

UNIVERSIDAD NACIONAL A DISTANCIA

DEPARTAMENTO DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN Y CONTROL
E.T.S.I. INFORMÁTICA

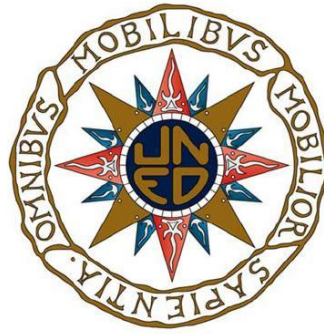
**Contribución al diseño y sintonía de controladores
PID discretos en sistemas muestreados de forma no
convencional**

TESIS DOCTORAL

YOLANDA CEREZO LÓPEZ

LICENCIADA EN CIENCIAS MATEMÁTICAS

MADRID 2011



DEPARTAMENTO DE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN Y CONTROL
E.T.S.I. INFORMÁTICA
UNIVERSIDAD NACIONAL DE EDUCACIÓN A DISTANCIA

**Contribución al diseño y sintonía de controladores
PID discretos en sistemas muestreados de forma no
convencional**

TESIS DOCTORAL

YOLANDA CEREZO LÓPEZ

LICENCIADA EN CIENCIAS MATEMÁTICAS

Director: Dr. D. Ignacio José LÓPEZ RODRÍGUEZ

Codirector: Dr. D. Luis GRAU FERNÁNDEZ

MADRID 2011

Si buscas resultados distintos, no hagas siempre lo mismo.

Todo el que aspire a ser un auténtico científico debe dedicar al menos media hora diaria a pensar al contrario que sus colegas.

En los momentos de crisis, solo la imaginación es más importante que el conocimiento.

Albert Einstein

Agradecimientos

Agradezco la colaboración directa o indirecta a todas las personas que de alguna manera han contribuido en el desarrollo de la presente tesis doctoral. En estas líneas quiero destacar a aquellas que han estado más cerca de mí, en el día a día, mientras desarrollaba este trabajo. Si tú eres uno de los amigos anónimos espero que sepas que valoro tu amistad y continuo apoyo.

En primer lugar, mi más enérgico y sincero agradecimiento a mis directores de tesis, Ignacio López y Luis Grau. A Ignacio por sus acertados comentarios sobre todo mi trabajo y por su dedicación al trabajo realizado. A Luis por enseñarme mediante sus correcciones y ejemplos y por los ratos intensos que hemos compartido. A los dos debo agradecerles su tenacidad y palabras de ánimo en los momentos difíciles.

A Alfredo por responderme a cuantas dudas técnicas le he planteado, por su disponibilidad para que esas dudas se disiparan lo más rápido posible y por su orientación tanto en la elaboración de la tesis como en la elaboración de publicaciones científicas.

A Adolfo, mi gran amigo y ejemplo por su apoyo continuo y su sabiduría. Por compartir tantos ratos de análisis de estadísticas y cosas varias de la vida.

Al departamento de Sistemas de Comunicación y Control de la UNED donde he tenido la oportunidad de desarrollar y poner fin al presente trabajo. También al departamento de Informática y Automática de la UNED donde, inicialmente, tuve la oportunidad de comenzar mi investigación.

A la Universidad Francisco de Vitoria (UFV) por ofrecerme la oportunidad de comenzar mi singladura docente universitaria, allá por 1995, y de una forma muy especial a la dirección de Administración y Dirección de Empresas por facilitarme cuantos recursos han sido necesarios para la realización de mi Tesis Doctoral y brindarme la oportunidad de trabajar en lo que realmente me gusta.

A mis compañeras/os de la UFV por su apoyo incondicional y su aliento en este largo camino. Especialmente a mis amigas: Yolanda, Eva, Chelo, Olga, Teresa y Sandra

por saber buscar los momentos y respetar mi día a día.

A Pili, Rocío y Alberto por enseñarme tanto del rigor y del compromiso con las cosas bien hechas.

A Javi, Esther, María y Raquel que han fortalecido la toma de decisiones en el desarrollo de este trabajo, ayudándome a determinar los tiempos y las prioridades.

A Jose, Pilu y Alicia, han sido un referente claro en enseñarme que el enfoque que hay que usar para solucionar un problema es poner todo el optimismo y el pensamiento dirigido a la solución, ocupándose de poner los medios para resolverlos.

A Eva, Ángel, Jesús y Adrian por compartir conmigo sus inquietudes y ayudarme a abrir mi mente a nuevos ámbitos del saber.

A Raquel, Josemy, Sara e Isaac que son ejemplo de mejora continua y preocupación por lo importante sin perder el objetivo de la búsqueda de la felicidad.

A Carmen, Juan Manuel, Eva, Miguel y Álvaro por su acogida en los momentos duros de trabajo y su apoyo.

A mi madre, Margarita, la mejor persona que he encontrado en mi vida, con todo un camino recorrido de lucha y entrega a los demás sin esperar nada a cambio. Solo puedo expresar mi gratitud más profunda a quien me ha hecho ser quien soy. Gracias por cada sonrisa y cada lagrима, gracias por ser tú.

A África y Manuel quienes alimentan mi creatividad e ilusión por ser mejor persona cada día, ellos son mis dos primeras tesis doctorales y les agradezco que cada minuto de su vida me permitan seguir investigando y buscando como dar sentido a mi vida.

A Juan Carlos, por ser mi vida. Compartir todo contigo es un privilegio para mí, espero que sigamos aprendiendo juntos. Sin duda él ha sido el que más ha “sufrido” este trabajo, y te mereces mi mayor gratitud. Muchas gracias por estar a mi lado. Sólo deseo ser capaz de corresponder todo tu amor.

Por último, a mi padre. De nuevo, observas desde el cielo uno de los momentos importantes en mi vida. Gracias, sin ti esto no sería posible, fuiste tú el que empezó a enseñarme a leer y me presentó lo que es el amor por el estudio con su ejemplo. Gracias por seguir protegiéndome.

Índice General

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. <i>Motivación y planteamiento del problema</i>	2
1.2. <i>Objetivo de la tesis</i>	8
1.3. <i>Organización de la memoria.....</i>	9
CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE	13
2.1. <i>Introducción</i>	14
2.2. <i>Clasificación de los SMNC</i>	16
2.2.1. <i>Sistemas Multifrecuencia.....</i>	17
2.2.2. <i>Sistemas PVT.....</i>	19
2.2.3. <i>Sistemas con muestreo aleatorio</i>	20
2.3. <i>Técnicas de modelado de SMNC.....</i>	21
2.3.1. <i>Técnicas de identificación sobre datos muestreados de forma NC</i>	22
2.3.2. <i>Técnicas de identificación de modelos muestreados de forma NC</i>	23
2.3.3. <i>Inclusión de muestreadores ficticios</i>	24
2.3.4. <i>Transformaciones matemáticas equivalentes</i>	25
2.3.5. <i>Resumen</i>	27

2.4. <i>Diseño y Análisis de reguladores PID multifrecuencia MRIC</i>	27
2.4.1. Diseño algebraico y sintonía de reguladores PID bifrecuencia	27
2.4.2. Diseño y análisis de reguladores PID multifrecuencia	28
2.5. <i>Análisis de sistemas de control desde dos perspectivas: Comunicación y Computación</i>	30
2.5.1. Sistemas de comunicación y Sistemas de control	32
2.5.2. Sistemas de computación y Sistemas de control.....	37
2.5.3. Esquemas de muestreo modelando situaciones reales.....	40
2.6. <i>Conclusiones del capítulo</i>	46

CAPÍTULO 3. MODELO DE SIMULACIÓN DEL SMNC EN BUCLE CERRADO.....51

3.1. <i>Introducción</i>	52
3.2. <i>Planteamiento del Problema</i>	53
3.2.1. Escenario del problema	54
3.2.2. Sistema de control no convencional.....	57
3.2.3. Modos de funcionamiento	61
3.3. <i>Modelo de Simulación</i>	62
3.3.1. Diagrama de bloques	64
3.3.2. Metodología de modelado	68
3.3.3. Parámetros del modelo y pseudocódigo de funcionamiento.....	69
3.3.4. Señales simuladas	74
3.3.5. Ventajas del modelo propuesto	77

3.4. Escenarios Simulados	78
3.4.1. Funcionamiento clásico con y sin desfases.....	80
3.4.2. Esquema multifrecuencia uniforme en la señal de medida y señal de actuación	81
3.4.3. Esquema multifrecuencia NO uniforme en la señal de medida y/o señal de actuación.....	87
3.4.4. Esquema aleatorio en la señal de medida y/o señal de actuación.....	88
3.4.5. Análisis de resultados	90
3.5. Bateria de Pruebas	90
3.6. Conclusiones del capítulo	100
CAPÍTULO 4. CONTROLADOR PID DISCRETO GENERAL	103
4.1. Introducción	104
4.2. Controlador PID Discreto General.....	107
4.2.1. Definición del controlador PID discreto general.....	109
4.2.2. Modos de funcionamiento PID discreto general	110
4.2.3. Algoritmo de control PID discreto multifrecuencia general	111
4.3. Ampliación del modelo simulado con el controlador PID discreto general	118
4.3.1. Estructura del controlador PID-G	119
4.3.2. Parámetros del bloque controlador y pseudocódigo de funcionamiento	123
4.3.3. Funciones de transferencia.....	125
4.4. Escenarios con controlador PID-G.....	133
4.5. Bateria de Pruebas	148
4.5.1. Acción de control proporcional.....	148
4.5.2. Acción de control integral	155
4.5.3. Acción de control derivativa.....	162
4.6. Conclusiones del capítulo	169

