXOS	126

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1 Esquema del lazo de monitoreo de proceso, tomado de [2]	13
Figura 2 Diagrama de bloque de los componentes de un sistema de control en lazo cerrado	13
Figura 3 Demografía global multi-industria del desempeño de lazos de control, tomado con modificaciones de [8]	15
Figura 4 Efecto del pobre desempeño del control, tomado con modificaciones de [5]	15
Figura 5 Relación entre el desempeño económico y reducción de variabilidad, tomado con modificaciones de [5]	16
Figura 6 Demografía global multi-industria del desempeño de lazos de control, tomado con modificaciones de [8]	22
Figura 7 Clasificación de los estándares del desempeño de control en términos de varianza alcanzable del lazo de control	22
Figura 8 Respuesta de segundo orden sub-amortiguado ante un paso escalón, tomado de [31]	24
Figura 9 Definición de la integral del error para cambios en el setpoint o en una perturbación	26
Figura 10 Diagrama de Bloques del Problema de CPM, tomado con modificaciones de [7]	28
Figura 11 Clasificación de los Métodos CPM, tomado de [5]	30
Figura 12 Fechas Claves en el Desarrollo de la Técnicas de CPM	31
Figura 13 Métodos de detección de oscilaciones, tomado con modificaciones de [64]	41
Figura 14 Métodos de diagnóstico de oscilaciones, tomado con modificaciones de [64]	41
Figura 15 Esquema de controlador de ganancias programadas, tomado de	44
Figura 16 Esquema de controlador de ganancias programadas con PID genético-neuro-difuso	46
Figura 17 Esquema de controlador regulador de sintonía propia	48
Figura 18 Esquema de controlador regulador de sintonía propia basado en PSO	49
Figura 19 Esquema general de pasos para implementar un controlador regulador de sintonía propia	51
Figura 20 Esquema de controlador adaptativo basado en modelo de referencia	52
Figura 21 Esquema de un controlador dual	53
Figura 22 Lazo de control SISO con retroalimentación, tomado de [92]	63
Figura 23 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado	64
Figura 24 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado para un controlador P	65
Figura 25 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional	70
Figura 26 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional	71
Figura 27 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional	72
Figura 28 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado para un controlador Proporcional-Integral PI	72

Figura 29 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral	77
Figura 30 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral	78
Figura 31 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral	79
Figura 32 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador P y PI	79
Figura 33 Diagrama de bloques implementados en Simulink™ para el experimento	80
Figura 34 Respuesta subamortiguada de un sistema de segundo orden, tomada de [92]	84
Figura 35 Diagrama de bloques de la estrategia diseñada	88
Figura 36 Diagrama de flujo de la estrategia diseñada	89
Figura 37 Diagrama de bloques de la simulación	91
Figura 38 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía tradicional	92
Figura 39 Comportamiento de la variable de perturbación oscilatoria	92
Figura 40 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada analíticamente	93
Figura 41 Comportamiento de la variable de perturbación oscilatoria	93
Figura 42 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada experimentalmente	93
Figura 43 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía según resultado de experimento	93
Figura 44 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía tradicional	96
Figura 45 Comportamiento de la variable manipulada utilizando sintonía tradicional	96
Figura 46 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada analíticamente	96
Figura 47 Comportamiento de la variable manipulada utilizando sintonía desarrollada analíticamente	96
Figura 48 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada experimentalmente	96
Figura 49 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía según resultado de experimento	96
Figura 50 Reactor endotérmico de flujo continuo, tomado de [92]	97
Figura 51 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A	103
Figura 52 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A	103
Figura 53 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A	103
Figura 54 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A	103
Figura 55 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	104

Figura 56 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	104
Figura 57 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	104
Figura 58 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	104
Figura 59 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y la sintonía desarrollada en esta investigación	105
Figura 60 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	105
Figura 61 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y la sintonía desarrollada en esta investigación	105
Figura 62 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración	105

LISTADO DE TABLAS

Tabla 1 Criterios de desempeño en sistemas de control	25
Tabla 2 Aplicaciones de CPM en diversas industrias, tomado con modificaciones de [7]..	33
Tabla 3 Comparación entre control dual y no dual, tomado de [108].....	54
Tabla 4 Productos comercialmente disponibles de evaluación/monitoreo del desempeño del control	57
Tabla 5 Niveles de factores experimentales de los parámetros dinámicos del proceso para el experimento de sintonía optima	81
Tabla 6 Análisis de varianza para la variable de respuesta lambda para el controlador proporcional.....	81
Tabla 7 Análisis de correlación entre factores experimentales y variable de respuesta lambda para el controlador proporcional.....	82
Tabla 8 Estimación de coeficientes de regresión para controlador proporcional	82
Tabla 9 Análisis de varianza para la variable de respuesta lambda para el controlador proporcional-integral	83
Tabla 10 Análisis de correlación entre factores experimentales y variable de respuesta lambda para el controlador proporcional-integral.....	83
Tabla 11 Estimación de coeficientes de regresión para controlador proporcional	84
Tabla 12 Resumen de resultados obtenidos en la implementación de la estrategia diseñada	95
Tabla 13 Parámetros de operación del reactor endotérmico	100
Tabla 14 Listado de instrumentos CSTR	101
Tabla 15 Variables del lazo de control seleccionadas para el monitoreo del proceso	101
Tabla 16 Matriz de funciones de transferencia para cada posible apareamiento de variable manipulada-controlada	102
Tabla 17 Sintonía lambda tradicional	103
Tabla 18 Sintonía utilizando el desarrollo de esta investigación	106
Tabla 19 Resumen de resultados del caso estudio utilizando la estrategia diseñada.....	106
Tabla 20 Resumen de ecuaciones para sintonización del controlador.....	109

ABREVIACIONES

$\%CO$	Percent Controller Output
$\%TO$	Percent Transmitter Output
α	Factor de Filtrado en Modo Derivativo del Controlador PID
ACF	Autocorrelation Function
ACT	Advanced Control Tecnology
AI	Indice de Atenuación
$AI_{original}$	Índice de Atenuación con Sintonía Inicial (antes de re-sintonizar)
$AI_{re_sintonía}$	Índice de Atenuación con Sintonía Propuesta (después de re-sintonizar)
ANN	Artificial Neural Networks
ANOVA	Analysis of Variance
AR	Amplitude Ratio
BPCS	Basic Process Control System
$c(t)$	Variable Controlada
$C(t)$	Controlled Variable
CLTF	Control Loop Transfer Function
CPI	Control Performance Index
CPM	Control Performance Monitoring
CSTR	Continous Stirred Tank-Reactor
D	Disturbance
D/A	Digital to Analog
DC	Direct Current
DCS	Distributed Control System
DOE	Department of Energy
E	Steady State Error
$e(t)$	Error de Control
EHPI	Extended Horizon Performance Index
FCOR	Filtering and Correlation Based MV
FIS	Fuzzy Inference System
FC	Fail Close
FO	Fail Open
FOPDT	First Order Plus Dead Time

FPGA	Field Programmable Gate Array
GMV	Generalized Minimum Variance
GMVC	Generalized Minimum Variance Control
HLCS	High Level Control System
I_p	Maximum Possible Percent Improvement
IAE	Integral of the Absolute Error
ISA	International Society of Automation
ISE	Integral of the Squared Error
J_{act}	Valor Actual
J_c	Valor predecible, debido a la acción del controlador
J_{des}	Valor Deseado
J_{min}	Valor impredecible, debido a la retro-alimentación invariante
K_c	Ganancia del Controlador
LQG	Linear-quadratic Gaussian
LSRM	Linear Switched Reluctance Motor
\bar{m}	Bias
$m(t)$	Variable Manipulada
$M(t)$	Manipulated Variable
MFGS	Model-Based Fuzzy Gain Scheduling
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MIT	Massachusetts Institute Tecnology
MPC	Model Predictive Control
MRAC	Model Reference Adaptive Control
MRAS	Model Reference Adaptive System
MV	Minimum Variance
MVC	Minimum Variance Control
η_{AI}	Relación de Índices de Atenuación (re-sintonizado/original)
η_{MV}	Índice de Mínima Varianza
P	Proportional Controller
P&ID	Piping & Instrument Diagram
PATS	Performance Analysis Toolbox and Solutions
PCM	Process Control Monitoring
PFD	Process Flow Diagram

PI	Proportional-Integral Controller
PID	Proportional-Integral-Derivative Controller
PLC	Programmable Logic Controller
PSO	Particle Swarm Optimization
PV	Process Variable (Controlled Variable)
SISO	Single Input Single Output
SP	Setpoint
STR	Self Tuning Regulator
T_D	Tiempo Derivativo (parámetro de sintonía del controlador)
T_I	Tiempo Integral (parámetro de sintonía del controlador)
T_r	Tiempo de Elevación
T_{set}	Tiempo de Estabilización
θ	Variable Equivalente al Tiempo Muerto multiplicado por la Frecuencia Angular de la Perturbación
θ_{max}	Límite máximo permitido para θ
TM	Trademark
$u(t)$	Salida del Controlador
US	United States
$y(t)$	Salida del Sistema de Control en Lazo Cerrado

1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se realiza la introducción a la temática de la investigación. Inicialmente se realiza una contextualización a la problemática tratada en donde se aborda el contexto del monitoreo del desempeño del control. En segundo lugar, se presenta un análisis de la relevancia de la investigación, en donde se exponen algunas de las falencias de la ejecución actual del monitoreo del desempeño del control y se exhibe el vacío que se pretende llenar con el desarrollo de la investigación. Posteriormente se presentan los objetivos de este trabajo, seguidos de los principales avances en el área de investigación. Finalmente se presentan las definiciones de unos términos para mejorar la contextualización del lector y la estructura general de la presente investigación.

1.1 Monitoreo de Procesos Industriales

Actualmente la mayor parte de las compañías productoras utilizan sistemas de control automatizados para mantener las variables de proceso en su valor de referencia deseado y maximizar así ganancias transformando materia prima en productos terminados; cumpliendo restricciones de operación, calidad, seguridad, ambientales y legales. En la estructura general de todo sistema de automatización se destacan tres niveles [1]: (1) Control, el nivel bajo en línea directa con el proceso; (2) Supervisión, como nivel intermedio; y (3) Acciones globales como coordinación, optimización y administración en un nivel superior. En el nivel inferior se encuentran lo que se conoce como controladores estándares de proceso (Controladores PID, Control predictivo basado en modelos – MPC, etc.) los cuales son los responsables de mantener la operación del proceso en condiciones satisfactorias mediante la compensación de los efectos por cambios en el proceso y en perturbaciones. Sin embargo, estos controladores no trabajan adecuadamente frente a cierto tipo de situaciones como: cambios en las condiciones de operación del proceso, cambios en la naturaleza de las perturbaciones, problemas con actuadores y problemas con sensores, entre otros [2]. Estos cambios son considerados como fallas, las cuales se define como una desviación no permitida o no deseada de al menos una propiedad característica del sistema de su condición normal y/o usual de operación [2].

Este tipo de problema o fallas pueden ser mitigados mediante la implementación de procedimientos como el mostrado en la Figura 1 con miras a mantener la operación del proceso en las condiciones deseadas. Como se aprecia en la Figura, estas fallas deben ser detectadas (ocurrió una falla), identificadas (variables relevantes causantes de la falla), diagnosticadas (determinar tipo de falla, su localización, tiempo y magnitud) y removidas (volver operación a condición normal), los cuales son procedimientos relacionados al monitoreo de procesos y abordadas desde la perspectiva del control

estadístico de procesos, mediante actividades de detección principalmente [3]. Para esto, es necesario el uso de métricas, provenientes directamente del sistema bajo estudio, que representen su estado, comportamiento o desempeño de modo que puedan ser comparadas contra indicadores que describan la operación normal del sistema y determinar si su condición actual corresponde a una condición atípica o a una usual. Debido a que cada métrica caracteriza a una falla de manera diferente, existirán medidas más sensibles a algunas fallas que a otras, por lo que el uso de múltiples medidas es una opción atractiva, considerando las características del proceso y de las fallas a detectar para su escogencia [2].

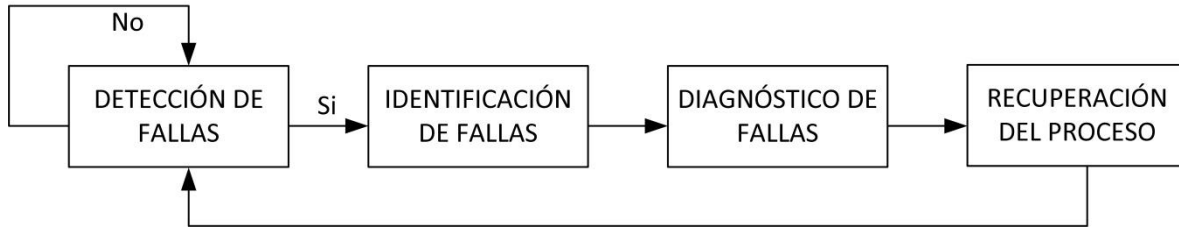


Figura 1 Esquema del lazo de monitoreo de proceso, tomado de [2]

Aunque los cuatro procedimientos descritos en la Figura 1 pueden ser implementados en una estrategia de monitoreo control del proceso, esto no siempre es necesario. Por ejemplo, una falla puede ser diagnosticada (diagnóstico de falla) sin identificar las variables afectadas inmediatamente por la falla (identificación de falla). El objetivo del monitoreo de procesos es incorporar de una manera eficiente a los operadores de planta e ingenieros dentro del monitoreo de lazos de control en vez de proponer un esquema de monitoreo completamente automatizado [2].

Como se muestra en la Figura 2, un sistema de control es una interconexión de componentes, por ejemplo, un sensor, una planta/proceso, actuador y controlador, formando una configuración de sistema que tiene el objetivo general de influir en el comportamiento del sistema de una manera deseada.

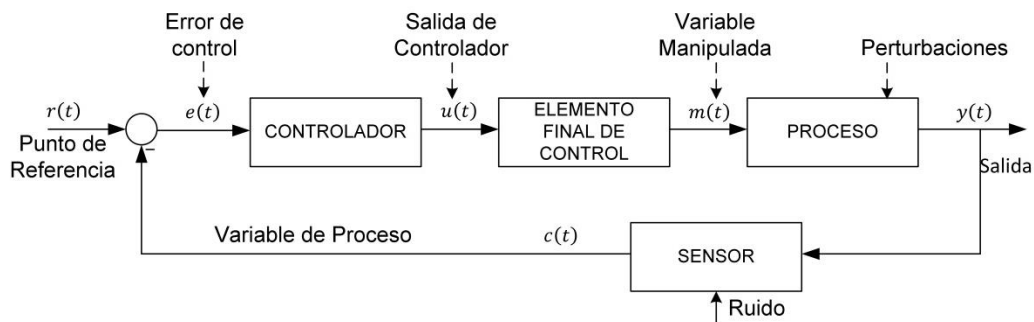


Figura 2 Diagrama de bloque de los componentes de un sistema de control en lazo cerrado

Un control de procesos óptimo sólo puede ser obtenido cuando todos los componentes antes mencionados están funcionando adecuadamente. Por ende, para sintonizar un lazo, es necesario verificar que cada componente esté operando según especificaciones y que tengan un diseño adecuado. Es claro que, incluso, para lazos de control sencillos, la tarea

de tener y mantener todos los componentes en buena salud no es trivial. Al mismo tiempo, en un proceso puede haber desde cientos hasta miles de lazos de control que deben ser monitoreados constantemente [4], esto sumado a la complejidad de los procesos productivos, dificulta que todos los lazos de control se mantengan en su máximo desempeño sin tener una herramienta formal de evaluación del desempeño del control. El 75% de los activos físicos en una planta están bajo un sistema de control [5], por lo que un pobre desempeño del control, conlleva a un pobre desempeño de la planta, y eso a su vez, implica un bajo rendimiento financiero.

Investigaciones recientes indican que un ingeniero tiene, en promedio, 450 lazos de control a su cargo [6], aparte de actividades administrativas y rutinarias en su día a día en el trabajo, que le ocupan la mayor parte de su tiempo. Lo anterior resalta la necesidad de un mantenimiento regular programado de los lazos de control, para garantizar un alto nivel de desempeño constante. El monitoreo y evaluación del desempeño de lazos de control es un campo de investigación relativamente nuevo, cuyos mayores avances han tenido lugar en las últimas dos décadas. El principal objetivo en este campo de investigación, también conocido como CPM por sus siglas en inglés (Control Loop Performance Monitoring), es proveer un procedimiento automático, el cual entregue al personal de planta la información necesaria para determinar tanto si se están logrando los objetivos de desempeño y las características de respuesta deseada en las variables de proceso controladas, como evaluar el desempeño del sistema de control [7]. Un sistema CPM debe ayudar a detectar deterioros en el desempeño de los sistemas de control debidos a variaciones en las condiciones de operación del proceso y emitir recomendaciones ya sea de inspección y/o mantenimiento de los componentes del lazo de control o de re-sintonización de los controladores. Esta investigación en particular tiene su base en el procedimiento de detección de fallas y recuperación en el contexto del monitoreo del desempeño del control frente a una falla como una perturbación oscilatoria, por lo que las siguientes secciones se enfocan en este tema en particular.

1.2 Relevancia del Tema de Investigación

Una de las formas más eficaces de aumentar las ganancias es mediante la reducción del consumo de energía en los procesos y la reducción de la variabilidad en el producto final. Parte de la alta variación de los productos se denomina defecto cuando no se cumplen estrictamente las especificaciones requeridas causando el reproceso o el desecho de este. Se ha estimado que un alto porcentaje de los lazos de control de los procesos causan más variación en la variable controlada cuando se ejecutan en modo automático con respecto a cuándo operan en modo manual. Solamente en los Estados Unidos hay más de 8.300 instalaciones de manufactura de procesos continuos [8], y se estima que hay entre 500 y 5.000 lazos de control regulatorios por instalación [9], llegando a tener, solamente en este país, entre cuatro y 41 millones de lazos de control.

Más del 90% de los controladores que existen actualmente en los sistemas de control son del tipo PID [9] [10] [11], este es el controlador más predominante en la industria. A pesar de las grandes ventajas que trae la implementación de los lazos de control PID, muchas veces los resultados no alcanzan su máximo desempeño, esto debido a la mala sintonía del controlador, lo que puede dar lugar a una respuesta lenta, agresiva u oscilatoria del lazo de control, poca capacidad de rechazo de perturbaciones, poca robustez e incluso problemas de seguridad. Bialkowski [12] señaló que sólo el 20% de los controladores trabajan bien y realmente disminuyen la variabilidad del proceso; Desborough y Miller [8] mencionan que sólo un tercio de los controladores se pueden clasificar como aceptables y el resto tiene una gran oportunidad de mejora. Debido a esto muchas veces los controladores son dejados en manual o presentan un desempeño pobre o aceptable, de hecho cerca de dos tercios de todos estos controladores presentan una oportunidad de mejora [13] [14] , como se muestra en la Figura 3.

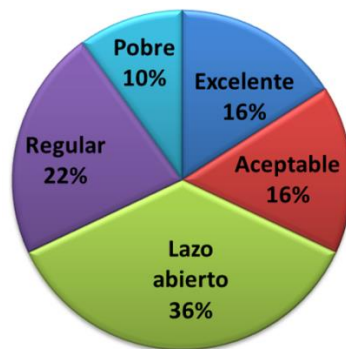


Figura 3 Demografía global multi-industria del desempeño de lazos de control, tomado con modificaciones de [8]

Las principales industrias de EE.UU. consumen aproximadamente treinta mil millones de dólares anuales en energía (US DOE, 1994), una mejora de solo un 1% en la eficiencia energética representaría un ahorro de más de 300 millones de dólares en consumo energético para el sector industrial de Estados Unidos [8]. Para el caso de Colombia, el consumo energético total fue equivalente a 9.040 millones de dólares en el 2015, de los cuales 29.36% corresponden al sector industrial, es decir 2.654 millones de dólares; una mejora de solo un 1% en la eficiencia energética representaría un ahorro de más de 20 millones de dólares en consumo energético para el sector industrial [15].

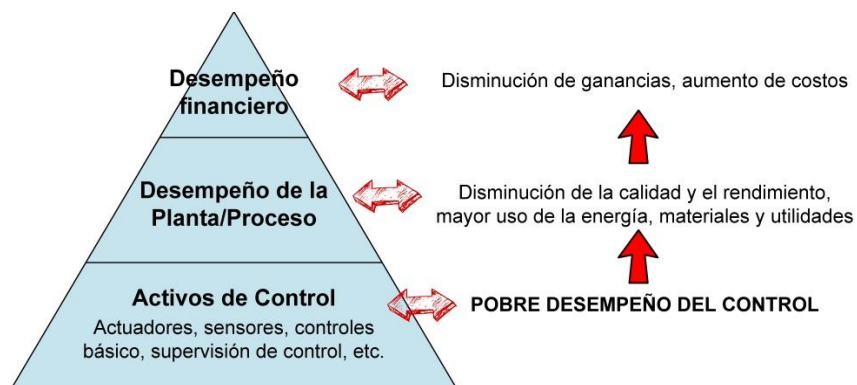


Figura 4 Efecto del pobre desempeño del control, tomado con modificaciones de [5]

Por otra parte la Figura 4 muestra un esquema del efecto de un pobre desempeño de los lazos de control en el desempeño financiero de una planta o proceso. Las causas más comunes del deterioro del desempeño del control son: pobre sintonía del controlador, fallas en los equipos, pobre diseño del proceso, interacciones entre lazos, presencia de no-linealidades y oscilaciones. De estos comportamientos, la presencia de oscilaciones no deseadas suele ser más perjudicial porque no solo disminuye el desempeño del sistema de control, sino que también afecta a los componentes mecánicos en el proceso. De hecho, más del 30% de los lazos de control presentan un comportamiento oscilatorio [16].

Estas oscilaciones pueden tener una procedencia particular pero se pueden propagar rápidamente de un lazo a otro y de una unidad de proceso a otra [14], por ejemplo mediante lazos de retro-alimentación y/o por interacciones entre lazos de control. Se ha reportado que estas oscilaciones resultan en aumentos de variabilidad del proceso, causando productos de menor calidad, altas tasas de rechazo, aumento del consumo de energía y bajo desempeño (capacidad de producción) promedio del sistema. De igual manera, y como si fuera poco, se estima que el 80% de los lazos de control del proceso causan más variabilidad cuando se ejecutan en modo automático que cuando se ejecutan en modo manual [10] [17], es decir que los controladores para poder realizar su función de control, terminan desmejorando el desempeño del sistema, convirtiéndose así en un “mal necesario”.

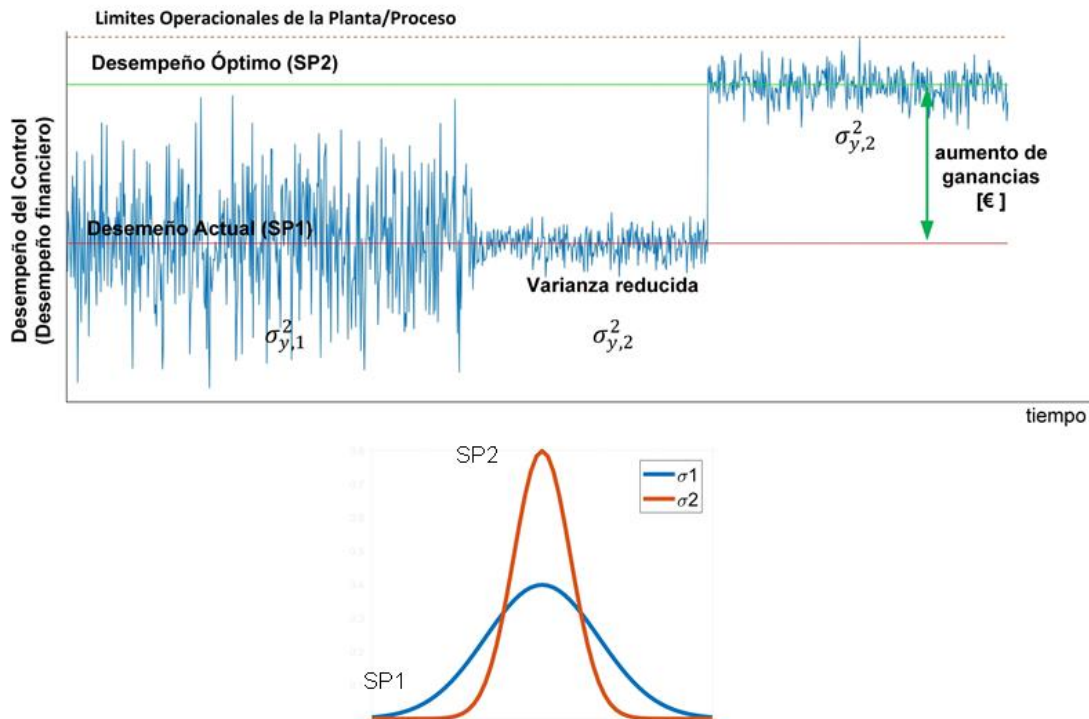


Figura 5 Relación entre el desempeño económico y reducción de variabilidad, tomado con modificaciones de [5]

Los procesos son diseñados para trabajar bajo ciertos límites operaciones definidos por los diseñadores y/o fabricantes, definiendo una región de operación factible donde es

eficiente y seguro utilizar los equipos o procesos. Por fuera de estos límites no hay garantía de una operación satisfactoria, eficiente o segura. Sin embargo, en muchas ocasiones las plantas/procesos son utilizadas por debajo de su capacidad máxima para evitar sobrepasar estos límites operacionales antes mencionados, debido a la alta variabilidad de los procesos o la incapacidad de responder rápida y adecuadamente ante cambios inesperados. Reducir la variabilidad en las variables de proceso ayudaría a mejorar el desempeño de estos. El efecto que tiene la variabilidad en el desempeño de una planta o proceso se muestra en la Figura 5, indicando que trabajando en el punto de referencia 2 (SP2) se obtendrían mejores resultados en comparación a los obtenidos en el punto de referencia 1 (SP1) debido a la alta variabilidad actual.

La reducción de la variabilidad tiene como consecuencia beneficios como una operación más segura y reducción del impacto ambiental (reducción de incidentes, emisiones indeseables al medio ambiente), una manufactura más sostenible (uso eficiente de la materia prima y uso de energía por unidad de producto) [5]. El pobre desempeño del control, por otra parte, conduce a un pobre desempeño de la planta, y eso a su vez implica bajo rendimiento financiero.

1.3 Problema de Investigación

Los sistemas de control son usados por las industrias, especialmente los sectores químicos, petróleo y gas, minerales, papel y manufactureras, para mantener las variables de proceso en su valor de referencia deseado y así satisfacer las especificaciones del proceso/cliente. En cada uno de estos procesos pueden haber desde cientos hasta miles de lazos de control los cuales deben ser monitoreados constantemente, esto sumado a la alta complejidad de los procesos productivos dificulta que el personal de planta e ingenieros de control mantengan los lazos de control operando a su máximo desempeño, trayendo como resultado un gran esfuerzo, alto costo para la industria y aumento del riesgo en la producción. A pesar de que su implementación ha agilizado los niveles de producción en las plantas industriales a nivel mundial, una sintonización incorrecta, sumado a las perturbaciones y ruido presentado en la señal da lugar a un aumento indeseado en la varianza de las variables controladas. Muchas veces la mala sintonía del controlador puede dar lugar a una respuesta lenta, agresiva u oscilatoria del lazo de control, poca capacidad de rechazo de perturbaciones, poca robustez e incluso problemas de seguridad.

De los anteriores comportamientos, la presencia de perturbaciones oscilatorias resulta perjudicial no solo porque afecta los componentes mecánicos del proceso sino también porque se propaga el efecto oscilatorio de un lazo a otro y de un proceso a otro. Este aumento de la varianza trae como consecuencia un bajo desempeño del proceso y variabilidad en la calidad del producto conllevando a pérdidas económicas y de mercado. La revisión de la literatura realizada indica que las estrategias de sintonización disponibles están concentradas en mejorar el desempeño del lazo de control bajo estímulos en forma

de escalón o estables sin considerar el desempeño del lazo bajo oscilaciones inducidas y recurrentes [10], [16]. Considerando que la existencia de perturbaciones oscilatorias derivadas de dinámicas aguas arriba del proceso es considerada como una causa posible de acción del lazo de control [14], se hace evidente la pertinencia del desarrollo de una técnica de CPM que considere la optimización del desempeño del lazo bajo una condición de oscilaciones no evitable.

1.4 Objetivos

A continuación se presentan el objetivo general y los objetivos específicos del presente documento.

1.4.1 Objetivo General

- Desarrollar una estrategia de reducción de variabilidad de lazos de control tipo PID en procesos industriales frente a perturbaciones oscilatorias mediante la re-sintonización del controlador.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Definir un índice que permita cuantificar el desempeño de lazos de control expuestos a perturbaciones oscilatorias.
- Desarrollar una estructura o una ecuación de sintonización analítica para controladores PID que permita minimizar el índice de desempeño definido.
- Desarrollar una estructura de sintonización basada en análisis experimental (computacional) de controladores PID que enfrentan perturbaciones oscilatorias.
- Evaluar el desempeño de las técnicas de sintonización analítica y experimental en al menos un caso de estudio.

1.5 Avances más Recientes en el Área de Investigación

1.5.1 Avances Científicos

La importancia y adelantos académicos en el área de investigación del CPM se evidencian mediante sesiones enteras dedicadas al tema de CPM en las conferencias: “American Control Conference 2000”, “Chemical Process Control Conference 2001”, “European Control Conference 2001”, “IFAC World Congress 2002”, “Control 2004”, “ADCHEM 2006”, y especial atención al tema de CPM se presentó en el “International Journal of Adaptive Control and Signal Processing (2003:Vol. 17, Issues 7–9)“.

Recientemente se han publicado libros acerca de la detección y el diagnóstico de la fricción (stiction) en válvulas de control: “Diagnosis of process nonlinearities and valve stiction—data driven approaches” por Choudhury et al. en 2008 y “Detection and diagnosis of stiction in control loops: state of the art and advanced methods” por Jelali y Huang en 2010.

Para los autores es interesante la investigación de T. Blevins [18] “PID Advances in Industrial Control” del 2012 en donde se reportan datos del poco uso de los lazo de control y mejoras del proceso gracias a la reducción de variabilidad, así como también la publicación de M. Ruel en 2008 [10] que indica que el 80% de los controladores en modo automático aumentan la variabilidad del proceso en comparación a cuando están en modo manual.

1.5.2 Avances Comerciales

Las aplicaciones de CPM comerciales más destacadas son PlantTriage de ExpertTune y LoopScout de Honeywell, no obstante existen más herramientas de CPM en el mercado, sin embargo todos estos tienen alguna posibilidad de mejora, por ejemplo, ninguno de estos incluye estimación o adaptación automática del tiempo de retraso (time delay) de los datos; por lo general, el usuario debe ingresar una estimación (o rango de estimación) del tiempo de retraso del proceso [7]. Un ejemplo del uso de estas herramientas es en “Mondi Syktyvkar” una planta de pulpa y papel en Rusia; utilizando PlantTriage lograron obtener una reducción en la desviación estándar de 0.7 a 0.3 en la luminosidad (brightness) en la producción de pulpa de madera blanda, logrando ahorros anuales de químicos valuados por 1'250.000 Euros anuales [19].

Existen herramientas no tan conocidas como TOPAS de ACT-CONTROL, las cuales son utilizadas por otras más conocidas como Honeywell. TOPAS tiene un costo de 3000 Euros por licencia [20].

1.6 Estructura del Documento

Este documento se compone de seis capítulos: el capítulo 1 se presenta una introducción, explicando los conceptos básicos y plantea la problemática, su relevancia y pertinencia, seguido de los objetivos de la presente investigación y por último se presentan los avances más recientes en el campo académico y comercial. El estado del arte y de la técnica de la presente investigación es presentado en el capítulo 2, abordando en primer lugar las temáticas de criterios de desempeño, monitoreo del desempeño del lazo de control, métodos de detección de perturbaciones oscilatorias en lazos de control, finalizando con las técnicas para mejorar el desempeño del control. Luego de esto se presentan los desarrollos tecnológicos comerciales de CPM. En el capítulo 3 se presenta

el diseño de la estrategia de reducción de variabilidad en procesos con controladores PID enfrentados a perturbaciones oscilatorias. Seguidamente se analiza el desempeño de la estrategia diseñada en un caso general en el capítulo 4. El capítulo 5 presenta la validación en un proceso industrial de la estrategia obtenida. Por último, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones de esta investigación y las recomendaciones para trabajos futuros.

2. ESTADO DEL ARTE Y DE LA TÉCNICA

En esta sección se presenta la revisión del estado del arte y de la técnica realizada. Dado que la idea general tras este documento es la detección de una falla como una perturbación oscilatoria a partir del monitoreo del desempeño del lazo de control y atenuar dichas oscilaciones en línea, la revisión literaria se dividió en cuatro partes que abarcan toda la temática. La primera sección presenta los diferentes criterios de desempeño utilizados para evaluar el desempeño de los controladores. En segundo lugar se presenta una revisión más amplia del tema del monitoreo del desempeño de lazos de control. Posteriormente se presenta la revisión realizada de los métodos de detección de oscilaciones, seguido de la revisión de las técnicas adaptativas para mejorar el desempeño de los controladores. Finalmente se presenta el estado de la técnica en el área del monitoreo del desempeño de lazos de control (CPM).

2.1 Estado del Arte

2.1.1 Indicadores de Desempeño

El desempeño económico y la sostenibilidad de todo proceso productivo industrial dependen directa o indirectamente del desempeño de sus sistemas de control. El desempeño de un lazo de control se evalúa por medio de un indicador o criterio de desempeño el cual no hace más que expresar qué tan bien o mal se comporta un lazo de control ante una situación específica. En instalaciones industriales como refinerías de petróleo, plantas químicas, fábricas de papel, entre otros procesos productivos continuos; los lazos de control resultan ser los componentes más importantes de los sistemas de automatización. El desempeño económico de dichos procesos está directa o indirectamente ligado al desempeño de los lazos de control, ya que de éstos últimos dependen aspectos como garantía de condiciones de operación segura, calidad de los productos, consumo energético y de materia prima, entre otros. Por ejemplo en el caso particular de Colombia, que en el 2015 presentó un consumo energético total equivalente a 9.040 millones de dólares, de los cuales 29.36% corresponde al sector industrial, esto es 2.654 millones de dólares [15] , una mejora de solo un 1% en la eficiencia energética representaría un ahorro de más de 20 millones de dólares en consumo energético para el sector industrial. De esta manera para cualquier compañía productora resulta de vital interés lograr, restaurar y mantener un excelente desempeño de sus lazos de control.



Figura 6 Demografía global multi-industria del desempeño de lazos de control, tomado con modificaciones de [8]

En lo que al desempeño global de los lazos de control respecta, la Figura 6 muestra el desempeño obtenido tras el análisis de 26 mil controladores [8][11]. Nótese que, no obstante la importancia de los lazos de control en la rentabilidad y sostenibilidad de los procesos productivos, solo un tercio de los controladores analizados presentaron un buen desempeño (excelente y aceptable); mientras que los dos tercios restantes ofrecen grandes oportunidades de mejoras puesto presentan un bajo desempeño o simplemente no están operando (se encuentran en lazo abierto) [8], [11], [12]. Las estimaciones del porcentaje de controladores de procesos industriales con problemas de desempeño son sorprendentemente altas [13]. Estos controladores pueden tener un efecto perjudicial significativo en la rentabilidad de la planta, tanto en términos de aumento de variación de producto como en aumento de los tiempos de respuesta. En la Figura 7 se muestra una relación del efecto de los controladores sobre la varianza de salida del lazo de control, lo cual expresa la importancia de tener un controlador funcionando correctamente. Aunque lo anterior muestra un panorama no tan bueno, esto resalta el alto potencial de mejora en el área de control.

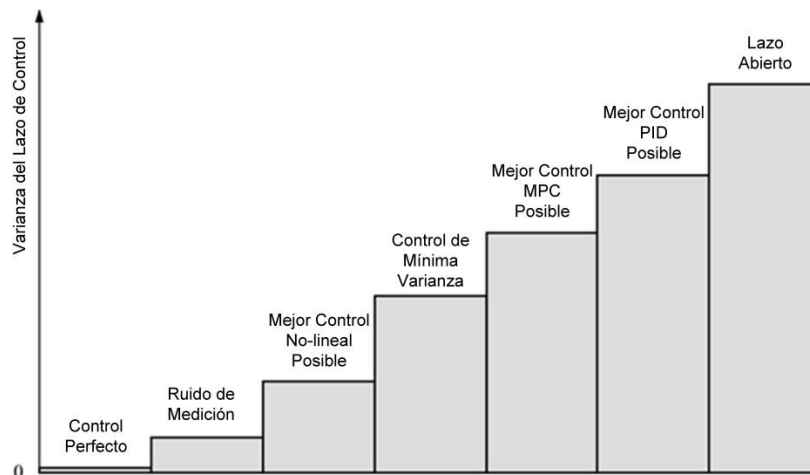


Figura 7 Clasificación de los estándares del desempeño de control en términos de varianza alcanzable del lazo de control

Ahora bien, es importante resaltar que es natural que el desempeño de los lazos de control se degrade con el tiempo. El diseño, sintonía e implementación de estrategias de control se llevan a cabo en la primera fase en la solución de problemas de automatización. Cuando se realiza correctamente, el resultado de esta fase debe ser un buen funcionamiento y buen desempeño del sistema de control. Sin embargo, después de algún tiempo de funcionamiento, aspectos como cambios en las características del material/producto utilizado, modificaciones de la estrategia de operación, cambios en el estado de los equipos de la planta (envejecimiento, desgaste, ensuciamiento, modificaciones de los componentes, etc.) y dificultades con los sensores y/o actuadores; pueden conducir a la degradación del desempeño del control. De hecho, varios estudios demuestran que la vida útil promedio de una buena sintonía, es decir la duración promedio del buen desempeño en los lazo de control industrial, es de tan solo seis meses [12], [21], tiempo a partir del cual resulta conveniente evaluar su desempeño y tomar acciones correctivas de ser necesario.

Por otra parte, se estima que alrededor del mundo hay más de tres millones de lazos de control en las industrias de procesos productivos continuos [8] y alrededor de diez mil ingenieros de control de procesos [22] lo que significa que en promedio cada ingeniero es responsable de al menos 300 lazos de control. Hay estudios que sugieren una cifra mayor, 450 lazos por ingeniero [6]. Esto sumado a la alta complejidad de los procesos productivos hace prácticamente imposible que el personal de planta mantenga los lazos de control operando a su máximo desempeño sin la ayuda de una herramienta de monitoreo CPM que utilice criterios de desempeño adecuados.

El desempeño de control de un sistema está estrechamente relacionado con el esfuerzo de control y con la sintonía del controlador. El esfuerzo de control es de principal preocupación ya que se relaciona con el costo final del producto, y el tiempo de vida de los actuadores. El principal objetivo de un sistema CPM es proveer un procedimiento automático el cual entregue al personal de planta la información necesaria tanto para determinar si se están logrando los objetivos de desempeño y las respuestas deseada en las variables de proceso, como para evaluar el desempeño del sistema de control [7]. Para lograr esto es necesario un correcto uso de indicadores de desempeño o criterios de desempeño al momento de evaluar el comportamiento del lazo de control. Un criterio de desempeño se escoge en función de la respuesta que se espera que presente el lazo de control ante cierto tipo de entrada.

Dado que más del 90% de los controladores empleados en la industria son de tipo PID, los cuales tienen restricciones de orden, estructura y tipo de acción; resulta conveniente definir índices de desempeño realistas para su evaluación, tal como los propuestos por Eriksson, Ko y Edgar en [23], [24]. Estos enfoques calculan un límite inferior de la varianza restringiendo el tipo de controlador a PID (benchmark del PID óptimo). En [25] Ko y Edgar obtuvieron una solución explícita para la salida del proceso en lazo cerrado en función de los parámetros del PID, mientras que otros desarrollos en este sentido han sido presentados por Grimble, Horton et al, Huang, Majecki & Grimble y Yu et al. en [26]–[30], respectivamente.

En la ecuación 1 se muestra la estructura típica de un controlador PID, en donde \bar{m} es el bias, K_C es la ganancia del controlador, τ_I es el tiempo integral o tiempo de re-ajuste y τ_D es el tiempo derivativo [31]. Los valores de K_C , τ_I y τ_D se denominan los parámetros de sintonización de un controlador PID o sintonía. A continuación se presenta la ecuación que describe la estructura general de un controlador Proporcional-Integral-Derivativo, tomado de [31]:

$$m(t) = \bar{m} + K_C e(t) + \frac{K_C}{\tau_I} \int e(t) dt + K_C \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Uno de los métodos más utilizados para lograr una respuesta deseada del lazo de control es predeterminando la sintonía del controlador ante cierto tipo de entrada al lazo de control. La selección de los valores de sintonía se escoge de tal manera que se obtenga un comportamiento deseado en la respuesta del lazo de control, es decir que su característica dinámica, o “personalidad”, sea la deseada; esto se hace teniendo en cuenta tanto el controlador como los otros elementos en el lazo de control [31]. Estos parámetros de sintonía se escogen mediante la optimización de una función objetivo o función de costo que evalúa el desempeño del controlador PID bajo cierta “personalidad” pre-definida o esperada [32]. El desempeño de un sistema de control o del controlador usualmente es especificado por diferentes criterios, los cuales se pueden dividir en criterios de desempeño determinístico, y criterios de desempeño estocástico. En la Tabla 1 se presentan los criterios de desempeño más utilizados.