CAPÍTULO 5. SINTONÍA DEL CONTROLADOR PID DISCRETO GENERAL..... 173

5.1. *Introducción* 174

 5.1.1. Sintonía Control PID 176

 5.1.2. Métodos de Optimización..... 182

 5.1.3. Métodos de Optimización Heurísticos en Control PID 186

5.2. *Recocido Simulado* 188

 5.2.1. Fundamento físico 189

 5.2.2. Adaptación algorítmica general 190

5.3. *Método de Sintonía General (GTM)*..... 195

 5.3.1. Espacio de soluciones, solución inicial y estructura de vecindad 198

 5.3.2. Función objetivo 205

 5.3.3. Algoritmo heurístico implementado..... 210

5.4. *Análisis de aplicación del método GTM*..... 211

 5.4.1. Parametrización del algoritmo RS..... 212

 5.4.2. Tipología de los esquemas de muestreo 213

 5.4.3. Resultados del método GTM 215

 5.4.4. Análisis de los resultados 219

5.5. *Conclusiones del Capítulo* 230

CAPÍTULO 6. MNC-PIDLAB HERRAMIENTA DE DISEÑO SMNC235

6.1. *Introducción* 236

6.2. *MNC_PIDLAB para MatLab 7* 237

 6.2.1. Interfaz Principal..... 238

 6.2.2. Menú de la aplicación..... 242

 6.2.3. Controles..... 247

 6.2.4. Variables del Workspace 251

 6.2.5. Herramienta de Análisis (Interfaz secundario) 254

6.3. <i>Manual de Uso</i>	258
6.3.1. Respuesta del sistema en lazo cerrado.....	259
6.3.2. Análisis de variación de esquemas de muestreo	263
6.3.3. Método de sintonía GTM.....	263
6.4. <i>Análisis Experimental Paso a Paso</i>	267
6.4.1. Entorno de simulación de un lazo cerrado de control.....	268
6.4.2. Variación periodo de medida y actuación multifrecuencia.....	269
6.4.3. Evaluar el PID discreto general.....	270
6.4.4. Sintonía del controlador aplicando método GTM.....	277
6.5. <i>Conclusiones del Capítulo</i>	273
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	277
7.1. <i>Propósito</i>	278
7.2. <i>Innovaciones y Aportaciones</i>	278
7.3. <i>Conclusiones</i>	280
7.4. <i>Líneas de investigación futuras</i>	281
BIBLIOGRAFÍA	285
ANEXOS	307

Nomenclatura

Abreviaturas

SMNC	Sistemas con muestreo no convencional
MRPID	PID Multifrecuencia
PID-G	PID General o no convencional
PVT	Periódicamente Variable con el Tiempo
RS	Recocido Simulado
CACSD	Computer Aided Control Systems Design (<i>Diseño de Sistemas de Control Asistido por Ordenador</i>)
ZOH	Zero Order Holder (<i>Retenedor de orden cero</i>)
MRIC	Multi-Rate Input Controller
MROC	Multi-Rate Output Controller
SISO	Single Input Single Output
MF	Sistemas muestreados multifrecuencia
m.c.d.	Máximo común divisor
m.c.m.	Mínimo Común Múltiplo
SICC	Sistema Integrado de Comunicación y Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
IMC	Internal Model Control
Z-N	Ziegler-Nichols
IAE	Integral del error absoluto
ITAE	Integral del tiempo por el error absoluto
ISE	Integral del error cuadrático
ITSE	Integral del tiempo por el error cuadrático
GA	Genetic Algorithms (<i>Algoritmo Genético</i>)
GTM	General Tuning Method (<i>Método de Sintonía General</i>)

Símbolos principales

T	Periodo de muestreo
T_y	Periodo de muestreo de la salida del proceso
T_u	Periodo de muestreo a la salida del controlador
T_c	Periodo de muestreo de cálculo del controlador
$d(t)$	Perturbación en la carga
$n(t)$	Ruido en la medida
D/A	Convertor de Digital a Analógico
A/D	Convertor de Analógico a Digital
K_p	Ganancia proporcional
K_i	Ganancia integral
K_d	Ganancia derivativa
T_i	Tiempo Integral
T_d	Tiempo Derivativo
α	Constante del filtro
T_{prop}	Periodo de muestreo interno de control proporcional
T_{int}	Periodo de muestreo interno de control integral
T_{der}	Periodo de muestreo interno de control derivativo
N_y	Frecuencia Interna de la señal de medida
N_u	Frecuencia Interna de la señal de control
N_p	Frecuencia Interna de la señal proporcional
N_i	Frecuencia Interna de la señal integral
$y(t)$	Señal de salida continua del proceso
$y_s(t)$	Señal continua de medida
y_s^*	Señal discreta de medida
y_r^*	Señal discreta de referencia
e^*	Señal discreta de error
u^*	Señal discreta de control
$u(t)$	Señal continua de control
$u_a(t)$	Señal continua de entrada al proceso
$G_p(s)$	Función de transferencia del proceso continuo

$G_c(z)$	Función de transferencia discreta del controlador
r_{sc}	Retraso entre sensor y controlador
r_p	Retraso de propagación en el canal de comunicación
r_{ca}	Retraso entre controlador y actuador
$\mathcal{H}_{\bar{T}}\{u(k)\}$	Retenedor no convencional
$\delta_{\bar{T}}(t)$	Muestreador no convencional
\bar{T}_y	Esquema de periodos a aplicar en la medida
\bar{T}_u	Esquema de periodos a aplicar a la salida del controlador
\bar{T}_c	Esquema de periodos de cálculo del controlador
\bar{T}_{prop}	Periodo de muestreo interno de control proporcional
\bar{T}_{int}	Periodo de muestreo interno de control integral
\bar{T}_{der}	Periodo de muestreo interno de control derivativo
h	Periodo de ejecución
H_h	Bloque transformador en la periodicidad de la señal
n_c	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución que se calcula la señal de control
n_u	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución que se calcula la señal de salida del controlador
n_y	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución que se muestrea la salida del sistema
d_c	Retardo de aplicación de la señal de control
d_u	Retardo de aplicación en la señal de salida del controlador
d_y	Retardo de aplicación de la señal de medida sobre el controlador
n_{dc}	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución del retardo en la señal de control
n_{du}	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución para el retardo en el cálculo de la señal de salida del controlador
n_{dy}	Número de veces múltiplo del periodo de ejecución que se retarda la señal de salida del sistema
M_p	Máxima sobreelongación
t_p	Tiempo de pico
t_s	Tiempo de asentamiento
k_b	Constante de Boltzmann
T_{ini}^0	Valor inicial de la temperatura del algoritmo RS
t	Temperatura
T_{enfr}	Coefficiente de enfriamiento del algoritmo RS

nm	Número de repeticiones del algoritmo RS
S	Espacio de soluciones
T_{parada}	Temperatura de parada del algoritmo RS
S_0	Solución inicial
$f(s)$	Función objetivo
H_h	Bloque transformador en la periodicidad de la señal
K_p^0	Ganancia proporcional inicial
K_i^0	Ganancia integral inicial
K_d^0	Ganancia derivativa inicial
J	Índice de variación total
J_i	Objetivo parcial del índice de variación total
σ_i	Pesos de los objetivos parciales sobre el índice de variación
l.c.	Lazo cerrado
f_i^e	Valor deseado para la i -ésima función objetivo
f_i^s	Valor obtenido para la i -ésima función objetivo
N_d	Frecuencia Interna de la señal derivativa

Lista de Figuras

Figura 2.1.	Modelo de un sistema de control por computador.....	14
Figura 2.2.	Esquema de disciplinas relacionadas.....	15
Figura 2.3.	Muestreo convencional.....	16
Figura 2.4.	Esquema de control SISO con muestreo no convencional.....	17
Figura 2.5.	Muestreo multifrecuencia	18
Figura 2.6.	Muestreo PVT.....	19
Figura 2.7.	Muestreo aleatorio.....	20
Figura 2.8.	Esquema de Descomposición frecuencial.....	24
Figura 2.9.	Notación compacta de la descomposición vectorial de conexiones.....	24
Figura 2.10.	Operador de Kranc	25
Figura 2.11.	Esquema de la estructura del PIDMF	29
Figura 2.12.	Sistema Integrado de Comunicación y Control.....	32
Figura 2.13.	Variación conjunta de los periodos de muestreo del sistema	45
Figura 2.14.	Dimensión del modelo MF variando T_u con $T_y = 350$ ms.....	46
Figura 3.1.	Sistema de control por computador	55
Figura 3.2.	Diagrama de bloques del sistema	55
Figura 3.3.	Diagrama de bloques del sistema con muestreo no convencional	60
Figura 3.4.	Esquema del modelo simulado del SMNC	65
Figura 3.5.	Bloque transformador de frecuencias.....	66
Figura 3.6.	Diagrama de bloques y muestreo del sistema de control	67
Figura 3.7.	Diagrama de flujo del proceso de control	71
Figura 3.8.	Diagrama de flujo del bloque A/D no convencional	73
Figura 3.9.	Señal de salida de un sistema muestreado cada $h = 0.001$ seg.....	75
Figura 3.10.	Señal muestreada en instantes uniformes y constantes $T = 0.25$ seg.....	76
Figura 3.11.	Señal muestreada en instantes no uniformes y ciclicos $T = 0.4, 0.15$ seg.....	76
Figura 3.12.	Señal muestrada en instantes aleatorios.	76
Figura 3.13.	Señal muestreada no uniforme desfasada en 0.2 seg.	77
Figura 3.14.	Respuesta del sistema (S_0) con y sin desfases	80
Figura 3.15.	Señales S_1 y S_5 en con y sin desfases en Modo 2 y Modo 4.2	80
Figura 3.16.	Diagrama de bloques SMNC en Simulink con MCT	82

Figura 3.17. Respuesta en lazo cerrado con MCT	83
Figura 3.18. S0 con funcionamiento en Modo 3.1. , $T_y < T_u$	84
Figura 3.19. Señales S1 y S5 en Modo 3.1, $T_y < T_u$	84
Figura 3.20. S0 con funcionamiento Modo 3.1, $T_u < T_y$	86
Figura 3.21. Señales S1 y S5 en Modo 3.1, $T_u < T_y$	86
Figura 3.22. S0 con funcionamiento Modo 3.2.	88
Figura 3.23. Señales S1 y S5 en Modo 3.2.	88
Figura 3.24. Esquema aleatorio en la medida (\blacklozenge) y la actuación(\blacksquare)	89
Figura 3.25. S0 con funcionamiento Modo 3.3.	89
Figura 3.26. S1 y S5 en Modo 3.3.	90
Figura 3.27. Sistema 1, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	94
Figura 3.28. Sistema 2, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	95
Figura 3.29. Sistema 3, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	95
Figura 3.30. Sistema 4, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	95
Figura 3.31. Sistema 5, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	96
Figura 3.32. Sistema 6, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	96
Figura 3.33. Sistema 7, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	96
Figura 3.34. Sistema 8, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	97
Figura 3.35. Sistema 9, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	97
Figura 3.36. Sistema 10, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	97
Figura 3.37. Sistema 11, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	98
Figura 3.38. Sistema 12, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$	98
Figura 4.1. Esquema de la estructura del PIDMF. Los muestreadores internos hacen referencia al periodo al que funciona cada componente	110
Figura 4.2. Diagrama de Flujo de un control monofrecuencia a periodo T.	112
Figura 4.3. Representación en bloques del Controlador Bifrecuencia	113
Figura 4.4. $T_{c1} = NT$ y $T_{c2} = T$ lento-rápido	114
Figura 4.5. $T_{c2} = NT$ y $T_{c1} = T$ rápido-lento	114
Figura 4.6. T_{c1} , T_{c2} y T_{c3} periodos distintos no necesariamente relacionados.	115
Figura 4.7. T_{prp} , T_{int} y T_{der} periodos distintos no necesariamente relacionados.....	116
Figura 4.8. Diagrama de bloques del sistema de control.....	119
Figura 4.9. Controlador no convencional PID-G no interactivo.....	119
Figura 4.10. Sistema de control con PID-G no interactivo	120
Figura 4.11. Controlador no convencional PI-D-G no interactivo.....	120
Figura 4.12. Controlador no convencional I-PD-G no interactivo.....	121
Figura 4.13. Controlador no convencional PID-G interactivo.....	122
Figura 4.14. Controlador no convencional PI-D-G interactivo	122

Figura 4.15. Controlador no convencional I-PD-G interactivo.....	123
Figura 4.16. Acción de control a período T.....	129
Figura 4.17. Respuesta del sistema en lazo cerrado continuo versus discreto a periodo T....	134
Figura 4.18. Tint (periodo acción integral) versus ITAE, S1-CASO I.....	135
Figura 4.19. Respuesta del sistema S1-CASO I para los PID-G de la Tabla 4.6.....	135
Figura 4.20. Acción integral y derivativa del PID1 y PID2 en S1-CASO I.....	136
Figura 4.21. Periodo de medida versus variación en % de t_s	142
Figura 4.22. Periodo de medida versus t_s	142
Figura 4.23. Respuesta Ideal (—), PID1 (-...-), PID2 (- - -), PID3(- - -).....	145
Figura 4.24. Señal de la acción integral y derivativa para PID2y PID3(der.).....	146
Figura 4.25. Respuesta del sistema, acción proporcional, integral y derivativa en los casos Mono (—), NC+PID clásico (- - -), NC+PID-G(-...-).....	147
Figura 4.26. Caso 1.1. y Caso 1.2. variando T_{prop} versus t_s	149
Figura 4.27. Caso 2.1. y Caso 2.2 . variando T_{prop} versus t_s	149
Figura 4.28. Caso 3.1. y Caso 3.2 . variando T_{prop} versus t_s	150
Figura 4.29. Caso 4.1. y Caso 4.2 . variando T_{prop} versus t_s	150
Figura 4.30. Caso 5.1. y Caso 5.2 . variando T_{prop} versus t_s	150
Figura 4.31. Caso 6.1. y Caso 6.2 . variando T_{prop} versus t_s	151
Figura 4.32. Caso 7.1. y Caso 7.2 . variando T_{prop} versus t_s	151
Figura 4.33. Caso 8.1. y Caso 8.2 . variando T_{prop} versus t_s	151
Figura 4.34. Caso 9.1. y Caso 9.2 . variando T_{prop} versus t_s	152
Figura 4.35. Caso 10.1. y Caso 10.2 . variando T_{prop} versus t_s	152
Figura 4.36. Caso 11.1. y Caso 11.2 . variando T_{prop} versus t_s	152
Figura 4.37. Efecto del periodo de la acción proporcional sobre la batería de procesos	153
Figura 4.38. Diagrama de cajas distribución de mejora del periodo de la acción proporcional clasificado por variedad NCOC (0) y NCIC (1).....	154
Figura 4.39. Caso 1.1. y Caso 1.2. variando T_{int} versus t_s	156
Figura 4.40. Caso 2.1. y Caso 2.2 . variando T_{int} versus t_s	156
Figura 4.41. Caso 3.1. y Caso 3.2 . variando T_{int} versus t_s	156
Figura 4.42. Caso 4.1. y Caso 4.2 . variando T_{int} versus t_s	157
Figura 4.43. Caso 5.1. y Caso 5.2 . variando T_{int} versus t_s	157
Figura 4.44. Caso 6.1. y Caso 6.2 . variando T_{int} versus t_s	157
Figura 4.45. Caso 7.1. y Caso 7.2 . variando T_{int} versus t_s	158
Figura 4.46. Caso 8.1. y Caso 8.2 . variando T_{int} versus t_s	158
Figura 4.47. Caso 9.1. y Caso 9.2 . variando T_{int} versus t_s	158
Figura 4.48. Caso 10.1. y Caso 10.2 . variando T_{int} versus t_s	159
Figura 4.49. Caso 11.1. y Caso 11.2 . variando T_{int} versus t_s	159

Figura 4.50.	Efecto del periodo de la acción integral sobre la batería de procesos.....	160
Figura 4.51.	Diagrama de cajas distribución de mejora del periodo de la acción integral clasificado por variedad NCOC (0) y NCIC (1)	160
Figura 4.52.	Caso 1.1. y Caso 1.2. variando Tder versus ts	163
Figura 4.53.	Caso 2.1. y Caso 2.2 . variando Tder versus ts	163
Figura 4.54.	Caso 3.1. y Caso 3.2 . variando Tder versus ts	163
Figura 4.55.	Caso 4.1. y Caso 4.2 . variando Tder versus ts	164
Figura 4.56.	Caso 5.1. y Caso 5.2 . variando Tder versus ts	164
Figura 4.57.	Caso 6.1. y Caso 6.2 . variando Tder versus ts	164
Figura 4.58.	Caso 7.1. y Caso 7.2 . variando Tder versus ts	165
Figura 4.59.	Caso 8.1. y Caso 8.2 . variando Tder versus ts	165
Figura 4.60.	Caso 9.1. y Caso 9.2 . variando Tder versus ts	165
Figura 4.61.	Caso 10.1. y Caso 10.2 . variando Tder versus ts	166
Figura 4.62.	Caso 11.1. y Caso 11.2 . variando Tder versus ts	166
Figura 5.1.	Clasificación de Métodos de optimización	183
Figura 5.2.	Algoritmo método general de sintonía	195
Figura 5.3.	Respuesta del sistema en lazo cerrado implementando PID (ver tabla 5.4).....	208
Figura 5.4.	Histograma que agrupa el índice de variación calculado aplicando GTM.....	219
Figura 5.5.	Histograma que agrupa el factor de eficiencia del algoritmo GTM	220
Figura 5.6.	Diagrama de cajas de la variable índice de variación.....	220
Figura 5.7.	Histograma de la variable índice de variación para el controlador PID2.....	221
Figura 5.8.	Gráficos de normalidad del índice de variación para PID1, PID2 y PID3	224
Figura 5.9.	Variación de las ganancias del controlador PID1 respecto PID clásico	227
Figura 5.10.	Variación de los periodos del controlador PID2 respecto PID clásico	227
Figura 5.11.	Variación de las ganancias del controlador PID3 respecto PID clásico	228
Figura 5.12.	Variación de los periodos del controlador PID3 respecto PID clásico	229
Figura 5.13.	Diagrama de de cajas de índice de variación variante NCOC.....	229
Figura 5.14.	Diagrama de de cajas de índice de variación variante NCIC	230
Figura 6.1.	Interfaz de la herramienta MNC_PIDLAB para Matlab 7.....	239
Figura 6.2.	Zona Proceso en MNC_PIDLAB.....	240
Figura 6.3.	Zona Clásica en MNC_PIDLAB	240
Figura 6.4.	Zona Discreta en MNC_PIDLAB.....	240
Figura 6.5.	Zona NC en MNC_PIDLAB	241
Figura 6.6.	Zona Laboratorio en MNC_PIDLAB.....	241
Figura 6.7.	Zona Información en MNC_PIDLAB.....	242
Figura 6.8.	Zona Menú en MNC_PIDLAB.....	242
Figura 6.9.	Ventana de recuperación de datos almacenados	242