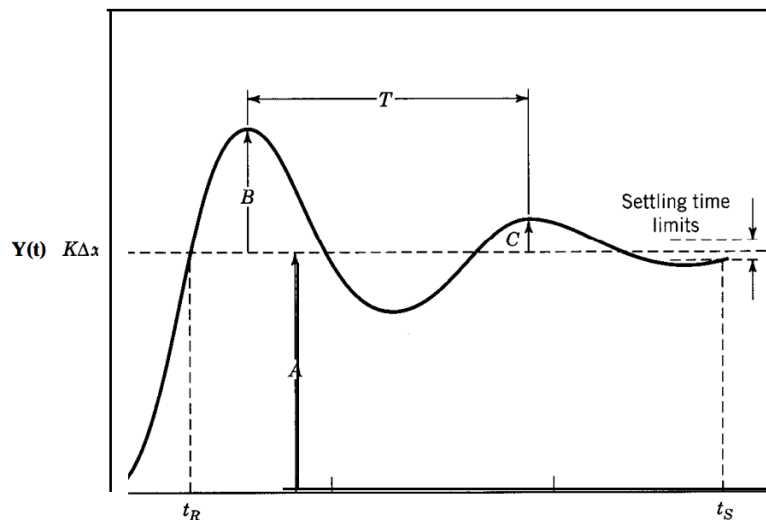


Figura 8 Respuesta de segundo orden sub-amortiguado ante un paso escalón, tomado de [31]

Tabla 1 Criterios de desempeño en sistemas de control

Criterio	Fórmula
Tiempo de elevación (Rise time)	T_r
Tiempo de asentamiento (Settling time)	T_{set}
Razón de decaimiento (Decay ratio)	$D = \frac{c}{a}$
Sobresalto (Overshoot)	$\alpha = 100 \frac{a}{b}$
Error de estado estable (Steady-state error)	E
Integral del cuadrado del Error (Integral of the squared error (ISE))	$\int_0^{\infty} e^2(t) dt$
Integral del valor absoluto del error (Integral of the absolute value of the error (IAE))	$\int_0^{\infty} e(t) dt$
Integral del valor absoluto del error ponderado en el tiempo (Integral of the time-weighted absolute error (ITAE))	$\int_0^{\infty} t e(t) dt$
Integral del valor absoluto del error ponderado exponencialmente en el tiempo (Integral of multiplied absolute error (ITNAE))	$\int_0^{\infty} t^n e(t) dt$
Error cuadrático (Quadratic error (QE))	$\int_0^{\infty} [e^2(t) + \rho u^2(t)]$
Índice de Harris (Harris Index)	$\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_y^2}$

Los primero cuatro criterios de la tabla anterior han sido los más utilizados desde el 1942, cuando Ziegler y Nichols [33] especificaron una respuesta deseada del lazo de control con una razón de decaimiento de un cuarto. La Figura 8 ejemplifica estos cuatro criterios y aclara el significado de los valores de A, B y C. T es el periodo o el tiempo que demora la señal en alcanzar dos picos (o valles) sucesivos. Una respuesta de 5 % de sobresalto o 0 % es presentada en por Smith y Corripio en [31], en donde proponen los parámetros del controlador en función de un solo parámetro llamado λ (lambda), este método es conocido como sintonía λ o método de síntesis del controlador. Las siguientes seis filas de la Tabla 1 son criterios de desempeño basados en el error de control, $e(t) = r(t) - c(t)$, donde $r(t)$ es el valor del setpoint o punto de referencia el cual es el valor deseado de la variable controlada y $c(t)$ el valor de la variable controlada, como se muestra en la Figura 2. La Figura 9 muestra la definición de estos criterios, en donde se busca minimizar la integral de la función dependiente del error.

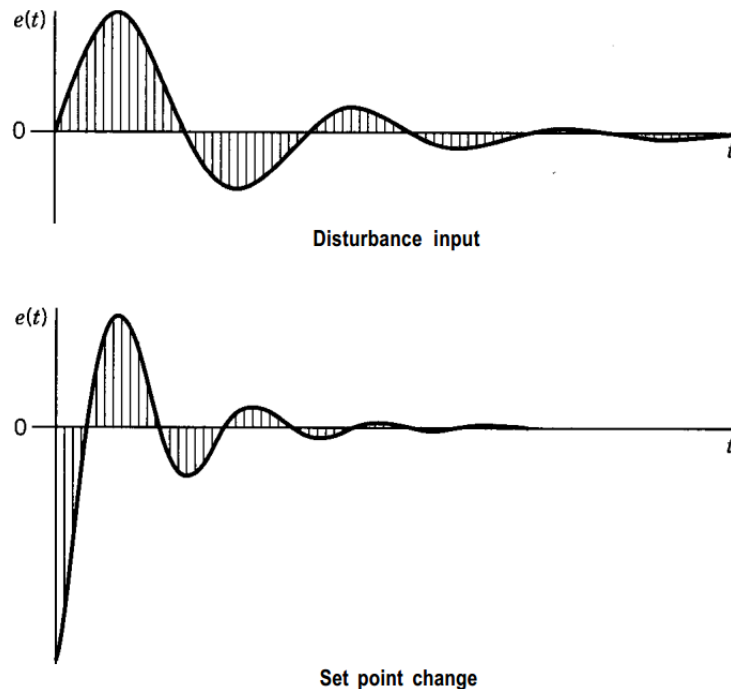


Figura 9 Definición de la integral del error para cambios en el setpoint o en una perturbación

Sin embargo, los cambios en estos estadísticos pueden depender de las condiciones de operación del proceso y pueden no necesariamente reflejar el desempeño de un controlador. Durante periodos largos de perturbaciones en la planta, se esperan mayores desviaciones estándar a pesar del hecho de que los controladores estén respondiendo según lo diseñado. Durante los períodos de operación en calma, se pueden observar desviaciones estándar bajas con controladores mal sintonizados [34]. Adicionalmente siempre hay perturbaciones inherentes a los procesos mismos, las cuales normalmente no pueden ser compensadas por los controladores. Estas perturbaciones establecen una cota inferior para la desviación estándar asociada al punto óptimo de desempeño [35]. Desviaciones inferiores a dicha cota se pueden lograr solo a partir de cambios en la instrumentación de la planta. Esto resalta la necesidad de considerar índices que tengan en cuenta un óptimo alcanzable, con el fin de lograr evaluaciones de desempeño objetivas. De esta manera la varianza, el IAE o el ISE logrados con el controlador instalado deben ser comparados con los que se obtendrían el controlador óptimo.

El último criterio presentado en la Tabla 1 surge de la revisión de la literatura realizada en torno al Monitoreo del Desempeño de los lazos de control (CPM), presentado en la siguiente sección. Este índice compara la varianza obtenida utilizando un controlador de mínima varianza (σ_{MV}^2) y la varianza actual del sistema (σ_Y^2), $\eta_{MV} = \frac{\sigma_{MV}^2}{\sigma_Y^2}$. Este índice fue propuesto por primera vez por Harris en 1989 [36] quien demostró que el mejor desempeño posible de una lazo de control, teniendo en cuenta el error cuadrático medio, se obtiene al emplear un controlador de mínima varianza. En el marco general del Monitoreo del Desempeño del Control CPM, un índice de desempeño del controlador (CPI, Control Performance Index) tiene la forma

$$\eta = \frac{J_{des}}{J_{act}} \quad (2.2)$$

Donde J_{des} el valor deseado para un criterio de desempeño dado (típicamente la varianza) y J_{act} es el valor real del criterio, el cual debe extraerse de los datos medidos de la planta. Sobresalen dos casos en este contexto:

- Control Óptimo como Benchmark. El índice de desempeño es un escalar en el rango $[0,1]$, donde 0 indica un desempeño pobre, y valores cercanos a 1 indican buen desempeño. En este caso la función de costos se divide en dos términos: una parte que no es afectada por la retroalimentación J_{min} y una parte dependiente del controlador J_c . Es así como el CPI puede escribirse como

$$\eta = \frac{J_{min}}{J_{min} + J_c} \quad (2.3)$$

J_{min} está asociado a restricciones de desempeño propias del proceso (retardos de transporte, ceros en el plano derecho, restricciones, etc.). Un control perfecto se tendría que $\eta = 1$, por lo que $J_c = 0$. El máximo porcentaje de mejora se puede calcular como

$$I_p = (1 - \eta) * 100\% \quad (2.4)$$

- Benchmark Definido por el Usuario. En el caso en que se utilicen benchmark más realistas, es posible obtener valores de CPI mayores a la unidad, lo cual indicaría que el controlador se está desempeñando mejor de lo deseado, esto es $J_{act} < J_{des}$ en (1).

Se debe hacer énfasis en que los CPI empleados son cantidades relativas, es decir que son expresados con respecto a un benchmark específico, como se muestra en la ecuación (1); en vez de utilizar criterios de desempeño absolutos. Esta es una diferencia clave entre CPM y las prácticas tradicionales de evaluación de desempeño.

2.1.2 Monitoreo del Desempeño del Lazo de Control (Control Performance Monitoring, CPM)

El principal objetivo de una sistema CPM es proveer un procedimiento automático el cual entregue al personal de planta la información necesaria para determinar tanto si se están logrando los objetivos de desempeño y las características de respuesta deseada en las variables de proceso controladas, como evaluar el desempeño del sistema de control [7]. La Figura 10 muestra un diagrama simplificado del problema de monitoreo y diagnóstico de los lazos de control. Un sistema CPM debe ayudar a detectar deterioros en el

desempeño de los sistemas de control debidos a variaciones en las condiciones de operación del proceso y emitir recomendaciones ya sea de inspección y/o mantenimiento de los componentes del lazo de control o de re-sintonización de los controladores.

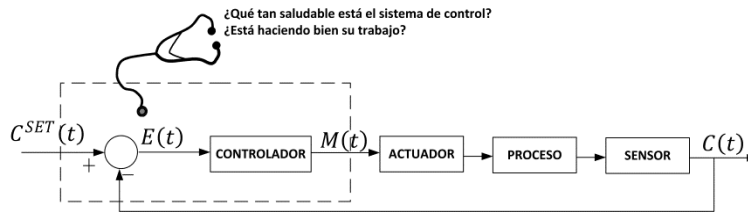


Figura 10 Diagrama de Bloques del Problema de CPM, tomado con modificaciones de [7]

Algunos de los aspectos analizados en las técnicas de CPM son:

Selección del Benchmark. ¿Cuál es el mejor desempeño posible con respecto al cual se debe comparar el desempeño del sistema de control instalado?

Evaluación. ¿El controlador es "saludable"? ¿Está haciendo su trabajo de manera satisfactoria? ¿El sistema de control actual está logrando el mejor desempeño posible?

Diagnóstico. Si no, ¿por qué está "mal de salud"? ¿Cómo se puede determinar el mejoramiento potencial sin perturbar el funcionamiento del sistema?

Mejoramiento. ¿Qué medidas mejorarían el desempeño de un lazo de control con problemas? ¿Es suficiente re-sintonizar el controlador, o es necesario hacer mantenimiento a algunos componentes del lazo, e incluso volver a diseñar?

Al momento de seleccionar un benchmark es importante tener en cuenta las siguientes pautas:

- Los índices deben ser sensibles a deficiencias en la sintonía y envejecimiento del modelo, independientemente de las perturbaciones o del espectro del set-point, el cual puede variar ampliamente en una planta.
- Los índices deben poder ser calculados a partir de datos obtenidos en condiciones normales de operación (lazo cerrado); de esta manera, los índices empleados deben ser no invasivos.
- La calidad de los datos de la planta empleados en la medición del desempeño de debe ser verificada a través de la generación de intervalos de confianza. Los datos utilizados no deben ser medidas arbitrarias.
- Los índices deberían ser realistas y posibles de calcular bajo restricciones físicas. Deben dar indicios de los motivos del bajo desempeño en los sistemas de control y deben estar en capacidad de medir las mejoras en el desempeño debidas a modificaciones en el controlador.

Claramente, una métrica de benchmarking no necesita poseer todas estas características, sin embargo, debe cumplir tantas de ellas como sea posible. En la práctica industrial es recomendable disponer de diferentes alternativa para presentar los resultados del análisis,

de tal manera que los diferentes tipos de personal de producción (ejecutivos, gerentes de producción, ingenieros de producción y automatización, etc.) puedan acceder a dicha información en una forma enfocada a sus propósitos.

El índice ISE (integral del cuadrado del error) y la varianza del error se emplean comúnmente como estadísticos para monitorear la efectividad de una estrategia de control. Estos estadísticos son, sin lugar a dudas, importantes al momento de valorar la calificación del desempeño general del proceso. Históricamente, la monitorización de la desviación estándar del error (medido con respecto al set-point) ha resultado de gran utilidad. Ahora bien, desde la perspectiva de la supervisión del desempeño del controlador, la experiencia ha demostrado que esta información suele ser limitada y engañosa. La desviación estándar del error depende de la magnitud de las perturbaciones que afectan al lazo de control. Los cambios en este estadístico pueden depender de las condiciones de operación del proceso y pueden no necesariamente reflejar el desempeño de un controlador. Durante periodos largos de perturbaciones en la planta, se esperan mayores desviaciones estándar a pesar del hecho de que los controladores estén respondiendo según lo diseñado. Durante los períodos de operación en calma, se pueden observar desviaciones estándar bajas con controladores mal sintonizados [34].

Adicionalmente siempre hay perturbaciones inherentes a los procesos mismos, las cuales normalmente no pueden ser compensadas por los controladores. Estas perturbaciones establecen una cota inferior para la desviación estándar asociada al punto óptimo de desempeño [35]. Desviaciones inferiores a dicha cota se pueden lograr solo a partir de cambios en la instrumentación de la planta. Esto resalta la necesidad de considerar índices que tengan en cuenta un óptimo alcanzable, con el fin de lograr evaluaciones de desempeño objetivas

El monitoreo y evaluación del desempeño de lazos de control es un campo de investigación relativamente nuevo, cuyos mayores avances han tenido lugar en las últimas dos décadas. Como hemos visto hasta ahora, el objetivo principal de estas técnicas es mantener una operación eficiente de los procesos productivos. Esto se logra estableciendo que tan alejado está un lazo de control de lograr su posible desempeño óptimo y, más importante aún, que se debe hacer para reducir ese gap durante periodos largos de operación. Existen básicamente tres grandes metodologías empleadas en este monitoreo y evaluación (ver Figura 11), las cuales son: métodos estocásticos, métodos determinísticos y métodos avanzados. La Figura 12 muestra algunos de los eventos más importantes en la evolución del MPC.

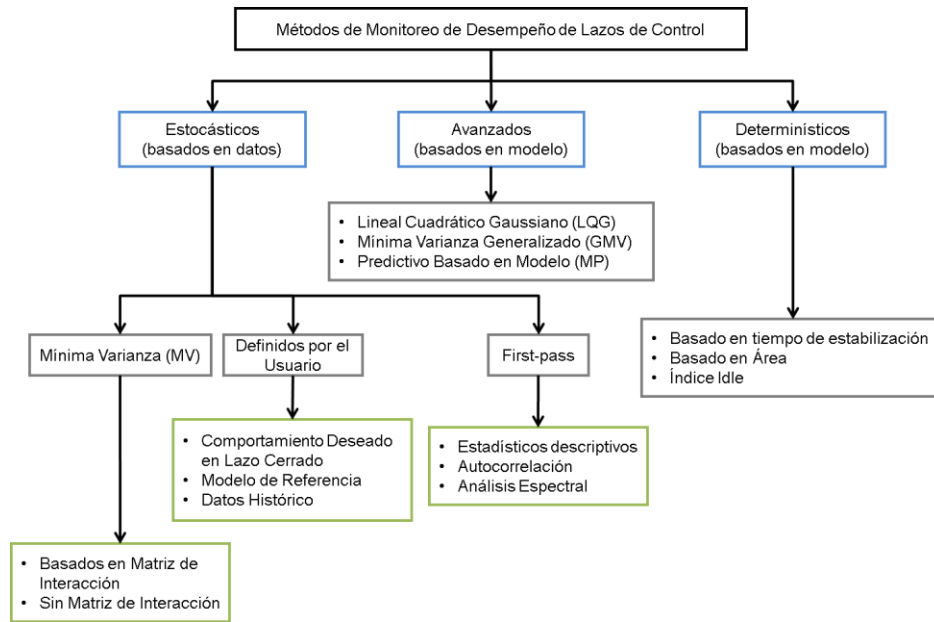


Figura 11 Clasificación de los Métodos CPM, tomado de [5]

Puede considerarse que este campo de investigación se inició con el paso dado por Thomas J Harris en 1989 [36] quien demostró que el mejor desempeño posible de una lazo de control, teniendo en cuenta el error cuadrático medio, se obtiene al emplear un controlador de mínima varianza. Desde entonces nació el índice de Harris, que se basa en la comparación entre el desempeño actual con el desempeño obtenido por el control de mínima varianza (MVC). Los principios subyacentes provienen de los trabajos de Åström en 1979 [37] y Box y Jenkins en 1970 [38] quienes establecieron la teoría del control de mínima varianza, y de DeVries y Wu 1978 [38] que utilizaron estas ideas para la evaluación del desempeño. Posteriormente Desborough y Harris en 1992 [39] relacionaron el índice de Harris con el cuadrado del coeficiente de correlación (R^2) usualmente calculado en análisis de regresión múltiple. Desde entonces, el concepto de mínima varianza como benchmark se ha extendió a lazos de control retroalimentado y de acción pre-calculada (feedforward) como lo evidencian los trabajos de Desborough y Harris en 1993 [40], Huang et al. en el 2000 [41], Stanfelj et al. en 1993 [42]. Es así como el índice de Harris se ha utilizado en diversas aplicaciones de control de procesos en diferentes sectores industriales y sigue siendo el benchmark por excelencia para los lazos de control.

Con los avances en las investigaciones se encontraron debilidades en el benchmark de mínima varianza, razón por la cual se han introducido versiones modificadas del índice de Harris. Algunas de estas modificaciones incluyen especificaciones dadas por el usuario, lo que conlleva a índices de desempeño más realistas, conocidos como benchmarks especificados por el usuario, Horch e Isaksson en 1999 [43], Huang y Shah en 1998 [44], Kozub en 1993 [45]. A la misma categoría pertenecen los benchmarks basados en datos históricos, Gao et al. en el 2003 [46], Huang et al. en 1999 [47], Patwardhan en 1998 [48].

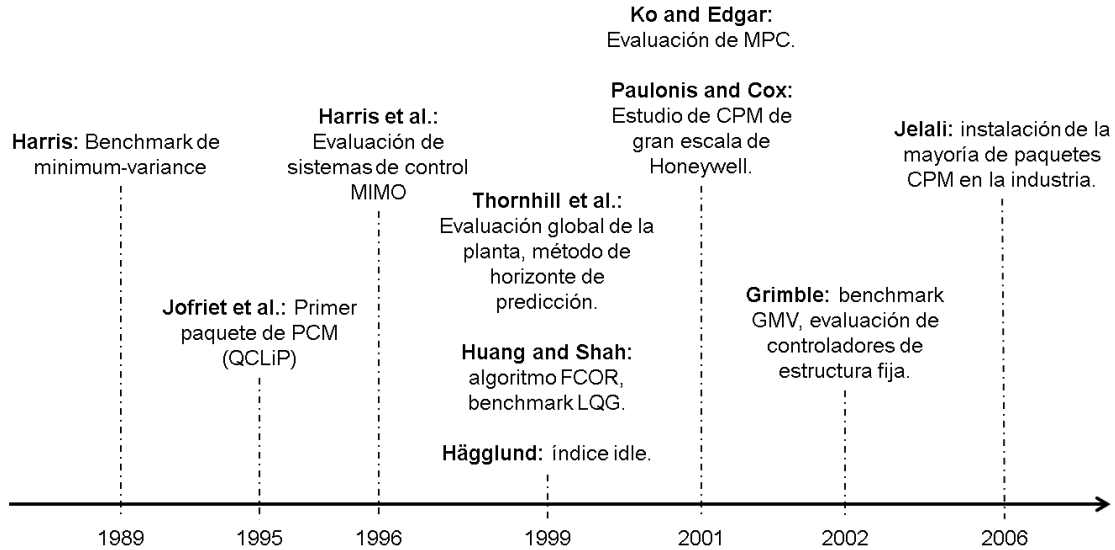


Figura 12 Fechas Claves en el Desarrollo de la Técnicas de CPM

Dado que más del 90% de los controladores empleados en la industria son de tipo PID, los cuales tienen restricciones de orden, estructura y tipo de acción; resulta conveniente definir índices de desempeño realistas para su evaluación, tal como los propuestos por Eriksson en 1994 [23], Ko y Edgar en 1998 [24]. Estos enfoques calculan un límite inferior de la varianza restringiendo el tipo de controlador a PID (benchmark del PID óptimo). Ko y Edgar en 2004 [25] obtuvieron una solución explícita para la salida del proceso en lazo cerrado en función de los parámetros del PID, mientras que otros desarrollos en este sentido han sido presentados por Grimble en 2003 [26], Horton et al. en 2003 [27], Huang en 2003 [28], Majecki y Grimble en 2004 [29] y Yu et al. en 2011 [30].

Por otra parte, Jofriet et al. 1995 [49] reportaron la primera herramienta de software para CPM denominada QCLiP (Control Loop Performance Monitoring Queen's/ QUNO) que utiliza un índice de desempeño basado en mínima varianza junto con otros análisis de datos de proceso en lazo cerrado, Harris et al. en 1996 [50]. En el mismo año, Hägglund, [16] demostró que uno de los principales problemas con el desempeño del lazo de control es la presencia de oscilaciones en los lazos. De esta manera, se reportó un índice de oscilación basado en la magnitud del error absoluto integrado (IAE) entre cruces sucesivos por cero del error de control y un procedimiento para detectar oscilaciones en lazos de control. Desde entonces este tema ha atraído mucha atención, Thornhill et al. en 2001, Thornhill et al. en 2003, Thornhill & Hägglund en 1997. Actualmente la detección y diagnóstico de oscilaciones sigue siendo una de las áreas más activas en CPM. Un tema especial y amplio es el diagnóstico de fricción estática (stiction) de las válvulas, donde se han desarrollado muchos métodos Choudhury et al. en 2008 [14], Choudhury et al. en 2005 [51], Horch en 1999 y 2000 [52],[53], Jelali et al. en 2008 [54] y K. Meléndez en el 2015 [55].

A mediados de la década de los noventa, el interés de las investigaciones se enfocó en la evaluación de los sistemas de control multivariable utilizando el benchmark de mínima varianza, (Harris et al. en 1996 [50], Huang y Shah en 1998 [44], Huang et al. en 1997 [56]

, Huang et al. en 1997 [57], Huang et al. en 1997 [58]). En la evaluación del desempeño de los sistemas MIMO, la llamada matriz de interacción desempeña un papel importante. La suposición de que se conoce dicha matriz resultó ser una restricción importante en la generalización del método, ya que su estimación es complicada. Algunos trabajos enfocados en superar dicho problema son (Ettaleb en 1999 [59], Huang et al. en [60], Ko y Edgar en 2001 [61], Xia et al. en 2006 [62]).

Otra dirección de investigación importante está orientada a la evaluación del desempeño global de la planta (a gran escala). Un avance significativo en este tema se le debe a Thornhill et al. en 1999 [63], quienes demostraron que es útil proporcionar parámetros por defecto para el índice de desempeño para varias categorías genéricas de lazos de control de refinería. En particular, el método del índice de desempeño del horizonte extendido (EHPI) ha mostrado un desarrollo sistemático. Avances y nuevas direcciones en este tema están bien documentados en los trabajos de Thornhill y Horch en 2007 [64], Thornhill et al. en 2003 [65], Xia y Howell en 2003 [62]. El estudio de evaluación del desempeño a gran escala presentado en Desborough en 2001 [8] proporciona una excelente documentación del estado del desempeño de los controladores industriales, así como sugerencias de atributos deseados de sistemas de CPM.

En 1999, apareció el primer libro de texto sobre "Evaluación del Desempeño de los Lazos de Control" de Huang y Shah [66]. Los autores del libro presentaron un método eficiente y estable de filtrado y correlación (FCOR) para estimar el benchmark de mínima varianza para sistemas (SISO y MIMO) de control retroalimentados y de acción pre-calculada. También propusieron el regulador lineal-cuadrático gaussiano (LQG) como una alternativa al benchmark de mínima varianza para tener en cuenta el esfuerzo del control en la evaluación del desempeño. En el mismo año Swanda y Seborg en [67] [68] propusieron como método determinístico de evaluación del desempeño el tiempo de establecimiento adimensional de lazo cerrado y la integral adimensional del valor absoluto del error de control. Adicionalmente Häggglund en 1999 [69] presentó un método para detectar lazos de control lentos mediante el uso del denominado índice de inactividad para detectar controladores sintonizados de forma conservadora.

El hecho de que las técnicas de control predictivo basado en modelo (MPC) han mostrado ser las técnicas de control avanzado multivariable por excelencia a nivel industrial, ha llevado a que actualmente exista una línea de investigación activa orientada a la evaluación del desempeño MPC. Los primeros reportes en sentido se encuentran en los trabajos de Patwardhan en 1998 [48], Patwardhan en 1999 [70], Zhang y Henson en 1999 [71]; mientras que resultados recientes han sido reportados por Abdelhakim et al en 2018, Ko y Edgar en 2001 [61], Li et al. en 2018 [72], Schäfer y Çinar en 2002 [73], Shah et al. en 2002 [74]. Dada la complejidad de las técnicas predictivas la supervisión del desempeño de MPC es en gran medida un problema abierto.

Las tendencias recientes de investigación en CPM se orientan hacia aspectos como: el monitoreo del desempeño global de la planta (gran escala), la automatización del diagnóstico de los lazos de control, la transformación de los índices de desempeño a valores económicos y la integración de CPM en prácticas de mantenimiento y estrategias

de gestión de activos (Ahsan et al. en 2004 [75], Farenzena et al. en 2005 [76], Grimble y Uduehi en 2001[77], Xu et al. en 2006 [78], Xu et al. 2006 [79]). También se han realizado trabajos recientes sobre la extensión de las técnicas de CPM a sistemas variantes en el tiempo (Olaleye et al. en 2004 [80], Xu et al. en 2006 [78][79]) y sistemas no lineales (Alipouri et al. en 2018 [81] y Kazemi y Arefi en 2018 [82]).

Algunos autores han publicado revisiones sobre problemas teóricos y aplicaciones de CPM, tales como los artículos de (Bauer et al. en 2016 [83], Harris & Seppala en 2002 [84], Harris et al. 1999 [85] , Qin, 1998 [86]). Mientras que en los trabajos de (Choudhury et al. en 2008 [14], Jelali en 2006 [7], y en 2012 [5], Jelali y Huang en 2009 [87]) se proporciona una visión general de los últimos desarrollos técnicos y aplicaciones industriales en el campo de CPM. La Tabla 2 se presenta un resumen de las diferentes investigaciones o publicaciones que presentan una implementación de técnicas de CPM, indicando el tipo de benchmark utilizado y el sector industrial que aplica.

Tabla 2 Aplicaciones de CPM en diversas industrias, tomado con modificaciones de [7]

APLICACIONES DE CPM EN DIVERSAS INDUSTRIAS			
QUÍMICA, PETROQUÍMICA, REFINERÍA			
<i>Referencias</i>	<i>Benchmark</i>	<i>Referencias</i>	<i>Benchmark</i>
Harris(1989), Desborough y Harris (1992,1993), Harris et al. (1996a) y Harris y Seppala (2001)	MV, CC MV, MIMO MV	Ko and Edgar (2000), Huang (2002), Kinney (2003)	CC MV, LTV MV, MV, OD
Kozub y Garcia (1993) y Kozub (1996), Stanfelj et al. (1993), Harris et al. (1996a)	MV, FFC + FBC COR, MIMO MV	Shah et al. (2001)	MIMO MV (FCOR), MIMO LQG (MPC)
Tyler y Morari (1996)	LL	Thornhill et al. (2002,2003a-c)	OD, MV
Huang et al. (1997a), Badmus, Banks, Vishnubhotla, Huang & Shah (1998) , Huang and Shah (1999) y Huang et al. (1999,2000b)	MIMO MV (FCOR), LQG, MV (FCOR)	Hoo et al. (2003)	MV
Kendra y Çinar (1997), Thornhill y Häggglund (1997), Vishnubhotla et al. (1997)	FD, OD, FFC + FBC MV	Horton et al. (2003)	MPC-PI, OPI, LQG
Patwardhan et al. (1998), Patwardhan (1999) y Gao et al. (2003)	MIMO MV (FCOR), SET, HIS, MIMO SET, LQG	Paulonis y Cox (2003), Xia y Howell (2003), Choundhury et al. (2004), Olaleye et al. (2004a,c), Kano et al. (2004)	OLPI, NLD (OD), LTV, MV, OD
Huang (1999), Thornhill et al. (1999,2001), Swanda y Seborg (1999)	LTV MV, EHPI, OD SET	Ko et al. (2004)	RPI, OD
Horch and Isaksson (1999) y Horch (2000), Mia y Seborg (1999), Huang, Kadali, Zhao, Tamayo y Hanafi (2000), Huang, Shah et al. (2000)	MV,EHPI, OD, COR, SPA, MIMO FBC +FFC MV (FCOR)	Bonavita et al. (2004), Yamashita (2005), PAM (2005a)	OD, MV, GMV, RS-LQG, MIMO, LQGPC
		Xia y Howell (2005b)	OD, ICA
INDUSTRIAS DE PULPA Y PAPEL			
Perrier y Roche (1992)	MV	Huang et al. (1997b)	MV (FCOR), MIMO MV (FCOR)

Eriksson y Isaksson (1994)	MV, OPI	Forsman (1998)	OD, li, NLD
Hägglund (1995,2005)	OD	Ogawa (1998)	MV
Jofriet et al. (1995) y Harris et al. (1996a)	MV	Forsma y Stattin (1999)	OD
Lynch y Dumont (1996)	MV	Horch (1999,2000)	MV,EHPI,OD
Owen et al. (1996)	MV	Ingimundarson (2003), y Ingimundarson y Hägglund (2005), Stenman et al. (2003)	EHPI (λ -monitoring), OD
OTRAS INDUSTRIAS (aguas residuales, hornos, alimentos, trabajo en frío, zinc, residuos de madera, manufactura de semiconductores, HVAC, edificios comerciales, plantas a base de carbón)			
Qin (1998)	MV	Jämsä-Jounela et al. (2003)	MV,OD,ISE
Horch y Isaksson (1999)	MV,EHPI	Li et al. (2003)	RPI
Foley et al. (1999) y Huang et al. (1999)	MV	McNabb y Qin (2003)	MIMO MV (CB)
Ettaleb (1999)	MIMO MV	Bode et al. (2004)	MV
Hägglund (1999)	li	Salsbury (2005)	LCD
Haarsma y Nikolaou (2000)	MIMO (FCOR) MV	Singhal y Salsbury (2005)	OD
Bender (2003) y Gorgels et al.(2003)	MV	PAM (2005b)	RS-LQG
ABREVIACIONES			
CC MV : cascade control minimum variance	ICA: independent component analysis	MIMO: multi-input multi-output (multivariable)	NLD (OD): non-linearity detection, oscillation detection
COR : correlation method	ISE: integral of squared error	MIMO MV : multivariable minimum variance benchmarking	OD: oscillation detection
EHPI: extended horizon performance index	LCD: load-change detection	MIMO SET : multivariable minimum variance benchmarking	OD SET: oscillation detection settling-time benchmarking
FBC: feedback control	li: idle index	MPC : model predictive control	OLPI: overall loop performance index
FCOR : filtering and correlation based MV	LL: likelihood method	MPC-PI: MPC-based PI control	OPI: optimal PI control
FD: frequency domain method	LTV MV: linear time variant MV	MV: minimum variance benchmarking	RPI: relative performance index
FFC: feedforward control	LQGPC: LQG generalized predictive control	MV (FCOR): minimum variance FCOR benchmarking	RS-LQG: restricted structure LQG
GMV: generalized minimum variance	-	NLD: non-linearity detection	SET: settling-time benchmarking
HIS: historical benchmarking	-	LQG: linear-quadratic Gaussian	SPA: spectrum analysis

Ahora bien, pasados 29 años desde la primera publicación relacionada con CPM con Harris en 1989 [36], es posible afirmar que se han desarrollado varios métodos y comercialmente hay disponibles varias herramientas para detectar lazos con funcionamientos deficientes [7]. El potencial de las aplicaciones CPM en la productividad de las empresas ha escalado tanto que en países desarrollados los principales proyectos de investigación en el tema han sido auspiciados por entidades gubernamentales como es el caso de Unión Europea (M Jelali et al. en 2008 [54], PAM en 2011 [88], Polzer et al. en 2009 [89]). Como resultado de dichas investigaciones desde hace aproximadamente 12 años el número de aplicaciones de CPM ha ido en aumento en los países industrializados [5]; destacándose las refinerías e industrias químicas y petroquímicas como las que mayor número de implementaciones de CPM registran, seguidas por la industria papelera [7]. Sin embargo en otros sectores industriales productivos son muy pocas las aplicaciones reportadas hasta el momento, lo que sugiere que hay aún un amplio mercado por cubrir. Cabe mencionar además que, no obstante el potencial del CPM, en América Latina no se tienen mayores reportes de aplicaciones a nivel industrial de acuerdo con Bauer et al. en 2016 [6].

A pesar de los adelantos logrados tras casi 30 años de investigaciones activas en CPM, encuestas realizadas a ingenieros líderes de departamentos de control en distintas compañías productivas coinciden en que aún existen aspectos por mejorar en las herramientas de CPM actualmente disponibles, los cuales se constituyen en potenciales oportunidades de investigación de acuerdo con Bauer et al. en el 2016 [6] y con Jelali en el 2006 [7]. Dentro de dichos aspectos sobresalen tres principalmente: 1) Guías para la toma de acciones correctivas, lo cual no es de extrañar puesto que las medidas correctivas adecuadas son un prerrequisito para la recuperación económica de la inversión en CPM. En la práctica, no es suficiente usar algoritmos CPM que muestren cuán bien están funcionando los controladores existentes, es mucho más importante proporcionar información sobre cómo se pueden reajustar los lazos de control que estén presentando un bajo desempeño para así lograr un desempeño óptimo. Algunos proveedores recomiendan la re-sintonización de controladores con bajo desempeño y ofrecen paquetes para (re)sintonización de controladores por separado. 2) Priorización de los lazos de control. Identificar los lazos que estén ligados a un mayor impacto económico es de vital importancia ya que una acción correctiva solo tiene sentido si el activo relacionado con ella tiene un determinado nivel de incidencia en desempeño general de toda la planta. 3) Aspectos relacionados con la etapa de implementación de métodos de CPM en soluciones industriales como lo son la capacitación, orientación sobre sintonía de controladores, selección automática de datos y la visualización gráfica de resultados. Este resultado de las encuestas se alinea con la tendencia actual en las empresas productoras de no programar sus propias herramientas de CPM, sino más bien de adquirir productos o contratar servicios comerciales relacionados.

2.1.3 Métodos de Detección de Perturbaciones Oscilatorias en Lazos de Control

Las oscilaciones en los lazos de control de procesos son un problema muy común, estas a menudo indican un problema más grave que el aumento de variabilidad irregular y por lo tanto requieren un mantenimiento más avanzado que la simple re-sintonización del controlador. Las revisiones recientes [8], [86] destacan la detección y el diagnóstico de perturbaciones en toda la planta como un problema clave que enfrentan las industrias de procesos. Las oscilaciones son un tipo común de alteración en toda la planta y la detección y diagnóstico de un comportamiento oscilatorio en un proceso químico es importante porque la variabilidad del proceso tiene un impacto en las ganancias [35].

Para consultores e ingenieros de control industrial, la detección de lazos de control oscilatorios es una actividad básica, en donde las principales características de interés son: (a) detección de la presencia de una o más oscilaciones indicadas por un patrón regular en los datos; (b) determinación de los periodos de las oscilaciones el cual se puede utilizar para inferir la presencia de un oscilación de toda la planta; (c) determinación de las magnitudes de las oscilaciones. Es necesario abordar una oscilación de gran magnitud porque aumenta la variabilidad del proceso, mientras que una oscilación de pequeña magnitud puede no ser motivo de preocupación [65]. Las oscilaciones (o vibraciones) son una forma muy drástica de degradación del desempeño de la planta, que en muchos casos puede ser inducida por el propio mecanismo de retroalimentación. En un sistema multi-lazo con interacciones mutuas, si un lazo comienza a oscilar, es probable que esta oscilación se extienda a otros lazos de control circundantes. Una oscilación se puede definir como “variaciones periódicas que no están completamente ocultas en el ruido y por lo tanto son visibles para los ojos humanos” según Horch en [53] o como “señal periódica con amplitud y frecuencia bien definidas, p. ej. una señal sinusoidal” según Choudhury et al. en [14]. Por lo tanto, el conocimiento de las propiedades cuantificables de las señales oscilatorias es necesario para hacer una correcta evaluación de si la falla es significativamente grande y requiere tomar una acción correctiva o no. La fuerza de las oscilaciones se puede cuantificar usando el período, la regularidad y la potencia según Thornhill et al. en [65], [90], [91]:

- Período. El recíproco de la frecuencia de oscilación se denomina como el período de oscilación.
- Regularidad. La regularidad de la señal oscilatoria se traduce en una cantidad que representa el comportamiento no aleatorio.
- Potencia. El poder de las oscilaciones es un medio para cuantificar la amplitud de la señal oscilatoria. Es la suma de la potencia espectral en los canales de frecuencia seleccionados como una fracción de la potencia total.

Las oscilaciones ocurren con frecuencia en los sistemas industriales, y la mayoría de ellas están causadas por un ajuste agresivo del controlador, la presencia de no linealidades (por ejemplo, fricción estática, zona muerta, histéresis) o (interna y perturbaciones externas) o debido a interacciones entre lazos. Las oscilaciones o vibraciones son una

forma drástica de degradación del desempeño de la planta o proceso según Sanjuán et al. en [92]. Las causas más comunes de oscilaciones son:

- Sintonía agresiva. Ganancias muy altas del controlador puede conllevar a oscilaciones inaceptables en las variables de proceso.
- No-linealidades. Las razones más comunes de las no linealidades presentadas en los sistemas es debido a la fricción estática, zona muerta, histéresis, saturación, cuantificación digital (error de truncamiento).
- Perturbaciones. Las perturbaciones externas generalmente provienen de procesos aguas arriba transferidas por el material o de otros lazos de control debido a interacciones.
- Interacciones entre lazos. Los lazos de control a menudo están mutuamente interactuando, de manera que si un lazo está oscilando, lo más probable es que este afecte otros lazos también. En muchos casos, las oscilaciones se encuentran en un rango de frecuencia tal que el controlador no puede eliminarlas. Debido a esto, es posible que hayan oscilaciones presentes incluso cuando el controlador esté bien sintonizado, ya que pudo haber sido sintonizado bajo otra tarea de control según Horch [53].

Las oscilaciones pueden estar presentes en las mediciones de indicadores, variables controladas (variables de proceso), errores del controlador, salidas del controlador o en el punto de referencia (setpoint). Diversos autores han abordado la detección de mediciones oscilatorias en datos de proceso. Kedam [5] formuló una teoría para la determinación del comportamiento oscilatorio a partir de los cruces cero de una serie de tiempo. Hagglund en 1995 [16] describe un método para la detección de oscilaciones dentro de un lazo de control donde detectó cruces por cero de la señal de error en un lazo de control y calculó el error absoluto integrado (IAE) entre cruces por cero sucesivos y otros autores también consideraron el problema (Thornhill y Hagglund en 1997 [93], Forsman y Stattin en 1999 [94], Rengaswamy et al. en 2001a [95]). Una tendencia de tiempo oscilatorio tiene valores IAE más grandes que para una tendencia de tiempo aleatoria. Miao y Seborg en 1999 [96] consideraron el valor absoluto de la función de auto-covarianza oscilatoria en el primer mínimo junto con ciclos adicionales. Los autores demostraron que el método podría distinguir una oscilación en decaimiento de una oscilación sostenida. Xia y Howell en 2003 [62] dieron un análisis del estado del lazo que determinó si un lazo individual se vio afectado por transitorios a largo o corto plazo o un perturbación oscilatoria lenta o rápida. Estos enfoques estaban dirigidos a lazos de control individuales.

Ettaleb et al. [97] consideraron el diagnóstico de oscilaciones en un lazo de control en cascada y mostraron que el origen de una oscilación podría aislarse entre el lazo maestro y esclavo utilizando un análisis de función descriptiva. Taha et al. [98] presentaron un procedimiento de diagnóstico basado en las características de la válvula, mientras que [93] distinguió la oscilación del ciclo límite causada por la no linealidad en un lazo de control de efectos lineales como la sintonización oscilatoria. Horch [52] mostró que la covarianza de la entrada del controlador y la entrada del proceso sería una función impar en presencia de una válvula con histéresis. Xia y Howell en el 2001 [99], [100]

proporcionaron un análisis del estado del lazo que determina si un lazo individual se ve afectado por transitorios de largo o corto plazo o por una perturbación oscilatoria lenta o rápida. Las perturbaciones oscilatorias rápidas se atribuyeron a la sintonización o no linealidad. Thornhill et al [101] dieron una prueba de no linealidad capaz de identificar la fuente de una oscilación en toda la planta debido a los ciclos de limitación y demostraron su aplicación en un ejemplo industrial. Es necesario encontrar todas las mediciones o los lazos de control en una planta que tenga la misma perturbación porque la causa raíz estarán en ese grupo. Pryor [102] destacó la utilidad de las funciones de auto-covarianza y los espectros para tal propósito. Harris et al. [50] reportó que el análisis espectral fue útil en la evaluación de lazos de control en toda la planta. M. Sanjuán et al. en el 2006 presentaron un método de detección de oscilaciones basado en la detección de picos [92]. K. Meléndez en 2015 [55] propone la detección de oscilaciones utilizando primitivas que son una secuencia de combinaciones de funciones para representar una señal medida del sensor.

A continuación se presentan las técnicas más utilizadas para detección de oscilaciones [65], las cuales son: cruces por cero, análisis de la función de auto-covarianza, análisis de los datos, análisis de los parámetros de la señal (periodo, regularidad y potencia).

- Uso de cruces por cero de la función de auto-covarianza.

Los intervalos entre cruces de cero de una tendencia de tiempo oscilatorio son regulares y se pueden aprovechar para la detección de oscilaciones fuera de línea. Sin embargo, en se ha reportado que el ruido en la tendencia temporal causó cruces por cero falsos [93]. Los cuadrados de las magnitudes de la transformada discreta de Fourier DFT dan una estimación del espectro de potencia de dos lados (los problemas numéricos relacionados con el método se discuten en [103]). La función de auto-covarianza (ACF) es la transformada de Fourier inversa del espectro de potencia de dos lados (el Teorema de Wiener-Khinchin, [103]). El ACF de una señal oscilante es en sí mismo oscilatorio con el mismo período que la oscilación en la tendencia temporal. La ventaja del ACF para la detección de oscilaciones es que el impacto del ruido se reduce porque el ruido blanco tiene un ACF que, en teoría, es cero para los retrasos mayores que cero. El patrón de cruces por cero del ACF, por lo tanto, revela la presencia de una oscilación más claramente que los cruces por cero de la tendencia temporal.

- Conjuntos de datos con más de una oscilación

Los cruces por cero de la ACF pueden no ser regulares si hay más de una oscilación presente. Los intervalos entre los cruces por cero de la función de auto-covarianza no reflejan ninguna oscilación con precisión porque los cruces por cero de las oscilaciones rápidas y lentas destruyen la regularidad del patrón del otro [65].

El problema se resuelve mediante el filtrado del dominio de la frecuencia. Una ACF filtrada se calcula a partir de la transformada inversa de Fourier del espectro de potencia filtrada. El filtrado de dominio de frecuencia es preferible ante un banco de filtros wavelet porque las tendencias de tiempo oscilatorio son globales [104]. Por lo tanto, no hay ningún

requisito para la localización en el dominio del tiempo, mientras que existe la necesidad de una ubicación precisa del filtro en el dominio de la frecuencia. El filtro de dominio de frecuencia establece la potencia en los canales de frecuencia no deseados en cero. Debido al teorema de muestreo de Nyquist, la mitad superior del espectro de potencia es una imagen reflejada de la mitad inferior. El alias del canal m' th es el canal $N - m + 2$, donde N es el número de muestras en la tendencia de tiempo (N es impar en esta formulación). El filtro de dominio de frecuencia opera en los canales requeridos y también en los canales con alias. El filtro es una realización aproximada de un filtro Wiener [103]. Un verdadero filtro de Wiener también requiere una estimación de la potencia de ruido dentro de los canales de frecuencia deseados que luego se restarían de esos canales. El costo por la simplificación es que la potencia presente en la banda de frecuencia deseada no puede atribuirse únicamente a ninguna oscilación presente.

- Evaluación del período y regularidad de la oscilación.

Cada oscilación tiene dos cruces por cero y, por lo tanto, los intervalos entre cruces por cero son:

$$intervalo = \frac{1}{2}(\overline{T_p} \pm \Delta T_p) \quad (2.5)$$

Donde $\overline{T_p}$ es el período medio y ΔT_p una variación aleatoria en el período. Además, $\overline{T_p}$ es el doble del valor medio de los intervalos y la desviación estándar del período es $\sigma_{TP} = 2 \times \sigma_{intervalo}$. Los 10 intervalos entre los primeros once cruces por cero se utilizan para el cálculo de $\overline{T_p}$ y σ_{TP} . El intervalo desde el retardo cero hasta el primer cruce por cero se excluye del cálculo porque corresponde a solo la mitad de una desviación completa. Se utilizan diez intervalos porque, excepto en el caso de una oscilación muy persistente, las magnitudes de las funciones de auto-covarianza tienen perfiles decadentes y algunos cruces de cero espurios pueden encontrarse en grandes retrasos. Se pueden usar menos intervalos (por ejemplo, ocho) para la evaluación de la regularidad cuando el período de oscilación es largo, pero no se recomienda usar menos de cuatro intervalos porque las estimaciones de $\overline{T_p}$ y σ_{TP} no son confiables [65].

Se considera que una oscilación es regular si la desviación estándar del período es inferior a un tercio del valor medio. El estadístico utilizado es:

$$r = \frac{1}{3} \times \frac{\overline{T_p}}{\sigma_{TP}} \quad (2.6)$$

Valores mayores a $r > 1$ se toman para indicar una oscilación regular con un período bien definido. El valor de umbral para r tiene una base en las estadísticas. Si los cruces por cero fueran aleatorios con una probabilidad de llegada igual en cada intervalo de muestreo, entonces los intervalos entre los cruces por cero tendrían una distribución exponencial [105]:

$$f(T_p) = \alpha e^{-\alpha T_p} \quad (2.7)$$

La desviación estándar de una distribución exponencial es igual a su media. Por lo tanto, la hipótesis nula de llegadas aleatorias sería $\overline{T_p} = \sigma_{TP}$. La condición $r > 1$ rechaza la hipótesis de intervalos aleatorios cuando el valor observado de la desviación estándar es menor que un tercio de su valor esperado bajo la hipótesis nula, es decir:

$$\sigma_{TP} < \frac{1}{3} \overline{T_p} \quad (2.8)$$

➤ Evaluación de la fuerza de una oscilación

El espectro de potencia es normalizado antes del filtrado, por lo tanto, $\sum P_i = 1$, donde P_i es la potencia en el i -ésimo canal de frecuencia. Por lo tanto, cuando se filtra el espectro, se deduce que la potencia espectral sumada en los canales de frecuencia seleccionados proporciona la potencia como una fracción del total. Estos valores de potencia incluyen componentes oscilatorios y ruido porque el filtro Wiener simplificado no resta el ruido de la banda de frecuencia deseada. Sin embargo, si hay una oscilación regular que tiene $r > 1$, la potencia sumada en el espectro filtrado estará dominada por la potencia de la señal oscilatoria y se puede utilizar como una aproximación a la potencia de la oscilación.

Una *ACF* oscilatoria con un período $\overline{T_p}$ tiene un pico espectral en $1/\overline{T_p}$ en el eje de frecuencia. La inspección visual de los espectros es útil porque se pueden ver picos fuertes, pero no se recomienda la determinación del período y la regularidad del espectro. La relación entre la posición de un pico y su ancho de banda (conocido como el factor Q) da una medida de la regularidad de la oscilación, pero la presencia de ruido en los mismos canales de frecuencia que están ocupados por el pico espectral causa dificultades con la determinación del ancho de banda. Los pasos adicionales requeridos para obtener *ACFs* filtrados valen la pena porque las oscilaciones regulares se pueden caracterizar incluso en presencia de ruido [65]. En el esquemas de monitoreo de proceso se han propuesto otras estrategias para la detección de fallas, desde una perspectiva más estadística como la propuesta por Portnoy et al. en 2016 [106].

Actualmente la detección y diagnóstico de oscilaciones sigue siendo una de las áreas más activas en CPM. Un tema especial y amplio es el diagnóstico de fricción estática (stiction) de las válvulas, donde se han desarrollado muchos métodos [14], [51]–[55]. Una herramienta para ayudar a los ingenieros de control debe llamar automáticamente la atención sobre los ciclos oscilatorios, caracterizarlos y resaltar la presencia de oscilaciones en toda la planta. Por razones de seguridad y de rentabilidad, es necesario detectar y diagnosticar oscilaciones. Una clasificación general de los métodos de detección y diagnóstico de oscilaciones reportadas en esas áreas se presenta en la Figura 13 y 14, respectivamente.

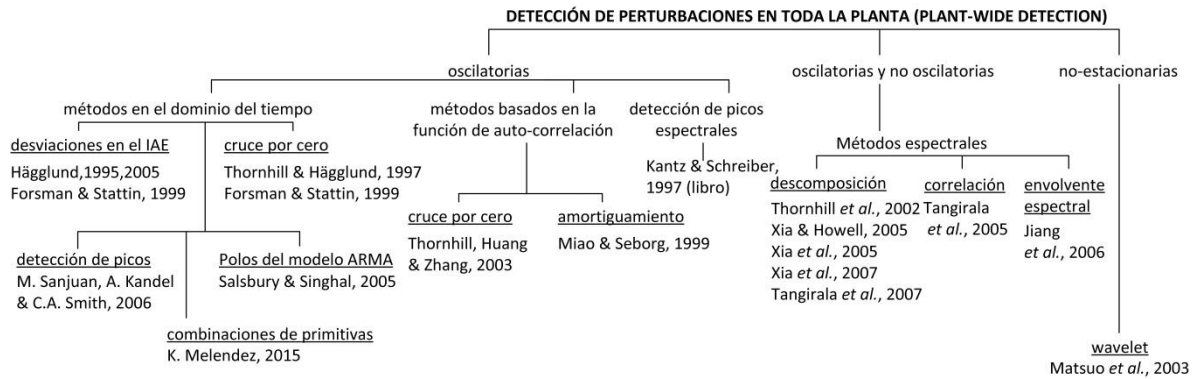


Figura 13 Métodos de detección de oscilaciones, tomado con modificaciones de [64]

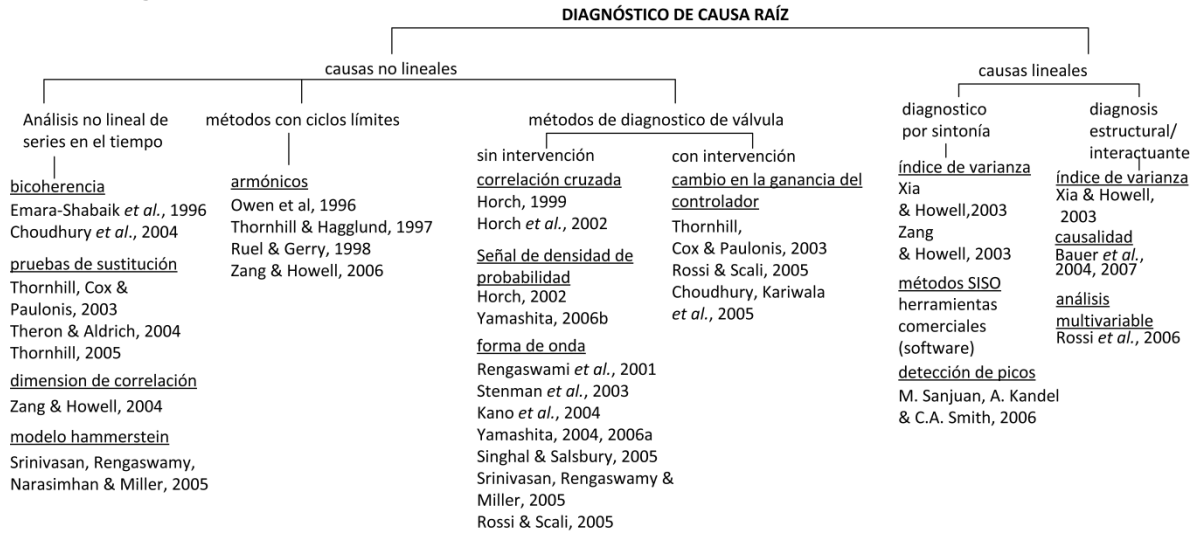


Figura 14 Métodos de diagnóstico de oscilaciones, tomado con modificaciones de [64]

2.1.4 Sintonización Adaptativa

El principal objetivo de un ingeniero al diseñar un lazo de control es garantizar una operación estable del controlador, lo cual puede resultar difícil de garantizar al tener en cuenta que un controlador *lineal* como el PID es utilizado para controlar la mayoría de procesos industriales, los cuales tienen una naturaleza no lineal [92]. Cuando un lazo de control presenta un comportamiento inestable, se cambia a control manual, lo cual conlleva a una completa pérdida de acción de control automática, requiriendo un monitoreo continuo por el operador, y la re-sintonización del controlador para poder garantizar operación estable.

El desempeño deseado de cualquier proceso depende de la acción de control realizada por el controlador. La ingeniería de sistemas de control se ocupa principalmente de comprender y controlar el proceso gobernado por cualquier sistema para lograr un objetivo y proporcionar productos económicos útiles para la sociedad. A medida que aumenta la complejidad del sistema, lograr un desempeño óptimo se convierte en un desafío para los investigadores en el campo de los sistemas de control. La sintonía de los

controladores Proporcional-Integral-Derivativos (PID) de ganancia fija para un sistema con dinámicas variables es una tarea de primordial importancia desde los inicios de esta línea de investigación [107]. La aplicación de técnicas de inteligencia artificial (IA) combinadas con el controlador resuelve el problema de sintonización en gran medida en diferentes situaciones. Sin embargo, para obtener una naturaleza adaptativa completa del controlador, se necesitan técnicas específicas de control adaptativo [108]. El concepto de control adaptativo [109] fue motivado por el problema del diseño de pilotos automáticos para aeronaves que operan en un amplio rango de velocidades y altitudes. En consecuencia, se utilizaron técnicas basadas en ganancias programadas basadas en mediciones auxiliares de la velocidad del aire [110]. El requerimiento de sistemas de control de alto desempeño para aplicaciones industriales ha producido grandes esfuerzos de investigación para la aplicación de la teoría del control moderno y, en particular, para el control adaptativo. Kalman desarrolló el concepto de un regulador de sintonía propia general [111] con la identificación explícita de los parámetros de un sistema lineal, de entrada única y salida única, y, usar estos parámetros estimados para actualizar un controlador cuadrático lineal óptimo.

Parks encontró una forma de rediseñar las leyes de actualización para el control adaptable de referencia del modelo [112], este modelo de referencia del esquema de control adaptativo se propone para resolver un problema en el que las especificaciones de desempeño se proporcionan en términos de un modelo de referencia. Este esquema se basa en la regla desarrollada en el Instituto de Tecnología de Massachusetts (regla MIT) [113] y en la teoría de la estabilidad de Lyapunov [114]. Los esquemas de adaptación discutidos hasta ahora son buenas aproximaciones heurísticas. Tienen la limitación de que, en general, las incertidumbres de los parámetros no se tienen en cuenta en el diseño del controlador. Esto motiva el desarrollo del concepto de control dual [115]. En estos esquemas se toma en cuenta las incertidumbres en los parámetros estimados. El controlador también está diseñado para tomar medidas especiales cuando se tiene poco conocimiento sobre el proceso. En Sayeed et al. [116] se propuso un nuevo enfoque adaptativo para resolver el problema de interferencia en sistemas de identificación de interferencia de radio de múltiples lecturas. Este nuevo enfoque adaptativo genera nulos profundos en la dirección de la interferencia y responde a la dirección de la señal deseada

Hoy en día, los esquemas de control adaptativo están tomando su lugar donde el sistema de control convencional no puede hacer frente a la situación, por ejemplo:

- Las cargas, inercias y otras fuerzas que actúan sobre el sistema cambian drásticamente.
- Existe la posibilidad de fallas impredecibles y repentinas.
- Existe la posibilidad de perturbaciones frecuentes o imprevistas.

El control adaptativo cambia los coeficientes del algoritmo de control en tiempo real para compensar las variaciones en los parámetros del sistema. Las técnicas de desarrolladas para mejorar el desempeño del control se pueden dividir de una manera general en cinco categorías: sintonización automática (auto-tuning), ganancias programadas (gain scheduling), sintonía de ganancias variables (variable gain tuning), sintonía propia

regulada (self-tuning regulator), y sintonía adaptativa (adaptive tuning) o sintonía propia (self-tuning) y control dual adaptativo (dual adaptive control), [92],[108].

Sintonización Automática (Auto-Tuning)

El sintonía propia proporciona una forma automatizada de sintonizar el controlador bajo comando [92]]. Dos de las técnicas más relevantes son la retroalimentación de relé [117] y el relé de punto de ajuste [118]. Algunos hallazgos recientes en esta área son el ajuste iterativo con minimización de costos [119] y sintonía propia de PID usando ideas de formación de lazos [120]. Estas técnicas no proporcionan una solución para la mejora del controlador en línea de manera automatizada para procesos no lineales. En cambio, las tecnologías de sintonía propia son una excelente herramienta para ajustar automáticamente el controlador cuando el operador realiza un comando como un paso escalón al proceso. Esta característica está disponible en la mayoría controladores comerciales, sin embargo no entra dentro de las categorías de control adaptativo ya que no cambia sus parámetros de sintonía automáticamente.

Ganancias Programadas (Gain Scheduling)

Este fue el primer paso en el campo del control adaptativo. El concepto de ganancias programadas se originó en conexión con el desarrollo de sistemas de control de vuelo / misiles [121], [122]. En estas aplicaciones, la altitud se mide mediante sensores de datos del aire y se utiliza como una variable de programación. Si se sabe cómo la dinámica de un proceso cambia con la condición de operación, entonces será posible cambiar los parámetros del controlador al monitorear las condiciones de operación del proceso.

En este enfoque, primero se calcula la ganancia y luego el posible cambio, es decir, la programación al encontrar las variables medibles que se correlacionan bien con los transitorios en la dinámica del proceso. El diseño de los controladores de ganancias programadas se muestra en la Figura 15. El sistema tiene dos lazos: un circuito interno compuesto por el proceso y el controlador y un circuito externo que contiene la programación de ganancias y ajusta los parámetros del controlador según las condiciones de operación. La programación de ganancias puede considerarse como una asignación de los parámetros del proceso a los parámetros del controlador. Shamma y Athans [123] discutieron el análisis del control programado de ganancia para plantas no lineales. En este documento, se analizan dos tipos de sistemas de ganancias programadas no lineal: la programación no lineal de la planta en una trayectoria de referencia y la programación no lineal de la planta en la salida de la planta. En cada caso, se dan las condiciones suficientes para garantizar que el sistema global de ganancia programada retendrá las propiedades de retroalimentación de los diseños locales.

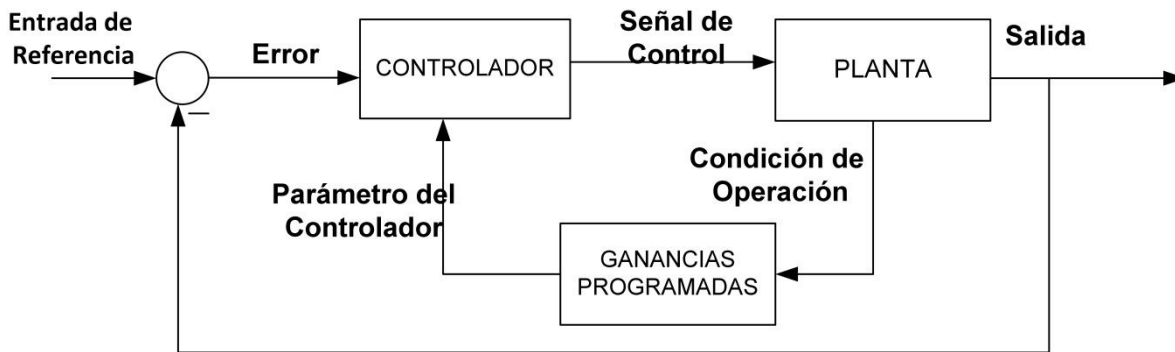


Figura 15 Esquema de controlador de ganancias programadas, tomado de

Un procedimiento típico de diseño de ganancia programada para plantas no lineales es el siguiente:

El diseñador selecciona varios puntos operativos que cubren el rango de la dinámica de la planta. En contraste con el caso variable del parámetro lineal, estos puntos operativos generalmente se indexan mediante una combinación de variables de estado o trayectorias de estado de referencia. En cada uno de estos puntos operativos, el diseñador construye una aproximación lineal invariante en el tiempo a la planta y diseña un compensador lineal para cada planta linealizada. Entre los puntos operativos, los parámetros (ganancias) de los compensadores se interpolan o programan, lo que da como resultado un compensador global.

Los controladores de ganancias programadas comenzaron como una tabla de consulta donde los conjuntos de parámetros de ajuste se almacenaron como una función de la condición de operación o principal valor de perturbación (como la carga, las condiciones ambientales o el tipo de sustancia que se procesa). El inconveniente de esta metodología es que los parámetros de ajuste tienen que estar predeterminados, lo que significa ejecutar pruebas en cada condición posible. Dado que tal tarea es difícil de realizar en un entorno de una industria, hay un conjunto limitado de parámetros de ajuste disponibles en la tabla. Como resultado, cuando una de las condiciones no estudiadas está presente, el controlador puede mostrar un desempeño bajo. Un desarrollo reciente es el uso de controladores difusos como aproximadores de las ganancias programadas [124]. Este desarrollo requiere un modelo dinámico para poder implementarse, una situación que no es favorable en el control industrial. Otra estrategia importante es la "Ganancia Programadas difusa basada en modelos" (Model-based Fuzzy Gain Scheduling, MFGS), donde se utiliza el concepto básico de programación de ganancia, cambiando la sintonía en función de un valor de perturbación [125]. La principal diferencia con respecto al algoritmo estándar de ganancias programadas es que las transiciones se suavizan utilizando un sistema de inferencia difuso Tagaki-Sugeno (FIS) de donde la salida de cada regla es la ecuación apropiada del controlador PID para cada rango de operación.

Otra tendencia en la programación de ganancias comenzó cuando las aplicaciones borrosas en control se hicieron populares. Un programador de ganancia difusa [126] consiste en un supervisor que establece los parámetros de sintonización para un

controlador PID que utiliza un FIS tipo Mamdani cuyas entradas son el error y la tasa de cambio del error. El problema con esta arquitectura es que el controlador resultante exhibe cambios de sintonía continuos durante su operación (incluso bajo un comportamiento de proceso lineal), algo difícil de aceptar en una aplicación de control industrial. Preferimos llamar a este tipo de controladores, controladores de ganancia variable en lugar de programadores de ganancia. La razón para rechazar la alternativa de llamar a la estrategia desarrollada por Zhao et. al. "ganancias programadas " se debe a que no hay relación con condiciones externas o perturbaciones.

El control programado de los sistemas no lineales con técnicas de linealización se analiza en la literatura [127], [128]. En la programación de linealización, se construye una familia de controladores lineales. El proceso de diseño primero involucra la parametrización de los equilibrios de plantas mediante variables programadas designadas y el calculando una familia asociada de linealizaciones de plantas. En esta fase del diseño, las variables de programación se tratan como parámetros congelados que indexan la planta linealizada particular y el controlador lineal correspondiente en su respectiva familia. Luego se implementa un controlador de ganancia programada que ajusta continuamente los parámetros del controlador en línea basándose en mediciones instantáneas de variables programadas variables en el tiempo. El controlador de ganancias programadas asume con frecuencia un parámetro variable lineal heredado directamente de la familia de controladores lineales. La linealización del controlador de ganancia programada para cualquier equilibrio coincide exactamente con el controlador lineal diseñado para ese equilibrio. Una dificultad sutil surge debido al hecho de que, mientras que las variables de programación actúan como parámetros congelados en la familia de controladores lineales, estas se convierten en señales de entrada que varían en el tiempo para el controlador de ganancia programada. En consecuencia, cuando el controlador programado de ganancia se linealiza con respecto a un punto operativo, surgen términos de primer orden correspondientes a las perturbaciones en las variables de programación que no tienen contrapartida en la familia de controladores lineales. Como resultado, el controlador linealizado no está exactamente de acuerdo con el controlador lineal diseñado para ese punto de operación y cualquier desajuste de este tipo constituye un llamado término de acoplamiento oculto que puede degradar e incluso desestabilizar el desempeño del sistema, situación totalmente indeseable en el diseño de un sistema de control.

Las referencias [129], [130] muestran el uso de métodos de interpolación para la controladores de ganancias programadas. Basado en la variedad de equilibrio de la planta y la linealización, un controlador lineal está diseñado para valores seleccionados de la variable de programación. La variable programada puede ser una función del estado, la entrada y una señal exógena. Aunque la variable de programación es una función del tiempo en la implementación del controlador de ganancia programada, se considera un parámetro en el proceso de diseño. El controlador de ganancia programada se implementa mediante la interpolación de estos controladores lineales utilizando mediciones en tiempo real de la variable de programación para variar los parámetros del controlador.

La ganancia programada para los sistemas de datos discretos y en red IP se presenta en Lawrence [131] y en Tipsuwan and Chow [132]. Los pasos generales que se siguen para diseñar un controlador que usa la ganancias programadas para un sistema de tiempo discreto son los siguientes: Calcular la familia de puntos operativos constantes (equilibrios) de una planta no lineal parametrizada por valores constantes de un conjunto designado de variables de programación. Para la familia correspondiente de plantas linealizadas parametrizadas por las variables de programación, diseñe una familia parametrizada de controladores lineales de tiempo discreto para cumplir los objetivos de desempeño en cada punto de operación constante. Calcule un controlador programado de ganancia de tal manera que en cada punto de operación constante el controlador proporcione un valor de control constante apropiado, a menudo para el cual alguna variable regulada es cero, y se linealiza al controlador lineal correspondiente para ese punto de operación. Compruebe el desempeño no local del controlador de ganancia programada. Con el desarrollo del concepto de red neuronal, lógica difusa y algoritmo genético [133], [134], el desarrollo de controladores de ganancia programada se hizo más efectiva para controlar diferentes sistemas mecánicos [135], [136] y eléctricos [110], [134]. La Figura 16 muestra el diagrama de bloques de un sistema de control neuro-genético difuso [137]. El controlador PID difuso se optimiza utilizando un algoritmo genético. La programación de ganancias se realiza mediante redes neuronales. La programación de ganancias se aplica cuando se conocen no linealidades en el sistema y variaciones en el proceso, lo que limita el uso de esta técnica en sistemas donde las variaciones son impredecibles.

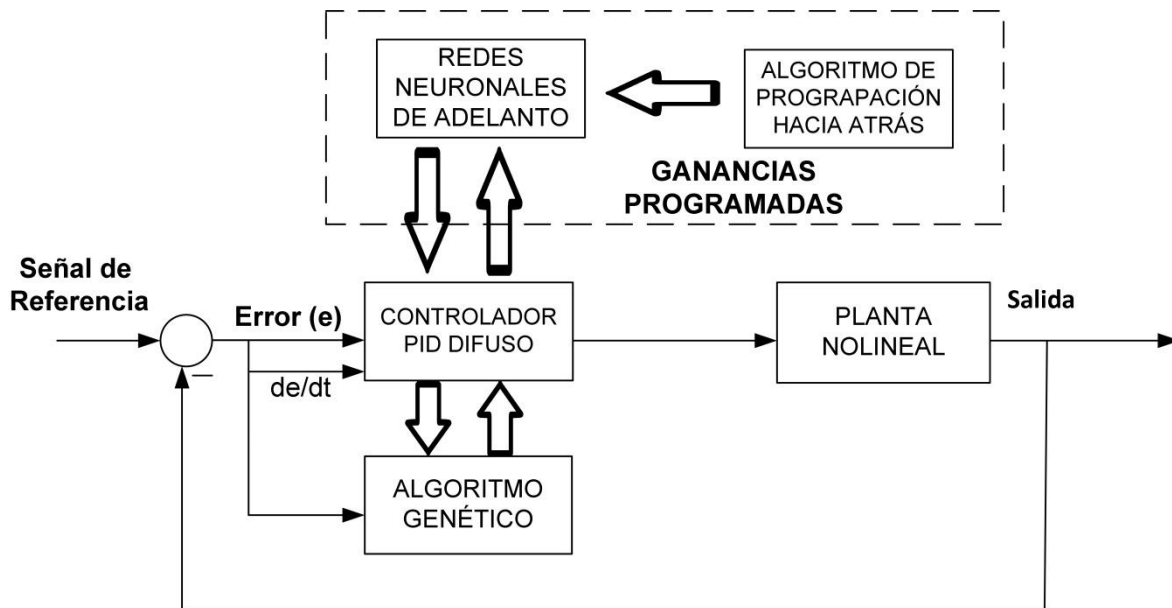


Figura 16 Esquema de controlador de ganancias programadas con PID genético-neuro-difuso

Sintonía de Ganancias Variables (Variable Gain Tuning)

La factibilidad de los controladores de ganancia variable para procesos industriales es un tema de estudios futuros. Los desarrollos recientes en los controladores de ganancia variable son:

Un controlador difuso auto-organizativo [138] basado en un factor de corrección P del controlador PID obtenido de la inferencia difusa y la ubicación de polos. La estrategia se implementó en un modelo de brazo robot con parámetros invariantes. No se realiza una comparación numérica entre esta estrategia y el PID estándar o el controlador difuso.⁷⁸

Aplicaciones de software de computación para el ajuste de variables PID se ilustran en el control de motor DC [139]. En este trabajo se presentan tres estrategias (PID, sintonía difusa variable y sintonía variable mediante redes neuronales artificiales (ANN). Diferentes pruebas demuestran que la sintonía neuro-difusa mejorada conduce a una buena respuesta de lazo cerrado.

Un controlador de ganancias programadas difuso donde solo se ajusta la ganancia proporcional en el controlador PID, y las ganancias programadas se realiza en base a una ecuación diferencial que relaciona la entrada difusa y las variables de salida [140]. Los resultados ilustran el comportamiento de esta estrategia en el control de la temperatura de un bloque de aluminio en un proceso de calentamiento.

Un controlador PID predictivo difuso supervisor [141], un controlador de sintonía automática basado en lógica difusa [142], un controlador PID autoajutable difuso [143] y un controlador de sintonía propia α -difuso [144]. Estas cuatro estrategias utilizan un término aditivo o multiplicativo basado en el error que modifica los parámetros de ajuste. Algunos métodos de sintonía de ganancia variable no basados en difusos son un algoritmo de PI adaptativo, [145], un PID de sintonía propia por interacción adaptativa [146], un PID adaptativo/sintonía propia por forma de lazo de frecuencia [147], a PID de sintonía propia usando un algoritmo genético [148], y un PID de sintonía propia basado en una ley de GMVC (Control de varianza mínima generalizada) [149]. Aunque los métodos anteriores demuestran un buen desempeño, en la aplicación publicada, es difícil implementarlos en un problema de control industrial real. Su desventaja es su característica principal: los parámetros de ajuste cambian continuamente. Es importante tener en cuenta que, en general, la literatura no presenta el comportamiento de estas estrategias en sistemas variantes en el tiempo, como los procesos o modelos industriales. Por lo general, su desempeño se evalúa en modelos lineales o invariantes en el tiempo.

Sintonía Propia Regulada (Self-Tuning Regulator)

El requerimiento de un sistema de control de alto desempeño para aplicaciones industriales ha producido grandes esfuerzos de investigación para la aplicación de la teoría de control moderna y, en particular, el control adaptativo. Kalman desarrolló el concepto de un regulador general de sintonía propia (self-tuning Regulator, STR) [150]

con una identificación explícita de los parámetros de un sistema lineal, de entrada única y salida única, y utilizó estas estimaciones de parámetros para actualizar un controlador cuadrático lineal óptimo. En este esquema, mostrado en la Figura 17, los parámetros de planta desconocidos se obtienen utilizando un algoritmo de identificación de parámetros recursivos. Los parámetros del controlador se obtienen de las estimaciones de los parámetros de la planta. Esto generalmente se llama un principio de equivalencia de certeza. Este esquema tiene dos lazos: un lazo interno que consiste en un controlador convencional, pero con parámetros variables, y un lazo externo que consiste en un identificador y una caja de diseño (que representa una solución en línea a un problema de diseño para un sistema con parámetros conocidos), que ajuste estos parámetros del controlador.

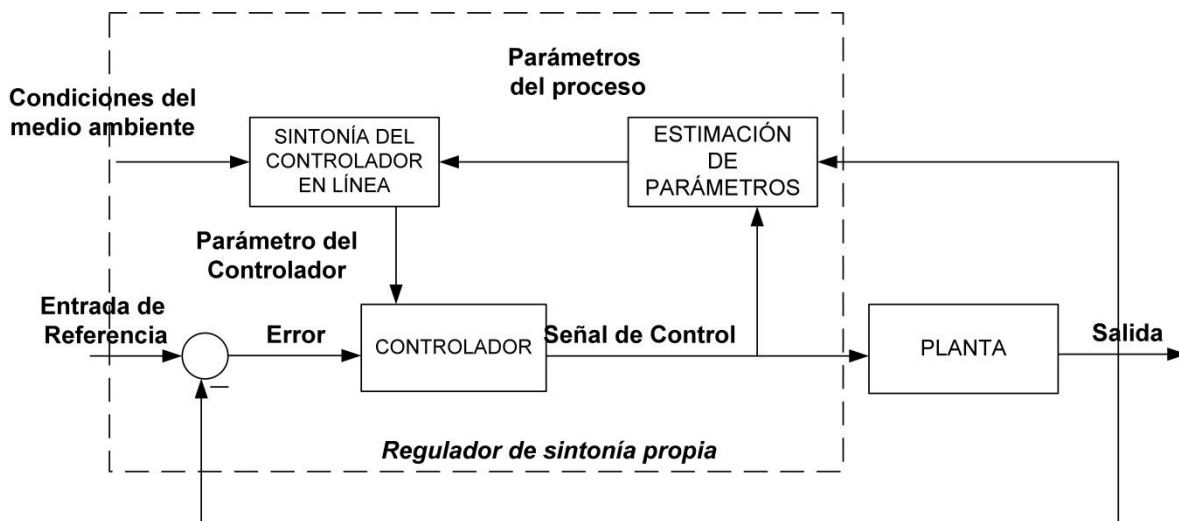


Figura 17 Esquema de controlador regulador de sintonía propia

Puthenpura et al. [151] presentó el modelado matemático de reguladores de sintonía propia explícitos en los que los parámetros del controlador se ajustan mediante el diseño de la ubicación de polos y ceros. Vu et al. [150] dieron el concepto de un algoritmo de regulador de sintonía propia recursivo menos determinante, que calcula la acción de control minimizando el determinante de una matriz definida positiva formada por los valores de las variables de entrada y salida. En [152]–[154] se han desarrollado reguladores de sintonía propia basados en técnicas avanzadas como Field Programmable Gate Array (FPGA) y Swarm Optimization [3941]. El FPGA se puede utilizar de manera muy efectiva para fines de control en procesos que requieren un tiempo de ciclo de lazo muy alto. La implementación de un controlador digital en un FPGA puede ser paralela, dando como resultado velocidades de operación muy altas. Weixing Lin et al. [40] presentó un regulador de sintonía propia para sistemas de variación de orden basados en la optimización de enjambre de partículas (particle swarm optimization, PSO), como se muestra en la Figura 18.

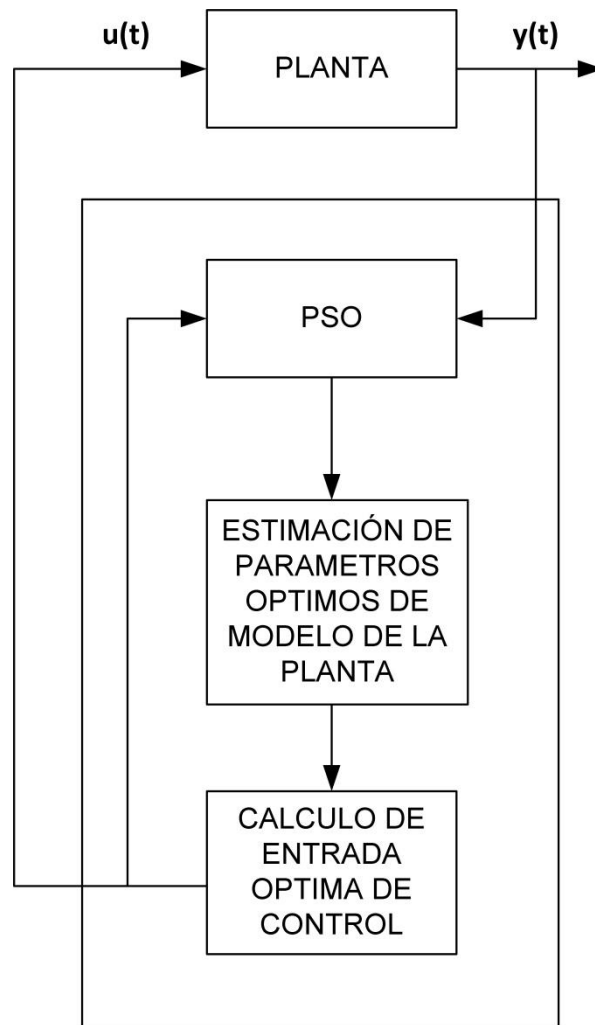


Figura 18 Esquema de controlador regulador de sintonía propia basado en PSO

Las ventajas de PSO son la facilidad de implementación, pocos parámetros que ajustar, el tamaño de la población pequeña y la rápida convergencia. Para superar las desventajas del típico regulador de sintonía propia (STR), Lin presenta un nuevo regulador inteligente. Su característica es la incorporación de PSO con los conceptos de STR. Utiliza el modelo de una entrada y una salida cuyos parámetros y retrasos de tiempo cambian para describir el proceso dinámico de un sistema controlado. El algoritmo PSO es una de las técnicas de optimización. Puede controlar la convergencia del algoritmo y obtener el mejor valor de la función ajuste. El uso de reguladores de sintonía propia para un sistema de seguimiento de cámara y en una bomba de infusión se presenta en la referencia [155]. El concepto de un regulador de sintonía propia ahora es común para el desarrollo de un sistema de energía confiable [111] y el accionamiento eléctrico avanzado [156]. Es deseable que la frecuencia del sistema no se vea afectada por la variación de la carga. El regulador multivariable de sintonía propia para un sistema de control de frecuencia de carga fue desarrollado en Yamashita y Miyagi [111] con interacción de voltaje y demanda de carga. Se desarrolló un regulador multivariable de sintonía propia para construir un controlador de sintonía propia de frecuencia de carga mediante el control del regulador de

velocidad y el control de excitación. Este controlador se derivó definiendo una función de costo con un término para presentar las restricciones en el esfuerzo de control y luego minimizándola con respecto al vector de control. Luego, el método propuesto se aplicó a un sistema de energía de dos áreas provisto de turbinas no recalentadas en las que también se tuvo en cuenta la interacción de la desviación de voltaje en la demanda de carga. El concepto de un regulador de sintonía propia se utilizó para mejorar el perfil de voltaje de un sistema de energía [157]. El algoritmo del regulador de sintonía propia fue desarrollado para diseñar el regulador de voltaje adaptativo para generar voltaje sinusoidal puro. Kang et al. [156] presentó un regulador de velocidad neuronal autoajustable aplicado al servomotor de DC. En este estudio, el término de error de propagación hacia atrás fue aproximado por la combinación lineal de error y diferencial de error. Se diseñó una función hiperbólica tangente como la función de activación de los nodos en las capas de salida y ocultas. La salida neta en la capa de salida se delimitó entre -1 y +1, y se convirtió en una señal de voltaje bipolar análoga a través de un convertidor D/A, luego se amplificó mediante un servoamplificador para que hubiera suficiente corriente para impulsar el motor de DC. La teoría de un regulador de sintonía propia se aplicó a un motor de reluctancia con conmutación lineal (linear switched reluctance motor, LSRM) [158], [159] Shi Wei Zhao et al. [158] propuso un STR para combatir las dificultades y los comportamientos de control inciertos del LSRM. En ese documento, un sistema LSRM se modeló como un modelo discreto de una sola salida con sus parámetros estimados por el algoritmo de mínimos cuadrados recursivos. Luego, se aplicó un STR basado en el algoritmo de colocación de polos a LSRM para un seguimiento de posición de alto desempeño. El STR se basa en la idea de separar la estimación de parámetros desconocidos del diseño del controlador. Por lo tanto, los parámetros del controlador se actualizan indirectamente a través del cálculo de diseño. Los pasos generales seguidos para STR en tiempo real se muestran en el diagrama de flujo en la Figura 19.