Figura 6.10.	Ventana para guardar datos calculados.....	243
Figura 6.11.	Gráficos de los datos de salida de los sistemas simulados.....	244
Figura 6.12.	Selección posible en el menú Ver	245
Figura 6.13.	Cuadro de dialogo para modificar el tiempo de simulación.....	245
Figura 6.14.	Cuadro de dialogo para gestión de perturbaciones	245
Figura 6.15.	Parámetros del algoritmo Recocido Simulado.	246
Figura 6.16.	Parámetros del método de sintonía Z-N modificado.	247
Figura 6.17.	Selección de distintos métodos para minimizar el error.	247
Figura 6.18.	Ventana de selección de parámetros para respuesta el lazo cerrado.	250
Figura 6.19.	Ventana para selección de opciones en GTM.	250
Figura 6.20.	Interfaz GRÁFICO-COSTES	254
Figura 6.21.	Zona Entorno Simulación en GRÁFICO-COSTES.....	255
Figura 6.22.	Zona Especificaciones en GRÁFICO-COSTES.....	255
Figura 6.23.	Zona Límites en GRÁFICO-COSTES	255
Figura 6.24.	Zona Variación en GRÁFICO-COSTES	255
Figura 6.25.	Zona Output en GRÁFICO-COSTES	256
Figura 6.26.	Valor Especificaciones frente a periodo variable en GRÁFICO-COSTES.....	257
Figura 6.27.	Selección de la señal con periodo variable en GRÁFICO-COSTES.....	257
Figura 6.28.	Selección de implementación de PID discreto con GRÁFICO-COSTES.....	257
Figura 6.29.	Almacenar información generada con GRÁFICO-COSTES	258
Figura 6.30.	Variación de patrón de muestreo de la señal de medida	260
Figura 6.31.	Simulaciones de sistemas con muestreo no convencional	261
Figura 6.32.	Señal de medida con distintos esquemas de muestreo	261
Figura 6.33.	Parámetros PID-G dentro de la Zona NC	262
Figura 6.34.	Selección en el menú de un método clásico de sintonía	265
Figura 6.35.	Parametrización de la función objetivo y salida del método GTM (izq.).....	265
Figura 6.36.	Caja de Texto con parámetros de salida GTM.	266
Figura 6.37.	Evolución de los parámetros en cada iteración del algoritmo RS.....	266
Figura 6.38.	Ganancias del controlador PID-G salida del método GTM	266
Figura 6.39.	Periodos internos del control PID-G salida del método GTM	267
Figura 6.40.	Parámetros del controlador PID-G salida del método GTM	267
Figura 6.41.	Ejemplo en la Zona Proceso	268
Figura 6.42.	Ejemplo en la Zona Clásica	268
Figura 6.43.	Ejemplo en la Zona Discreta.....	269
Figura 6.44.	Ejemplo en la Zona Información.....	269
Figura 6.45.	Ejemplo con GRAFICO-COSTES variando el periodo de medida y actuación	270
Figura 6.46.	Ejemplo salida gráfica de la herramienta GRAFICO-COSTES	270

Figura 6.47. Variación del periodo de la acción proporcional en el ejemplo	271
Figura 6.48. Respuestas del sistema para los experimentos seleccionados	271
Figura 6.49. Ejemplo en la Zona Información	272
Figura 6.50. Salida de la herramienta para GTM variando ganancias del PID.....	273
Figura 6.51. Salida de la herramienta para GTM variando periodos internos PID	273
Figura 6.52. Salida de GTM variando ganancias y periodos internos PID	273

Lista de Tablas

Tabla 2. 1.	Combinación de patrones de muestreo en el caso de sistema PVT	20
Tabla 3. 1.	Casos según formato del esquema de periodos sobre la señal.....	60
Tabla 3. 2.	Funcionamiento del lazo de control según T_y y T_u	62
Tabla 3. 3.	Esquemas de periodos de muestreo en la medida y la actuación.....	79
Tabla 3. 4.	Batería de sistemas analizados y ganancias del controlador PID continuo	92
Tabla 3. 5.	Ganancias de controlador PID discreto a periodo T_{max} y características de la respuesta para los sistemas de la tabla 3.4	93
Tabla 3. 6.	Selección de experimentos definidos por el periodo de medida (T_y) periodo de actuación (T_u) y tiempo de simulación (t_{sim}) expresado en segundos.....	99
Tabla 4.1.	Acciones de control continuo.....	126
Tabla 4.2.	Transformaciones para las acciones de control discreto	127
Tabla 4.3.	Acciones de control discreto.....	127
Tabla 4.4.	Acciones de control discreto.....	131
Tabla 4.5.	Esquemas de muestreo en la medida y la actuación	133
Tabla 4.6.	Ejemplos PID-G en S1-CASO I.....	135
Tabla 4.7.	Variación de ITAE implementando varios PID-G S1-CASO II y CASO III....	137
Tabla 4.8.	Variación de t_s implementando PID-G en S2- CASO I y CASO II.....	138
Tabla 4.9.	Variación de t_s implementando PID-G en S2- CASO III y CASO IV	140
Tabla 4.10.	Variación de t_s implementando PID-G en S3- CASO I y CASO II.....	144
Tabla 4.11.	Patrones internos del PID aplicado para S3-CASO I.....	145
Tabla 4.12.	Periodo de muestreo de la acción proporcional (T_{prop} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación.....	153
Tabla 4.13.	Periodo de muestreo de la acción derivativa (T_{int} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación.....	161
Tabla 4.14.	Periodo de muestreo de la acción derivativa (T_{der} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación.....	168
Tabla 5.1.	Transformaciones para las acciones de control discreto	180
Tabla 5.2.	Criterios de elección de periodos de muestreo para sistemas de primer orden..	181
Tabla 5.3.	Límites en los periodos de muestreo para sistemas de primer orden.....	182

Tabla 5.4.	Valores iniciales para GTM según método clásico seleccionado.....	204
Tabla 5.5.	Características respuesta l.c. implementando PID clásico (ver tabla 5.4).....	209
Tabla 5.6.	Procesos utilizados en el lazo de control	212
Tabla 5.7.	Esquemas de periodos de muestreo en la medida y la actuación	214
Tabla 5.8.	Resumen de Información método GTM para experimento base	216
Tabla 5.9.	Resumen de Información método GTM para batería de pruebas	217
Tabla 5.10.	Pruebas de normalidad para la variable Índice de variación	223
Tabla 5.11.	Estadísticos descriptivos de la variable Índice de variación	225
Tabla 5.12.	Prueba de Friedman aplicada al Índice de variación	225
Tabla 5.13.	Estadísticos de contraste prueba de rangos con signos de Wilcoxon	226
Tabla 5.14.	Estadísticos de contraste prueba de signos	226

Capítulo 1

Introducción

En este primer capítulo introductorio, se resume a modo de prólogo el planteamiento del trabajo de la tesis y el contenido de la presente memoria. En la sección 1.1. se contextualiza el problema y se presenta el marco de desarrollo del trabajo doctoral y describe los propósitos generales de la tesis. Posteriormente la sección 1.2. introduce los objetivos que han fundamentado el desarrollo del trabajo doctoral. En la sección 1.3., por último, se define la articulación por capítulos de la presente memoria.

1.1. Motivación y planteamiento del problema

La principal motivación de la investigación que se ha desarrollado es aportar nuevos resultados para el diseño de controladores discretos en sistemas de control cuando existen problemas de tiempos: distintos períodos de muestreo, distintos períodos de cálculo, retardos en la transmisión de señales, etc. Los aspectos temporales que se tratan son aquellos que pueden ser debidos a la propia dinámica del proceso a controlar o a la estrategia de control utilizada y tales que lleven a esquemas de muestreo no convencionales, desde patrones que se repiten en el tiempo hasta otros aleatorios. Dado que en el ámbito industrial los controladores más utilizados son los de tipo PID, se trabajará específicamente con ellos.

En este sentido, esta memoria presenta los resultados alcanzados. Se realiza el diseño de controladores de tal forma que permiten soportar estos problemas sin que ello interfiera de forma decisiva en las especificaciones de diseño. Se establecen objetivos de control más ambiciosos que los de sus contrapartidas clásicas, pero que de alguna forma también son aplicables a ellos. En particular, como el control discreto clásico es en último término un caso particular del planteado, los resultados a los que se llegan también son aplicables a él y como consecuencia límite al control continuo. En relación con el planteamiento del trabajo, se abordan cuestiones específicas relativas tanto al modelado, análisis y diseño de este tipo de sistemas, *sistemas con muestreo no convencional (SMNC)*, como a su implementación en una herramienta software.