Sintonía Adaptativa (Adaptive Tuning) O Sintonía Propia (Self-Tuning)

La sintonía adaptativa o auto-sintonía provee de una manera automática la corrección de problemas de sintonía durante la operación del controlador en línea. Este tipo de controladores deben detectar una situación indeseada y tomar medidas correctivas. Aplicaciones industriales buscan técnicas adaptativas basadas en reglas, sin embargo, las investigaciones académicas se han realizado principalmente en técnicas adaptativas basadas en modelos. Las estrategias adaptativas basadas en reglas o en patrones son más atractivas para la industria porque son enfocadas en unos objetivos específicos y por la facilidad de transferencia. Por el contrario, las técnicas basadas en modelos no son tan atractivas porque obtener un modelo real del proceso no es fácil.

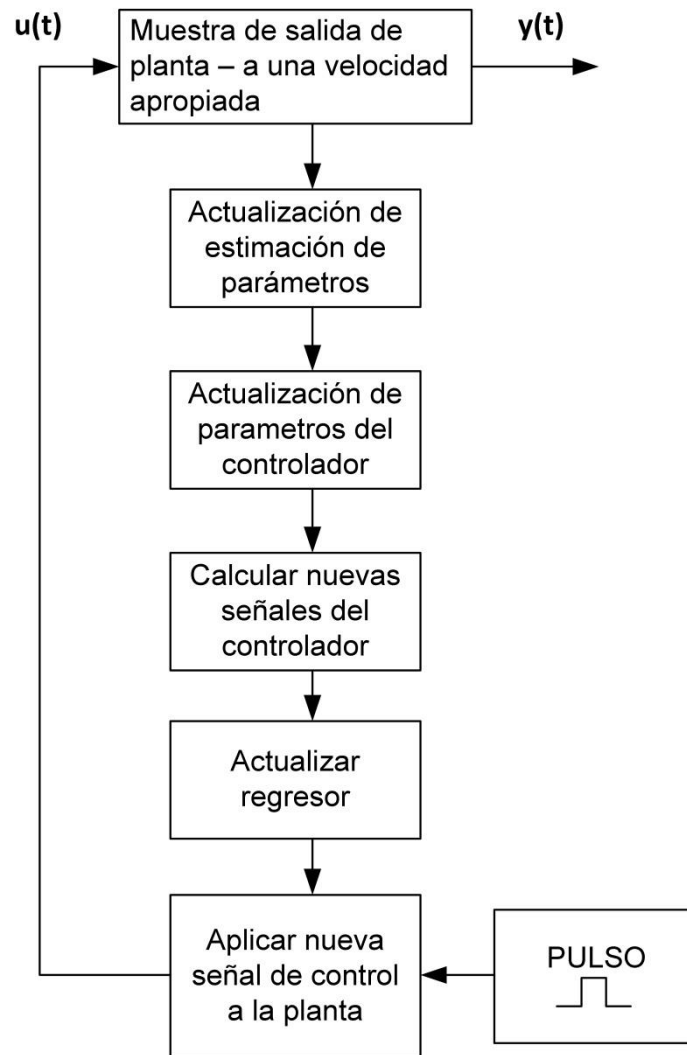


Figura 19 Esquema general de pasos para implementar un controlador regulador de sintonía propia

El esquema de control de adaptación de modelo (MRAC) [160] fue introducido por primera vez por Whitacker en 1958 en el Laboratorio del Instituto de Tecnología de Massachusetts (MIT). Parks encontró una forma de rediseñar las leyes de actualización para el control adaptable de referencia del modelo. El esquema de control adaptativo de referencia del modelo se propuso para resolver un problema en el que las especificaciones de desempeño se dan en términos de un modelo de referencia.

El diagrama de bloques del esquema de control adaptativo de referencia del modelo se muestra en la Figura 20. El MRAS tiene dos lazos: un lazo interno o un lazo regulador que es un lazo de control ordinario que consiste en la planta y el controlador, y un lazo externo o de adaptación que ajusta los parámetros del controlador de tal manera que el error (e) entre la salida del modelo (Y_m) y la salida de la planta (Y) sea cero. En el sistema de control adaptativo de referencia del modelo, el comportamiento ideal especificado por el modelo de referencia debe ser alcanzable para la planta. El controlador está diseñado para lograr el comportamiento deseado mediante una serie de parámetros ajustables.

Estos parámetros se utilizan para definir la ley de control, que es lineal en términos de los parámetros ajustables (parametrización lineal). El diseño del controlador adaptativo normalmente requiere una parametrización lineal para obtener un mecanismo de adaptación con estabilidad garantizada y convergencia de seguimiento. Los valores de estos parámetros de control dependen principalmente de la ganancia de adaptación, que a su vez cambia el algoritmo de control del mecanismo de adaptación. Un mecanismo de adaptación realiza un seguimiento de la salida del proceso y la salida del modelo de referencia, y luego calcula una configuración de parámetros adecuada de tal manera que la diferencia entre estas salidas tiende a cero. Está diseñado para garantizar la estabilidad del sistema de control, así como la convergencia del error de seguimiento a cero. Se pueden utilizar técnicas matemáticas como la regla MIT y la teoría de Lyapunov para desarrollar el mecanismo de adaptación. M sanjuán et al [92], propusieron un controlador adaptativo Fuzzy Type-1 el cual además de compensar ante un comportamiento en la dinámica indeseada, también consideran la posible fuente de causa de no linealidad en el proceso de adaptación.

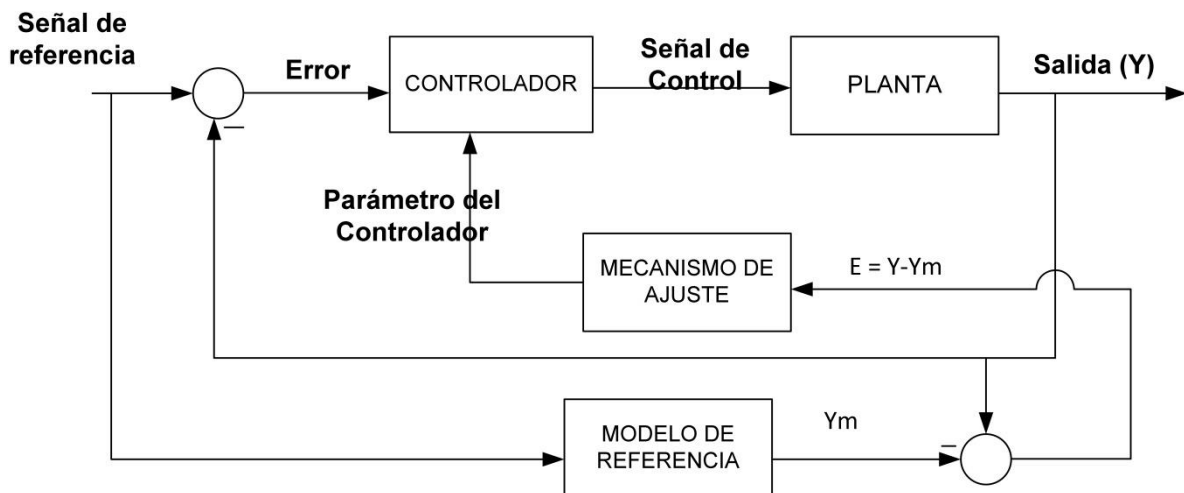


Figura 20 Esquema de controlador adaptativo basado en modelo de referencia

Control Dual Adaptativo (Dual Adaptive Control)

Los esquemas para el control adaptativo discutidos hasta ahora son enfoques heurísticos razonables. Tienen la limitación de que, en general, las incertidumbres de los parámetros no se tienen en cuenta en el diseño del controlador. Esto lleva a la noción de control dual [115]. En este esquema se tienen en cuenta las incertidumbres en los parámetros estimados. El controlador también está diseñado para tomar medidas especiales cuando tiene poco conocimiento sobre el proceso. El problema del control óptimo fue observado por primera vez por Feldbaum. Indicó que los sistemas adaptativos basados en un enfoque de equivalencia de certeza [161] no son óptimos y pueden estar muy lejos de ser óptimos. Luego dio el concepto de controlador dual. Este controlador tiene doble acción: (a) sigue el objetivo de control, la salida del sistema sigue con cautela el valor de

referencia deseado; y (b) excita a la planta para que la calidad del control sea mejor en futuros intervalos de tiempo. La estructura del controlador dual se muestra en la Figura 21, que tiene dos propiedades: excitación y precaución.

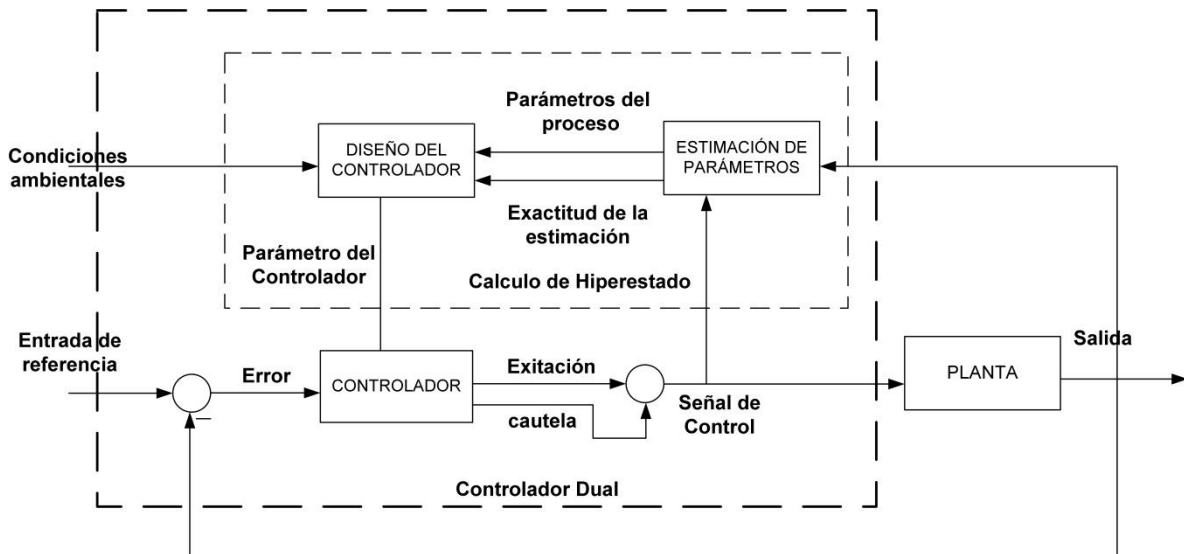


Figura 21 Esquema de un controlador dual

La transmisión de la precisión de los parámetros estimados de la estimación al algoritmo de control hace que el controlador dual sea diferente de los otros controladores adaptativos. La utilización de la precisión de estimación para el diseño del controlador permite la óptima generación de la excitación y la señal de control continua para un controlador dual adaptativo. La parte adaptativa del sistema intenta determinar los parámetros del controlador durante el funcionamiento en modo de tiempo real, mientras que la parte dual del mismo se realiza activamente mediante una excitación óptima agregada a la acción de control de una manera cautelosa. El concepto de control dual adaptativo para sistemas no lineales estocásticos se desarrolla en las referencias [7982], mientras que Filatov [89] aplica el concepto de control dual adaptativo en sistemas no estocásticos. Molusis et al. [162] calculó la función de sensibilidad y luego propuso el diseño de un controlador dual adaptativo basado en ella. Bugeja y Fabri [163], [164], diseñaron el controlador adaptativo dual para el seguimiento de la trayectoria de robots móviles. En estos trabajos, el controlador se desarrolla en un tiempo discreto y se supone que las funciones dinámicas no lineales del robot son desconocidas. Se emplea una red neuronal multicapa perceptron sigmoideal para la aproximación de la función, y sus pesos se estiman estocásticamente en tiempo real. El método propuesto se verifica mediante simulaciones realistas y análisis de Monte Carlo. Sobre la base de los métodos adaptados para obtener la solución óptima del sistema óptimo, el control adaptativo dual se clasifica como control dual adaptativo implícito y explícito. La siguiente explicación de estos métodos se basa en el estudio detallado realizado por Filatov y Unbehauen [165], [166]. Una comparación general entre los métodos duales y no duales se presenta en la Tabla 3.

Tabla 3 Comparación entre control dual y no dual, tomado de [108]

Control Dual	Control no Dual
Se tienen en cuenta las incertidumbres en los parámetros estimados.	Basado en el enfoque de equivalencia de certeza
La precisión de la estimación se utiliza para el diseño del controlador que permite la generación de la excitación óptima.	Se realiza la estimación de parámetros, pero el error en la estimación de parámetros no se calcula ni se transmite.
El tiempo de adaptación se acorta y proporciona un buen comportamiento de transición.	Estos sistemas pueden sufrir sobresaltos durante las fases de rápida adaptación.
El enfoque es complicado y no siempre es factible de implementar en problemas prácticos.	Este enfoque es simple de implementar

2.2 Estado de la Técnica

La creciente aceptación de la tecnología de CPM en algunas industrias se debe a la conciencia de que se reconoce que los sistemas de control (físicos y software) son un activo de capital que se debe mantener, monitorear y revisar de manera rutinaria. Los sistemas de control que permanentemente presentan un máximo desempeño reducen significativamente o incluso evitan la degradación de la calidad del producto, la pérdida de recursos energéticos, el desperdicio de producción, la pérdida de tiempo de producción y la corta vida útil de los componentes de la planta. El campo de CPM ha madurado hasta el punto en que una gran cantidad de aplicaciones industriales y algunos algoritmos comerciales y/o servicios de proveedores están disponibles para el monitoreo o la auditoría de desempeño del control.

Los algoritmos de CPM buscan calcular índices de desempeño repetidamente a lo largo del tiempo y compararlos con límites de alerta. Cada límite de alerta se puede decidir a partir de las características estadísticas del índice o por algún otro criterio. Las propiedades deseadas de los algoritmos y herramientas de CPM han sido establecidas por muchos autores, por ejemplo, Horch (2000) [53], Ingimundarson (2003) [167] y Jelali (2006) [7]. Las más importantes de estas propiedades son:

- No invasivo. Los procedimientos de CPM deben ejecutarse sin alterar el funcionamiento normal de los lazos de control. Los datos necesarios para la evaluación deben ser adquiridos en condiciones normales de operación de la planta sin ninguna excitación adicional. Sin embargo, se recomienda una inspección cuidadosa de los datos recopilados, ya que pueden no ser tan informativos como lo serían si se introdujera una excitación externa sustancial en el sistema, como por ejemplo, un paso escalón.

- Capacidad para ejecutar automáticamente. Idealmente, un sistema de CPM no debería necesitar ninguna intervención manual de los operadores o ingenieros.
- Uso de datos brutos. El uso de datos archivados (generalmente modificados) no es recomendable en absoluto. Por ejemplo, el filtrado de datos, la compresión de datos y la quantización de datos afectan los índices de desempeño calculados (el desempeño del lazo será sobreestimado) y, por lo tanto, debe evitarse.
- Detección de lazos de control defectuosos o de bajo desempeño. Este es el objetivo central del monitoreo y evaluación de los lazos de control. Por lo general, se evaluará una gran cantidad de lazos de control, generalmente integrados en diferentes niveles. Deben aplicarse diferentes métodos para la evaluación del desempeño, ya que la degradación de cada lazo puede deberse a una causa diferente.
- Baja tasa de error. Se producen alertas falsas cuando el algoritmo señala un mal desempeño, aunque el desempeño sea realmente bueno. Las detecciones perdidas son aquellas situaciones en las que el algoritmo debería alertar pero no lo hace. Demasiadas alertas falsas o detecciones perdidas dan como resultado una menor confianza y uso del sistema de CPM. Si esto ocurre en la práctica, es muy probable que el sistema sea ignorado o incluso apagado, situación totalmente indeseable en el área de CPM.
- Diagnóstico de Causas de Bajo Desempeño. La determinación de las razones de desempeño deficiente es una tarea mucho más difícil que la detección de lazos de bajo desempeño, ya que solo hay unas pocas formas sistemáticas de detectar las causas subyacentes. Las posibles causas para un desempeño de control deficiente son: las limitaciones en el desempeño alcanzable que surgen debido a una combinación de diseño del sistema y del controlador, cambios en la dinámica del sistema, diversas alteraciones, fallas en los sensores, no linealidad del sistema y fuentes desconocidas.
- Sugerencia de medidas adecuadas para eliminar las causas raíz del deterioro del desempeño. Lo ideal es que las medidas indiquen qué se debe hacer para mejorar el control, si los problemas se pueden superar volviendo a sintonizar los controladores, introduciendo una nueva estructura de controlador, o rediseñar algunos componentes del sistema, etc.
- Presentación apropiada de los resultados al usuario (interfaz persona-máquina). La interfaz suele ser la clave para la aceptación del usuario y, por lo tanto, debe ser intuitiva y fácil de usar. La interfaz proporciona un resumen de las áreas problemáticas que pueden existir en la planta, así como una presentación detallada de los datos recopilados y el análisis realizado. Los resultados servirán para el personal de la planta y para fines de mantenimiento. Por lo tanto, se debe evitar proporcionar demasiado contenido de información, ya que esto conduce a un aumento de la complejidad, que requiere más conocimiento para la interpretación de los resultados y las medidas sugeridas; se pueden utilizar diferentes niveles jerárquicos de acceso al software de manera que la cantidad de información presentada esté en función de la jerarquía de acceso.

Las propiedades deseables mencionadas no pueden ser alcanzadas simultáneamente. Por lo tanto, solo se debe lograr un equilibrio entre estas condiciones en las implementaciones reales de CPM y sistemas de diagnóstico, según las preferencias específicas de los clientes/usuarios. Además, el desempeño de los lazos de control siempre está sujeto a una serie de limitaciones prácticas. Estos surgen de la dinámica de la planta, como el retardo de tiempo, el comportamiento de fase no mínimo, las saturaciones y la dinámica de los actuadores, las características de ruido, el efecto de la incertidumbre del modelo (particularmente cuando el controlador está basado en el modelo) y las no linealidades; En Patwardhan y Shah (2002) [168] se encuentra una buena discusión de este tema. Toda esta información es importante al monitorear/evaluar el desempeño de los lazos de control. En función de estas propiedades deseables, varios autores han desarrollado varias herramientas/paquetes/sistemas/software para CPM:

- Un sistema de CPM llamado QCLiP (Queen's/QUNO Monitoreo de Desempeño de Lazos de Control) que utiliza un índice de desempeño basado en MVC y otros análisis de datos de proceso de lazo cerrado fue informado por Jofriet et al. (1995); véase también Harris et al. (1996b). Este sistema requiere que el usuario especifique el tiempo de retraso de cada lazo. Se sugiere una prueba lazo abierto y análisis para cada controlador para determinar este parámetro.
- Owen et al. (1996) han establecido un sistema prototipo en línea para la detección automática y la ubicación de los lazos de control que funcionan mal. Se hizo especial énfasis en la descripción de las características, que permiten que este sistema funcione de manera confiable en entornos dinámicos no lineales altamente interactivos en las fábricas de papel.
- Ogawa (1998) desarrolló un sistema de análisis de datos y representación gráfica para la evaluación del desempeño del lazo de control, que se instaló en una fábrica de papel integrado con tres máquinas de papel.
- Miller et al. (1998) describieron un sistema integral para CPM desarrollado por Honeywell Hi-Spec Solutions. Este sistema ahora se ofrece a las industrias de procesos como un servicio de internet llamado Loop Scout™.
- Una herramienta de software CPM implementada en MATLAB ha sido mencionada por Horch (2000), que contiene los algoritmos relacionados con su tesis doctoral. Esta herramienta no funciona de manera autónoma.
- Paulonis y Cox (2003) presentaron un sistema de CPM a gran escala (para una gran cantidad de controladores) desarrollado por Eastman Chemical Company. Se hace énfasis en la descripción de la arquitectura del sistema basada en la web (software, hardware, interfaces) y características/capacidades (informes de diagnóstico y desempeño) desde el punto de vista práctico.
- DuPont desarrolló su propio paquete de monitoreo de control de desempeño, llamado Performance Surveyor™ (Hoo et al. 2003). Supervisa una gran cantidad de variables de proceso/lazos de control y genera valiosas métricas de desempeño e informes utilizados para detectar la degradación en las condiciones del proceso, el equipo del proceso, la instrumentación o el equipo de control.

- En 2003, el Club ACT (Advanced Control Technology) lanzó su propia herramienta de benchmarking de lazos de control (fuera de línea), llamada PROBE. Esta herramienta permite comparar el desempeño de los lazos de control con una serie de benchmarks, incluidos los puntos de referencia de MV, GMC y LQG. Esta herramienta solo está disponible para las empresas miembros del Club ACT. ACT también desarrolló TOPAS.
- Recientemente, Huang y sus colaboradores proporcionaron versiones académicas y de prueba gratuitas de diferentes herramientas de CPA, incluida la evaluación de desempeño univariable (UVPA), la evaluación de desempeño multivariable (MVPA), la detección de situaciones, la evaluación del desempeño subsespacial, la evaluación comparativa de LQG y el desempeño económico basado en LMI Evaluación de aplicaciones MPC (LMIPA). Estas herramientas se denominan tecnologías y soluciones de evaluación de procesos (PATS) (Lee et al. 2010); estas se encuentran en: www.ualberta.ca/~bhuang/Research/Research.htm

En la Tabla 4 se presentan los productos comerciales disponibles para la evaluación del desempeño de sistemas de control.

Tabla 4 Productos comercialmente disponibles de evaluación/monitoreo del desempeño del control

EMPRESA	WEB-SITE	NOMBRE DEL PRODUCTO
Matrikon	www.matrikon.com	ProcessDoctor
ExperTune	www.expertune.com	PlantTriage
ProControl Technology	www.pctworld.com	PCT Loop Optimizer Suite (PCT LOS) (versiones anteriores se conocieron como ABB Loop Optimizer Suite y ABB Advanced Control Loop Tuner
ABB	www.abb.com	OptimizeIT Loop Performance Manager (LPM)
Honeywell	www.acs.honeywell.com	Loop Scout
Emerson Process Management	www.emersonprocess.com	EnTech Toolkit, Delta V Inspect
ControlSoft	www.controlsoftinc.com	INTUNE
KCL	www.kcl.fi	KCL-Control Performance Analysis (KCL-CoPA)
OSisoft	www.osisoft.com	PI Control Monitor
Aspentech	www.aspentech.com	Aspen Watch
Control Arts Inc.	www.controlartsinc.com	Control Monitor
Invensys	www.invensys.com	Loop Analyst
PAS	www.pas.com	Control Wizard

Metso Automation	www.metsoautomation.com	LoopBrowser
PAPRICAN	www.paprican.ca	LoopMD
Shell-Yokogawa	www.yokogawa.com	MD ^{Pro}
Advanced Control Technology	www.act-control.com	TOPAS

- Quizás, el paquete de diagnóstico y CPM más completo sea ProcessDoctorTM de Matrikon, ya que es el único producto que proporciona evaluación y monitoreo de los controles regulatorios (PID) y controles de supervisión (MPC).
- PlantTriageTM de ExperTune también es muy recomendable para uso industrial. Proporciona componentes para el modelado de procesos, estadísticas básicas, evaluación del desempeño del controlador, detección y diagnóstico de oscilaciones, y análisis y ajuste de PID. Una versión de demostración de este paquete de CPM está disponible.
- El PCT Optimizer SuiteTM es un paquete poderoso, que incluye componentes para la supervisión efectiva del desempeño del lazo de control (PCT Loop Audit Evaluator), sintonía y re-diseño de controladores PID (PCT Loop Optimizer). Este paquete desarrollado por ProControl Technology (PCT) es usado/licenciado por muchas otras compañías (consultoras).
- Loop ScoutTM de Honeywell parece ser más una herramienta de auditoría que una herramienta de monitoreo continuo en tiempo real. Loop Scout requiere la transmisión de datos de proceso a través de Internet a Honeywell para el procesamiento y la provisión de informes. Dado que esto no es aceptable para muchas compañías, estas (por ejemplo, Eastman Chemical y DuPont) prefieren desarrollar productos internos en lugar de usar una herramienta comercial.
- DeltaV InspectTM de Emerson proporciona herramientas (gráficas) para la identificación de lazos de bajo desempeño y la cuantificación/estadística de diferentes lazos y diferentes condiciones de operación. Los controladores (PID y Fuzzy) pueden sintonizarse mediante el DeltaV Tune de Emerson. Emerson (Process Management) también ofrece el kit de herramientas EnTech para el acondicionamiento de la señal, la recopilación de datos, la supervisión del controlador (módulo de análisis) y la optimización (módulo de sintonizador).
- Las herramientas del software INTUNETM de ControlSoft generan automáticamente parámetros PID, re-sintonizan los lazos de control para un desempeño óptimo y monitorean múltiples lazos PID para determinar qué tan bien se están controlando los sistemas completos.
- El PI ControlMonitorTM ofrecido por OSIsoft supervisa los sistemas de control de planta y mantiene un registro histórico del sistema en términos de diferentes cifras estadísticas.
- KCL-CoPA de KCL es un sistema para analizar el desempeño de los lazos de control, proporcionando una lista de clasificación e historiales de parámetros de desempeño (diferentes índices).

- MD^{Pro} es el paquete de software de Shell para monitorear sistemas de control multivariable de nivel básico y comercialmente disponible. También presenta aplicaciones fuera de línea que se pueden usar para realizar diagnósticos avanzados en lazos de control multivariable de salida única y otro para analizar solo lazos PID.

Todos estos productos son relativamente nuevos, lo cual muestra el interés e importancia del CPM, sin embargo todos estos tienen alguna posibilidad de mejora, por ejemplo, ninguno de estos incluye estimación o adaptación automática del tiempo de retraso (time delay) de los datos; por lo general, el usuario debe ingresar una estimación (o rango de estimación) del tiempo de retraso del proceso [7]

3. DISEÑO DE UNA ESTRATEGIA DE REDUCCIÓN DE VARIABILIDAD EN PROCESOS CON CONTROLADORES TIPO PID FRENTE A PERTURBACIONES OSCILATORIAS

Hasta este punto se han planteado los conceptos básicos de un amplio espectro de criterios o índices de desempeño, CPM, detección de oscilaciones y sintonía adaptativa, temáticas relevantes para desarrollo de esta investigación. Como se mencionó en la sección 1.4, el objetivo general consiste en desarrollar una estrategia de reducción de variabilidad de lazos de control tipo PID en procesos industriales frente a perturbaciones oscilatorias. Para su consecución, la estrategia de reducción de variabilidad se ha dividido en tres frentes de trabajo: (1) definir un criterio adecuado para evaluar el desempeño del lazo de control frente a una perturbación oscilatoria, (2) desarrollar una ecuación que busque minimizar el efecto de una perturbación oscilatoria, (3) detectar una oscilación en el lazo de control y re-sintonizar el controlador para que haga las veces de un filtro ante esta perturbación. A continuación se presenta una descripción detallada del trabajo realizado por el autor en cada uno de ellos.

3.1 Criterio de Desempeño Adecuado del Lazo de Control Frente a Perturbaciones Oscilatorias

Tradicionalmente los lazos de control se han sintonizado bajo el supuesto de una entrada escalón bien sea en el setpoint $C^{SET}(S)$ o bien en la perturbación $D(s)$, y debido a que el comportamiento de la función de transferencia del lazo cerrado ($CLTF$) tiene una naturaleza de un sistema de segundo orden, más específicamente una respuesta subamortiguada, como la mostrada anteriormente en la Figura 8.

Para una entrada de tipo escalón con magnitud Δx , $x(t) = \Delta x u(t)$, la salida toma la forma:

$$C(t) = K\Delta x \left[u(t) - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-(\zeta/\tau)t} \sin(\psi t + \phi) \right] \quad (3.1)$$

Dónde:

$\psi = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau}$, es la frecuencia en radianes/tiempo

$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)$, es el ángulo de fase en radianes

Una entrada de este tipo frente a un lazo de control presenta el comportamiento mostrado en la Figura 8. Como se puede apreciar en la Figura 8 y en la ecuación anterior, el efecto de la entrada escalón causa un comportamiento oscilatorio en el lazo por cierto tiempo, sin embargo después del algún tiempo, digamos $t = t_s$, la parte oscilatoria se desvanece, como lo indica el término $e^{-(\zeta/\tau)t}$.

Para una entrada tipo rampa con una pendiente r , $x(t) = rt$, la salida toma la forma:

$$C(t) = Kr \left[\frac{\tau}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-(\zeta/\tau)t} \sin(\psi t + \phi) + t - 2\zeta\tau \right] \quad (3.2)$$

Dónde:

$\psi = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\tau}$, es la frecuencia en radianes/tiempo

$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}}{2\zeta^2-1} \right)$, es el ángulo de fase en radianes

Como se aprecia en la ecuación anterior, el componente oscilatorio también se desvanece después de cierto tiempo, como lo indica el término $e^{-(\zeta/\tau)t}$, después de este tiempo la salida tiene se vuelve una rampa con pendiente Kr , con un retraso de tiempo que disminuye a medida que disminuye la relación de amortiguación ζ . Para el caso en que $\zeta = 0$, la salida del lazo no es una rampa, en cambio es una oscilación sostenida.

Para una entrada tipo oscilatoria, por ejemplo sinusoidal, con una amplitud A y una frecuencia w , $x(t) = A\sin(\omega t)$, la salida tiene la forma:

$$C(t) = KADe^{-(\zeta/\tau)t} \sin(\psi t + \phi) + \frac{KA}{\sqrt{(1-\tau^2\omega^2)^2 + (2\zeta\tau\omega)^2}} \sin(\omega t + \theta) \quad (3.3)$$

Dónde:

$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta\tau\omega}{1-\tau^2\omega^2} \right)$, es el ángulo de fase en radianes, después que el primer término ha desvanecido.

Los valores del primer término no tienen mucha relevancia ya que este término se desvanece con el tiempo. La importancia está en que después de este tiempo, la salida se convierte en una salida oscilatoria, en este caso sinusoidal, como se aprecia por el segundo término $\sin(\omega t + \theta)$, con la misma frecuencia que la frecuencia de la señal de entrada. La amplitud y el ángulo de fase de la salida son funciones de la frecuencia.

Tradicionalmente se ha trabajado con índices o criterios de desempeño basados en el comportamiento del lazo ante una entrada tipo escalón, como las mostrada en la Figura 8, obteniendo criterios de desempeño del lazo de control como los mencionados en la sección 2.1.1 en la Tabla 1, como la razón de decaimiento, el tiempo de elevación, el sobresalto, basados en el IAE, etc. Todos estos criterios funcionan muy bien para este

tipo de entradas (escalón) en donde la salida converge a un valor puntal en el tiempo. Este no es el caso para el caso de una entrada oscilatoria ya que la salida va a presentar un comportamiento oscilatorio sostenido, sin llegar a un valor puntal fijo en el tiempo, debido a que la naturaleza de la entrada es diferente (oscilatoria en vez de escalón).

Debido a lo anterior se propone el uso de un índice que busque minimizar la amplitud de esta oscilación, ya que si bien no se puede desvanecer, por lo menos se puede disminuir su impacto, mediante la reducción de su amplitud. Al reducir la amplitud se mantiene la salida lo más cercana posible a su valor medio, que desde el punto de vista del lazo de control, es el setpoint. Un estadístico ideal para esta función es la desviación estándar ya que esta cuantifica la cantidad de variación que hay en un conjunto de datos. Un menor valor de la desviación estándar indicaría que los datos tienen a estar más cerca de la media (el setpoint), mientras que un alto valor de la desviación estándar indicaría que los datos están repartidos en una zona más amplia, es decir, más alejados del setpoint. La estructura general de la desviación estándar de una muestra de datos es:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1}} \quad (3.4)$$

Por otro lado se tiene que la amplitud de la perturbación de entrada, además de ser desconocida, no se puede modificar, por lo que la intención del índice es a minimizar la desviación estándar de la salida. Esto es posible recordando que el controlador afecta el lazo de control al estar presente en la ecuación característica del lazo, como se verá en la siguiente sección. Ante una perturbación oscilatoria, el comportamiento deseado del controlador en el lazo de control será el de un filtro, ya que si bien no se puede desvanecer la oscilación, si es posible reducir su impacto al utilizar el controlador (el cual está en el denominador del lazo de control) como un filtro.

De esta manera queda definido el índice de atenuación (attenuation index) el cual está enfocado en disminuir la amplitud de la variable controlada:

$$AI = \frac{\sigma_{PV}}{\sigma_D} \quad (3.5)$$

Dónde:

σ_{PV} , es la desviación estándar de la variable controlada (Process Variable, PV)

σ_D , es la desviación estándar de la perturbación oscilatoria (disturbance, D)

Algunas características de este índice son que: (1) busca minimizar la amplitud de la variable controlada, (2) al ser una relación entre varianzas (variable controlada entre perturbación) se obtiene un índice relativo, en vez de absoluto como los criterios tradicionales, lo cual permite hacer comparaciones entre variables de diferente naturaleza, por ejemplo porcentuales, entre variables que pueden tener unidades diferentes (3) es un indicador que se relaciona con las ganancias del proceso, ya que a menor varianza se

esperan procesos más sostenibles, como se explicó en la sección 1.2, (4) este indicador permite una fácil transmisión del conocimiento a operadores e ingenieros de plantas de control.

3.2 Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria

El sistema de control a considerar es un lazo de control de una entrada y una salida (Single-Input Single-Output, SISO) operando con un controlador de retroalimentación, como se muestra en la Figura 22; $G_P(s)$ es la función de transferencia del proceso, $G_D(s)$ es la función de transferencia de la perturbación, y $G_C(s)$ es la función de transferencia del controlador. El comportamiento y estabilidad del lazo de control está definido por los componentes presentes en su lazo, $G_P(s)$, $G_D(s)$ y $G_C(s)$, anterior mente mencionados.

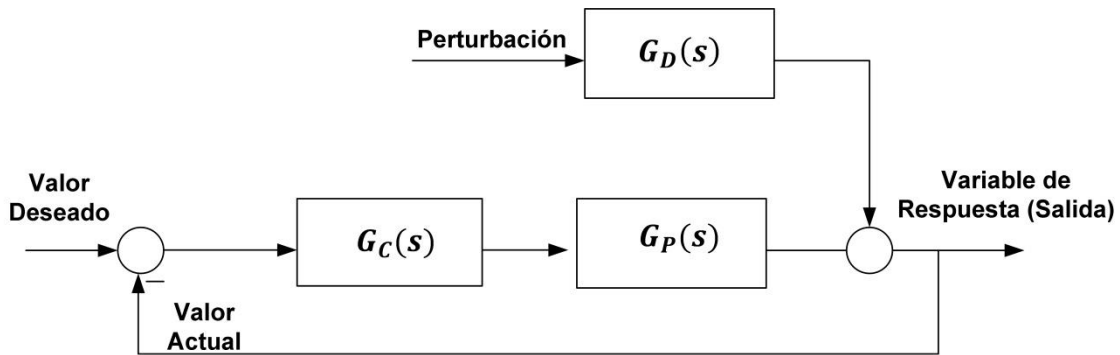


Figura 22 Lazo de control SISO con retroalimentación, tomado de [92]

Como se ha descrito en el estado del arte, hoy en día más del 90% de los controladores en la industria utilizan el algoritmo de control PID, la función de transferencia de un controlador PID con modo de filtrado derivativo es:

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} + \frac{T_D s}{\alpha T_D s + 1} \right) \quad (3.6)$$

La función de transferencia del proceso no es única para un sistema no lineal, como lo son la mayoría de los procesos industriales. Sin embargo es una práctica común en la ingeniería de procesos identificar procesos auto-regulados utilizando un modelo de primer orden más tiempo muerto (FOPDT, First Order Plus Dead Time) ya que se ha demostrado que puede representar adecuadamente muchas plantas industriales y es muy sencillo. Además de los sistemas FOPDT existe la posibilidad modelar los procesos utilizando modelos con una estructura un poco más compleja construidos a partir de ecuaciones diferenciales, como por ejemplo los utilizados por J. Jiménez et. al en 2018 [169], [170] ; en esta investigación se utilizaron FOPDT para modelar el comportamiento del proceso; la función de transferencia de la FOPDT es:

$$G_P(s) = \frac{C(s)}{M(s)} = \frac{K_P e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \quad (3.7)$$

Los parámetros de este modelo son: la constante del proceso K_p , el tiempo muerto del proceso t_0 y la constante de tiempo del proceso τ . La práctica en aplicaciones de ingeniería de control indica que sintonías para el controlador basados en este modelo empírico dan como resultado un buen desempeño del lazo de control cerca de las condiciones utilizadas para la identificación del modelo del proceso (K_p, t_0 y τ). Un comportamiento no lineal del proceso se refleja en cambios en alguno (o todos) de estos parámetros al cambiar las condiciones de operación.

El diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado se presenta en la Figura 23.

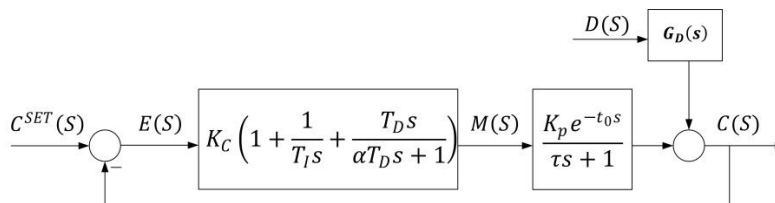


Figura 23 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado

A partir de la Figura 22 y 23, se puede obtener la función de transferencia del lazo cerrado ($CLTF$):

$$C_{CLTF}(s) = \frac{G_C(s) G_P(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} E(s) + \frac{G_D(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} D(s) \quad (3.8)$$

Es importante mencionar que la función de transferencia del sensor está incluida tanto en $G_P(s)$ como en $G_D(s)$. De la anterior ecuación se observa el comportamiento de la salida $C(s)$ depende de dos términos, uno debido al lazo directo donde se encuentra el controlador y el proceso, y otro término debido a la (s) perturbación (es), sin embargo se observa que el denominador de ambos términos es el mismo. Este denominador de la $CLTF$ es independiente de la ubicación de la entrada al lazo y por ende es característico del lazo. La respuesta no forzada de un lazo y su estabilidad dependen de las raíces de la ecuación que se obtiene cuando el denominador de la función de transferencia del lazo es igualado a cero. La ecuación resultante se denomina la ecuación característica del lazo:

$$1 + G_C(s) G_P(s) = 0 \quad (3.9)$$

O bien

$$G_C(s) G_P(s) = -1 \quad (3.10)$$

De las anteriores ecuaciones se observa que el controlador tiene mucha contrapartida en el comportamiento y estabilidad del lazo de control. Es por esto que la forma o comportamiento de la respuesta del lazo puede ser lograda mediante la sintonía del

controlador (o modificación de esta). El término a la izquierda en la ecuación anterior también es conocido como la función de transferencia de lazo abierto ($G_{OLTF}(S)$):

$$G_{OLTF}(S) = G_C(s) G_P(s) \quad (3.11)$$

Para el ejemplo general del controlador PID con modo de filtro derivativo activado esta sería:

$$G_{OLTF}(S) = G_C(s) G_P(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I S} + \frac{T_D S}{\alpha T_D S + 1} \right) \left(\frac{K_P e^{-t_0 S}}{\tau S + 1} \right) \quad (3.12)$$

Sin embargo, en el presente trabajo se están considerando procesos reales en los cuales normalmente tiene ruido en la señal, y utilizar el modo derivativo del controlador en este tipo de procesos conllevaría a la inestabilidad del lazo consecuencia de los cambios abruptos en la derivada del error (o la señal) debidos al ruido. Por lo cual se hace el desarrollo para controladores Proporcional (P) y Proporcional-Integral (PI).

3.2.1. Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria (Controlador Proporcional)

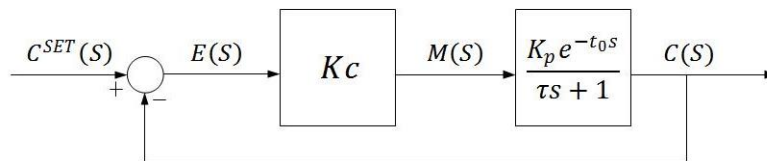


Figura 24 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado para un controlador P

Continuando con el análisis anterior, la función de transferencia de lazo abierto para el esquema de control con controlador proporcional, mostrado en la Figura 24 es:

$$\begin{aligned} G_{OLTF}(S) &= G_C(s) G_P(s) \\ &= K_C \left(\frac{K_P e^{-t_0 S}}{\tau S + 1} \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Al utilizar el valor de la ganancia del controlador definida por la sintonía lambda (Smith & Corripio, 2006), para un controlador P, se tiene que:

$$K_C = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \quad (3.14)$$

Remplazando este valor en la ecuación anterior, se tiene que:

$$\begin{aligned} G_{OLTF}(S) &= \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \left(\frac{K_P e^{-t_0 S}}{\tau S + 1} \right) \\ G_{OLTF}(S) &= \frac{\tau e^{-t_0 S}}{(\lambda + t_0)(\tau S + 1)} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Recordando que la función de transferencia en lazo cerrado es:

$$G_{CLTF}(s) = \frac{G_C(s) G_P(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} E(s) + \frac{G_D(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} D(s) \quad (3.16)$$

Y como el objetivo es utilizar el controlador como un filtro ante una perturbación oscilatoria desconocida, de la ecuación anterior consideramos sólo el término que tiene la perturbación, es decir la función de transferencia en lazo cerrado de la perturbación:

$$G_{CLTF}^D(s) = \frac{1}{1 + G_C(s) G_P(s)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau e^{-t_0 s}}{(\lambda + t_0)(\tau s + 1)}} \quad (3.17)$$

$$G_{CLTF}^D(s) = \frac{C(s)}{D(s)} = \frac{(\lambda + t_0)(\tau s + 1)}{(\lambda + t_0)(\tau s + 1) + \tau e^{-t_0 s}}$$

Sin embargo, como se mencionó anteriormente, la perturbación oscilatoria no está siendo medida, de manera que lo que se percibe es el efecto de la perturbación sobre la variable controlada, es decir en vez de $D(s)$ lo que se tiene $C|_D(s)$, refiriéndose al valor de $C(s)$ debido a $D(s)$. Debido a esto, la ecuación anterior se re-escibe como:

$$G_{CLTF}^D(s) = \frac{C(s)}{C|_D(s)} = \frac{(\lambda + t_0)(\tau s + 1)}{(\lambda + t_0)(\tau s + 1) + \tau e^{-t_0 s}} \quad (3.18)$$

El análisis de la estabilidad por medio de la respuesta en frecuencia consiste en determinar la frecuencia en la que el ángulo de fase de la función de transferencia en lazo abierto (*OLTF*) es -180° ($-\pi$ radianes) y la relación de amplitudes de la *OLTF* a esa frecuencia. Debido a que el interés de esta investigación es minimizar/reducir/filtrar/atenuar el efecto de la perturbación oscilatoria sobre la variable controlada, se analiza la relación de amplitudes AR, la cual está definida como:

Relación de amplitudes (Amplitude Ratio) AR: es la relación de la amplitud de la señal de salida y la señal de entrada:

$$AR = \frac{Y_0}{X_0} \quad (3.19)$$

Al analizar la relación de amplitudes entre la variable controlada y la perturbación es analizar la relación de amplitudes de la función de transferencia en lazo cerrado entre la perturbación y la variable controlada es decir:

$$AR^D = \frac{Y_0}{X_0}$$

$$AR^D = \left\| \frac{C(s)}{C|_D(s)} \right\|_{S=\omega_D i}$$

$$AR^D = \left\| G_{CLTF}^D(s) \right\|_{S=\omega_D i}$$

$$AR^D = \left\| \frac{(\lambda + t_0)(\tau s + 1)}{(\lambda + t_0)(\tau s + 1) + \tau e^{-t_0 s}} \right\|_{S=\omega_D i} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned}
&= \left\| \frac{(\lambda + t_0)(\tau\omega_D i + 1)}{(\lambda + t_0)(\tau\omega_D i + 1) + \tau e^{-t_0\omega_D i}} \right\| \\
&= \left\| \frac{t_0\tau\omega_D i + \lambda\tau\omega_D i + \lambda + t_0}{t_0\tau\omega_D i + \lambda\tau\omega_D i + \lambda + t_0 + \tau (\cos(t_0\omega_D) - i \sin(t_0\omega_D))} \right\| \\
&= \left\| \frac{(\lambda + t_0) + (t_0\tau\omega_D + \lambda\tau\omega_D)i}{(\lambda + t_0 + \tau \cos(t_0\omega_D)) + (t_0\tau\omega_D + \lambda\tau\omega_D - \tau \sin(t_0\omega_D)) i} \right\| \\
&= \frac{\sqrt{(\lambda + t_0)^2 + (t_0\tau\omega_D + \lambda\tau\omega_D)^2}}{\sqrt{(\lambda + t_0 + \tau \cos(t_0\omega_D))^2 + (t_0\tau\omega_D + \lambda\tau\omega_D - \tau \sin(t_0\omega_D))^2}} \\
&= \frac{\sqrt{\lambda^2 + 2\lambda t_0 + t_0^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + (\lambda\tau\omega_D)^2}}{\sqrt{\lambda^2 + 2\lambda t_0 + t_0^2 + 2\lambda\tau \cos(x) + 2t_0\tau \cos(x) + \tau^2 \cos^2(x) + (\lambda\tau\omega_D)^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 - 2\lambda\tau^2\omega_D \sin(x) - 2t_0\tau^2\omega_D \sin(x) + \tau^2 \sin^2(x)}}
\end{aligned}$$

Donde $x = t_0\omega_D$

$AR^D =$

$$\frac{\sqrt{\lambda^2 + 2\lambda t_0 + t_0^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + (\lambda\tau\omega_D)^2}}{\sqrt{\lambda^2 + t_0^2 + \tau^2 + (\lambda\tau\omega_D)^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + 2\lambda\tau \cos(x) + 2t_0\tau \cos(x) - 2\lambda\tau^2\omega_D \sin(x) - 2t_0\tau^2\omega_D \sin(x) + 2\lambda t_0}}$$

En búsqueda de minimizar el efecto de la propagación de una señal oscilatoria en el lazo de control, se calcula la derivada de la relación de amplitud y se iguala a cero para encontrar el valor de lambda que minimiza esta relación

$$\frac{d AR^D}{d\lambda} = 0$$

$$\begin{aligned} & \frac{d AR^D}{d\lambda} \\ &= \frac{d \left(\frac{\sqrt{\lambda^2 + 2\lambda t_0 + t_0^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + (\lambda\tau\omega_D)^2}}{\sqrt{\lambda^2 + t_0^2 + \tau^2 + (\lambda\tau\omega_D)^2 + (t_0\tau\omega_D)^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + 2\lambda\tau \cos(x) + 2t_0\tau \cos(x) - 2\lambda\tau^2\omega_D \sin(x) - 2t_0\tau^2\omega_D \sin(x) + 2\lambda t_0}} \right)}{d\lambda} \\ &= \frac{2t_0 + 2\lambda + 2\lambda\tau^2\omega_D^2 + 2t_0\tau^2\omega_D^2}{2\sqrt{t_0^2\tau^2\omega_D^2 + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2 + \lambda^2\tau^2\omega_D^2 + t_0^2 + 2\lambda t_0 + \lambda^2} \sqrt{2\lambda t_0 + \tau^2 + t_0^2 + \lambda^2 + \lambda^2\tau^2\omega_D^2 + t_0^2\tau^2\omega_D^2 + 2t_0\tau \cos(x) + 2\lambda\tau \cos(x) - 2t_0\tau^2\omega_D \sin(x) - 2\lambda\tau^2\omega_D \sin(x) + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2}} \\ &= \frac{(2t_0 + 2\lambda + 2\lambda\tau^2\omega_D^2 + 2t_0\tau^2\omega_D^2 + 2\tau \cos(x) - 2\tau^2\omega_D \sin(x))\sqrt{t_0^2\tau^2\omega_D^2 + 2t_0\tau^2\omega_D^2 + \lambda^2\tau^2\omega_D^2 + \lambda^2 + 2\lambda t_0 + t_0^2}}{2\sqrt{(2\lambda t_0 + \tau^2 + t_0^2 + \lambda^2 + \lambda^2\tau^2\omega_D^2 + t_0^2\tau^2\omega_D^2 + 2t_0\tau \cos(x) + 2\lambda\tau \cos(x) - 2t_0\tau^2\omega_D \sin(x) - 2\lambda\tau^2\omega_D \sin(x) + 2\lambda t_0\tau^2\omega_D^2)^3}} \end{aligned}$$

Igualando esta expresión a cero, ordenando y despejando para lambda λ , se tiene:

$$\frac{d AR^D}{d\lambda} = 0$$

$$\lambda = \frac{\tau + t_0 \cos(t_0\omega_D) - \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D)}{\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D) - \cos(t_0\omega_D)} \quad (4.21)$$

Este valor encontrado es el λ óptimo para minimizar la relación de amplitudes entre la variable controlada y la perturbación de entrada. Reemplazando este valor en la ecuación de la ganancia del controlador se tiene que:

$$\begin{aligned}
K_c &= \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \\
&= \frac{\tau}{K_p\left(\frac{\tau + t_0 \cos(t_0\omega_D) - \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D)}{\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D) - \cos(t_0\omega_D)} + t_0\right)} \\
&= \frac{\tau}{K_p\left(\frac{\tau + t_0 \cos(t_0\omega_D) - \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D) + \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D) - t_0 \cos(t_0\omega_D)}{\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D) - \cos(t_0\omega_D)}\right)} \\
&= \frac{\tau (\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D) - \cos(t_0\omega_D))}{K_p(\tau + t_0 \cos(t_0\omega_D) - \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D) + \tau t_0\omega_D \sin(t_0\omega_D) - t_0 \cos(t_0\omega_D))}
\end{aligned}$$

$$K_c = \frac{(\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D) - \cos(t_0\omega_D))}{K_p}$$

$$K_c = \frac{\tau\omega_D \sin(t_0\omega_D)}{K_p} - \frac{\cos(t_0\omega_D)}{K_p}$$

Si a la anterior ecuación la multiplicamos y dividimos por t_0 y organizamos, se tiene que:

$$K_c = \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) - \frac{1}{K_p} \cos(t_0 \omega_D) \quad (3.22)$$

$$K_c = \left[\frac{\tau}{K_p t_0} \right] t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) - \frac{1}{K_p} \cos(t_0 \omega_D)$$

El término encerrado en el cuadro punteado es la ganancia típica de un controlador proporcional sintonizado con un criterio lambda. La ecuación anterior está en función de $\theta = t_0 \omega_D$ y tiene un comportamiento como el mostrado a continuación.

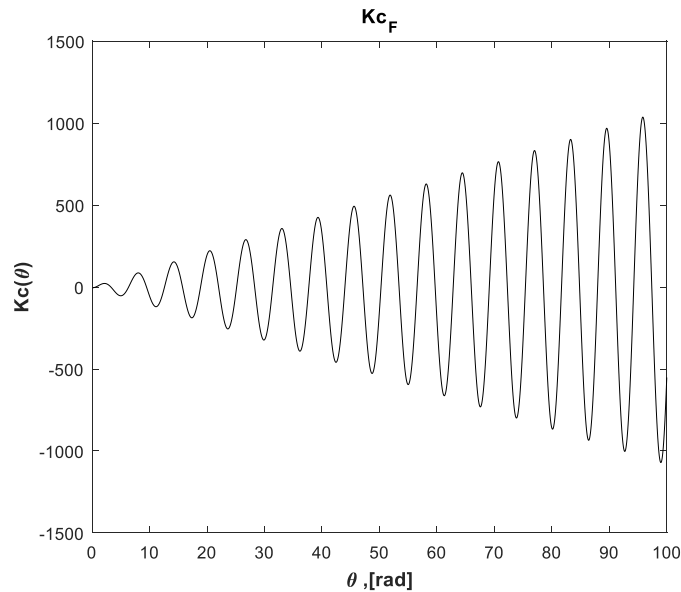


Figura 25 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional

Sin embargo, en procesos industriales sería muy raro encontrar variables que fluctúan más de 10 veces en un lapso de un minuto. Debido a esto, es de esperar que el periodo de las perturbaciones este definida como

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{6} \approx 1 \frac{rad}{s} \approx 60 \frac{rad}{min} \quad (3.23)$$

Los tiempos muertos t_0 para procesos industriales estudiados se pueden encontrar en un rango de 0 a 5. Por lo que quedan los siguientes rangos definidos:

$$\begin{aligned} 0.1 &\leq \omega \leq 1 \\ 0.1 &\leq t_0 \leq 5 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Por lo que queda que el máximo valor que puede tomar $\theta = t_0 \omega_D$ es $\theta_{max} = 5$ *radianes*, se tiene que la Figura 25 se acota hasta este valor, obteniendo el comportamiento mostrado en la Figura 26.

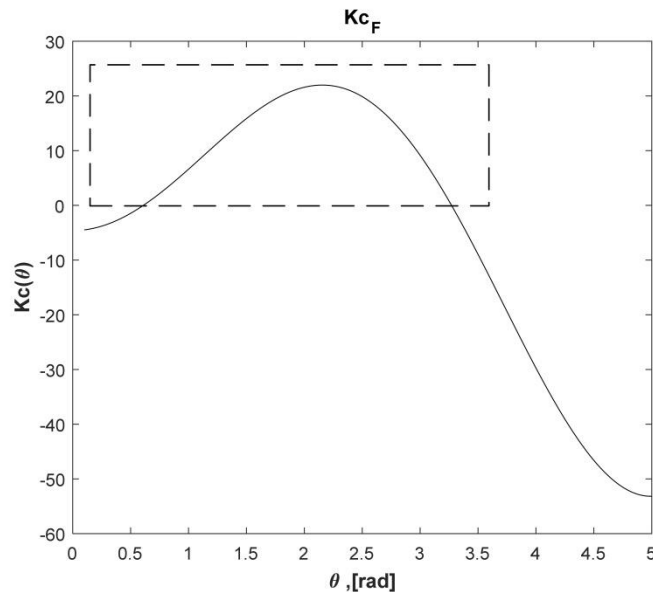


Figura 26 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional

El cuadro señalado en líneas punteadas en la Figura 26 indica el rango de validez de la estrategia de control propuesta. En este rango $\theta = [0.6099 - 3.2711]$ radianes, es posible minimizar la relación de amplitudes mediante la modificación del parámetro de sintonía λ . El alcance de esta investigación se limita a este rango (ver Figura 27), puesto que fuera de él se corre el riesgo de un comportamiento inestable del lazo de control. Una explicación de esto se da a continuación. Si el controlador está funcionando correctamente, y se detecta un comportamiento oscilatorio, la sintonía del controlador cambia en función de la ecuación anteriormente obtenida, sin embargo si la oscilación desaparece, el lazo de control sigue siendo estable sólo que talvez quede con un controlador un poco menos (o más) agresivo. Sin embargo, si se utiliza un valor de lambda por fuera del cuadro punteado en la Figura 26 para atenuar una perturbación oscilatoria, el problema ocurriría luego de que esta oscilación desaparece, ya que el lazo de control se volvería inestable debido a la acción incorrecta con la que quedó el controlador y este se saturaría completamente, no quedaría ni poco ni muy agresivo, sino que en cambio enviaría a la válvula de control a cerrarse completamente (FO, falla abierta) o completamente abierta (FC, falla cerrada), trayendo como consecuencia la

inestabilidad del lazo y posiblemente otros lazos aguas abajo debido a esta situación, así como también riesgos de seguridad debido a una sobre presurización o al uso descontrolado de una corriente de proceso, situaciones totalmente indeseable en un lazo de control.

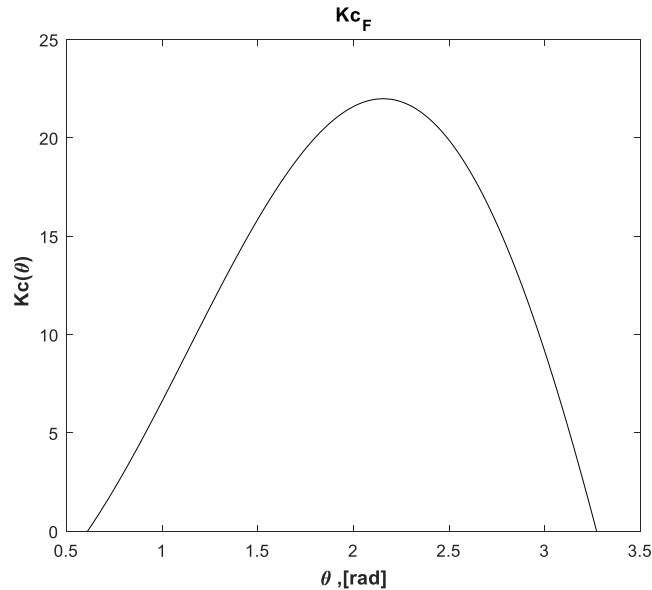


Figura 27 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional

3.2.2. Sintonía para Filtrado de la Perturbación Oscilatoria (Controlador Proporcional-Integral)

Seguidamente se realiza un procedimiento similar para el esquema de control utilizando un controlador Proporcional-Integral (PI), como se muestra en la Figura 28, con aras de obtener el valor de lambda adecuado para minimizar las oscilaciones para este controlador

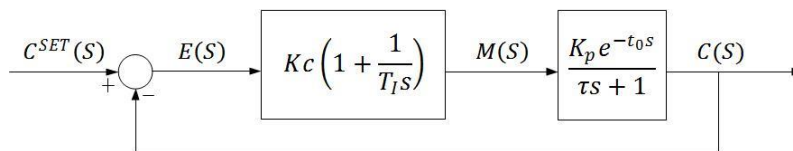


Figura 28 Diagrama de bloques del sistema de control en lazo cerrado para un controlador Proporcional-Integral PI

La función de transferencia de lazo abierto para el esquema de control con controlador proporcional-integral es, mostrada en la Figura 28, es:

$$G_{OLTF}(S) = G_C(S)G_P(S) \tag{3.25}$$

$$= K_c \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \left(\frac{K_p e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \right)$$

Al utilizar el valor de la ganancia del controlador definida por la sintonía lambda (Smith & Corripio, 2006), para un controlador PI, se tiene que:

$$T_I = \tau$$

Remplazando este valor en la ecuación anterior, se tiene que:

$$G_{OLTF}(S) = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) \left(\frac{K_p e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \right)$$

$$G_{OLTF}(S) = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) \left(\frac{K_p e^{-t_0 s}}{\tau s + 1} \right)$$

$$G_{OLTF}(S) = \frac{1}{(\lambda + t_0)} \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{e^{-t_0 s}}{1} \right)$$

$$G_{OLTF}(S) = G_C(s)G_P(s) = \frac{e^{-t_0 s}}{s(\lambda + t_0)} \quad (3.26)$$

Recordando que la función de transferencia en lazo cerrado es:

$$G_{CLTF}(s) = \frac{G_C(s) G_P(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} E(s) + \frac{G_D(s)}{1 + G_C(s) G_P(s)} D(s) \quad (3.27)$$

Y como el objetivo es utilizar el controlador como un filtro ante una perturbación oscilatoria desconocida, de la ecuación anterior consideramos sólo el término que tiene la perturbación, es decir la función de transferencia en lazo cerrado de la perturbación:

$$G_{CLTF}^D(S) = \frac{1}{1 + G_C(s)G_P(s)} = \frac{1}{1 + \frac{e^{-t_0 s}}{s(\lambda + t_0)}}$$

$$= \frac{1}{\frac{s(\lambda + t_0) + e^{-t_0 s}}{s(\lambda + t_0)}}$$

$$G_{CLTF}^D(S) = \frac{C(s)}{D(s)} = \frac{s(\lambda + t_0)}{s(\lambda + t_0) + e^{-t_0 s}} \quad (3.28)$$

Sin embargo, como se mencionó anteriormente, la perturbación oscilatoria no está siendo medida, de manera que lo que se percibe es el efecto de la perturbación sobre la variable controlada, es decir en vez de $D(s)$ lo que se tiene $C|_D(s)$, refiriéndose a $C(s)$ debido a $D(s)$. Debido a esto, la ecuación anterior se re-escribe como:

$$G_{CLTF}^D(S) = \frac{C(s)}{C|_D(s)} = \frac{s(\lambda + t_0)}{s(\lambda + t_0) + e^{-t_0s}} \quad (3.29)$$

El análisis de la estabilidad por medio de la respuesta en frecuencia consiste en determinar la frecuencia en la que el ángulo de fase de la función de transferencia en lazo abierto (*OLTF*) es -180° ($-\pi$ radianes) y la relación de amplitudes de la *OLTF* a esa frecuencia. Debido a que el interés de esta investigación es minimizar/reducir/filtrar/atenuar el efecto de la perturbación oscilatoria sobre la variable controlada, se analiza la relación de amplitudes AR, la cual está definida como:

Relación de amplitudes (Amplitude Ratio) AR: es la relación de la amplitud de la señal de salida y la señal de entrada:

$$AR = \frac{Y_0}{X_0}$$

Al analizar la relación de amplitudes entre la variable controlada y la perturbación es analizar la relación de amplitudes de la función de transferencia en lazo cerrado entre la perturbación y la variable controlada es decir:

$$\begin{aligned} AR^D &= \frac{Y_0}{X_0} \\ AR^D &= \left\| \frac{C(s)}{C|_D(s)} \right\|_{s=\omega_D i} \\ AR^D &= \|G_{CLTF}^D(S)\|_{s=\omega_D i} \\ AR^D &= \left\| \frac{s(\lambda + t_0)}{s(\lambda + t_0) + e^{-t_0s}} \right\|_{s=\omega_D i} \quad (3.30) \\ &= \left\| \frac{\omega_D i (\lambda + t_0)}{\omega_D i (\lambda + t_0) + e^{-t_0\omega_D i}} \right\| \\ &= \frac{\omega_D(\lambda + t_0)}{\|\omega_D i(\lambda + t_0) + \cos(t_0\omega_D) - i \sin(t_0\omega_D)\|} \\ &= \frac{\omega_D(\lambda + t_0)}{\|\cos(t_0\omega_D) + [\omega_D(\lambda + t_0) - \sin(t_0\omega_D)]i\|} \end{aligned}$$

$$AR^D = \frac{\omega_D(\lambda + t_0)}{\sqrt{\cos^2(t_0\omega_D) + \omega_D^2(\lambda + t_0)^2 - 2\omega_D(\lambda + t_0)\sin(t_0\omega_D) + \sin^2(t_0\omega_D)}} \quad (3.31)$$

Finalmente, organizando y utilizando la identidad trigonométrica $\sin^2(x) + \cos^2(x) = 1$, se tiene:

$$AR^D = \frac{(\lambda + t_0)\omega_D}{\sqrt{1 - 2(\lambda + t_0)\omega_D \sin(t_0\omega_D) + (\lambda + t_0)^2\omega_D^2}} \quad (3.32)$$

La anterior ecuación relaciona la amplitud de la señal de la perturbación (el efecto de la perturbación sobre la variable controlada) y la variable controlada o salida. Si se desea encontrar el valor óptimo de lambda para obtener la mínima relación de amplitudes (el mínimo AR), entonces se calcula la derivada de la relación de amplitudes con respecto a lambda y se iguala a cero:

$$\begin{aligned} \frac{d AR^D}{d\lambda} &= 0 \\ \frac{d AR^D}{d\lambda} &= \frac{d\left(\frac{(\lambda + t_0)\omega_D}{\sqrt{1 - 2(\lambda + t_0)\omega_D \sin(t_0\omega_D) + (\lambda + t_0)^2\omega_D^2}}\right)}{d\lambda} \\ &= \frac{\omega_D}{\sqrt{(\omega_D^2(\lambda + t_0)^2 - 2\omega_D \sin(t_0\omega_D)(\lambda + t_0) + 1)}} \\ &\quad - \frac{\omega_D(\lambda + t_0)[2\omega_D^2(\lambda + t_0) - 2\omega_D \sin(t_0\omega_D)]}{2(\sqrt{(\omega_D^2(\lambda + t_0)^2 - 2\omega_D \sin(t_0\omega_D)(\lambda + t_0) + 1)})^3} \end{aligned}$$

Igualando esta expresión a cero, ordenando y despejando para λ , se tiene:

$$\frac{d AR^D}{d\lambda} = 0$$

Resolviendo y despejando para λ se tiene que:

$$\lambda = \frac{1}{\omega_D \sin(t_0\omega_D)} - t_0 \quad | \quad \omega_D \neq 0 \quad , \quad \sin(t_0\omega_D) \neq 0 \quad (3.33)$$

Este valor encontrado es el λ óptimo para minimizar la relación de amplitudes entre la variable controlada y la perturbación de entrada. Reemplazando este valor en la ecuación de la ganancia del controlador se tiene que:

$$\begin{aligned}
 K_c &= \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \\
 &= \frac{\tau}{K_p\left(\frac{1}{\omega_D \sin(t_0 \omega_D)} - t_0 + t_0\right)} \\
 &= \frac{\tau}{K_p\left(\frac{1}{\omega_D \sin(t_0 \omega_D)}\right)} \\
 &= \frac{\tau}{\frac{K_p}{\omega_D \sin(t_0 \omega_D)}} \\
 K_c &= \frac{\tau \omega_D \sin(t_0 \omega_D)}{K_p}
 \end{aligned}$$

Si a la anterior ecuación la multiplicamos y dividimos por t_0 y organizamos, se tiene que:

$$\begin{aligned}
 K_c &= \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) & (3.34) \\
 K_c &= \boxed{\frac{\tau}{K_p t_0}} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D)
 \end{aligned}$$

El término encerrado en un cuadro con líneas punteadas es la ganancia de un controlador proporcional puro, bajo una sintonía lambda. El término a su derecha corresponde a una función de tipo:

$$f(\theta) = \theta \sin(\theta)$$

La cual tiene un comportamiento como el mostrado a continuación.

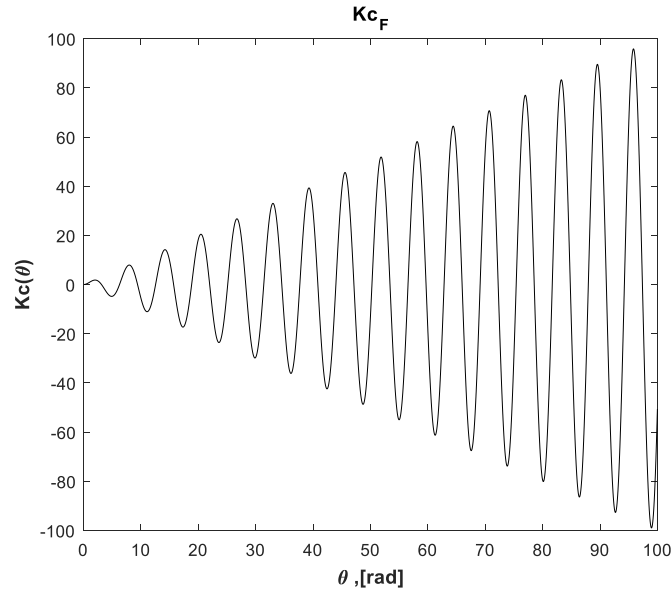


Figura 29 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral

Donde $\theta = t_0\omega_D$

Sin embargo, en procesos industriales sería muy raro encontrar variables que fluctúan más de 10 veces en un lapso de un minuto. Debido a esto, es de esperar que el periodo de las perturbaciones este definida como

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{6} \approx 1 \text{ rad/s}$$

Los tiempos muertos t_0 para procesos industriales estudiados se pueden encontrar en un rango de 0 a 5. Por lo que quedan los siguientes rangos definidos:

$$0.1 \leq \omega \leq 1$$

$$0.1 \leq t_0 \leq 5$$

Por lo que queda que el máximo valor que puede tomar $\theta = t_0\omega_D$ es $\theta_{max} = 5$ radianes, se tiene que la Figura 29 se acota hasta este valor, obteniendo el comportamiento mostrado en la Figura 30.

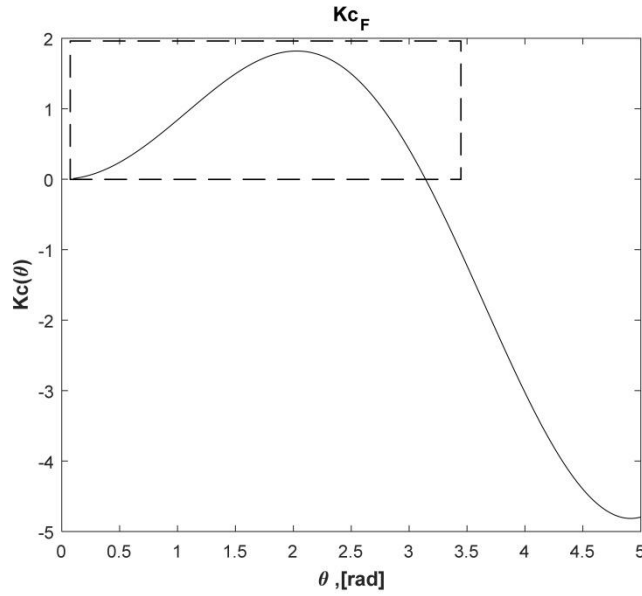


Figura 30 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral

El cuadro señalado en líneas punteadas en la Figura 30 indica el rango de validez de la estrategia de control propuesta. En este rango $\theta = [0 - \pi]$ radianes, es posible minimizar la relación de amplitudes mediante la modificación del parámetro de sintonía λ . El alcance de esta investigación se limita a este rango (ver Figura 31), puesto que fuera de él se corre el riesgo de un comportamiento inestable del lazo de control. Una explicación de esto se da a continuación. Si el controlador está funcionando correctamente, y se detecta un comportamiento oscilatorio, la sintonía del controlador cambia en función de la ecuación anteriormente obtenida, sin embargo si la oscilación desaparece, el lazo de control sigue siendo estable sólo que talvez quede con un controlador un poco menos (o más) agresivo. Sin embargo, si se utiliza un valor de lambda por fuera del cuadro punteado en la Figura 30 para atenuar una perturbación oscilatoria, el problema ocurriría luego de que esta oscilación desaparece, ya que el lazo de control se volvería inestable debido a la acción incorrecta con la que quedó el controlador y este se saturaría completamente, no quedaría ni poco ni muy agresivo, sino que en cambio enviaría a la válvula de control a cerrarse completamente (FO, falla abierta) o completamente abierta (FC, falla cerrada), trayendo como consecuencia la inestabilidad del lazo y posiblemente otros lazos aguas abajo debido a esta situación, así como también riesgos de seguridad debido a una sobre presurización o al uso descontrolado de una corriente de proceso, situaciones totalmente indeseable en un lazo de control.

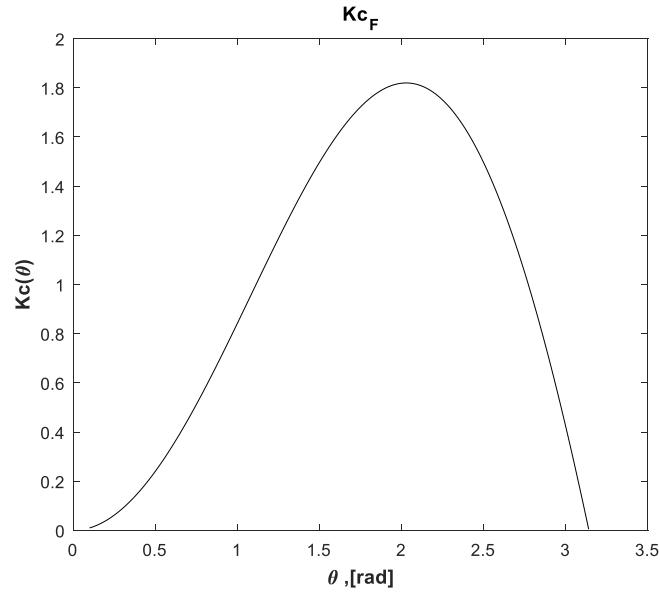


Figura 31 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador proporcional-integral

La Figura 32 muestra una superposición del comportamiento de la ganancia para los dos controladores P y PI, evidenciando el rango de validez de cada una.

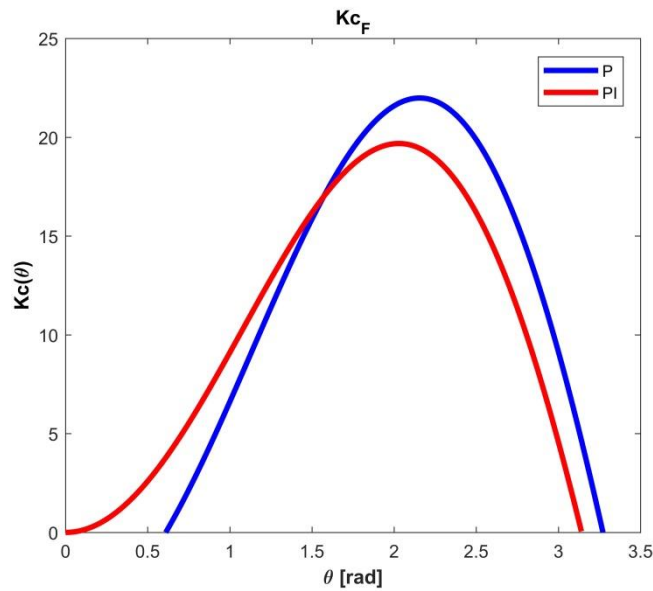


Figura 32 Comportamiento de la ganancia vs θ para un controlador P y PI

3.3 Ecuación de Sintonía a Partir de Experimento Computacional

Se diseñó un experimento factorial para con el fin de obtener ecuaciones de sintonía del controlador con el fin atenuar/filtrar el efecto de una perturbación oscilatoria al lazo de control. Se realizaron dos experimentos, uno para el controlador proporcional (P) y otro

para el controlador Proporcional-Integral (PI). La variable de respuesta es lambda (λ), el cual es el parámetro que se varía en el rango $\lambda = [-0.9t_0, 10t_0]$ para cada condición experimental. Lambda es el parámetro que afecta la sintonía del controlador como se aprecia en la siguiente ecuación:

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \quad (3.35)$$

El lambda (λ) óptimo en cada condición experimental es aquel que conlleve a la minimización del índice definido en la sección 3.1, el índice de atenuación AI, el cual está enfocado en disminuir la amplitud de la variable controlada. En la Figura 33 se presenta el esquema del modelo dinámico implementado en Simulink™ para la consecución del experimento.

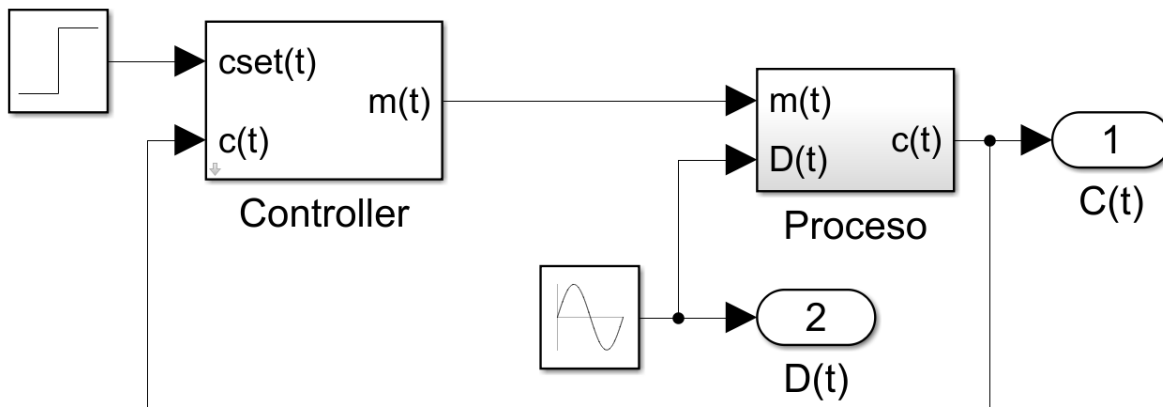


Figura 33 Diagrama de bloques implementados en Simulink™ para el experimento

Para el bloque de proceso se utilizó una FOPDT para modelar el proceso y para el bloque del controlador se utilizaron las ecuaciones correspondientes al controlador P y PI, como se describen en la sección anterior.

Se realizó un experimento factorial de tres niveles de la forma 3^k con el fin de observar las correlaciones lineales y no lineales entre los parámetros del proceso y la sintonía óptima. Este experimento incluye cuatro factores y se realizaron 162 corridas experimentales para cada controlador. Los factores son ω frecuencia angular de la perturbación oscilatoria, K_p ganancia del proceso, τ constante de tiempo del proceso y t_0/τ relación entre tiempo muerto y constante de tiempo. No fue necesario realizar replicas porque este experimento es una prueba determinística computacional la repetición de los niveles de los factores traerían los mismos resultados. No se realizó un diseño fraccionado para preservar el número de grados de libertad y por lo tanto, la robustez y confiabilidad de las ecuaciones obtenidas. En la Tabla 5 se presentan los niveles seleccionados para cada factor experimental. La variable de respuesta del experimento es lambda la cual como se explicó anteriormente, es el parámetro que brinda una sintonía óptima. Los niveles de cada factor experimental se seleccionaron tomando un rango más amplio de parámetros de procesos dinámicos que otros conjuntos de ecuaciones de sintonía [171].

Tabla 5 Niveles de factores experimentales de los parámetros dinámicos del proceso para el experimento de sintonía óptima

FACTORES				
	A	B	C	D
NIVELES	ω	k_p	τ	t_0/τ
bajo	0.1	0.5	1	0.2
medio	0.5	1.5	3	0.6
alto	1	2.5	5	1

3.3.1. Ecuación de Sintonía para Controlador Proporcional (P)

En la Tabla 6 se presenta el ANOVA del experimento realizado para el controlador proporcional. Aquí se puede observar que el factor t_0/τ no afecta de manera significativo la variable de respuesta lambda, mientras que sí lo son los factores ω, K_p y τ . Esto se verifica realizando un análisis de correlación entre los factores y la variable de respuesta, mostrado en la Tabla 7, el cual muestra la misma tendencia.

Tabla 6 Análisis de varianza para la variable de respuesta lambda para el controlador proporcional

Fuente	Suma de Cuadrados	Gl	Cuadrado Medio	Razón-F	Valor-P
EFECTOS PRINCIPALES					
Factor A : ω	20378.0	2	10189.0	128203.23	0.0000
Factor B : K_p	1464.07	2	732.035	9210.85	0.0000
Factor C : τ	2357.45	2	1178.72	14831.33	0.0000
Factor D : t_0/τ	0.0581481	2	0.0290741	0.37	0.6948
INTERACCIONES					
AB	5153.32	4	1288.33	16210.46	0.0000
AC	2740.67	4	685.168	8621.14	0.0000
AD	0.0514815	4	0.0128704	0.16	0.9570
BC	10962.4	4	2740.6	34483.63	0.0000
BD	0.269259	4	0.0673148	0.85	0.4995
CD	0.429815	4	0.107454	1.35	0.2580
ABC	37944.7	8	4743.08	59679.98	0.0000
ABD	0.473333	8	0.0591667	0.74	0.6521
ACD	0.925278	8	0.11566	1.46	0.1867
BCD	0.2575	8	0.0321875	0.41	0.9146
ABCD	0.454352	16	0.028397	0.36	0.9882
RESIDUOS	6.4375	81	0.0794753		
TOTAL (CORREGIDO)	81009.9	161			

Tabla 7 Análisis de correlación entre factores experimentales y variable de respuesta lambda para el controlador proporcional

	ω	K_p	τ	t_0/τ	t_0	λ
ω	1					
K_p	0.02195231	1				
τ	0.02195231	0.23577236	1			
t_0/τ	1.4025E-17	5.1522E-17	-2.0818E-17	1		
t_0	-0.0147762	0.15869942	0.67310443	0.64240765	1	
λ	0.11770206	-0.74343269	-0.72474145	-8.5285E-19	0.48782668	1

Después de más de 300 iteraciones en la búsqueda de un modelo regresión adecuado, se obtuvo la siguiente ecuación para lambda

$$\lambda = -0.67938 K_p \tau^{1.014} + 0.012396 \frac{t_0}{\omega} \quad (3.36)$$

Logrando un R^2 ajustado de 0.99. Un p-value de 1.34e-129 para el modelo. Los p-values de los coeficientes se muestran en la Tabla 8

Tabla 8 Estimación de coeficientes de regresión para controlador proporcional

Coefficiente	Valor estimado	Suma de Cuadrados	Estadístico-T	p-value
B1	-0.67938	0.021621	-31.422	4.52E-57
B2	1.014	0.020791	48.772	8.27E-77
B3	0.012396	0.0020903	5.9306	3.48E-08

3.3.2. Ecuación de Sintonía para Controlador Proporcional-Integral (PI)

En la Tabla 9 se presenta el ANOVA del experimento realizado para el controlador proporcional-Integral. Aquí se puede observar que el factor K_p no afecta de manera significativo la variable de respuesta lambda, mientras que sí lo son los factores $\omega, t_0/\tau$ y τ . Esto se verifica realizando un análisis de correlación entre los factores y la variable de respuesta, mostrado en la Tabla 10, el cual muestra la misma tendencia.