Por otro lado en los sistemas reales suelen aparecer retardos en el tratamiento de las distintas señales que intervienen debido, entre otras razones, a la utilización de medios compartidos o cálculos computacionales. Desde esta óptica parece razonable plantear el estudio de dichos sistemas a partir de la construcción de distintos esquemas de muestreo en el lazo de control. Los modelos resultantes permiten analizar el comportamiento del sistema con la finalidad de diseñar controladores que garanticen tanto el cumplimiento de las especificaciones de forma teórica como el margen de aplicación de éstos en sistemas reales.

Se conocen por *sistemas muestreados de forma convencional* a aquellos sistemas en los que las distintas variables que intervienen en ellos están todas muestreadas a un único período fijo. Pudiendo ser *síncronos*, cuando todos los muestreadores están sincronizados, o *asíncronos*, cuando existe cierto retraso en el comienzo del muestreo de una variable respecto de otra u otras. Todos los sistemas muestreados que no cumplan la condición de muestreo convencional se les denotará como *sistemas muestreados de forma no convencional* [Kal59].

Los sistemas muestreados en los que dos o más variables son actualizadas a frecuencias distintas se conocen como *sistemas multifrecuencia*. Normalmente se considera que el muestreo es síncrono y periódico. Cuando los muestreadores no están sincronizados se habla de *sistemas multifrecuencia asíncronos* [Vel01]. De este tipo de sistemas surge el *control digital multifrecuencia*, o de muestreo multiperíodico, como aquel tipo de control digital en el cual se suceden muestreos a frecuencias distintas.

Como extensión de los sistemas multifrecuencia, aunque claramente diferenciada, se puede considerar una situación no convencional de innegable interés práctico: el *muestreo cíclico* (también llamado *periódicamente variable con el tiempo* o de orden múltiple) [Salt92]. Éste es un tipo de muestreo en el que las variables son muestreadas a intervalos variables de tiempo (PVT) pero con la existencia de un periodo global, a veces denominado *metaperiodo* o *periodo marco*. Por último, los *sistemas muestreados de forma aleatoria* son aquéllos en los que el muestreo se produce cada cierta cantidad variable de tiempo, sin la restricción de formar un patrón de muestreo que se repita cada periodo global ([Ber60], [Van95]).

Los *sistemas de control con muestreo no convencional* reflejan mucho más fielmente la realidad del sistema que la *teoría clásica de control discreto*. Desde un punto de vista práctico es imposible pretender actualizar todas las variables presentes en un sistema de control al mismo tiempo. La existencia de diferentes dinámicas en los actuadores, los sensores, la planta o el controlador obligan en ocasiones a considerar como periodo de muestreo el mayor de todos los presentes, que si sobrepasa cierto umbral llevará a una degradación considerable del comportamiento del sistema, pudiendo incluso llevar a la inestabilidad. En otras ocasiones, las variables se dividen entre aquellas que varían rápidamente y aquellas que varían más lentamente. Aún cuando todas se pudieran medir rápidamente resulta innecesario en muchas de ellas. Existen además situaciones en las cuales la medición de una variable es tan compleja que se realiza esporádicamente, haciéndose necesario estimar su evolución.

El modelo, para los sistemas con muestreo no convencional, se suele determinar para un período de muestreo *lento*, denominado *período marco* (mínimo común múltiplo de todos los periodos presentes en el lazo), en el que todas las señales están disponibles, lo que conduce a modelos de gran dimensión donde el análisis y el diseño se hacen complejos y difíciles de entender desde un punto de vista práctico, e incluso en ocasiones dicho periodo es muy alto para obtener con fiabilidad la respuesta del sistema. Para paliar estos problemas, diversos autores se han planteado construir el modelo a un período de muestreo *rápido*, denominado *período base* (máximo común divisor de todos los periodos presentes en el lazo).

Se han descrito diferentes técnicas de modelado de sistemas con muestreo no convencional e incluso sus equivalencias en representación, de entre todas ellas, sin duda alguna, la de mayor impacto es la *técnica del lifting discreto*, entre otros motivos, por definir un operador isomórfico. Sin embargo, cabe decir que el *modelado periódico* es más flexible ya que permite conocer la evolución interna de las variables a periodo base y por lo tanto se trata de una poderosa herramienta para la simulación de sistemas con muestreo no convencional. Otras técnicas de identificación del modelo a periodo base también son revisadas en este trabajo. Estas técnicas de modelado son aplicables solo frente a tipos específicos de esquemas de muestreo aplicados a las señales, este es un trabajo de interés pendiente de realizar y que se desarrolla en este estudio.

La aplicación de esquemas de muestreo no convencional sobre un sistema de control es una rama con gran interés para la investigación, ya que pueden ser aplicados en diversas situaciones prácticas muy diferentes para mejorar el comportamiento del sistema o para considerar, en detalle, situaciones que inherentemente contienen muestreos no convencionales [Cue04a]. Los dos principales campos de aplicación son el control de movimiento en el cual se miden dos o más variables a frecuencias distintas como la velocidad y la posición de un motor, desde los trabajos de Araki hasta los más recientes de Gu, Tomizuka o Chen ([Gu00b], [Tom04], [Miz07]), y los sistemas de control basados en red, tanto en buses de campo como en Internet, en los que se integran esquemas de control multifrecuencia con el objetivo de superar los retrasos en la transmisión de datos ([Sala05], [Cas06a], [Yang07]).

Los sistemas con muestreo no convencional se pueden entender como un mero desarrollo teórico para la generalización de los sistemas muestreados a un único periodo. Sin embargo hay una gran cantidad de situaciones en las que se hace imprescindible, necesario o simplemente ventajoso tener diferentes frecuencias de muestreo. Entre ellas cabe destacar:

- Computador compartido en el tiempo por parte de varios servicios de detección que le envían señales de forma periódica pero en los que la información deseada no puede obtenerse en intervalos regulares de tiempo.
- Aplicaciones prácticas en las que las restricciones económicas o tecnológicas obligan al uso de esquemas de control donde el muestreo de las medidas de los sensores y de los cálculos de control deben realizarse a diferentes frecuencias.
- Situaciones en las que se puede plantear un fallo de sensores y en las que, por otra parte, no se pretende una duplicación de los mismos por razones económicas.

- Sistemas de control distribuidos y multiprocesadores, con circuitos de control acoplado en los que debido a la distribución espacial de la planta controlada, los datos deben ser enviados por medio de un bus serie.
- Casos de control en tiempo real, donde se adecuan los muestreos a los tiempos de respuesta de las diferentes tareas requeridas en un entorno de estas características.
- Sistemas multivariables en los que suele ser ventajoso disponer de diferentes frecuencias de muestreo en lazos distintos para mejorar las prestaciones del sistema y reducir la carga del computador.
- Sistemas de control digital en los que se introduce intencionadamente una estructura de control no convencional con el objetivo de mejorar el cumplimiento de las especificaciones.

En definitiva, el control de sistemas con muestreo no convencional es tanto una necesidad intrínseca de muchos procesos como una estrategia alternativa y ventajosa.

A pesar de la aparición de diferentes estrategias de control durante los últimos años, el controlador PID sigue siendo el más utilizado en control de procesos ([Ast00b], [Gon03]). Actualmente, la mayor parte de este tipo de controladores es de naturaleza discreta y se integran en sistemas muestreados de forma convencional (*sistemas monofrecuencia*). Cuando se opera de esta forma, se está asumiendo que en cada período de muestreo es posible: obtener la medida de la variable a controlar, transmitir y digitalizar el valor de la medida, actualizar el valor de la medida en el algoritmo de control, aplicar el algoritmo de control, reconstruir la señal de control, llevar la señal de control al actuador y modificar la entrada del actuador. Los *sistemas de control con muestro no convencional* surgen cuando las acciones descritas no se realizan todas a un mismo período.

Algunos autores ([Gla83], [Vel98]) han manifestado la necesidad de utilizar períodos distintos para la toma de muestras de la variable a controlar y para la modificación de la señal de control. Si el controlador es muestreado, surge la siguiente pregunta: ¿a qué período se deben realizar los cálculos del algoritmo de control?. Por otra parte, tras un primer análisis del problema, una vez seleccionado como controlador un PID, surge otra cuestión: ¿es necesario que todas las acciones de control se calculen al mismo período?.

Algunos autores han aplicado el control PID en lazos de control multifrecuencia ([Cue04a], [Cues04], [Salt06], [Sala09]). Este tipo de trabajos condicionan siempre el valor de los periodos que aparecen en el sistema al periodo marco. El controlador PID multifrecuencia que proponen posee el rasgo diferenciador de que cada una de sus acciones (proporcional, integral y derivativa) funciona a un periodo diferente. Los periodos internos del PID también se determinan en función del periodo marco, dentro de un rango de valores limitado por los esquemas de muestreo de la señal de medida y actuación, por lo que la construcción del PID también queda restringida. A partir de estas cuestiones, el controlador PID discreto debería permitir considerar diferentes esquemas de muestreo (regulares o irregulares) en el muestreador de salida o entrada del controlador y ampliar su estructura clásica con tres nuevos muestreadores situados en cada una de las acciones básicas del controlador, *independientes* en valor a los esquemas de muestreo que aparecen en el lazo de control, que se denota controlador *PID general* (PID-G) o *no convencional* y se presenta como una generalización del *PID multifrecuencia* (MRPID).

Es bien sabido que para sintonizar un controlador PID mediante métodos clásicos, es necesario disponer de un modelo matemático que describa el comportamiento dinámico del proceso a controlar. El modelado de los sistemas con muestreo no convencional es complejo ya que su representación produce un aumento del número de entradas y salidas y en consecuencia sistemas de gran dimensión, por lo que los métodos de sintonía del controlador están condicionados por esta circunstancia.

La obtención de dicho modelo se complica cuando aparecen esquemas de muestreo no convencional que no permiten sincronizar las señales al periodo global (periodo marco) o el valor de sincronización es elevado, lo que incrementa la dimensión del problema y en consecuencia dificulta el diseño del controlador. Las siguientes cuestiones se derivan de las circunstancias señaladas:

- ¿Qué métodos de sintonía se pueden aplicar para sintonizar un PID en un lazo de control con muestreo no convencional?
- ¿Está condicionado el método de sintonía a la técnica de modelado utilizada para el sistema muestreado?
- ¿Son validos los métodos clásicos de sintonía de controladores PID en lazos donde los esquemas de muestreo de la medida y la actuación son diferentes?

El método de sintonía desarrollado permite diseñar el controlador PID-G de manera que su comportamiento sea parecido al obtenido cuando se considera el lazo cerrado de control en el ámbito clásico. Es un método práctico y lo suficientemente general como para sintonizar diferentes escenarios temporales con el objetivo último de dar respuesta a alguna de las cuestiones planteadas anteriormente.

El método de sintonía que se desarrolla, parte del conocimiento de los métodos clásicos, tanto empíricos como analíticos, y de las técnicas de optimización para su extensión al caso de muestreo no convencional. Para ello, se realiza una recopilación y análisis tanto de los métodos de sintonía clásicos, como de las técnicas de optimización computacional. En particular, se centra la atención en métodos de búsqueda estocástica como es el *Recocido Simulado (RS)* [Met53], la primera aplicación del algoritmo en problemas de optimización fue realizada por Kirkpatrick et al. [Kir83] que utilizó el método como un nuevo paradigma en la búsqueda de soluciones escapando de óptimos locales y esperando converger al óptimo global. Desde entonces ha sido aplicado en un gran conjunto de problemas de optimización combinatoria alcanzando buenos resultados. En la literatura existen múltiples documentos que avalan el potencial de este método ([Cor87], [Mei98], [Col04]), por lo que se selecciona para el desarrollo de la metodología utilizada en la sintonía del controlador PID-G que se propone en este trabajo.

Dentro del ámbito multifrecuencia varios autores han propuesto un conjunto de herramientas, que poseen como fin último proporcionar un interfaz al usuario para la simulación de sistemas con muestreo de distintas características y facilitar el diseño de controladores para estos sistemas.

Las herramientas actuales se desarrollan para sistemas de control multifrecuencia ([Vel01], [Alb03], [Cue04a], [Cues06b]) bajo la perspectiva de herramientas de *Diseño de Sistemas de Control Asistido por Ordenador* CACSD (Computer Aided Control Systems Design) para Matlab/Simulink [Mol87] que simplifican y clarifican el modelado, simulación, diseño e implementación de los sistemas de control multifrecuencia. La simulación es sencilla y los diagramas se construyen de acuerdo a las reglas para sistemas monofrecuencia (control convencional). Los principales inconvenientes que se encuentran son:

- La base matemática que tienen son los modelos obtenidos a partir de los métodos de las técnicas de modelado multifrecuencia, restringidas a determinados esquemas multifrecuencia.
- Los métodos de control que integran las herramientas solo son aplicables para determinados esquemas de muestreo de las señales involucradas en el sistema.

En este estudio los esquemas de muestreo no deben condicionar el trabajo y en consecuencia es necesario desarrollar una herramienta que permita implementar un método de sintonía para aplicar al controlador que garantice un buen diseño para que el sistema de control tenga el comportamiento deseado, con independencia del tipo de sistema.

El controlador PID-G desarrollado es otra fuente de investigación por la novedad intrínseca de independizar su diseño de los esquemas de muestreo establecidos en el lazo de control.

1.2. Objetivo de la Tesis

Dentro del campo del control en relación con los sistemas de muestreo no convencional hay varios aspectos a tratar, si deseamos partir del conocimiento clásico y su validez frente a distintas modificaciones en los esquemas temporales. En la presente memoria todo el estudio se realiza bajo un objetivo común: conseguir que la respuesta del sistema a controlar sea lo más parecida posible a una *respuesta patrón* obtenida mediante la aplicación de métodos clásicos, tanto en continuo como en discreto.

Este trabajo propone realizar un análisis, diseño y control de los sistemas con muestreo no convencional, que permita afrontar esquemas distintos a los que limitan los sistemas de control digital clásicos, en los que se asume que todas las señales de los datos muestreados son sincronas y regulares y están espaciadas en el tiempo de la misma forma, siendo T el periodo de muestreo [Ise89]. Para ello se abordan los siguientes aspectos:

- 1) Adaptar las distintas estructuras clásicas de controladores PID discretos a situaciones de muestreo no convencional.
 - Analizar las distintas situaciones en las que se pueden presentar casos de muestreo no convencional en un lazo de control.
 - Revisar los distintos métodos de modelado para sistemas muestreados de forma no convencional.
 - Describir el sistema de control dentro del modelo del sistema con muestreo no convencional y sus posibles modos de funcionamiento.

- Estudiar las posibles modificaciones que se pueden realizar en las estructuras clásicas de controladores PID discretos para adaptarlos a situaciones de muestreo no convencional.
 - Implementar un algoritmo de control PID adaptado a sistemas de control con muestreo no convencional.
- 2) Proponer un método de sintonía práctico para controladores PID discretos integrados en lazos de control con muestreo no convencional (para ello se analiza inicialmente la validez de los métodos de sintonía tradicionales y en el caso de no ser válidos se sintoniza el controlador ante situaciones de muestreo no convencional mediante un algoritmo de *optimización*). Los objetivos concretos respecto a este punto son:
- Recopilar los distintos métodos de sintonía clásicos para controladores de tipo PID y analizar su validez cuando el controlador se integra dentro de un lazo con muestreo no convencional.
 - Recopilar las distintas técnicas de optimización heurística y analizar su aplicación en la sintonía del controlador. Revisar los métodos de búsqueda estocástica que permitan acelerar el encuentro de soluciones.
 - Desarrollar un método de sintonía práctico para el controlador PID discreto propuesto que se integra en lazos de control con muestreo no convencional, a partir de los resultados obtenidos en los puntos anteriores.
- 3) Diseñar y desarrollar una herramienta que permita integrar los resultados hallados a lo largo de la investigación, tanto desde el punto de vista de la simulación como desde el punto de vista del control. La herramienta permitirá sintonizar, aplicando la metodología diseñada en este trabajo, el controlador PID-G definido en sus distintas configuraciones y modos de funcionamiento dentro del sistema con muestreo no convencional.

1.3. Organización de la memoria

La presente memoria de tesis doctoral se ha articulado en 7 capítulos, una sección bibliográfica y dos anexos. En esta estructura se ha intentado ofrecer capítulos bien conexos que posibiliten tanto una lectura lineal de la memoria, como una lectura selectiva.

La descripción del núcleo fundamental de la tesis se ha organizado en 4 capítulos (capítulos 3, 4, 5 y 6) para desarrollar cada uno de los diferentes aspectos del trabajo (simulación, controlador PID-G, método de sintonía y herramienta de diseño, respectivamente).

A continuación se presenta la organización por capítulos de la memoria:

- **Capítulo 1. Introducción:** Breve introducción y organización de la presente memoria de tesis doctoral.
- **Capítulo 2. Estado del arte:** En este capítulo se reseña el estado del arte sobre las dos áreas de investigación relacionadas con este trabajo: los sistemas con muestreo no convencional y los efectos temporales que tiene el implementar un sistema de control en un entorno real. También se exploran las técnicas de modelado empleadas en sistemas con muestreo no convencional y las restricciones que plantea su aplicación.
- **Capítulo 3. Modelo de simulación del lazo:** En este capítulo se presenta el modelo de simulación del bucle cerrado del sistema de control en el que aparecen distintos esquemas de muestreo no convencional. Bajo el modelo de simulación se analizan los sistemas con muestreo no convencional mediante el desarrollo de una batería de pruebas que se fundamentan en considerar diferentes esquemas de muestreo en el muestreador de la salida del controlador (entrada del proceso) o en el de entrada al controlador (salida del proceso). La variación de los parámetros del modelo, como ejemplo los *esquemas de muestreo*, permite analizar la influencia de la pérdida de requisitos temporales sobre la respuesta del sistema.
- **Capítulo 4. Controlador PID discreto general:** Este capítulo presenta una generalización de la implementación del PID clásico para responder a situaciones temporales no convencionales. Una de las principales aportaciones de este trabajo es la definición de un control PID discreto general (PID-G) en sus distintas configuraciones (interactiva y no interactiva) que permite tratar esquemas de muestreo más generales, para valores cualesquiera de los periodos involucrados en los esquemas de muestreo de la medida y el período de reconstrucción de la señal de control. Se estudia el comportamiento del sistema en el dominio temporal y se analiza el comportamiento del PID-G propuesto.