Tabla 9 Análisis de varianza para la variable de respuesta lambda para el controlador proporcional-integral

Fuente	Suma de Cuadrados	Gl	Cuadrado Medio	Razón-F	Valor-P
EFECTOS PRINCIPALES					
Factor A : ω	4349.25	2	2174.62	308376.20	0.0000
Factor B : K_p	0.00677531	2	0.00338765	0.48	0.6203
Factor C : τ	1910.53	2	955.265	135462.97	0.0000
Factor D : t_0/τ	1902.83	2	951.415	134917.03	0.0000
INTERACCIONES					
AB	0.00289877	4	0.000724691	0.10	0.9812
AC	4735.85	4	1183.96	167893.93	0.0000
AD	4734.57	4	1183.64	167848.50	0.0000
BC	0.0160395	4	0.00400988	0.57	0.6861
BD	0.0226617	4	0.00566543	0.80	0.5265
CD	467.454	4	116.863	16572.03	0.0000
ABC	0.0468642	8	0.00585802	0.83	0.5782
ABD	0.023042	8	0.00288025	0.41	0.9127
ACD	6454.87	8	806.858	114417.94	0.0000
BCD	0.0285235	8	0.00356543	0.51	0.8488
ABCD	0.107728	16	0.00673302	0.95	0.5125
RESIDUOS	0.5712	81	0.00705185		
TOTAL (CORREGIDO)	24556.2	161			

Tabla 10 Análisis de correlación entre factores experimentales y variable de respuesta lambda para el controlador proporcional-integral

	ω	K_p	τ	t_0/τ	t_0	λ
ω	1					
K_p	0.01710807	1				
τ	-0.01513448	0.00411182	1			
t_0/τ	-0.03824361	0.00591568	0.05721437	1		
t_0	0.02803798	0.00595118	0.67580389	0.67911174	1	
λ	0.00338221	-0.00661915	-0.66460229	0.66998538	-0.96931082	1

Después de más de 300 iteraciones en la búsqueda de un modelo regresión adecuado, se obtuvo la siguiente ecuación para lambda para el controlador PI:

$$\lambda = -0.045297 \tau t_0^{1.014} - 0.32272 \sin\left(\frac{t_0}{\tau}\right) \quad (3.37)$$

Logrando un R^2 ajustado de 0.932. Un p-value de 2.27e-90 para el modelo. Los p-values de los coeficientes se muestran en la Tabla 11.

Tabla 11 Estimación de coeficientes de regresión para controlador proporcional

Coefficiente	Valor estimado	Suma de Cuadrados	Estadístico-T	p-value
B1	-0.045297	0.0049147	-9.2168	1.05E-15
B2	1.0405	0.066527	15.64	5.03E-31
B3	-0.32272	0.029814	-10.824	1.37E-19

3.4 Detección de Oscilaciones en el Lazo de Control

Siguiendo con la investigación realizada por el M. Sanjuán miembro principal del grupo de Investigación del Uso Racional de la Energía y Preservación del Medio Ambiente - UREMA de la Universidad del Norte, donde se está realizando esta investigación, los autores deciden utilizar el método de detección de oscilaciones propuesto por M. Sanjuán en 2006 [92] llamado Algoritmo de Detección de Picos (Peak Detection Algorithm). El algoritmo de detección de picos se basa en el supuesto de que la respuesta de lazo cerrado oscilatorio puede identificarse como un modelo de segundo orden. Los parámetros que deben identificarse a partir del comportamiento oscilatorio observado son la frecuencia natural amortiguada, ω_D , y la relación de amortiguamiento, ζ . Estos dos parámetros indicarán qué tan oscilante es la respuesta.

Si se observa un comportamiento oscilatorio, como el que se presenta en la Figura 53, la frecuencia natural amortiguada y la relación de amortiguamiento se pueden calcular a partir de un análisis dinámico de la respuesta del lazo cerrado ante un paso escalón.

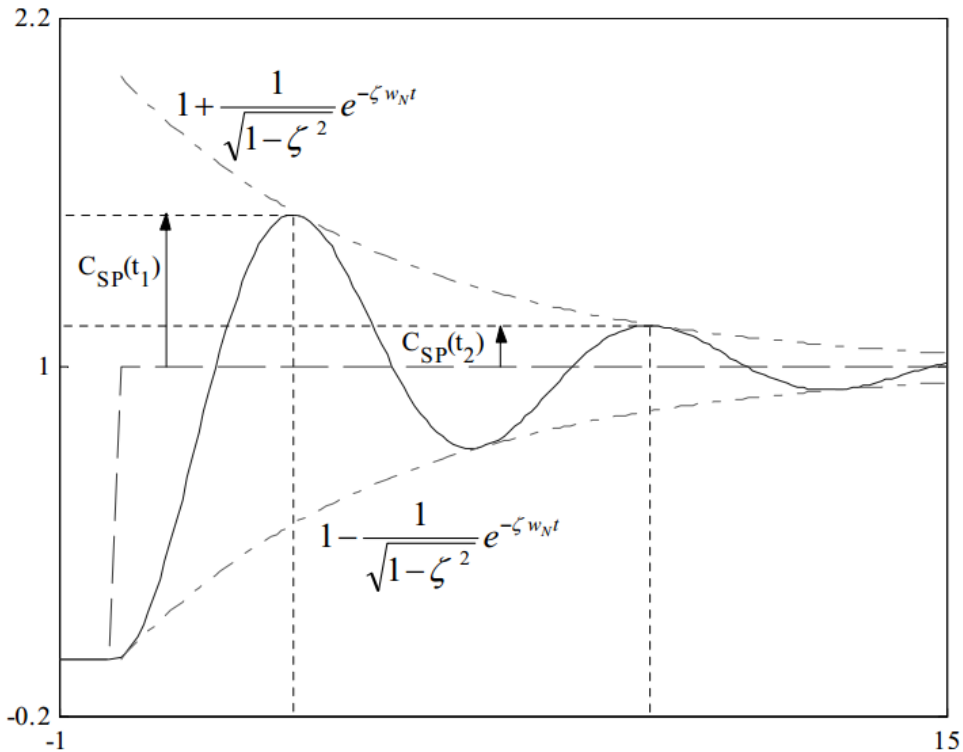


Figura 34 Respuesta subamortiguada de un sistema de segundo orden, tomada de [92]

Para calcular la frecuencia natural amortiguada y el coeficiente de amortiguamiento a partir del periodo de la oscilación, al usar las variables de desviación para el setpoint y la respuesta del sensor, se parte de la ecuación diferencial que describe a un sistema de segundo orden [92]:

$$\frac{d^2C(t)}{dt^2} + 2\xi w_N \frac{dC(t)}{dt} + w_N^2 C(t) = w_N^2 C^{SET}(t) \quad (3.38)$$

En donde, $C(t)$ es la señal del sensor en variable de desviación, $C^{SET}(t)$ es la señal del setpoint en variable de desviación y w_N es la frecuencia natural del sistema. Dado que la ecuación anterior es lineal, se puede reescribir en el dominio de la frecuencia utilizando la transformada de Laplace:

$$s^2 C(s) + 2\xi w_N C(s) + w_N^2 C(s) = w_N^2 C^{SET}(s) \quad (3.39)$$

$$G_{CLTF}(s) = \frac{C(s)}{C^{SET}(s)} = \frac{w_N^2}{s^2 + 2\xi w_N s + w_N^2} \quad (3.40)$$

Si se realiza un paso escalón Δ en el setpoint, se tiene que:

$$C(s) = \frac{\Delta w_N^2}{s(s^2 + 2\xi w_N s + w_N^2)} = \Delta \left[\frac{1}{s} - \frac{s + 2\xi w_N}{s^2 + 2\xi w_N s + w_N^2} \right]$$

$$C(s) = \Delta \left[\frac{1}{s} - \frac{s + \sigma}{(s + \sigma)^2 + w_N^2} - \frac{\sigma}{(s + \sigma)^2 + w_N^2} \right] \quad (3.41)$$

En donde, $\sigma = \xi w_N$ y $w_D = w_N \sqrt{1 - \xi^2}$. Utilizando la transformada inversa de Laplace, se obtiene la solución en el dominio del tiempo:

$$C(t) = \Delta \left[1 - e^{-\sigma t} \cos(w_D t) - \frac{\sigma}{w_D} e^{-\sigma t} \sin(w_D t) \right]$$

$$C(t) = \Delta \left[1 - e^{-\xi w_N t} \left[\cos(w_D t) + \frac{\xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin(w_D t) \right] \right] \quad (3.42)$$

Recordando que $A \cos(at) + B \sin(at) = D \sin(at + \theta)$, donde $D = \sqrt{A^2 + B^2}$ y $\theta = \tan^{-1} \left(\frac{A}{B} \right)$, la ecuación anterior se puede reescribir como:

$$C(t) = \Delta \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi w_N t} \sin(w_D t + \theta) \right] \text{ con } \theta = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} \right) \quad (3.43)$$

Definiendo $C_{SP}(t)$ como la desviación de la variable controlada del setpoint, se tiene que:

$$C_{SP}(t) = C^{SET}(t) - C(t) = \Delta - C(t)$$

$$C_{SP}(t) = \frac{\Delta}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi w_N t} \sin(w_D t + \theta) \quad (3.44)$$

Evaluando esta expresión en el tiempo en el que ocurre el primer pico t_1 , y un periodo después $t_1 + T_D$ se tiene que:

$$C_{SP}(t_1) = \frac{\Delta}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi w_N t_1} \sin(w_D t_1 + \theta) \quad (3.45)$$

$$C_{SP}(t_2) = \frac{\Delta}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi w_N t_1} e^{-\xi w_N T_D} \sin(w_D t_1 + \theta) \quad (3.46)$$

Si se calcula la razón r_T entre estos dos valores se tiene que:

$$r_T = \frac{C_{SP}(t_1)}{C_{SP}(t_2)} = \frac{\frac{\Delta}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi w_N t_1} \sin(w_D t_1 + \theta)}{\frac{\Delta}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi w_N t_1} e^{-\xi w_N T_D} \sin(w_D t_1 + \theta)}$$

$$r_T = e^{\xi w_N T_D}$$

$$\ln(r_T) = \xi w_N T_D = \xi w_N \frac{2\pi}{w_D} = \xi w_N \frac{2\pi}{w_N \sqrt{1-\xi^2}} = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

Por lo tanto,

$$\xi = \frac{\ln(r_T)}{\sqrt{4\pi^2 + \ln^2(r_T)}} \quad (3.47)$$

Y por definición:

$$w_D = \frac{2\pi}{T_D} = \frac{2\pi}{t_2 - t_1}$$

$$w_N = \frac{w_D}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{2\pi}{T_D \sqrt{1-\xi^2}} = \frac{2\pi}{T_D \sqrt{1 - \left(\frac{\ln(r_T)}{\sqrt{4\pi^2 + \ln^2(r_T)}} \right)^2}} \quad (3.48)$$

Estos dos parámetros, ω_D y ζ son la salida del algoritmo de detección de picos. Adicional a esto parámetros, también se calcula la regularidad de la oscilación para asegurar que es una oscilación sostenida y no hacer una falsa detección. La regularidad de una señal oscilatoria se traduce en una cantidad que representa el comportamiento no aleatorio. Si la variación en la señal se debe a perturbaciones aleatorias, el período de oscilación mantendrá una distribución más amplia en comparación con la de una verdadera naturaleza oscilatoria. La regularidad de las oscilaciones se puede definir como

$$r = f\left(\frac{\overline{T_p}}{\sigma_{T_p}}\right) \quad (3.49)$$

Donde $\overline{T_p}$ es el valor medio, y σ_{T_p} la desviación estándar de los períodos T_{pi} en intervalos de señal adyacentes. Una oscilación regular cruzará la media de la señal a intervalos regulares. Por lo tanto, los intervalos entre cruces de cero de una tendencia de tiempo oscilatorio se pueden aprovechar para la detección en línea de oscilaciones: la desviación de los intervalos entre cruces de cero se compara con la longitud del intervalo medio; una pequeña desviación indica una oscilación. La selección del umbral es independiente de la señal, es decir, no es necesario escalar las señales individuales. Sin embargo, el ruido puede causar cruces "falsos", y la derivada y los transitorios destruirán la noción de la media de la señal. En lugar de observar los cruces por cero de la tendencia en el tiempo, Thornhill et al. (2003c) sugirió utilizar los cruces por cero de la ACF. Al observar la regularidad del período, se puede detectar una oscilación. La regularidad se evalúa mediante el uso de un estadístico, r , denominado factor de regularidad. Este estadístico se deriva de la secuencia de razones entre intervalos adyacentes Δt_i en la que las desviaciones cruzan el umbral. Por lo tanto, el período medio de la oscilación $\overline{T_p}$ se puede determinar a partir de

$$\overline{T_p} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (t_i - t_{i-1}) \quad (3.50)$$

Y el factor de regularidad dimensional como (Thornhill et al.):

$$r = \frac{1}{3} \frac{\overline{T_p}}{\sigma_{T_p}} \quad (3.51)$$

Donde σ_{T_p} la desviación estándar de T_{pi} . Una oscilación se considera regular con un período bien definido si r es mayor que la unidad, es decir,

$$r > 1 \quad (3.52)$$

El factor de regularidad r puede ser considerado como un índice de oscilación.

3.5 Esquema General de la Estrategia Diseñada

En esta sección se presenta un diagrama de flujo de la estrategia diseñada. La estrategia consiste en monitorear la señal de la variable controlada o salida del sensor y la señal de salida del controlador. Mediante el algoritmo de detección de picos y el índice de regularidad, se detecta la existencia o no de una oscilación sostenida en la variable controlada. Considerando la existencia de esta oscilación sostenida, se fuerza la salida del controlador al valor medio de su señal (que al ser oscilatoria la variable controlada, también es oscilatoria la salida del controlador), dejándolo fijo durante un tiempo equivalente a cinco veces el periodo de la oscilación detectada. Si el comportamiento oscilatorio se mantiene en la variable controlada, se determina que esta es causa de una perturbación (o múltiples perturbaciones) y se re-sintoniza el controlador mediante las ecuaciones obtenidas en esta investigación. Por último, se verifica que el desempeño del lazo mejoró, corroborando que el índice de atenuación (AI) es menor en comparación a antes de realizar la re-sintonización, si efectivamente el AI es menor, se da por terminado la ejecución de la estrategia, de no ser así, se envía una notificación al ingeniero de control para que tome acciones sobre este lazo. La Figura 35 y 36 describen la estrategia diseñada.

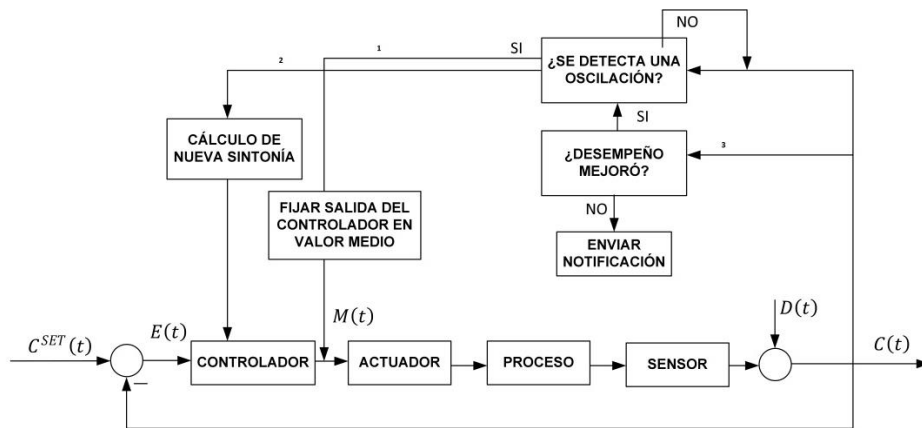


Figura 35 Diagrama de bloques de la estrategia diseñada

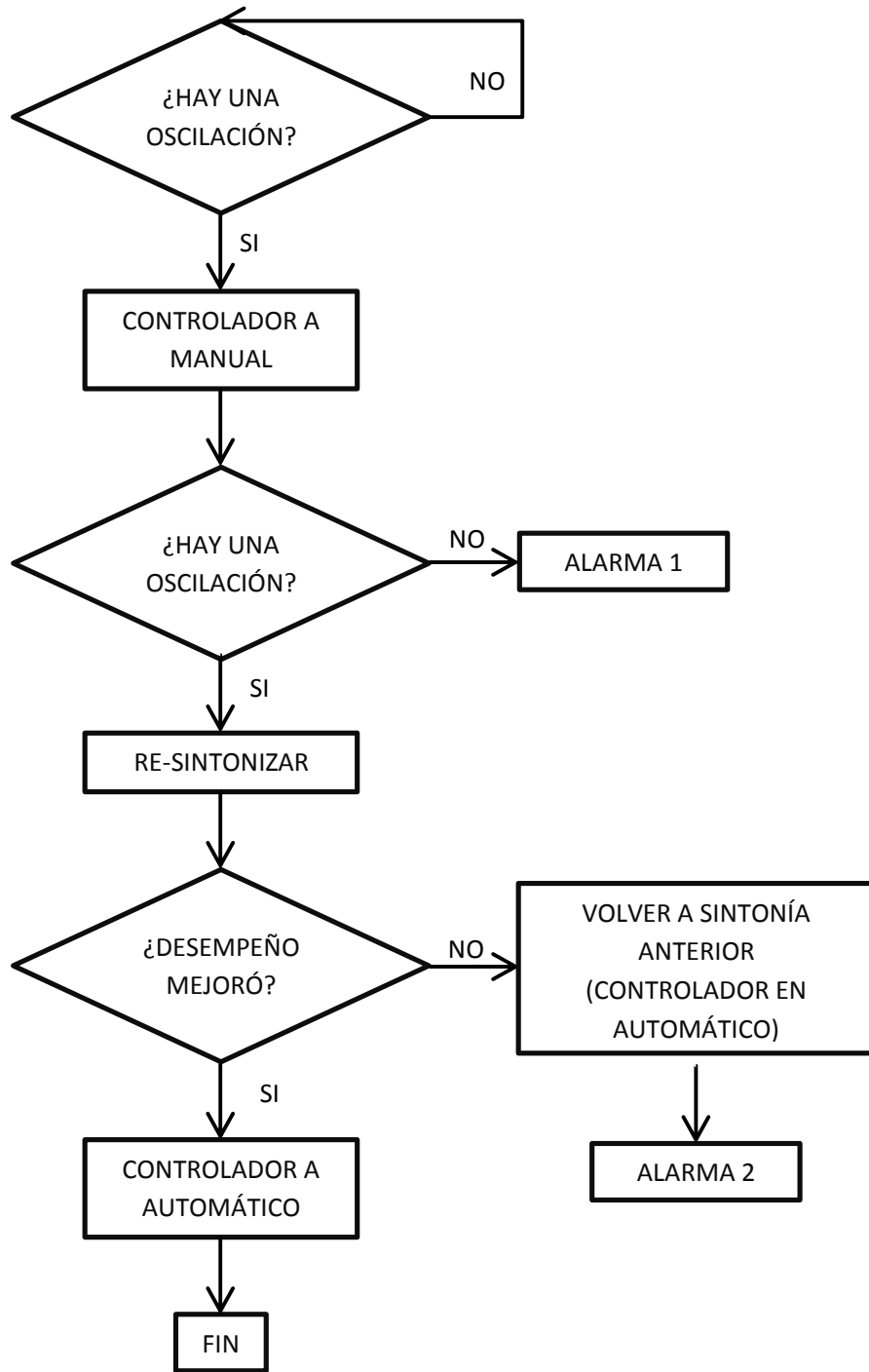


Figura 36 Diagrama de flujo de la estrategia diseñada

4. IMPLEMENTACIÓN ESTRATEGIA DISEÑADA

En esta sección se comprueban las ecuaciones obtenidas mediante la implementación de ellas para controlar un proceso general modelado con una FOPDT y un controlador en un sistema en lazo cerrado bajo una perturbación oscilatoria.

Se considera el caso de un proceso en estado estable modelado como una FOPDT, con parámetros $K_p = 0.5 \frac{\%TO}{\%CO}$, $\tau = 3 \text{ min}$, $t_0 = 3 \text{ min}$. El valor en estado estable de la salida del sensor es $\bar{C}(t) = 18.4674 \%TO$ y la salida del controlador es $\bar{M}(t) = 38.7298 \%CO$. Se considera un ruido en la señal del sensor de $0.5\%TO$. Se considera una perturbación oscilatoria, en este caso una sinusoidal con amplitud $A = 5$ y frecuencia angular $\omega = 0.5 \text{ rad/s}$. Los programas fueron desarrollados en Matlab™ y las simulaciones fueron construidas en Simulink™. El diagrama de bloques de la simulación se muestra en la Figura 37.

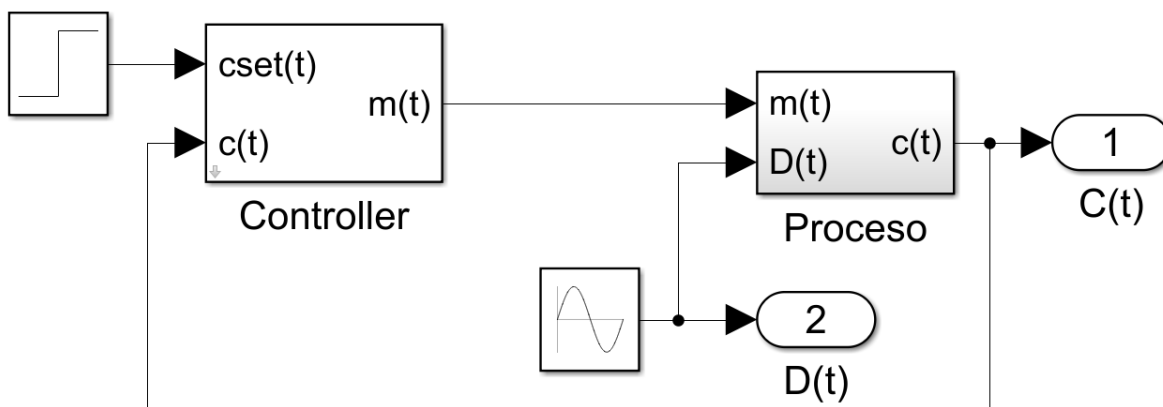


Figura 37 Diagrama de bloques de la simulación

El comportamiento de la variable controlada $C(t)$ bajo un lazo de control con un controlador proporcional sintonizado con la sintonía tradicional lambda se presenta en la Figura 38, mientras que el de la salida del controlador se presenta en la Figura 39. Este comportamiento refleja un índice de atenuación de $AI = 1.5261$. En esta situación la ganancia del controlador es (recordando que la sintonía lambda tradicional para un controlador proporcional recomienda un $\lambda = 0$):

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{\tau}{K_p t_0} = \frac{3}{0.5 * 3} = 2 \frac{\%TO}{\%CO} \quad (4.1)$$

Utilizando la ecuación analítica desarrollada para el controlador proporcional, se obtiene un comportamiento como el mostrado en la Figura 40, es importante resaltar que se debe cumplir la restricción de $0.6099 \text{ radianes} \leq \theta \leq 3.2711 \text{ radianes}$, para este caso $\theta = 3 * 0.5 = 1.5$ y por ende $0.6099 \text{ radianes} \leq 1.5 \text{ rad} \leq 3.2711 \text{ radianes}$ por lo que sí es válido usar la ecuación analítica desarrollada.

$$K_c = \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) - \frac{1}{K_p} \cos(t_0 \omega_D) \quad (4.2)$$

$$= 2 * 3 * 0.5 * \sin(3 * 0.5) - \frac{1}{0.5} \cos(3 * 0.5) = 2.8510 \frac{\%TO}{\%CO}$$

Utilizando la ecuación desarrollada analíticamente se obtiene un $AI = 1.6368$.

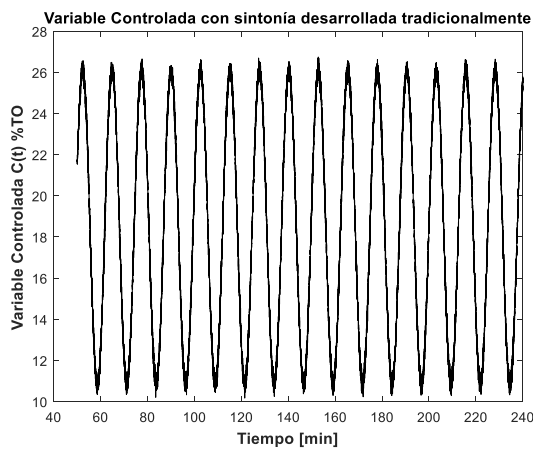


Figura 38 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía tradicional

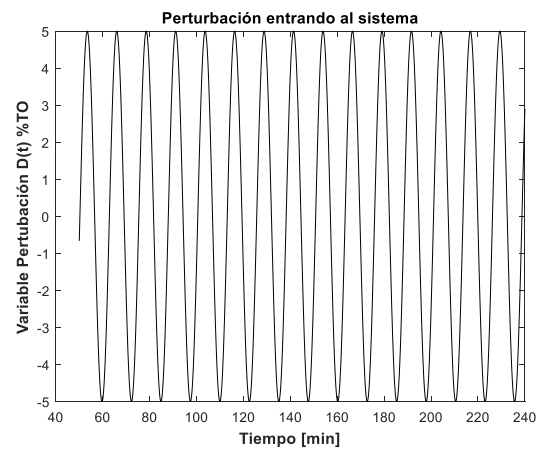


Figura 39 Comportamiento de la variable de perturbación oscilatoria

Utilizando la ecuación obtenida experimentalmente, la ganancia del controlador sería:

$$\lambda = -0.67938 K_p \tau^{1.014} + 0.012396 \frac{t_0}{\omega} \quad (4.3)$$

$$= -0.67938 * 0.5 * 3^{1.014} + 0.012396 * \frac{3}{0.5} = -0.9605$$

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{3}{0.5 * (-0.9605 + 3)} = 2.9419 \quad (4.4)$$

Obteniendo un comportamiento como el mostrado en las Figuras 41 y 42 obteniendo un $AI = 1.6381$. Sin embargo, al utilizar el resultado obtenido en la corrida experimental de esta condición, se obtendría un λ de 30 (el máximo valor para lambda en el rango experimental trabajado), resultando en una ganancia del controlador proporcional de

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{3}{0.5 * (30 + 3)} = 0.1887 \quad (4.5)$$

Y un $AI = 1.0443$, como se aprecia en la figura 43. Lo anterior indican que con la ecuación desarrollada analíticamente para el controlador proporcional, el efecto de filtrado del controlador no es apreciable. Para el caso de la ecuación desarrollada experimentalmente si muestra una mejoría con respecto a la ecuación analítica, pero aun así el efecto de filtro no es mejor que el que tiene al sintonía tradicional. Sin embargo, si se realiza ejercicio de variar el valor de lambda para encontrar el mejor valor para efectos del controlador como filtro ante una perturbacion oscilatoria, se encuentra que para un controlador proporcional, la tendencia es que a medida que aumenta el valor de lambda, se obtiene un mejor comportamiento de filtrado ante una perturbación oscilatoria, además se encuentra que sí existe un valor que mejora el efecto de filtrado en comparacion a la sintonia tradicional en un 31.57 % al pasar de un índice de atenuación de 1.5261 a 1.0443.

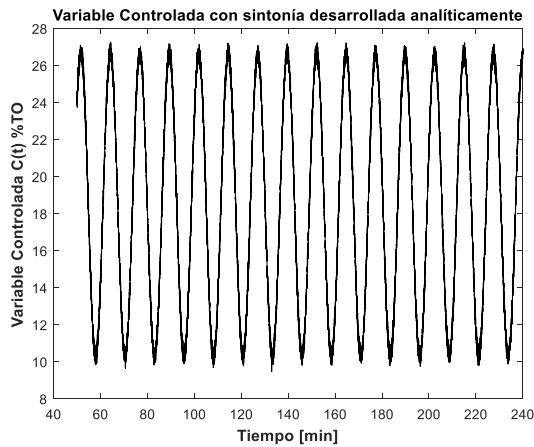


Figura 40 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada analíticamente

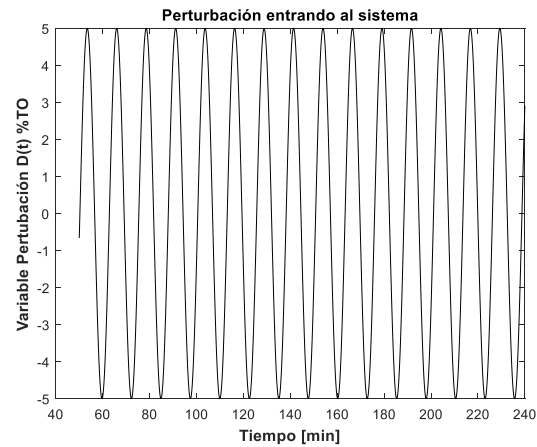


Figura 41 Comportamiento de la variable de perturbación oscilatoria

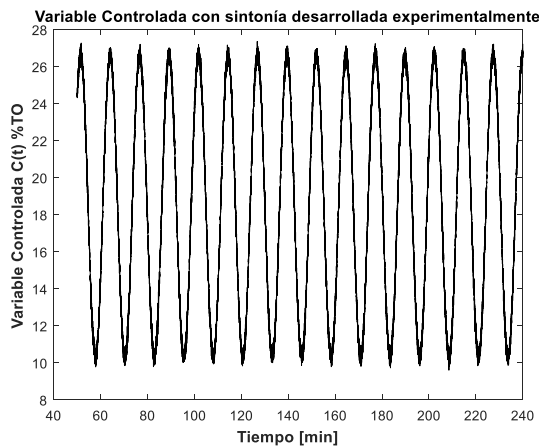


Figura 42 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada experimentalmente

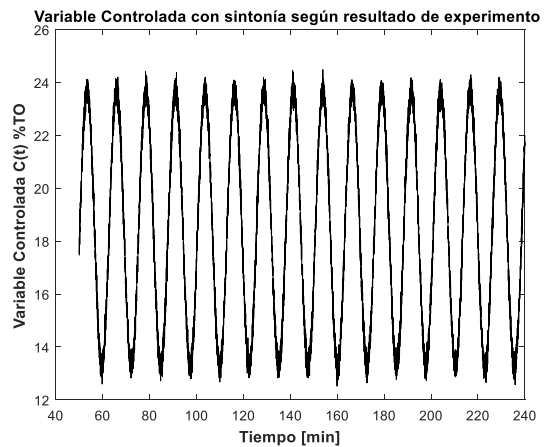


Figura 43 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía según resultado de experimento

Ahora se considera el caso de un controlador proporcional-integral. Se considera el caso de un proceso en estado estable modelado como una FOPDT, con parámetros $K_p = 2.5 \frac{\%TO}{\%CO}$, $\tau = 1 \text{ min}$, $t_0 = 0.2 \text{ min}$. El valor en estado estable de la salida del sensor es $\bar{C}(t) = 18.4674 \%TO$ y la salida del controlador es $\bar{M}(t) = 38.7298 \%CO$. Se considera un

ruido en la señal del sensor de $0.5\%T0$. Se considera una perturbación oscilatoria, en este caso una sinusoidal con amplitud $A = 5$ y frecuencia angular $\omega = 1$ rad/s.

El comportamiento de la variable controlada $C(t)$ bajo un lazo de control con un controlador proporcional-integral sintonizado con la sintonía tradicional lambda se presenta en la Figura 44, mientras que el de la salida del controlador se presenta en la Figura 45. Este comportamiento refleja un índice de atenuación de $AI = 0.3994$. En esta situación la ganancia del controlador es (recordando que la sintonía lambda tradicional para un controlador proporcional recomienda un $\lambda = t_0$):

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{\tau}{K_p(t_0 + t_0)} = \frac{\tau}{2K_p t_0} = \frac{1}{2 * 2.5 * 0.2} = 1 \frac{\%CO}{\%MO} \quad (4.6)$$

Utilizando la ecuación analítica desarrollada para el controlador proporcional, se obtiene un comportamiento como el mostrado en la Figura 46, es importante resaltar que se debe cumplir la restricción de $0 \text{ radianes} \leq \theta \leq \pi \text{ radianes}$, para este caso $\theta = 2 * 1 = 2 \text{ radianes}$, por lo que $0 \text{ radianes} \leq 2 \text{ rad} \leq \pi \text{ radianes}$ por lo que si es válido usar la ecuación desarrollada.

$$K_c = \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) = \frac{1}{2.5 * 0.2} * 0.2 * 1 * \sin(0.2 * 1) = 0.0795 \quad (4.7)$$

Utilizando la ecuación desarrollada analíticamente se obtiene un $AI = 1.0238$

Utilizando la ecuación obtenida experimentalmente, la ganancia del controlador sería:

$$\begin{aligned} \lambda &= -0.045297 \tau t_0^{1.014} - 0.32272 \sin\left(\frac{t_0}{\tau}\right) \\ &= -0.045297 * 1 * 0.2^{1.014} - 0.32272 * \sin\left(\frac{0.2}{1}\right) = -0.0730 \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{1}{2.5 * (-0.0730 + 0.2)} = 3.1496 \quad (4.9)$$

Obteniendo un comportamiento como el mostrado en las Figuras 47 y 48 y obteniendo un $AI = 0.3293$. Sin embargo, al utilizar el resultado obtenido en la corrida experimental de esta condición, se obtendría un λ de -0.06 resultando en una ganancia del controlador proporcional de

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = \frac{1}{2.5 * (-0.06 + 0.2)} = 2.8571 \quad (4.10)$$

Obteniendo un índice de atenuación de $AI = 0.1567$, obteniendo un comportamiento como el mostrado en la Figura 49 Estos resultados indican que con la ecuación desarrollada analíticamente para el controlador proporcional-integral, el efecto de filtrado del controlador no es apreciable. Para el caso de la ecuación desarrollada experimentalmente si muestra una mejoría en comparación a la sintonía tradicional y a la sintonía desarrollada

analíticamente. En comparación a la sintonía tradicional, con la ecuación desarrollada experimentalmente se obtiene una mejora del 17.5%. Sin embargo, si se realiza ejercicio de variar el valor de lambda para encontrar el mejor valor para efectos del controlador como filtro de la perturbación oscilatoria, se encuentra que existe un valor que mejora el efecto de filtrado en comparación a la sintonía tradicional (60.77%) e incluso a la sintonía desarrollada experimentalmente (52.41%).

El impacto obtenido con la estrategia de re-sintonización diseñada se puede expresar mediante la relación del índice de atenuación con la sintonía propuesta versus el índice de atenuación con la sintonía tradicional de la siguiente manera:

$$\eta_{AI} = \frac{AI_{re-sintonizado}}{AI_{original}} \quad (4.11)$$

Cabe mencionar que este indicador debería oscilar entre 0 y 1. Un valor de cero se obtendría con una sintonía que elimine por completo la oscilación presentada (caso ideal no realizable) y un valor de uno se obtendría al permanecer con la sintonía original (sin cambiar la sintonía inicial). Un mejor efecto de filtrado del controlador se presenta entre menor sea el valor de η_{AI} . Valor por encima de uno en el cálculo de η_{AI} indica que la sintonía utilizada empeora la situación inicial.

Un resumen de los resultados obtenidos en esta sección se presenta en la Tabla 12. Los valores en negativo de los porcentaje indican que la sintonía utilizada empeoró el desempeño en comparación a la utilizada originalmente.

Tabla 12 Resumen de resultados obtenidos en la implementación de la estrategia diseñada

Tipo de Controlador	Sintonía Utilizada	AI	% Mejora	η_{AI}
Proporcional (P)	Tradicional	1.5261	-	1.0000
	Ec. Analítica	1.6368	-7.25 %	1.0734
	Ec. Experimental	1.6381	-7.34 %	1.0725
	Experimental	1.0443	31.57 %	0.6843
Proporcional-Integral (PI)	Tradicional	0.3994	-	1.0000
	Ec. Analítica	1.0238	-156.33 %	2.5633
	Ec. Experimental	0.3293	17.5 %	0.8245
	Experimental	0.1567	60.77 %	0.3923

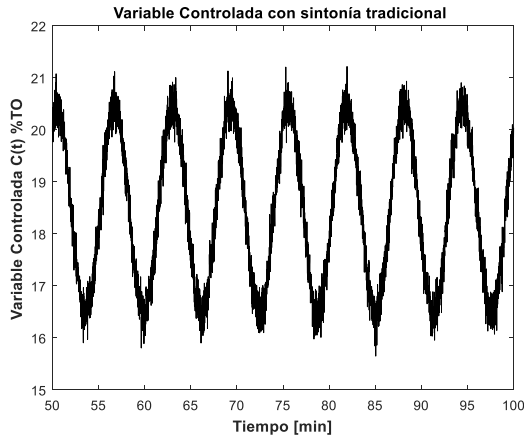


Figura 44 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía tradicional

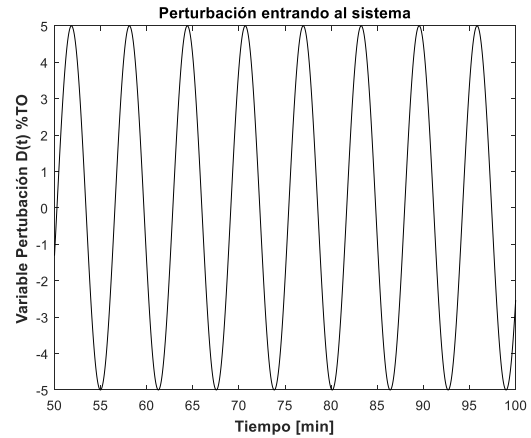


Figura 45 Comportamiento de la variable manipulada utilizando sintonía tradicional

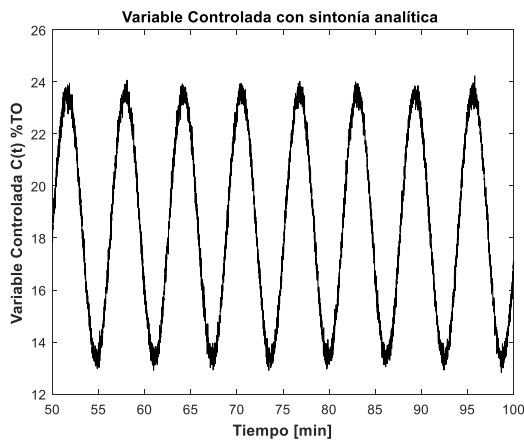


Figura 46 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada analíticamente

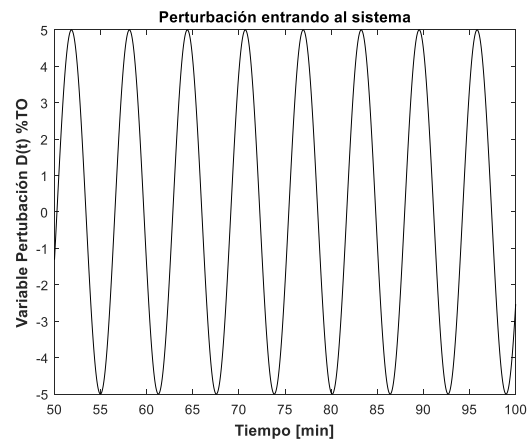


Figura 47 Comportamiento de la variable manipulada utilizando sintonía desarrollada analíticamente

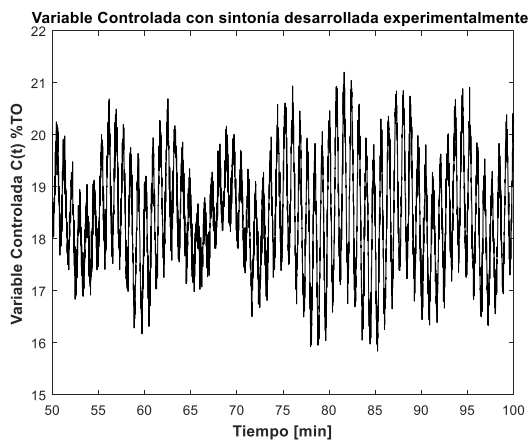


Figura 48 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía desarrollada experimentalmente

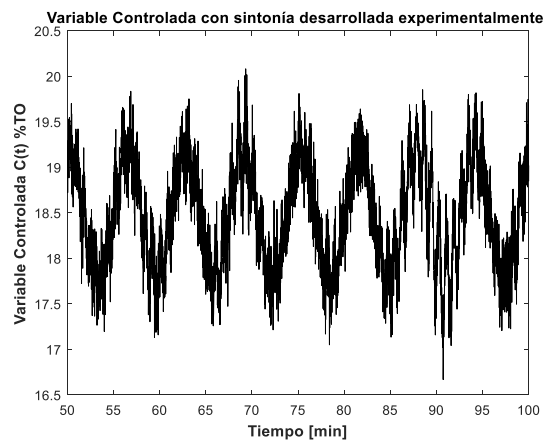


Figura 49 Comportamiento de la variable controlada utilizando sintonía según resultado de experimento

5. VALIDACIÓN EN UN CASO ESTUDIO: REACTOR DE AGITACIÓN CONTINUA (CSTR)

Para validar el desempeño de las estrategias desarrolladas se realiza su implementación en un proceso tipo. El reactor endotérmico de flujo continuo presentado en [92], mostrado en la Figura 50, se simula para este propósito. Este proceso es adecuado para la validación debido a su naturaleza no lineal, y a la cantidad de variables y parámetros que se pueden manipular, además de que no es un proceso ajeno al ambiente industrial.