- **Capítulo 5. Sintonía del controlador PID discreto general:** Se presenta en este capítulo un nuevo método general de sintonía aplicable al PID-G. Tras la revisión de diferentes métodos de sintonía clásicos y su validez frente a los nuevos esquemas de muestreo, surge la necesidad de desarrollar un nuevo método que permita la sintonía del controlador en el lazo con muestreo no convencional. El nuevo método de sintonía utiliza una metodología basada en métodos clásicos y técnicas heurísticas, en concreto el método del recocido simulado. Se aplica y comprueba su eficiencia sobre los sistemas con muestreo no convencional en los que se produce una mayor pérdida en las especificaciones provocada por determinados esquemas de muestreo de distintas características.
- **Capítulo 6. MNC-PIDLAB herramienta de diseño SMNC:** El sexto capítulo se ha dedicado a presentar una nueva herramienta CACSD, MNC-PIDLAB, que permite incorporar al análisis anterior cuestiones propias del control como son el rechazo a perturbaciones, las saturaciones en el actuador, etc. La herramienta permite la simulación de distintas situaciones prácticas y la sintonía del lazo mediante el uso de la metodología descrita en el capítulo 5.
- **Capítulo 7. Conclusiones y líneas de investigación:** El último capítulo de la memoria aborda las conclusiones de la misma, resumiendo el trabajo de tesis doctoral y presentando las líneas de investigación futuras.

Esta memoria está concebida como un trabajo autocontenido donde cada capítulo está basado en los anteriores aunque esto no siempre coincida con el orden cronológico en el que los temas fueron desarrollados.

Por un lado, se asume que todos los conceptos básicos, es decir los conceptos que se aprenden habitualmente a nivel de grado en Control son ya conocidos. Por otro lado, los temas, herramientas y conceptos nuevos son introducidos solamente para su utilización en el contexto de esta Tesis.

De esta forma, la memoria no incluye ni una teoría completa ni una descripción del estado del arte sobre sistemas de control en tiempo real, sistemas de comunicación y sistemas de computación, teoría de perturbaciones, saturaciones y otros conceptos involucrados.

Capítulo 2

Estado del Arte

En el presente capítulo se hace una revisión del estado del arte sobre las dos áreas de investigación relacionadas con este trabajo: los sistemas con muestreo no convencional y los efectos temporales que tiene el implementar un sistema de control en un entorno real.

La sección 2.1 introduce el capítulo articulando su contenido. Seguidamente en la sección 2.2 se hace una breve descripción de los sistemas con muestreo no convencional (SMNC). Posteriormente la sección 2.3, presenta las técnicas de modelado de SMNC, prestando especial atención al tipo de esquemas de muestreo aplicables al sistema. La sección 2.4 presenta el control PID aplicado a este tipo de sistemas. A continuación, la sección 2.5 analiza el estado del arte en cuanto al análisis de los requisitos temporales en las áreas de comunicación y computación y presenta la forma en que los esquemas de muestreo permiten modelar situaciones reales. Por último, la sección 2.6 concluye el capítulo resumiendo las opciones que se han tomado en el trabajo doctoral.

2.1. Introducción

Tradicionalmente en control de procesos por computador el diseño se realiza sobre la base de un periodo de muestreo constante, esto es, igual periodo de muestreo para la medida, algoritmo de control y señal de control. El objetivo del diseño es conseguir que el controlador lleve al sistema a un estado estable, cumpliendo determinadas especificaciones, teniendo en cuenta la dinámica del sistema a controlar. Posteriormente, se realiza una traducción del controlador a un algoritmo para su implementación en un computador.

La estructura básica de un sistema de control por computador se muestra en la figura 2.1.

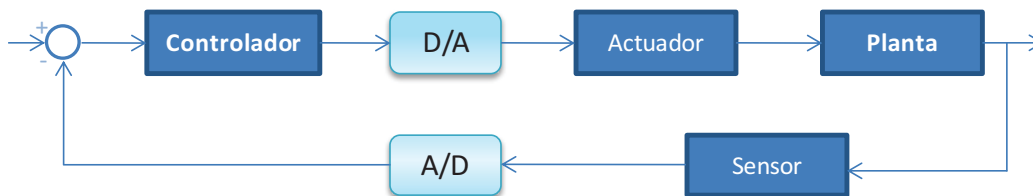


Figura 2.1. Modelo de un sistema de control por computador

Un controlador se implementa como una tarea, la cual se ejecuta periódicamente en el computador. En cada periodo, el controlador a partir de la medida de la salida del proceso y de la señal de referencia, ejecuta el algoritmo de control y manda la nueva señal de control al proceso. A continuación se presenta una implementación en pseudocódigo:

Algoritmo 2.1. Pseudo-código de un bucle de control

```

bucle
  lee_sensores;
  calcula_señal_control;
  envia_señal_control;
  espera T;
fin bucle;
  
```

Los sistemas de control digital clásicos asumen que todas las señales de los datos muestreados son sincronas y están espaciadas en el tiempo de la misma forma, siendo T el periodo de muestreo [Ise89]. Las condiciones enunciadas con anterioridad se denominan en este trabajo como *requisitos temporales clásicos*. Por el contrario una gran mayoría de aplicaciones industriales no están sujetas a estas restricciones lo que fuerza a que en cualquier sistema de control digital el número de periodos de muestreo a considerar sea variable [Berg88].

Por ejemplo el uso de algoritmos de control complejos puede traducirse en que se introduzcan retrasos temporales en el lazo y que si no se tuvieron en cuenta a priori puede derivar en degradar el comportamiento del sistema controlado [Mita85].

Como el controlador es el elemento utilizado para conseguir que la respuesta del sistema siga a la señal de referencia cumpliendo determinadas especificaciones, es de desear que éste imponga el menor número de restricciones y que sea lo suficientemente versátil para adaptarse a las limitaciones impuestas por otros elementos del sistema.

Los sistemas de control no son una disciplina de estudio parcelada e independiente, tienen relación directa con otras disciplinas dentro de la ingeniería: sistemas de comunicación y sistemas de computación (ver *figura 2.2*). Se presentará a lo largo del capítulo.



Figura 2.2. Esquema de disciplinas relacionadas

El análisis de las restricciones temporales dentro de cada área especificada y cómo se relacionan con la disciplina de los sistemas de control proporciona la evidencia de que los métodos y modelos de teoría de control en tiempo discreto, no consideran durante la fase de diseño del controlador las limitaciones que se puedan derivar.

Las propuestas desde las distintas disciplinas para mejorar el comportamiento de los sistemas repercuten sobre la ley de control y en consecuencia sobre el diseño del controlador.

El *control con esquemas de muestreo no convencional* en los que se asumen una sucesión irregular de instantes de muestreo en diferentes puntos del lazo de control se propone como principal línea de trabajo en esta memoria.

Como consecuencia de estas razones planteadas, se establece como objetivo en este capítulo revisar el modelado de aquellos sistemas que son susceptibles de ser muestreados de forma no convencional y revisar la adaptación del controlador PID a este tipo de sistemas.

Con estas técnicas no convencionales diferentes problemas temporales como el problema de los retardos, queda asumido en la etapa de modelado que puede establecerse fuera de línea.

El control basado en muestreo convencional tiene como principal ventaja que facilita la etapa de modelado. No obstante, en situaciones reales, donde suelen existir problemas debido a la aparición de retardos (por la compartición de medios comunes entre las diferentes tareas ejecutadas en el sistema real, por la asincronicidad entre la toma de medidas y la inyección de acciones sobre el sistema, etc.), la ventaja comentada anteriormente supone a su vez la principal dificultad que es la fase de diseño del controlador que debe adaptarse a la sucesión de retardos de magnitud aleatoria que en el peor de los casos puede aparecer.

2.2. Clasificación de los SMNC

Al principio de este capítulo se introducían los sistemas de control digital clásicos como *sistemas muestreados de forma convencional* ya que son sistemas en los que distintas variables (entradas, salidas, estados) son muestreadas cada T (periodo) unidades de tiempo de forma regular.

El *control digital convencional* se diseña sobre la base de un periodo de muestreo constante.

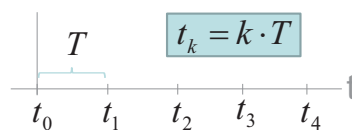


Figura 2.3. Muestreo convencional

Ese muestreo convencional será *síncrono* cuando todos los muestreadores del sistema estén sincronizados, y *asíncrono* cuando exista cierto retraso Δ en el comienzo del muestreo de una variable del sistema respecto de otra u otras.

Todos los sistemas muestreados que no cumplan esta definición se denominan *sistemas muestreados de forma no convencional* (SMNC).

Es interesante en esta sección presentar una visión global de los diferentes tipos de sistemas de muestreo no convencional y cómo se tipifican atendiendo al tipo de esquemas de muestreo temporales que se aplican a las señales involucradas.

En este trabajo el control con muestreo no convencional se plantea en la estructura *SISO* (*Single Input Single Output*), que presenta un escenario (ver *figura 2.4*) en el que se consideran dos periodos de muestreo independientes, uno a la salida del controlador para la reconstrucción de la señal de control, T_u y otro a la salida del proceso, T_y .