5.1 Descripción del Proceso

5.1.1. Descripción General

El reactor de agitación continua (continuous stirred-tank reactor, CSTR) es un proceso químico típico dentro del estudio de estrategias de control y supervisión, debido a su naturaleza no lineal y la gran cantidad de variables que pueden medirse (Ver Figura 50). En este caso en particular, dentro del reactor endotérmico se desarrollan dos reacciones no reversibles. Para ello, es necesario añadir agua como reactivo en exceso y calor – debido a la naturaleza endotérmica de la reacción química. Así, el calor necesario es proporcionado a través de la condensación de vapor circulando a través de un serpentín. Se desea controlar la concentración de producto a la salida del reactor y la temperatura dentro del mismo, manipulando el flujo de agua y vapor respectivamente.

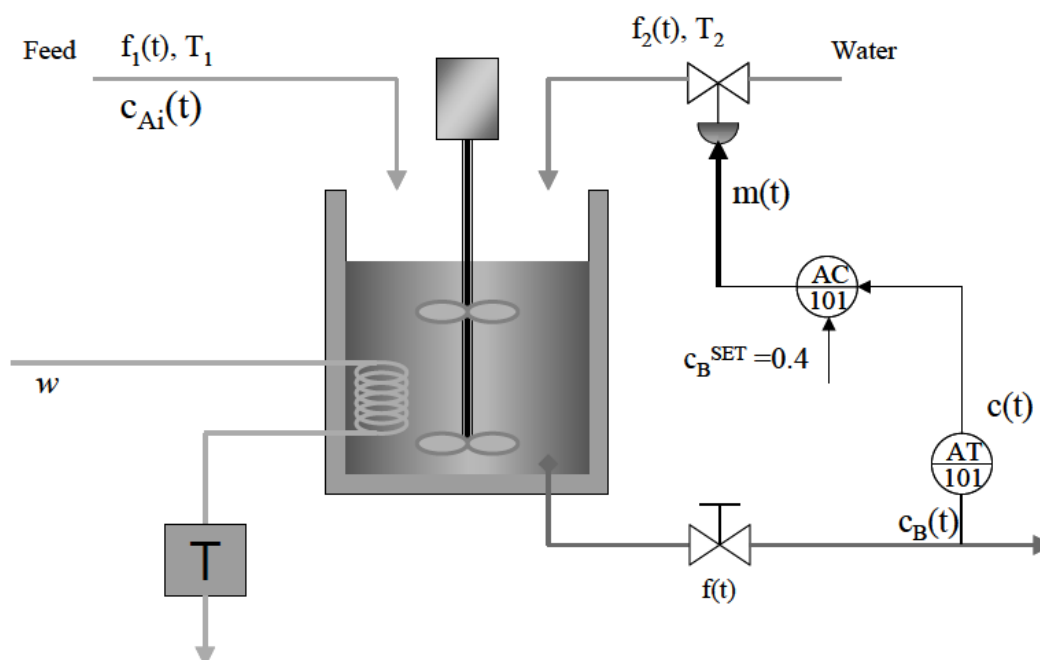


Figura 50 Reactor endotérmico de flujo continuo, tomado de [92]

Al reactor endotérmico ingresa el reactivo A en donde se descompone en los productos B y C. Este último a su vez se descompone en B y E de manera no reversible. Las siguientes ecuaciones describen las reacciones que se presentan simultáneamente en el reactor:



Para que estas reacciones ocurran es necesario que al reactivo A se le añada agua como reactivo en exceso y calor, dado que dicha reacción es endotérmica con un calor de reacción dado. Por este motivo la segunda corriente que ingresa al reactor es agua pura y se utiliza el calor cedido por la condensación de un vapor para calentar la mezcla.

Para el desarrollo del modelo dinámico del reactor se realizaron las siguientes suposiciones:

- El reactor está bien mezclado y por lo tanto posee propiedades uniformes.
- No hay transferencia de calor entre el reactor y los alrededores.
- No hay transferencia de calor en la tubería.
- El vapor entra al serpentín como vapor saturado y sale como líquido saturado.

De la cinética de la reacción se conoce que:

$$\begin{aligned} r_A(t) &= K_0 C_A(t) C_B(t) e^{-\frac{E}{RT(t)}} \quad 1ec, 4inc \{ r_A(t), C_A(t), C_B(t), T(t) \} \\ r_C(t) &= K_0' C_A(t) C_C(t) \quad 2ec, 6inc \{ C_C(t), r_C(t) \} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Aparte, se sabe que la densidad del producto depende de la concentración B en el mismo de la siguiente manera:

$$\rho(t) = \rho_0 + dC_B(t) \quad 3ec, 7inc \{ \rho(t) \} \quad (5.3)$$

Sabiendo lo anterior se realizan los balances de masa correspondientes:

Balance de masa global:

$$\rho_0 f_1(t) + \rho_w f_2(t) - \rho(t) f(t) = A \frac{d}{dt} (h(t) \rho(t)) \quad 4ec, 9inc \{ f(t), h(t) \} \quad (5.4)$$

En donde:

$$f(t) = C_{val} \sqrt{h(t)} \quad 5ec, 9inc \quad (5.5)$$

Balance de componente A:

$$C_{A1}(t)f_1(t) - C_A(t)f(t) - Ar_A(t)h(t) = A \frac{d}{dt}(h(t)C_A(t)) \quad 6ec, 9inc \quad (5.6)$$

Balance de componte B:

$$-C_B(t)f(t) + \frac{1}{2}Ar_A(t)h(t) + \frac{1}{2}Ar_C(t)h(t) = A \frac{d}{dt}(h(t)C_B(t)) \quad 7ec, 9inc \quad (5.7)$$

Balance de componte C:

$$-C_C(t)f(t) + \frac{1}{2}Ar_A(t)h(t) - Ar_C(t)h(t) = A \frac{d}{dt}(h(t)C_B(t)) \quad 8ec, 9inc \quad (5.8)$$

Seguidamente se plantean las ecuaciones de conservación de la energía.

Balance de energía en el reactor:

$$\begin{aligned} \rho_0 C p_1 \bar{T}_1 f_1(t) + \rho_w C p_w \bar{T}_w f_2(t) - \rho(t) C_p f(t) T(t) + U A_{coil} (T_c(t) - T(t)) \\ + -\Delta H R_A Ar_A(t) h(t) = A \frac{d}{dt} (h(t) \rho(t)) \quad 9ec, 10inc \quad \{ T_c(t) \} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Balance de energía en el serpentín:

$$\lambda W(t) - U A_c (T_c(t) - T(t)) = C p_{coil} \rho_{coil} L_{coil} \frac{dT_c(t)}{dt} \quad 10ec, 10inc \quad (5.10)$$

Además de las ecuaciones presentadas, debido al diseño del reactor, los sensores de concentración y temperatura se encuentran ubicados aguas abajo L_{pipe} pies del reactor, por lo cual se debe tener en cuenta el retraso por transporte que esto ocasiona en las variables de interés ($C_B(t)$ y $T(t)$).

El tiempo muerto de este modelo se define como:

$$t_0(t) = \frac{L_{pipe} A_{pipe}}{f(t)} \quad 11ec, 11inc \quad \{ t_0(t) \} \quad (5.11)$$

Por lo cual:

$$C_{B_{downstream}}^{(t)} = C_B(t - t_0(t)) \quad 12ec, 12inc \quad \{ C_{B_{downstream}}^{(t)} \} \quad (5.12)$$

$$T_{downstream}^{(t)} = T(t - t_0(t)) \quad 13ec, 13inc \quad \{ T_{downstream}^{(t)} \} \quad (5.13)$$

5.1.2. Parámetros de Proceso

En la Tabla 13 se presenta un listado de las propiedades termodinámicas y los estados estables del proceso, las unidades de estos parámetros se presentan en el sistema de unidades inglés.

Tabla 13 Parámetros de operación del reactor endotérmico

Variable	Valor	Unidad
Serpentín		
L_{coil}	240	ft
U	5.25	BTU/min ft ² °F
Cp_{coil}	0.14	BTU/lb °F
OD	4.5	in
ρ_l	11.2	lb/ft
Reacciones		
E	27820	BTU/lbmole
R	1.987	BTU/lbmole R
Ko	8.5×10^{10}	ft ³ /lbmoleB min
Ko'	41	ft ³ /lbmoleA min
ΔHR_A	1000	BTU/lbmoleA
Válvula de descarga		
Cval	12.4	ft ³ /min/ft ^{0.5}
Alimentación		
ρ_0	68	lb/ft ³
d	2.4	lb/ft ³ /lbmoleB/ft ³
Cp1	0.85	BTU/lbm °F
Cv1	0.82	BTU/lbm °F

Vapor		
Λ	966	BTU/lb
Agua		
Cpw=Cvw	1	BTU/lbm °F
ρ_w	62.4	lb/ft ³
Producto		
Cp=Cv	0.9	BTU/lbm °F
Tubería		
L_{pipe}	180	Ft
ID	5.8	In
Reactor		
A	30	ft ²
Hmax	25	Ft
Valores en estado estable		
f1	18	ft ³ /min
f2	14	ft ³ /min
T1	140	°F
Tw	85	°F
CA1	0.95	lbmoleA/ft ³
W	40	lbm/min

Para la identificación del proceso se necesario que este se encuentre instrumentado, puesto que las dinámicas y ganancias de los sensores y las válvulas utilizadas van embebidas en lo que el controlador ve como proceso, además de que físicamente es imposible realizar la identificación si no se tienen los instrumentos necesarios. Los sensores y las válvulas utilizadas, no son productos comerciales puesto que se seleccionaron con fines de la simulación. Los sensores se escogieron con un span suficientemente grande como para que no se saturaran ante cambios súbitos en perturbaciones o setpoint. Mientras que las válvulas se diseñaron para que en estado estable la señal de salida del controlador fuera de 50 %CO. El resumen de los instrumentos utilizados se muestra en la Tabla 14.

Tabla 14 Listado de instrumentos CSTR

Sensores				
Nombre	Span	T	Ubicación	
TT-101	0-200 °F	0.16 min	Aguas abajo del reactor	
AT-101	0-2 lbmole/ft ³	0.8 min	Aguas abajo del reactor	
Válvulas				
Tipo	Parámetros		τ	Ubicación
Proporcional	C_v^{max}	$120.9 \frac{gpm}{\sqrt{psi}}$	0.16 min	Corriente de agua
Proporcional	C_v^{max}	$6.6 \frac{gpm}{\sqrt{psi}}$	0.16 min	Serpentín

5.1.3. Variables del Sistema de Control

En la Tabla 15 se presentan las variables utilizadas para el monitoreo del proceso.

Tabla 15 Variables del lazo de control seleccionadas para el monitoreo del proceso

Variable	Descripción
$m(t)$	Señal del controlador
$c(t)$	Señal del sensor
$K_c(t)$	Ganancia del controlador
$T_i(t)$	Tiempo integral
$e(t)$	Error
$AI(T)$	Índice de Atenuación
$r(t)$	Índice de Oscilación

Al tener tres posibles variables para manipular (corriente de alimentación de reactivo, corriente de agua, corriente de vapor a través del serpentín) las dos variables controladas (Concentración y Temperatura) se calcula la matriz de ganancias relativas para decidir cuál sería el apareamiento más adecuado. En esta investigación, se calculó la función de transferencia de cada apareamiento, la cual incluye el valor de la ganancia en estado estable, estos son mostrados a continuación:

Tabla 16 Matriz de funciones de transferencia para cada posible apareamiento de variable manipulada-controlada

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \\ G_{31} & G_{32} \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} \text{Reactivo} & \frac{-0.0834e^{-0.9379s}}{6.7455s + 1} & \frac{0.2319e^{-3.4185s}}{7.0230s + 1} \\ \text{Agua} & \frac{-0.1712e^{-0.0508s}}{6.3130s + 1} & \frac{-0.2169e^{-2.1832s}}{5.1652s + 1} \\ \text{Serpentin} & \frac{0.1398e^{-0.3886s}}{6.1640s + 1} & \frac{0.0183e^{-2.9621s}}{6.0187s + 1} \end{bmatrix}$$

Como lo indican en la Tabla 16, las filas hacen referencia a las variables manipuladas, y las columnas a las variables controladas. La primera columna refiere a la variable controlada Temperatura, en donde se aprecia que un buen candidato puede ser G_{21} o G_{31} ya que la magnitud de la ganancia es alta en comparación a las tres ganancias obtenidas. Por su parte, para el lazo de concentración, un buen candidato puede ser G_{12} o G_{22} . Como el propósito de este caso estudio es analizar el comportamiento oscilatorio que existe debido a la interacción entre un lazo y otro, se escoge G_{31} (manipular la temperatura con la válvula en el serpentín) y G_{22} (manipular la concentración con la válvula en la línea de agua), ya que la función de transferencia (o ganancia) que muestra G_{21} es relativamente alta, lo cual indica una mayor interacción entre lazos, lo cual es deseable para efectos de esta investigación.

Las variables manipuladas escogidas son el flujo de vapor (manipulada #1) y flujo de agua (manipulada #2), mientras que las variables a controlar son la temperatura (controlada #1) y la concentración aguas abajo del reactor (controlada #2).

Cabe mencionar que se utilizaron las variables pertenecientes al lazo de control de temperatura, mientras se tomó como principal perturbación a la señal del controlador del lazo de concentración; es un escenario bastante común en la práctica que la principal perturbación de un lazo de control sea la dinámica otro lazo.

5.2 Atenuación de Oscilaciones en el Sistema de Control

Utilizando los modelos de proceso FOPDT mostrados en la Tabla 16 y utilizando controlador PI para ambos lazos, se determinaron los valores recomendados por la sintonía tradicional lambda, mostrado en la Tabla 17 y dando como resultado un comportamiento como el mostrado en las Figura 51-54, ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A en $t = 50$ s. Se consideró un ruido de 1%CO en el sensor de temperatura.

Tabla 17 Sintonía lambda tradicional

Sintonía para lazo de Temperatura	Sintonía para lazo de concentración
$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = 56.7418$	$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = -5.4536$
$T_I = \tau = 6.1639$	$T_I = \tau = 5.1651$

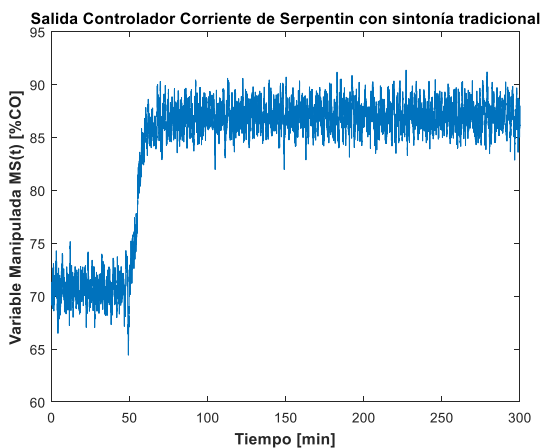


Figura 51 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A



Figura 52 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A

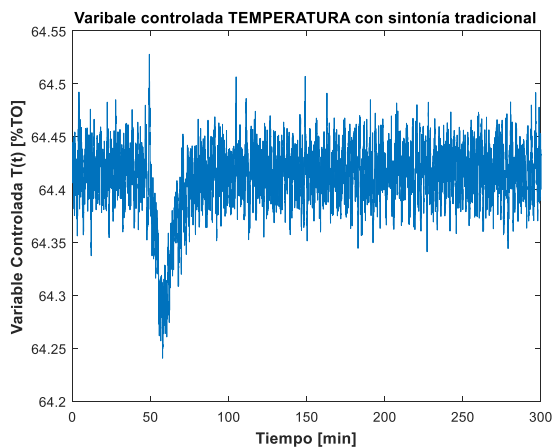


Figura 53 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A

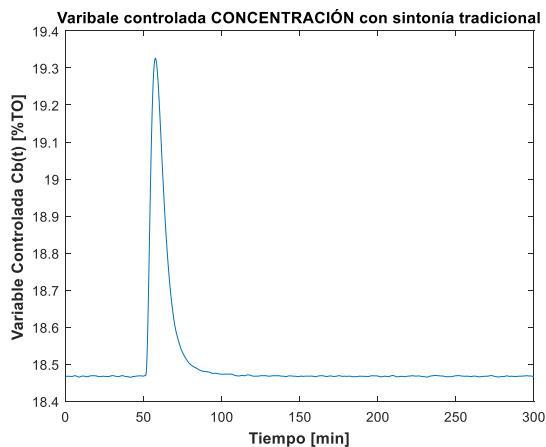


Figura 54 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A

En este escenario, el desempeño global del sistema de control es aceptable ya que ante una perturbación de un lazo de concentración, este tiene un comportamiento bastante agresivo, como se aprecia en la Figura 54, lo cual afecta al lazo de temperatura, y este toma relativamente rápido una acción correctiva y vuelve a su valor de estado estable. Ahora analicemos el caso en el que se presenta una perturbación tal que el controlador no es capaz de compensar y lo lleva al punto de estabilidad marginal, enviando una señal oscilatoria. Esto se puede hacer o bien introduciendo una perturbación que lleve al sistema de control a este punto o forzando el aumento de la ganancia del controlador,

llevándolo a la ganancia ultima. El comportamiento del sistema de control ante el mismo cambio y con una sintonía inadecuada en el lazo de concentración se muestra en las Figuras 55-58. Debido a que el lazo de control de concentración presenta un comportamiento marginalmente estable, la salida de este controlador se vuelve una señal oscilatoria permanente y recurrente, afectando el otro lazo de control y forzándolo a tener un comportamiento oscilatorio de igual manera. El índice de atenuación con las sintonías tradicional da un valor de $AI = 0.0277\%T0/\%CO$ al calcularlo como la desviación estándar de la variable controlada Temperatura versus la desviación estándar de la oscilación causante de esta situación, es decir, la salida del controlador del lazo de concentración.

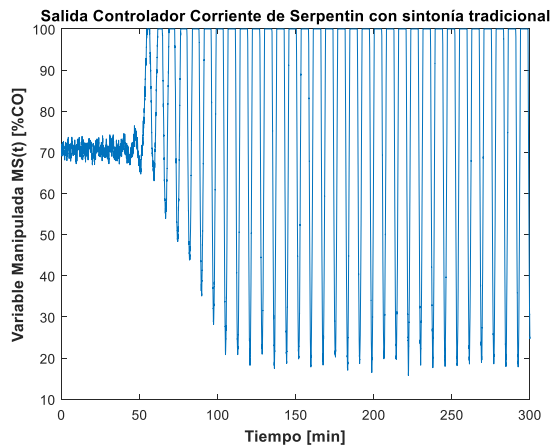


Figura 55 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

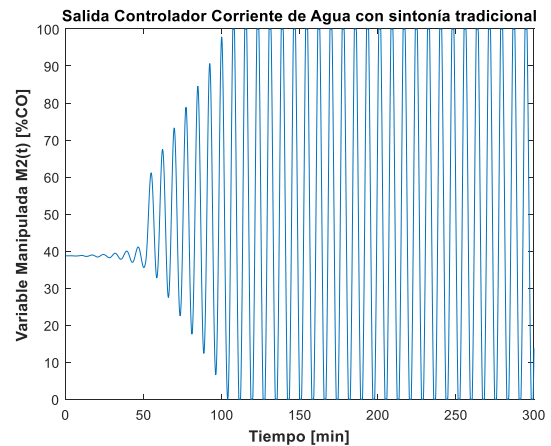


Figura 56 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

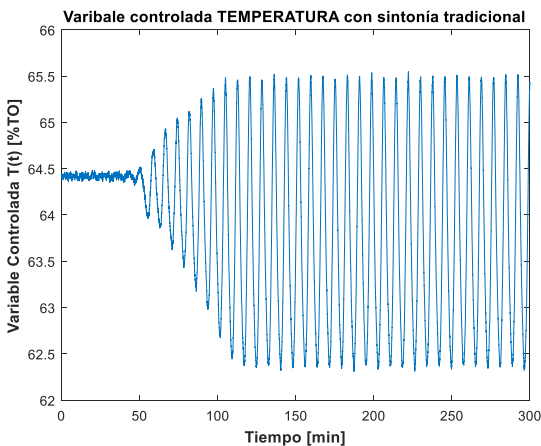


Figura 57 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

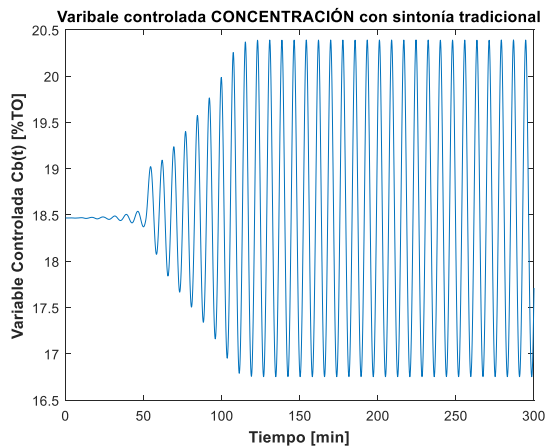


Figura 58 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

Utilizando la ecuación experimental para lambda obtenida en esta investigación, se obtienen los parámetros de sintonía mostrados en la Tabla 18, un comportamiento como el mostrado en las Figuras 59-62 y un índice de atenuación de $AI = 0.0237\%T0/\%CO$. El valor de la ganancia fue cambiado en el instante $t = 150 \text{ min}$. Este resultado comprueba

que ante una perturbación oscilatoria, con sólo modificar la sintonía del controlador, es posible mejorar el desempeño del lazo con una sintonía diferente a la tradicional ($\lambda = t_0$). La mejora de la atenuación no fue tan significativa porque la oscilación se presentó por causa de otro lazo de control en vez de una perturbación externa del proceso, recordando que las ecuaciones obtenidas fueron desarrolladas a partir de una perturbación oscilatoria externa al proceso, como lo indica la Figura 37. En este caso estudio se estudió el efecto de la un lazo de control mal sintonizado como perturbación al lazo de control con la sintonía desarrollada ya que la interacción entre lazos de control es un escenario común a nivel industrial.

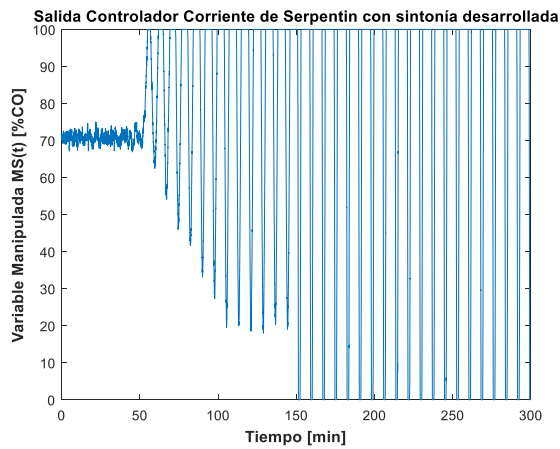


Figura 59 Comportamiento variable manipulada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y la sintonía desarrollada en esta investigación

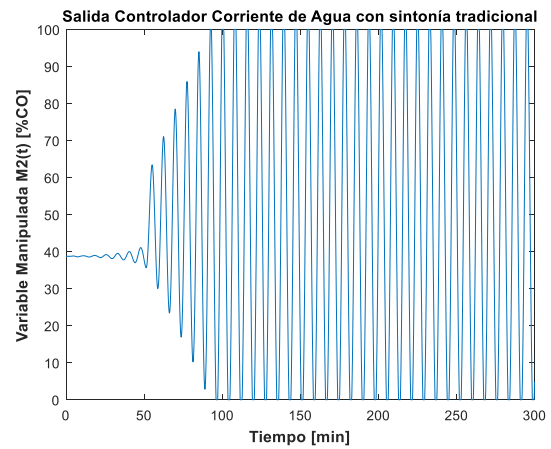


Figura 60 Comportamiento variable manipulada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

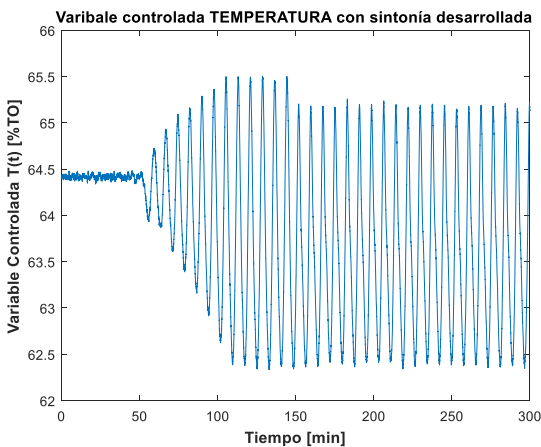


Figura 61 Comportamiento variable controlada 1 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y la sintonía desarrollada en esta investigación

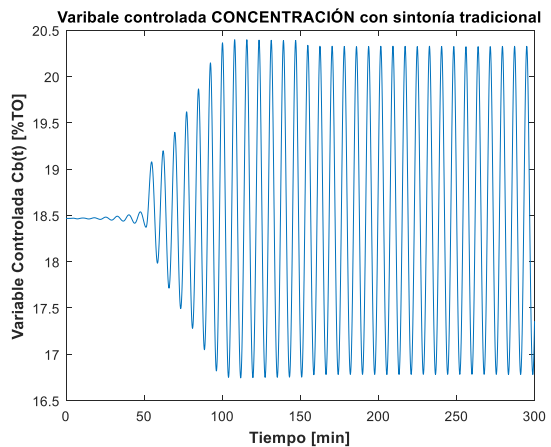


Figura 62 Comportamiento variable controlada 2 con sintonía tradicional ante una perturbación de +10% en la concentración del reactivo A y una sintonía inadecuada en el lazo de concentración

Tabla 18 Sintonía utilizando el desarrollo de esta investigación

Sintonía para lazo de Temperatura	Sintonía para lazo de concentración
$\lambda = -0.045297 \tau t_0^{1.014} - 0.32272 \sin\left(\frac{t_0}{\tau}\right)$ $= -0.1274$	$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = -5.4536$
$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} = 168.8083$	
$T_I = \tau = 6.1639$	$T_I = \tau = 5.1651$

Un resumen de los resultados obtenidos en esta sección indicando la mejora obtenida con la implementación de la estrategia diseñada se presenta en la Tabla 19.

Tabla 19 Resumen de resultados del caso estudio utilizando la estrategia diseñada

Sintonía utilizada	<i>AI</i>	% Mejora	η_{AI}
Tradicional	0.0277	-	1.0000
Estrategia propuesta	0.0237	14.4%	0.8556

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación se presentan las principales conclusiones derivadas del desarrollo de una estrategia para reducción de variabilidad en lazos de control con controladores tipo PID así como recomendaciones que podrían considerarse para trabajos futuros.

El concepto de diseño de esta estrategia de control es que cuando se presenta una perturbación oscilatoria, en lugar de diseñar el controlador para alcanzar setpoint, se resintoniza para que actúe como el mejor filtro posible. Debido a esto se definió un criterio de desempeño que buscara minimizar el efecto de una perturbación oscilatoria. Las ecuaciones desarrolladas en esta investigación se limitan a procesos auto-regulados, en donde se implementen controladores proporcional (P) y/o proporcional-integral (PI) y los rangos de los parámetros del proceso sean los que se especificaron en esta investigación y acotado al rango de θ que se definió para el caso de las ecuaciones analíticas. Más allá de θ_{max} la técnica no tiene validez porque en el caso de que la oscilación desaparezca, se perdería la capacidad de control al dejar el controlador con una acción de control incorrecta (cambio de signo en la ganancia del controlador).

En procesos termo-mecánicos como el presentado en el caso estudio, es raro que se presenten perturbaciones con una naturaleza oscilatoria pura, como si se puede dar el caso en procesos eléctricos o mecánicos; sin embargo un proceso termo-mecánico no está exento de enfrentarse a una perturbación oscilatoria ya que aunque no se den como una perturbación externa del proceso como tal, éstas pueden ocurrir debido a factores como: lazos de control aguas arriba (debido a mala sintonización o debido a que están enfrentando una no-linealidad), interacciones entre lazos, adherencia o deslizamiento en la válvula (valve stiction) que se reflejan como una oscilación. Lo anterior ocurre debido a que el controlador en su afán de ejecutar la acción de control, induce polos por fuera del eje real, es decir raíces con componentes imaginarios; el controlador con el interés de lograr estabilizar el proceso rápidamente, induce a que aparezcan estos polos al ejecutarse en lazo cerrado, generando estas oscilaciones.

Esta técnica no está limitada o restringida a un proceso con un solo lazo de control, porque la modificación se realiza sobre cada controlador individual. Esta estrategia se puede extender a más controladores sin necesidad de desarrollos matemáticos adicionales, ya que esta técnica de auto sintonía, al operar en cada controlador por individual, lo que busca hacer es cancelar una perturbación que le afecta a cada controlador independiente de cual sea la acción de control de otros controladores adyacentes. Cada controlador percibe un comportamiento y aplica la técnica para saber si la fuente de la perturbación es él o es una perturbación, recordando que para cada controlador lo que pase fuera de él es considerado como proceso, y si la oscilación no es causa de él (del controlador) entonces es debido a una perturbación, que como se ha mencionado, lo más probable es que sea debido a la acción de control de otro lazo de control.

¿Cómo es el desempeño de esta técnica cuando la causa de la oscilación es otro controlador versus cuando es una oscilación en el proceso aguas arriba?... es un tema para futuras investigaciones; en el caso estudio trabajado se comprobó que la sintonía desarrollada conlleva a actuar como un filtro ante una perturbación oscilatoria causada por un controlador mal sintonizado, sin embargo, debido a que las ecuaciones de sintonía fueron concebidas bajo el escenario de una perturbación oscilatoria externa y no como el escenario mencionado anteriormente, es de esperar un mejor desempeño frente a una perturbación oscilatoria externa.

Conceptualmente la técnica está concebida de una entrada y una salida (SISO), por lo tanto se recomienda explorar qué pasa cuando dos controladores están haciendo este tipo de compensación simultáneamente; una percepción acerca de esta conjetura es que ese comportamiento va a ser que ambos controladores actúen como filtros, es decir que se va a atenuar ambos lazos de control ya que ambos van a querer trabajar como filtros y por ende van a competir como tales, y la consecuencia de esta competencia entre ellos debe llevar a la estabilización de ambos lazos, esta es una hipótesis que queda para validar en trabajos futuros. Se recomienda explorar ecuaciones de sintonía para filtrar las perturbaciones oscilatorias cambiando los tres parámetros del controlador K_c , T_I y T_D para próximas investigaciones. En esta investigación se obtuvo un buen resultado cambiando sólo un parámetro para el caso de las ecuaciones desarrolladas experimentalmente, y esto a su vez ayuda a la posibilidad de transmitir el conocimiento a la industria al ser una técnica simple. Las ecuaciones obtenidas experimentalmente se construyeron en base a los resultados óptimos encontrados en la búsqueda manual para cada condición experimental explorada en la ejecución del experimento, sin embargo, la diferencia significativa entre los resultados mostrados en la Tabla 12 entre la fila “Ec. Experimental” y “Experimental” es debido a que fue muy complejo encontrar un modelo de regresión que se ajustara al 100% de los datos con los que se realizó dicha regresión y una diferencia de sólo 4% en el valor de la aproximación da como resultado esta diferencia en el porcentaje de mejora.

En la investigación desarrollada se encontraron casos puntuales en donde se reducía el índice de atenuación de $AI = 0.9352$ a $AI = 0.7874$ o de $AI = 0.5775$ a $AI = 0.3006$ al comparar entre la sintonía tradicional a una nueva sintonía de filtrado, lo cual en términos de error relativo se obtienen mejorías de 15.8% y 47.9%, respectivamente. Al ser este un índice basado en la desviación estándar, esto indica que sólo con modificar la ganancia del controlador, se pueden obtener reducciones significativas en la varianza de proceso, aumentando las ganancias de este. (Ver sección 1.2).

Las ecuaciones de sintonía obtenidas mediante esta investigación se presentan en la Tabla 20, donde λ es el valor recomendado para la ganancia del controlador dado por:

$$K_c = \frac{\tau}{K_p(\lambda + t_0)} \quad (6.1)$$

Tabla 20 Resumen de ecuaciones para sintonización del controlador

Tipo de Desarrollo	Controlador Proporcional (P)
Desarrollo Analítico	$K_c = \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) - \frac{1}{K_p} \cos(t_0 \omega_D)$
Desarrollo Experimental	$\lambda = -0.67938 K_p \tau^{1.014} + 0.012396 \frac{t_0}{\omega}$
	Controlador Proporcional-Integral (PI)
Desarrollo Analítico	$K_c = \frac{\tau}{K_p t_0} t_0 \omega_D \sin(t_0 \omega_D) \quad T_I = \tau$
Desarrollo Experimental	$\lambda = -0.045297 \tau t_0^{1.014} - 0.32272 \sin\left(\frac{t_0}{\tau}\right) \quad T_I = \tau$

REFERENCIAS

- [1] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Applications: Model-Based Condition Monitoring Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*, 1st ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2011.
- [2] E. L. Russell, L. H. Chiang, and R. D. Braatz, *Data-driven Methods for Fault Detection and Diagnosis in Chemical Processes*. Springer London, 2000.
- [3] M. Torres, "Diseño de un método híbrido de detección de fallas y reconocimiento de patrones para procesos industriales," Tesis de Maestría, Universidad del Norte, 2012.
- [4] J. Ave and C. Tn, "A PICTURE WORTH A THOUSAND CONTROL LOOPS : AN INNOVATIVE WAY OF VISUALIZING CONTROLLER PERFORMANCE DATA Warren Mitchell *, David Shook * and Sirish L . Shah," *Control*, no. 1996, pp. 1–12, 1997.
- [5] M. Jelali, *Control performance management in industrial automation: assessment, diagnosis and improvement of control loop performance*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [6] M. Bauer, A. Horch, L. Xie, M. Jelali, and N. Thornhill, "The current state of control loop performance monitoring - A survey of application in industry," *J. Process Control*, vol. 38, pp. 1–10, 2016.
- [7] M. Jelali, "An overview of control performance assessment technology and industrial applications," *Control Eng. Pract.*, vol. 14, no. 5, pp. 441–466, 2006.
- [8] L. Desborough and R. Miller, "Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring — Honeywell ' s Experience Outline of the Paper Current Control Performance (Measurements)," no. Figure 1, pp. 172–192, 2000.
- [9] X. Gao, F. Yang, C. Shang, and D. Huang, "Chinese Journal of Chemical Engineering A review of control loop monitoring and diagnosis : Prospects of controller maintenance in big data era ☆," *CJCHE*, vol. 24, no. 8, pp. 952–962, 2016.
- [10] R. S. Patwardhan and M. Ruel, "Best Practices for Monitoring your PID Loops – The Key to Optimizing Control Assets," 2008.
- [11] B. D. B. Ender, "Process Control Performance : Not as Good as you Think," *Control Eng.*, vol. 40, no. September, pp. 180–190, 1993.
- [12] W. L. Bialkowski, "Dreams vs reality: a view from both side of the gap," in *Control Systems' 92*, 1992.
- [13] A. J. Hugo, "Process controller performance Monitoring and Assessment," *Hydrocarb. Process.*, vol. 80, no. 4, pp. 85–90, 2001.
- [14] A. A. S. Choudhury, S. L. Shah, and N. F. Thornhill, *Diagnosis of Process Nonlinearities and Valve Stiction: Data Driven Approaches*. Springer Berlin Heidelberg, 2010.

- [15] MINMINAS, "Plan de Acción Indicativo de Eficiencia Energética 2017-2022," *República Colomb. Minist. Minas y Energía*, 2016.
- [16] T. Hägglund, "A control-loop performance monitor," *Control Eng. Pract.*, vol. 3, no. 11, pp. 1543–1551, 1995.
- [17] G. Buckbee, "The 6 Most Common PID Configuration Errors : How to Find and Fix Them The 6 Most Common PID Configuration Errors : How to Find and Fix Them," no. 262, 2008.
- [18] T. L. Blevins, *PID Advances in Industrial Control*, vol. 45, no. 3. IFAC, 2012.
- [19] Metso, "Significant annual savings expected with PlantTriage software system," *JAN 18, 2017*, 2017. [Online]. Available: <https://www.metso.com/showroom/pulp-and-paper/significant-annual-savings-expected-with-planttrriage-software-system/>. [Accessed: 20-Jul-2007].
- [20] ACT-Control, "Technologies for process control and the optimization of manufacturing processes," 2018. [Online]. Available: <http://www.act-control.com/>.
- [21] M. Ruel, "Learn how to assess and improve control loop performance," *Tech. Pap.*, vol. 423, pp. 351–356, 2002.
- [22] L. Desborough, R. Miller, and P. Nordh, "Regulatory control survey," *Unpubl. Manuscript, Honeywell*, vol. 88, 2000.
- [23] P.-G. Eriksson and A. J. Isaksson, "Some aspects of control loop performance monitoring," *Control Appl. 1994., Proc. Third IEEE Conf.*, no. 2, pp. 1029–1034 vol.2, 1994.
- [24] B. S. Ko and T. F. Edgar, "Assessment of achievable pi control performance for linear processes with dead time," *Proc. Am. Control Conf.*, vol. 3, no. June, pp. 1548–1552, 1998.
- [25] B. S. Ko and T. F. Edgar, "PID control performance assessment: The single-loop case," *AIChE J.*, vol. 50, no. 6, pp. 1211–1218, 2004.
- [26] M. J. Grimble, "Restricted Structure Control Loop Performance Assessment For Pid Controllers And State-Space Systems," *Asian J. Control.*, vol. 5, no. 1, p. 39–57., 2003.
- [27] E. C. Horton, M. W. Foley, and K. E. Kwok, "Performance assessment of level controllers," *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 17, no. 7–9, pp. 663–684, 2003.
- [28] B. Huang, "A pragmatic approach towards assessment of control loop performance," *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 17, no. 7–9, pp. 589–608, 2003.
- [29] P. Majecki and M. J. Grimble, "GMV and restricted-structure GMV controller performance assessment multivariable case," *Proc. 2004 Am. Control Conf.*, no. i, pp. 697–702 vol.1, 2004.
- [30] Z. Yu, J. Wang, B. Huang, and Z. Bi, *Performance assessment of PID control loops*

based on IMC tuning rule, vol. 18, no. PART 1. IFAC, 2011.

- [31] C. A. Smith and A. B. Corripio, *Principles and practice of automatic process control*. Hoboken, NJ: Wiley, 2006.
- [32] M. A. Sahib and B. S. Ahmed, "A new multiobjective performance criterion used in PID tuning optimization algorithms," *J. Adv. Res.*, vol. 7, no. 1, pp. 125–134, 2016.
- [33] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *InTech*, vol. 42, no. 6, pp. 94–100, 1995.
- [34] D. J. Kozub, *Controller Performance Monitoring and Diagnosis. Industrial Perspective*, vol. 35, no. 1. IFAC, 2002.
- [35] J. P. Shunta, *Achieving World Class Manufacturing Through Process Control*, 1st ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 1997.
- [36] T. J. Harris, "Assessment of control loop performance," *Can. J. Chem. Eng.*, vol. 67, no. 5, pp. 856–861, 1989.
- [37] K. J. Åström, *Introduction To Stochastic Control Theory*. 1979.
- [38] G. E. P. Box, G. M. Jenkins, and G. C. Reinsel, *Time Series Analysis: Forecasting and Control*. Prentice Hall, 1970.
- [39] L. Desborough and T. Harris, "Performance Assessment Measures for Univariate Feedback Control," vol. 70, 1992.
- [40] L. Desborough and T. Harris, "Performance assessment measures for univariate feedforward/feedback control," *Can. J. Chem. Eng.*, vol. 71, no. 4, pp. 605–616, 1993.
- [41] B. Huang, S. L. Shah, and R. Miller, "Feedforward plus feedback controller performance assessment of MIMO systems," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 8, no. 3, pp. 580–587, May 2000.
- [42] N. Stanfelj, T. E. Marlin, and J. F. MacGregor, "Monitoring and diagnosing process control performance: the single-loop case," *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 32, no. 2, pp. 301–314, 1993.
- [43] A. Horch and A. J. Isaksson, "A modified index for control performance assessment," *Proc. Am. Control Conf.*, vol. 6, pp. 3430–3434, 1998.
- [44] B. Huang and S. L. Shah, "Practical issues in multivariable feedback control performance assessment," *ADCHEM '97. IFAC Symposium Adv. Control Chem. Process. 1997* *Journal Process Control*, vol. 8, no. 5–6, pp. 421–430, 1998.
- [45] D. J. Kozub, "Monitoring and diagnosis of automated controllers in the chemical process industries," *Proc. AIChE Annu. Meet. St. Louis, USA, 1993*, 1993.
- [46] J. Gao, K. Akamatsu, Y. Hashimoto, S. L. Shah, and B. Huang, "Performance evaluation of an industrial MPC controller," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 15, no. 1, pp. 411–416, 2002.

- [47] B. Huang, S. Shah, L. Badmus, and A. Vishnubhotla, "Control performance assessment: an enterprise asset management solution." Tech. rep., Matrikon, 1999.
- [48] R. Patwardhan, "Performance analysis of model-based predictive controllers: An industrial case study," in *Annual Meeting of AIChE, Miami Beach, 1998*, 1998.
- [49] P. Jofriet, C. Seppala, M. Harvey, B. Surgenor, and T. Harris, "An expert system for control loop performance," *Pulp Pap. Canada*, 1995.
- [50] T. J. Harris, C. T. Seppala, P. J. Jofriet, and B. W. Surgenor, "Plant-wide feedback control performance assessment using an expert-system framework," *Control Eng. Pract.*, vol. 4, no. 9, pp. 1297–1303, 1996.
- [51] M. A. A. S. Choudhury, V. Kariwala, S. L. Shah, H. Douke, H. Takada, and N. F. Thornhill, *a Simple Test To Confirm Control Valve Stiction*, vol. 38, no. 1. IFAC, 2005.
- [52] A. Horch, "A simple method for detection of stiction in control valves," *Control Eng. Pract.*, vol. 7, no. 10, pp. 1221–1231, 1999.
- [53] A. Horch, "Condition Monitoring of Control Loops." 2000.
- [54] M. Jelali *et al.*, "Enhancement of product quality and production system reliability by continuous performance assessment of automation systems," *Final Rep. to Contract No RFS-CR-03045, EUR*, vol. 23205, 2008.
- [55] K. Melendez, "DISEÑO DE UNA ESTRATEGIA DE DETECCIÓN, IDENTIFICACIÓN Y DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN VÁLVULAS DE CONTROL QUE INCORPORE EL DESEMPEÑO DEL LAZO DE CONTROL COMO CRITERIO DE DECISIÓN," Universidad del Norte, 2015.
- [56] B. Huang, S. L. Shah, and H. Fujii, "The unitary interactor matrix and its estimation using closed-loop data," *J. Process Control*, vol. 7, no. 3, pp. 195–207, 1997.
- [57] B. Huang, S. L. Shah, and E. K. Kwok, "Good, bad or optimal? Performance assessment of multivariable processes," *Automatica*, vol. 33, no. 6, pp. 1175–1183, 1997.
- [58] B. Huang, S. L. Shah, K. E. Kwok, and J. Zurcher, "Performance assessment of multivariate control loops on a paper-machine headbox," *Can. J. Chem. Eng.*, vol. 75, no. 1, pp. 134–142, 1997.
- [59] L. Ettaleb, "Control loop performance assessment and oscillation detection," 1999.
- [60] B. Huang, S. X. Ding, and S. J. Qin, "Closed-loop subspace identification: An orthogonal projection approach," *J. Process Control*, vol. 15, no. 1, pp. 53–66, 2005.
- [61] B. S. Ko and T. F. Edgar, "Performance assessment of constrained model predictive control systems," *AIChE J.*, vol. 47, no. 6, pp. 1363–1371, 2001.
- [62] C. Xia and J. Howell, "Loop status monitoring and fault localisation," *J. Process Control*, vol. 13, no. 7, pp. 679–691, 2003.
- [63] N. F. Thornhill, M. Oettinger, and P. Fedenczuk, "Refinery-wide control loop

- performance assessment,” *J. Process Control*, vol. 9, no. 2, pp. 109–124, 1999.
- [64] N. F. Thornhill and A. Horch, “Advances and new directions in plant-wide disturbance detection and diagnosis,” *Control Eng. Pract.*, vol. 15, no. 10, pp. 1196–1206, 2007.
- [65] N. F. Thornhill, B. Huang, and H. Zhang, “Detection of multiple oscillations in control loops,” *J. Process Control*, vol. 13, no. 1, pp. 91–100, 2003.
- [66] B. Huang and S. L. Shah, *Performance Assessment of Control Loops: Theory and Applications*, 1st ed. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 1999.
- [67] A. P. Swanda and D. E. Seborg, “Evaluating the Performance of PID-type Feedback Control Loops Using Normalized Settling Time,” *ADCHEM '97, June 9-11, 1997, Banff, Canada*, vol. 30, no. 9, pp. 283–288, 1997.
- [68] A. P. Swanda and D. E. Seborg, “Controller performance assessment based on setpoint response data,” *Proc. 1999 Am. Control Conf. (Cat. No. 99CH36251)*, no. June, pp. 3863–3867 vol.6, 1999.
- [69] T. Hägglund, “Automatic detection of sluggish control loops,” *Control Eng. Pract.*, vol. 7, no. 12, pp. 1505–1511, 1999.
- [70] R. Patwardhan, “Studies in synthesis and analysis of model predictive controllers,” 1999.
- [71] Y. Zhang and M. A. Henson, “A performance measure for constrained model predictive controllers,” *Control Conf. (ECC), 1999 Eur.*, no. September, pp. 918–923, 1999.
- [72] Y. Li, G. Wang, and C. Li, “A performance assessment of model predictive direct power control and model predictive direct current control for switched reluctance motor drive systems,” *IEEJ Trans. Electr. Electron. Eng.*, vol. 13, no. 4, pp. 632–641, 2018.
- [73] J. Schäfer and A. Çinar, “Multivariable mpc performance assessment, monitoring and diagnosis,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 15, no. 1, pp. 429–434, 2002.
- [74] S. L. Shah, R. Patwardhan, and B. Huang, “Multivariate controller performance analysis: methods, applications and challenges,” in *AICHE Symposium Series*, 2002, pp. 190–207.
- [75] O. Smetana, E. Eylan, and N. Kariv, “The effect of Poly I:C and IUDR on the inhibition of HSV in rabbit eyes,” *Med. Microbiol. Immunol.*, vol. 171, no. 2, pp. 99–112, 1982.
- [76] M. Farenzena and J. O. Trierweiler, *Variability Matrix: a New Tool Toimprove the Plant Performance*, vol. 39, no. 2. IFAC, 2006.
- [77] M. J. Grimble and D. Uduehi, “Process control loop benchmarking and revenue optimization,” in *Proceedings of the 2001 American Control Conference. (Cat. No.01CH37148)*, 2001, vol. 6, pp. 4313–4327 vol.6.
- [78] F. Xu, B. Huang, and E. C. Tamayo, *Assessment of Economic Performance of*

- Model Predictive Control Through Variance/Constraint Tuning*, vol. 39, no. 2. IFAC, 2006.
- [79] F. Xu, K. H. Lee, and B. Huang, "Monitoring control performance via structured closed-loop response subject to output variance/covariance upper bound," *J. Process Control*, vol. 16, no. 9, pp. 971–984, 2006.
- [80] F. Olaleye, B. Huang, and E. Tamayo, "Performance assessment of control loops with time-variant disturbance dynamics," *J. Process Control*, vol. 14, no. 8, pp. 867–877, 2004.
- [81] Y. Alipouri, B. Huang, and H. Kodamana, "MV bound and MV controller for convex-non-linear systems with input constraints," *IET Control Theory Appl.*, vol. 12, no. 6, pp. 761–769, 2018.
- [82] M. Kazemi and M. M. Arefi, "Nonlinear generalized minimum variance control and control performance assessment of nonlinear systems based on a Wiener model," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 40, no. 5, pp. 1538–1553, 2018.
- [83] M. Bauer, A. Horch, L. Xie, M. Jelali, and N. Thornhill, "The current state of control loop performance monitoring--A survey of application in industry," *J. Process Control*, vol. 38, pp. 1–10, 2016.
- [84] T. J. Harris and C. T. Seppala, "Recent developments in controller performance monitoring and assessment techniques," in *AIChE Symposium Series*, 2002, pp. 208–222.
- [85] L. D. D. T.J. Harris, C.T. Seppala, "A review of performance monitoring and assessment techniques for univariate and multivariate control systems." pp. 1–17, 1999.
- [86] S. J. Qin, "Control performance monitoring - A review and assessment," *Comput. Chem. Eng.*, vol. 23, no. 2, pp. 173–186, 1998.
- [87] B. Jelali, M., & Huang, *Detection and diagnosis of stiction in control loops: state of the art and advanced methods*. 2009.
- [88] PAM, "Performance assessment and benchmarking of controls," *Research Project No. IST-2000-29239, European Community, FP5, 2001–2005.*, 2011. .
- [89] J. Polzer *et al.*, "Intelligent soft-sensor technology and automatic model-based diagnosis for improved quality, control and maintenance of mill production lines (Softdetect)," *Rep. Res. Fund Coal Steel*, 2009.
- [90] N. F. Thornhill, J. W. Cox, and M. A. Paulonis, "Diagnosis of plant-wide oscillation through data-driven analysis and process understanding," *Control Eng. Pract.*, vol. 11, no. 12, pp. 1481–1490, Dec. 2003.
- [91] N. F. Thornhill, S. L. Shah, and B. Huang, "Controller Performance Assessment in Set Point Tracking and Regulatory Control," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 33, no. 10, pp. 183–188, 2000.
- [92] M. Sanjuan, A. Kandel, and C. A. Smith, "Design and implementation of a fuzzy supervisor for on-line compensation of nonlinearities: An instability avoidance

- module,” *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 19, no. 3, pp. 323–333, 2006.
- [93] N. F. Thornhill and T. Hägglund, “Detection and diagnosis of oscillation in control loops,” *Control Eng. Pract.*, vol. 5, no. 10, pp. 1343–1354, 1997.
- [94] K. Forsman and A. Stattin, “A new criterion for detecting oscillations in control loops,” *Control Conf. (ECC), 1999 Eur.*, pp. 2313–2316, 1999.
- [95] R. Rengaswamy, T. Hägglund, and V. Venkatasubramanian, “A qualitative shape analysis formalism for monitoring control loop performance,” *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 14, no. 1, pp. 23–33, 2001.
- [96] D. E. (). Miao, T., & Seborg, “Automatic detection of excessively oscillatory feedback control loops,” *IEEE Conf. Control Appl.*, p. 359–364., 1999.
- [97] L. Ettaleb, M. S. Davies, G. A. Dumont, and E. Kwok, “Monitoring oscillations in a multiloop system,” *Proc. 1996 IEEE Int. Conf. on. IEEE, 1996.*, no. 604, pp. 859–863, 1996.
- [98] O. Taha, G. A. Dumont, and M. S. Davies, “DETECTION AND DIAGNOSIS OF OSCILLATIONS IN CONTROL LOOPS,” *Proc. 35th Conf. Decis. Control*, no. December, pp. 2432–2437, 1996.
- [99] C. Xia and J. Howell, “Controller Output Based, Single Number Statistics for Loop Status Monitoring,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 34, no. 27, pp. 111–116, 2001.
- [100] C. Xia and J. Howell, “Loop Status Statistics,” *IFAC Proc. Vol.*, vol. 34, no. 27, pp. 321–325, 2001.
- [101] N. F. Thornhill, S. L. Shah, and B. Huang, “Detection of distributed oscillations and root-cause diagnosis,” *Proc. CHEMFAS 4*, no. 1997, pp. 167–172, 2001.
- [102] C. PRYOR, “Autocovariance and Power Spectrum Analysis Derive New Information From Process Data.,” *Control Eng.*, vol. V 29, no. N 11, pp. 103–106, 1982.
- [103] W. H. Press, *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*, no. bk. 4. Cambridge University Press, 1992.
- [104] G. Strang and T. Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*. Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [105] J. E. Freund, *Mathematical statistics*. Prentice-Hall, 1971.
- [106] I. Portnoy, K. Melendez, H. Pinzon, and M. Sanjuan, “An improved weighted recursive PCA algorithm for adaptive fault detection,” *Control Eng. Pract.*, vol. 50, pp. 69–83, 2016.
- [107] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2010.
- [108] P. Swarnkar, S. K. Jain, and R. K. Nema, “Adaptive control schemes for improving the control system dynamics: A review,” *IETE Tech. Rev. (Institution Electron. Telecommun. Eng. India)*, vol. 31, no. 1, pp. 17–33, 2014.
- [109] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control: Second Edition*. Dover

Publications, 2013.

- [110] J. Reeve and M. Sultan, "Gain scheduling adaptive control strategies for HVDC systems to accommodate large disturbances," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 9, no. 1, pp. 366–372, 1994.
- [111] K. Yamashita and H. Miyagi, "Multivariable self-tuning regulator for load frequency control system with interaction of voltage on load demand," in *IEE Proceedings D-Control Theory and Applications*, 1991, vol. 138, no. 2, pp. 177–183.
- [112] P.-Y. Tsai, H.-C. Huang, Y.-J. Chen, and R.-C. Hwang, "The model reference control by auto-tuning PID-like fuzzy controller," in *Control Applications, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on*, 2004, vol. 1, pp. 406–411.
- [113] P. Swarnkar, S. Jain, and R. K. Nema, "Effect of adaptation gain on system performance for model reference adaptive control scheme using MIT rule," *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, vol. 70, pp. 621–626, 2010.
- [114] S. Pankaj, J. S. Kumar, and R. K. Nema, "Comparative analysis of MIT rule and Lyapunov rule in model reference adaptive control scheme," *Innov. Syst. Des. Eng.*, vol. 2, no. 4, pp. 154–162, 2011.
- [115] E. Tse, Y. Bar-Shalom, and L. Meier, "Wide-sense adaptive dual control for nonlinear stochastic systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 18, no. 2, pp. 98–108, 1973.
- [116] M. S. I. Sayeed, Y. S. Kim, H. Yang, and J.-G. Yook, "A Solution to the RFID reader interference problem using adaptive beam-forming approach," *IETE Tech. Rev.*, vol. 28, no. 1, pp. 17–28, 2011.
- [117] T. Hagglund and K. J. Astrom, "Method and an apparatus in tuning a PID-regulator." Google Patents, 1985.
- [118] R. Luo, S. J. Qin, and D. Chen, "A New Approach to Closed-Loop Autotuning for Proportional- Integral- Derivative Controllers," *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 37, no. 6, pp. 2462–2468, 1998.
- [119] M. Akerblad, A. Hansson, and B. Wahlberg, "Automatic tuning for classical step-response specifications using iterative feedback tuning," in *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on*, 2000, vol. 4, pp. 3347–3348.
- [120] S. Gaikwad, S. Dash, and G. Stein, "Auto-tuning PID using loop-shaping ideas," in *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, 1999, vol. 1, pp. 589–593.
- [121] D. Saussié, L. Saydy, and O. Akhrif, "Gain scheduling control design for a pitch-axis missile autopilot," in *AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*, 2008, p. 7000.
- [122] S. Theodoulis and G. Duc, "Missile autopilot design: gain-scheduling and the gap metric," *J. Guid. Control. Dyn.*, vol. 32, no. 3, pp. 986–996, 2009.
- [123] J. S. Shamma and M. Athans, "Analysis of gain scheduled control for nonlinear

- plants,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 35, no. 8, pp. 898–907, 1990.
- [124] R. Palm and U. Rehfuess, “Fuzzy controllers as gain scheduling approximators,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 85, no. 2, pp. 233–246, 1997.
- [125] C. Ling and T. F. Edgar, “Experimental verification of model-based fuzzy gain scheduling technique,” in *American Control Conference, 1994*, 1994, vol. 3, pp. 2475–2480.
- [126] Z.-Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, “Fuzzy gain scheduling of PID controllers,” *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993.
- [127] T. Wada and K. Osuka, “Gain scheduled control of nonlinear systems based on the linear-model-sets identification method,” in *Decision and Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on*, 1997, vol. 1, pp. 412–417.
- [128] D. A. Lawrence, “Gain scheduled controllers with guaranteed linearization properties,” in *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, 2001, vol. 5, pp. 4128–4133.
- [129] P. Swarnkar, S. K. Jain, and R. K. Nema, “Adaptive control schemes for improving the control system dynamics: a review,” *IETE Tech. Rev.*, vol. 31, no. 1, pp. 17–33, 2014.
- [130] D. J. Stilwell and W. J. Rugh, “Interpolation of observer state feedback controllers for gain scheduling,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, no. 6, pp. 1225–1229, 1999.
- [131] D. A. Lawrence, “On gain scheduled sampled-data control systems,” in *Decision and Control, 1998. Proceedings of the 37th IEEE Conference on*, 1998, vol. 4, pp. 4636–4637.
- [132] Y. Tipsuwan and M.-Y. Chow, “On the gain scheduling for networked PI controller over IP network,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 9, no. 3, pp. 491–498, 2004.
- [133] G. L. O. Serra and C. P. Bottura, “Neuro genetic fuzzy system for gain scheduling adaptive control design,” in *Intelligent Systems Design and Applications, 2006. ISDA’06. Sixth International Conference on*, 2006, vol. 1, pp. 942–947.
- [134] M. S. Anower, M. R. I. Sheikh, M. F. Hossain, M. G. Rabbani, and A. B. M. Nasiruzzaman, “Fuzzy gain scheduling of an AGC in a single area power system,” in *Electrical and Computer Engineering, 2006. ICECE’06. International Conference on*, 2006, pp. 9–12.
- [135] K. Hiramoto, “Active gain scheduling: A collaborative control strategy between l_p plants and gain scheduling controllers,” in *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 385–390.
- [136] P. i Gupta and A. Alleyne, “Centralized and decentralized powertrain controllers for an earthmoving vehicle,” in *American Control Conference, 2005. Proceedings of the 2005*, 2005, pp. 1613–1618.
- [137] C. P. Bottura and G. L. O. Serra, “Neural gain scheduling multiobjective genetic

fuzzy PI control,” in *Intelligent Control, 2004. Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on*, 2004, pp. 483–488.

- [138] H. B. Kazemian, “Comparative study of a learning fuzzy PID controller and a self-tuning controller,” *ISA Trans.*, vol. 40, no. 3, p. 245–253, 2001.
- [139] T. Ravichandran and F. Karray, “Knowledge based approach for online self-tuning of PID-control,” in *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, 2001, vol. 4, pp. 2846–2851.
- [140] T. P. Blanchett, G. C. Kember, and R. Dubay, “PID gain scheduling using fuzzy logic,” *ISA Trans.*, vol. 39, no. 3, pp. 317–325, 2000.
- [141] C.-C. Tsai and C.-H. Lu, “Fuzzy supervisory predictive PID control of a plastics extruder barrel,” *J. Chinese Inst. Eng.*, vol. 21, no. 5, pp. 619–624, 1998.
- [142] R. Bandyopadhyay and D. Patranabis, “A fuzzy logic based PI autotuner,” *ISA Trans.*, vol. 37, no. 3, pp. 227–235, 1998.
- [143] K.-N. Lou, C.-Y. Kuo, and L.-T. Sheu, “A novel method for fuzzy self-tuning PID controllers,” in *Fuzzy Systems Symposium, 1996. Soft Computing in Intelligent Systems and Information Processing., Proceedings of the 1996 Asian*, 1996, pp. 194–199.
- [144] S.-Z. He, S. Tan, F.-L. Xu, and P.-Z. Wang, “Fuzzy self-tuning of PID controllers,” *Fuzzy sets Syst.*, vol. 56, no. 1, pp. 37–46, 1993.
- [145] E. Ali, “Control of nonlinear chemical processes using adaptive proportional-integral algorithms,” *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 39, no. 6, pp. 1980–1992, 2000.
- [146] F. Lin, R. D. Brandt, and G. Saikalas, “Self-tuning of PID controllers by adaptive interaction,” in *American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000*, 2000, vol. 5, pp. 3676–3681.
- [147] E. Grassi, K. S. Tsakalis, S. Dash, S. V. Gaikwad, and G. Stein, “Adaptive/self-tuning PID control by frequency loop-shaping,” in *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on*, 2000, vol. 2, pp. 1099–1101.
- [148] Y. Mitsukura, T. Yamamoto, and M. Kaneda, “A design of self-tuning PID controllers using a genetic algorithm,” in *American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999*, 1999, vol. 2, pp. 1361–1365.
- [149] T. Yamamoto, K. Fujii, and M. Kaneda, “Self-tuning temperature control of a polymerizing reactor,” in *Control Applications, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on*, 1998, vol. 2, pp. 1110–1114.
- [150] K. M. Vu, G. A. Dumont, and P. Tessier, “Recursive least determinant self-tuning regulator,” *IEE Proceedings-Control Theory Appl.*, vol. 147, no. 3, pp. 285–292, 2000.
- [151] S. C. Puthenpura and J. F. MacGregor, “Pole-zero placement controllers and self-tuning regulators with better set-point tracking,” in *IEE Proceedings D-Control Theory and Applications*, 1987, vol. 134, no. 1, pp. 26–30.

- [152] Z. Salcic, J. Cao, and S. K. Nguang, "A floating-point FPGA-based self-tuning regulator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 693–704, 2006.
- [153] W. Lin, C. Ou, P. X. Liu, and M. Q.-H. Meng, "Self-tuning regulator for order-varying systems based on particle swarm optimization," in *Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. International Conference on, 2007*, pp. 1120–1124.
- [154] D. Maiti, M. Chakraborty, A. Acharya, and A. Konar, "Design of a fractional-order self-tuning regulator using optimization algorithms," in *Proceedings of 2nd IEEE Conference on Computer and Information Technology, Singapore, IEEE, 2008*, pp. 470–475.
- [155] D. Y. Jeong, J. Lee, S. H. Han, and Y. K. Kim, "A study on camera tracking system using a self tuning regulator in visual feedback control," in *Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on, 2001*, vol. 3, pp. 1591–1596.
- [156] Y. Kang, M.-H. Chu, C.-W. Chang, Y.-W. Chen, and M.-C. Chen, "The self-tuning neural speed regulator applied to DC servo motor," in *Natural Computation, 2007. ICNC 2007. Third International Conference on, 2007*, vol. 3, pp. 44–52.
- [157] G. Fusco and M. Russo, "Self-tuning regulator design for nodal voltage waveform control in electrical power systems," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 11, no. 2, pp. 258–266, 2003.
- [158] S. W. Zhao, N. C. Cheung, W.-C. Gan, J. M. Yang, and J. F. Pan, "A self-tuning regulator for the high-precision position control of a linear switched reluctance motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2425–2434, 2007.
- [159] S. W. Zhao, N. C. Cheung, W.-C. Gan, and J. M. Yang, "High-precision position control of a linear-switched reluctance motor using a self-tuning regulator," *IEEE Trans. power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2820–2827, 2010.
- [160] T. J. Koo, "Stable model reference adaptive fuzzy control of a class of nonlinear systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 9, no. 4, pp. 624–636, 2001.
- [161] Y. Bar-Shalom and E. Tse, "Dual effect, certainty equivalence, and separation in stochastic control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 19, no. 5, pp. 494–500, 1974.
- [162] J. A. Molusis, P. Mookerjee, and Y. Bar-Shalom, "Dual adaptive control based upon sensitivity functions," in *Decision and Control, 1984. The 23rd IEEE Conference on, 1984*, vol. 23, pp. 825–830.
- [163] M. K. Bugeja and S. G. Fabri, "Dual adaptive control for trajectory tracking of mobile robots," in *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on, 2007*, pp. 2215–2220.
- [164] M. K. Bugeja and S. G. Fabri, "Multilayer perceptron dual adaptive control for mobile robots," in *Control & Automation, 2007. MED'07. Mediterranean Conference on, 2007*, pp. 1–6.
- [165] N. M. Filatov and H. Unbehauen, "Survey of adaptive dual control methods," *IEE Proceedings-Control Theory Appl.*, vol. 147, no. 1, pp. 118–128, 2000.

- [166] H. Unbehauen, "Adaptive dual control systems: a survey," in *Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium 2000. AS-SPCC. The IEEE 2000*, 2000, pp. 171–180.
- [167] Ingimundarson A, "Dead-Time Compensation and Performance Monitoring in Process Control," p. 145, 2003.
- [168] R. S. Patwardhan and S. L. Shah, "Issues in performance diagnostics of model-based controllers," *J. Process Control*, vol. 12, no. 3, pp. 413–427, 2002.
- [169] J. Jimenez Cabas and J. D. Ruiz Ariza, "Modeling and Simulation of a Pipeline Transportation Process," vol. 13, no. 9, 2018.
- [170] L. Torres, J. Jiménez-Cabas, J. F. Gómez-Aguilar, and P. Pérez-Alcazar, "A Simple Spectral Observer," *Math. Comput. Appl.*, vol. 23, no. 2, 2018.
- [171] R. J. López Beltrán and M. Sanjuan, "Tuning Equations for Cascaded Control Systems Based on the First Order Plus Dead Time Approach," no. May, 2018.
- [172] ISA--The Instrumentation Systems and A. Society, *The Automation, Systems, and Instrumentation Dictionary*. ISA--The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2003.
- [173] ISA, *5.1 Instrumentation Symbols and Identification*, vol. 1984, no. July 1992. 1992.
- [174] B. G. Liptak, *Instrument Engineers' Handbook, Volume One: Process Measurement and Analysis*. CRC Press, 2003.

GLOSARIO

Para tener una mejor comprensión de este documento, se presenta en esta sección algunas definiciones de términos básicos necesarios para una mejor contextualización del área de investigación. Estos son tomados del Diccionario ISA [172], norma ISA S5.1[173], y del Handbook de Instrumentación para Ingenieros [174]. Se ordenan alfabéticamente, ya que todos tienen el mismo nivel de importancia.

Alarma: un dispositivo o función indicadora que proporciona una indicación visible y/o audible si y cuando el valor de una variable inicial o medida está fuera de los límites establecidos, ha cambiado de una condición segura a una insegura, o ha cambiado de una condición u estado de operación normal a anormal.

Control del proceso: como se define en el Diccionario ISA, es la regulación o manipulación de las variables que influyen en el comportamiento de un proceso de tal manera que se obtenga un producto de la calidad y cantidad deseadas de una manera eficiente.

Controlador: un dispositivo que tiene una salida que varía para regular una variable controlada de una manera específica que puede ser un instrumento analógico-autónomo o digital, o puede ser el equivalente de un instrumento de este tipo en un sistema de control distribuido. (a) un controlador en automático varía su salida automáticamente en respuesta a una entrada directa o indirecta de una variable de proceso medida. (b) un controlador en manual varía su salida en respuesta a un ajuste manual; no depende de una variable de proceso medida. (c) un controlador puede ser un elemento integral de otros elementos funcionales de un lazo de control.

Controlador lógico programable (PLC): un controlador, generalmente con múltiples entradas y salidas, que contiene un programa modificable que normalmente se usa para controlar mediante lógica binaria y/o discreta o funciones de secuenciación, y también se puede usar para proporcionar funciones de control continuo.

Diagrama de flujo del proceso (PFD): un diagrama que muestra los contornos de uno o más equipos y las rutas de flujo esperadas para materiales y utilidades.

Diagrama de tuberías e instrumentación (P&ID): un diagrama que muestra la interconexión del equipo de proceso y la instrumentación utilizada para controlar un proceso.

Dispositivo: una pieza de hardware del instrumento que está diseñada para realizar una acción o función específica, como un controlador, indicador, transmisor, anunciador o válvula de control.

Elemento final de control: un dispositivo, como una válvula de control, que controla directamente el valor de la variable manipulada de un lazo de control.

Elemento primario: un instrumento externo o interno o un elemento del sistema que convierte cuantitativamente la variable medida en una forma adecuada para la medición. (a) Una placa de orificio es un elemento primario externo (b) El sensor de un transmisor es un elemento primario interno.

Evaluación: Ver **Monitoreo** – Nota

Falla: desviación no permitida o deseada de al menos una propiedad característica del sistema de su condición normal o usual de operación.

Identificación: la secuencia de letras o números, o ambos, utilizados para designar un instrumento, lazo o función individual.

Instrumentación: una colección de instrumentos, dispositivos, hardware o funciones o su aplicación con el fin de medir, monitorear o controlar un proceso industrial o una máquina, o cualquier combinación de estos.

Instrumento: un dispositivo utilizado para la medición, monitoreo y/o el control directo o indirecto de una variable, incluidos elementos primarios, indicadores, controladores, elementos finales de control, dispositivos computacionales y dispositivos eléctricos como anunciadores, interruptores y botones. a) el término no se aplica a los componentes internos o partes de un dispositivo, como los fuelles o resistencias.

Lazo: instrumentación dispuesta como una combinación de dos o más instrumentos o funciones dispuestas de manera que las señales pasen de una a otra con el propósito de medir, indicar o controlar una variable de proceso. a) un dispositivo autónomo que mide y controla una variable de proceso.

Medición: la determinación de la existencia y/o magnitud de una variable de proceso.

Monitor: un término general para un instrumento o sistema de instrumentos que se usa para medir o censar el estado o la magnitud de una o más variables con el fin de inferir información útil, y que a veces significa análisis, indicación o alarma.

Monitoreo (Monitoring): la acción de vigilar los cambios en un estadístico que refleje el desempeño del control a lo largo del tiempo.

Evaluación (Assessment): se refiere a la acción de evaluar el estadístico considerado en un momento determinado en el tiempo.

Nota: ambos términos se usan indistintamente en la literatura, otros sinónimos utilizados son auditoría de lazos, gestión de lazos de control, supervisión de desempeño de control y benchmarking de lazo de control.

Proceso: cualquier operación o secuencia de operaciones que involucre un cambio de energía, estado, composición, dimensión u otras propiedades que puedan definirse con respecto a cero o algún otro valor inicial definido.

Tipos de Procesos

Continuo (*continuous*): el material se alimenta y se remueve del proceso al mismo tiempo. La refinación de petróleo es un buen ejemplo.

La **fabricación discreta** se define en el Diccionario ISA como la producción de artículos individuales (discretos) (por ejemplo, automóviles, dispositivos electrónicos). Los componentes, partes o subconjuntos separados se fabrican o ensamblan para producir un producto. La fabricación de automóviles es un ejemplo.

Lote (*batch*): una cantidad definida o "lote" de material se aísla y se somete a una modificación; por ejemplo, una reacción química. El material modificado se somete con frecuencia a otro paso, o muchos. Muchas repeticiones de este proceso, tal vez utilizando diferentes equipos, pueden ser necesarias para hacer el producto terminado. La cerveza es un maravilloso ejemplo de un producto hecho en un proceso por lotes.

Programa: una secuencia repetible de acciones que define el estado de las salidas como una relación fija con el estado de las entradas.

Punto de referencia (setpoint): una variable de entrada que establece el valor deseado de la variable controlada de forma manual, automática o por medio de un programa, en las mismas unidades que la variable controlada.

Sensor: una parte o función separada o integral de un lazo o un instrumento que primero censa el valor de una variable de proceso que asume un estado predeterminado e inteligible, y genera una señal de salida indicativa o proporcional a la variable de proceso.

Sistema: de la definición 4 del Diccionario ISA, es el complejo de hardware y software que se utiliza para tener un impacto en el control de un proceso.

Sistema de control computacional: un sistema en el que toda la acción de control se lleva a cabo dentro de una computadora de control, como una computadora central o una mini computadora, que puede ser única o redundante.

Sistema de control de alto nivel (HLCS): un sistema que proporciona una sofisticación superior a la del BPCS; con funciones típicamente basadas en computadora de proceso o hardware de nivel superior que interactúa con el proceso mediante la manipulación de los puntos de referencia (setpoints) en el BPCS. (a) Las funciones de control en el HLCS incluyen, pero no se limitan a, control estadístico de procesos y control de modelo predictivo. (b) No es necesario un HLCS para operar una planta o proceso.

Sistema de control de proceso básico (BPCS): instrumentación y sistemas que se instalan para monitorear y controlar las operaciones de producción normales utilizando, pero no limitándose a combinaciones de monitores y controladores neumáticos y electrónicos de un solo lazo, controladores lógicos programables (PLC) y sistemas de control distribuido. Un BPCS es necesario para operar una planta o proceso.

Sistema de control de supervisión de punto de referencia: la generación de puntos de referencia y/u otra información de control por un sistema de control computacional para uso por control distribuido, visualización distribuida u otros dispositivos de control regulatorio.

Sistema de control distribuido (DCS): instrumentación, dispositivos de entrada/salida, dispositivos de control y dispositivos de interfaz de operador, que además de ejecutar las funciones de control e indicación establecidas, también permiten la transmisión de información de control, medición y operación hacia y desde ubicaciones especificables por el usuario, conectadas por enlaces de comunicación simples o múltiples.

Sistema instrumentado de seguridad: un sistema compuesto por sensores, controladores lógicos y elementos de control finales con el fin de llevar el proceso a un estado seguro cuando se violan condiciones predeterminadas.

Software: los programas, códigos, procedimientos, algoritmos, patrones, reglas y documentación asociados requeridos para la operación o el mantenimiento del microprocesador o los sistemas computacionales.

Transmisor: un dispositivo que censa una variable de proceso a través del medio de un sensor o elemento de medición y tiene una salida cuyo valor de estado estable varía solo como una función predeterminada de la variable de proceso. a) el sensor puede ser una parte integral, con conexión directa como en un transmisor de presión, o un dispositivo separado, como en un termopar.

Unidad: un agrupamiento de equipos para llevar a cabo una o más actividades de procesamiento importantes como una reacción, cristalización o la elaboración de una solución, por ejemplo. Combina todo el equipo de procesamiento físico y de control necesario para realizar esas actividades como un agrupamiento de equipos independiente. Por lo general, se centra en una parte importante del equipo de procesamiento, como un tanque de mezclado o un reactor.

Válvula de control: un dispositivo diferente de una válvula común (la cual se acciona manualmente) o de una válvula de retención auto-accionada, que manipula directamente el flujo de uno o más fluidos de corrientes de proceso.

Variable de proceso: cualquier propiedad medible de un proceso; utilizado en este documento para aplicar a todas las variables que no sean señales de instrumentos entre dispositivos en un lazo.

ANEXOS

Algoritmo para correr los experimentos

```
clear; clc; close all;
m_bar =38.7298; c_bar =18.4674; alpha = 0.1; var_f =5;
dCset = 0; D_bar =0; dD = 0; Td=0;
load('Data_doe_P2.mat')
for j=1:size(Data_doe_P2,1)
w = (Data_doe_P2(j,1)); % frecuencia
kp = (Data_doe_P2(j,2)); % ganancia proceso
T = (Data_doe_P2(j,3)); % Constante de Tiempo
t0 = (Data_doe_P2(j,4)); % Tiempo muerto
simtime =8*10*t0; step_time =t0;
n = 10; lambda_v=t0*(-0.9:0.1:n);
V_C_CL2=zeros(length(lambda_v),1);
V_D_CL2=zeros(length(lambda_v),1);
nrep=5;
for i=1:length(lambda_v)
lambda = lambda_v(i);
V_C_CL_rep2=zeros(nrep,1);
V_D_CL_rep2=zeros(nrep,1);
IAE_rep2=zeros(nrep,1);
ISE_rep2=zeros(nrep,1);
ITAE_rep2=zeros(nrep,1);
IT2AE_rep2=zeros(nrep,1);
IAEV_rep2=zeros(nrep,1);
for i1=nrep;
[time_CL,t2_CL,S_CL] = sim('DOE_TESIS.mdl');
V_C_CL_rep2(i1,1) = sqrt(var(S_CL(:,1)));
V_D_CL_rep2(i1,1) = sqrt(var(S_CL(:,2)));
end
V_D_CL2(i,1)=mean(V_D_CL_rep2);
V_C_CL2(i,1)=mean(V_C_CL_rep2);
AI(i,1)= V_C_CL2(i,1)/V_D_CL2(i,1);
end
[val,pos]=min(AI);
lambda_resp(j)=lambda_v(pos);
end
```

Algoritmo para calcular índice de atenuación

```
function [AI] = atin(c,m)
sigma_c = sqrt(var(c(:,1)));
sigma_m = sqrt(var(m(:,1)));
AI=sigma_c/sigma_m;
end
```

Algoritmo para detectar oscilaciones sostenidas

```
function [dyn] = dyneval_2_hc(c,t)
% Peak Detector Algorithm
% Global Variables
global tp psi wd cref3 tref3 cref2 tref2 cref1 tref1 Vpeak Tpeak flag peak
global ctd T Tbar Tbar1 S Tstd r r1 sp ctd1 Ts ctd2
% Initialization
if t==0
    tp = 0;
    cref3 = c;
    cref2 = c;
    cref1 = c;
    tref3 = 0;
    tref2 = 0;
    tref1 = 0;
    peak = 0;
    psi = 0; % 0.7071
    wd = 0; % 1
    flag = 0;
    Vpeak = [c c];
    Tpeak = [0 0];

    ctd = 0; % Contador de oscilaciones
    T = 0; % Periodo de oscilacion
    Tbar = 0; % Promedio de periodos de oscilacion
    S = 0; % Varianza de periodos de oscilacion
    Tstd = 0; % Desv Stnd de periodos de oscilacion
    r = 0; % Factor de regularidad
    r1 = 0;
    sp = 0;
    ctd1 = 0;
    ctd2 = 0;
end
% Parameters
SamplingT = Ts; %0.1
Noise_Amp = 0.5; %0.5
Max_Time1 = 9; %5 3*3
Max_Time2 = 50; %5 8*3

% sp promedio
ctd1 = ctd1+1;
sp = sp + (c-sp)/ctd1; % Valor promedio de c

% Time Check
if t>=tp+SamplingT
    % (0) Reset
    flag = 0;
    psi = 0;
    wd = 0;
    ctd2 = ctd2+1;
    if ctd2>=5*Tbar/SamplingT %
        r = 0;
    end
    % (1a) Reset Search by Time
```

```

if (t-tref2)>(tref2-tref1)+Max_Time1
    cref3 = c;
    tref3 = t;
    cref2 = c;
    tref2 = t;
    cref1 = c;
    tref1 = t;
end
% (1b) Reset Peak by Time
if ((t-Tpeak(1))>Max_Time2)&&(peak==1)
    peak=0;
    cref3=c;
    tref3=t;
    cref2=c;
    tref2=t;
    cref1=c;
    tref1=t;
end
% (2) Deviation check
if abs(c-sp)>Noise_Amp
    % Look for Reference
    if abs(c-cref3)>Noise_Amp
        cref1=cref2;
        tref1=tref2;
        cref2=cref3;
        tref2=tref3;
        cref3=c;
        tref3=t;
        % Check for Peak
        if (cref3-cref2)*(cref2-cref1)<0
            Vpeak(peak+1)=cref2;
            Tpeak(peak+1)=tref2;
            peak=peak+1;
            % Check If Complete
            if peak==2
                % Calculate
                cdev1=Vpeak(1)-sp;
                cdev2=Vpeak(2)-sp;
                if cdev1*cdev2<0
                    ratio=abs(cdev1/cdev2);
                    psi=log(ratio)/sqrt(pi^2+(log(ratio))^2);
                    wd=pi/(Tpeak(2)-Tpeak(1));
                    flag=1;
                    % Factor de Regularidad
                    ctd2 = 0;
                    ctd = ctd+1;
                    T = 2*pi/wd;
                    Tbar1 = Tbar;
                    Tbar = Tbar + (T-Tbar)/ctd; % T promedio
                    S = S + (T-Tbar)*(T-Tbar1);
                    if ctd > 1 % Numero de detecciones antes de calcular r
                        Tstd = sqrt(S/(ctd-1)); % Desv Estnd de T
                        r = Tbar/Tstd/3; % Factor de regularidad, (Libro Jelali, p 233, ec 9.19)
                    end
                end
            end
        end
    % Reset

```

```

        peak=0;
        cref3=c;
        cref2=c;
        cref1=c;
    end
end
end
end
tp=t; % (3) Update Time
end
dyn=[psi;wd;flag;Tbar;Tstd;r]; % Write Output

```

Procedimiento del algoritmo para la re-sintonía

```

if (a_m == 1)
%al pasar el controlador a manual, esperar un tiempo, luego, verificar si
la oscilación persiste (r>1)
    if r>1
        kc = sintonía desarrollada;
    else
        display('ALARM 1')
%luego de la re-sintonización, se verifica: ¿mejoró el desempeño?, en
caso de que no, se sintoniza el controlador con la sintonía que tenía
anteriormente
        if (AI_act<AI_prev)
            display('Filtrado Activado')
        end
        else
            kc = sintonía tradicional;
            display('ALARM 2')
        end
    end
end

```

Algoritmo para pasar controlador a manual

```

function [a_m] = auto_man(r,t,Tbar1)
global ctd_t t01
Tlag = 50000;
if r>=1
    if ctd_t==0
        t01 = t;
    elseif ctd_t>=Tlag
        a_m = 1; % Pasar control a manual
    else
        a_m = 0; % Mantener en automatico
    end
    ctd_t = ctd_t+1;
else
    a_m = 0; % Mantener en automatico
    ctd_t=1;
end
end

```