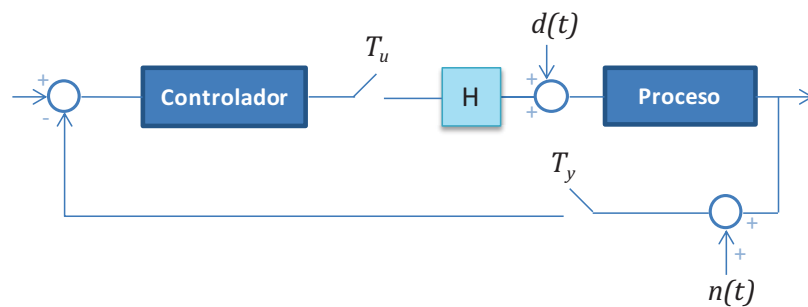


Figura 2.4. Esquema de control SISO con muestreo no convencional

La señal de control es convertida en una señal continua, tras pasar por un retenedor. A pesar de que existen otras posibilidades, desde un punto de vista práctico la forma más habitual de realizar la conversión es utilizando un retenedor de orden cero (ZOH, por sus siglas en inglés Zero Order Holder), representado en el gráfico por el bloque H , que mantiene constante el valor de la señal de control durante un tiempo T_u , dando lugar a la señal continua de control. La señal del sistema se realimenta en determinados instantes, T_y . Los periodos de conversión D/A y A/D se representan mediante los muestreadores T_u y T_y , respectivamente. En el lazo de control realimentado, las señales de control son generadas por el controlador y para su diseño se debe considerar no sólo el seguimiento de la señal de referencia sino también el rechazo de perturbaciones $d(t)$ y ruidos en la medida $n(t)$.

2.2.1. Sistemas Multifrecuencia

Sistemas muestreados multifrecuencia (MF) son aquellos sistemas muestreados en los cuales dos o más variables se actualizan a frecuencias distintas. Dentro de este tipo de sistemas se suele considerar el muestreo como síncrono y periódico.

Para este tipo de sistemas se quiere garantizar la periodicidad de las señales, por tanto se definen los periodos de muestreo de la señal de medida y de la señal de actuación como $T_y = T/n$ y $T_u = T/m$, donde $T = m.c.m.(T_y, T_u)$ es el *periodo marco*. También podemos calcular el denominado *periodo base* $h = m.c.d.(T_y, T_u)$ tal que $T = N \cdot h$ con lo que se consigue un *sistema periódico* (con periodicidad N).

En este caso los esquemas de muestreo sobre las señales son de la forma expresada en la figura 2.5.:

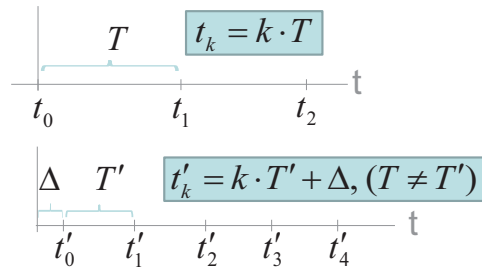


Figura 2.5. Muestreo multifrecuencia

De este tipo de sistemas surge el *control digital multifrecuencia* como aquel tipo de control digital en el cual se suceden muestreos a frecuencias distintas.

Además algunos estudios, se centran en dos casos particulares a partir de la limitación anterior. Las dos variantes de interés se denotan:

- 1) *Variante MRIC (Multi-Rate Input Controller)*: en este caso $m = 1$ y $n = \frac{1}{N}$. De esta manera la actualización de la señal de control se hace cada T instantes de tiempo, mientras que la toma de la salida del proceso se hace cada NT instantes de tiempo. Esta estructura es la indicada cuando no se puede tener acceso a frecuencias rápidas a la variable controlada, de manera que un control monofrecuencial degradaría las prestaciones del sistema.
- 2) *Variante MROC (Multi-Rate Output Controller)*: donde $m = \frac{1}{N}$ y $n = 1$. De esta manera la actualización de la señal de control se hace cada NT instantes de tiempo, mientras que la adquisición de la medida de la salida del proceso se hace cada T instantes de tiempo. Esta estructura es la indicada cuando se trabaja en entornos donde hay muchas perturbaciones, de manera que es deseable disponer de muchas muestras de la variable controlada con el fin de descartar aquellas que estén degradadas por el influjo de dichas perturbaciones.

En ambos casos los periodos de medida y actuación son *conmensurables* ya que pueden ser expresados mediante una relación numérica entera ($T_y = N \cdot T_u$ o $T_u = N \cdot T_y$), aunque el caso más general que se plantea en sistemas multifrecuencia es cuando la relación entre periodos está dada por un número racional:

$$T_y = \frac{m}{n} \cdot T_u$$

donde m y n son dos números enteros positivos.

Si la razón entre los periodos es un número irracional, se dice que es *incommensurable*. Además, dentro de este trabajo se distingue otra casuística atendiendo al valor en el que se produce la periodicidad de las señales. Si dicho valor es muy alto se traduce en un peor comportamiento del sistema. De forma global se denotan en la memoria periodos de muestreo *independientes*, ya que el caso en el que son incommensurables es un caso particular del planteado.

2.2.2. Sistemas PVT

Otra situación no convencional de interés práctico son los sistemas en los que se produce *muestreo cíclico* en sus señales, llamado *periódicamente variable con el tiempo (PVT)*, es un tipo de sistema en el que las variables son muestreadas a intervalos variables de tiempo pero con la existencia de un periodo marco T .

Los sistemas con muestreo no convencional PVT también se denominan *sistemas multifrecuencia con datos muestreados no uniformemente*, son aquellos en los que los instantes de actualización del controlador o los instantes de muestreo del proceso no tienen que estar equiespaciados en el tiempo, aunque se asume que el patrón de muestreo y actualización es periódico sobre un intervalo mayor que se denota como en el caso multifrecuencia, *periodo marco*.

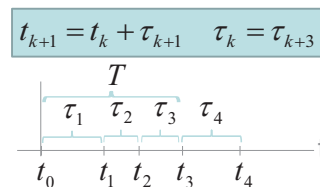


Figura 2.6. Muestreo PVT

La señal en el caso no uniforme se muestrea en los instantes especificados por el patrón de muestreo $[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p]$. En otras palabras, las muestras se toman en los instantes de tiempo $\{t = kT + t_i : k=0, 1, 2, \dots, i = 1, 2, \dots, p\}$, donde $t_i = \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_i$ (permitiendo el valor inicial $t_0 = 0$).

Dentro de cada periodo $k: [kT, (k+1)T]$, la señal varía en los instantes de tiempo $t = kT + t_i (i = 1, 2, \dots, p)$ de manera no uniforme.

El patrón de muestreo no uniforme puede aplicarse sobre la señal de medida o sobre la señal de actuación. En la literatura ([Shen02], [Wan07], [Feng09]), se analizan de forma específica las siguientes tres situaciones:

Tabla 2. 1. *Combinación de patrones de muestreo en el caso de sistema PVT*

	Situación 1	Situación 2	Situación 3
T_y	$[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p]$	$T=\tau_1+\tau_2+\dots+\tau_p$	$[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p]$
T_u	$T=\tau_1+\tau_2+\dots+\tau_p$	$[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p]$	$[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_p]$

En este tipo de sistemas surge el *Control Digital no Convencional PVT* (periódico y variante en el tiempo), en el que se asumen una sucesión periódica no uniforme de instantes de muestreo, posible en diferentes puntos del lazo de control.

2.2.3. Sistemas con muestreo aleatorio

Los *sistemas muestreados de forma aleatoria* son aquéllos en los que el muestreo de las variables se produce cada cierta cantidad variable de tiempo, sin la restricción de formar un patrón de muestreo que se repita a un determinado periodo.

En este caso el tiempo transcurrido entre medidas es diferente y no se puede determinar dicho patrón. Un ejemplo son los sistemas de muestreo adaptativo, en los cuales el periodo se fija en función de una ley de muestreo. De este modo el tiempo transcurrido entre dos muestras es función de la diferencia entre el valor de dos muestras pasadas. El objetivo es no perder información vital entre medidas consiguiendo un muestreo más eficiente.

En la bibliografía se han propuesto diversas leyes de muestreo ([Dor73], [Dor77], [Sen81], [Dor91], [Grau94]).

Este tipo de muestreo aleatorio se ha desarrollado en el ámbito de los *sistemas de control activados por eventos*, por lo que queda fuera del objetivo del trabajo que se presenta.

El muestreo aleatorio en los sistemas de control activados por tiempo establece un tipo de muestreo no periódico sobre las señales:

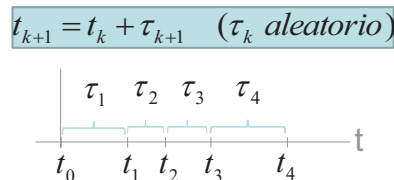


Figura 2.7. *Muestreo aleatorio*

La mayoría de los trabajos en los sistemas con muestreo no convencional se han centrado en los dos primeros tipos de sistemas: multifrecuencia y PVT. En ambos casos las señales tienen un comportamiento periódico al *periodo marco* y dentro de dicho periodo las señales involucradas en el sistema se pueden muestrear de forma regular (uniforme) o irregular (no uniforme).

2.3. Técnicas de modelado de SMNC

Los modelos de sistemas muestreados de forma no convencional son una herramienta matemática que describe el comportamiento de dichos sistemas. Esta herramienta permite ser utilizada tanto para el análisis en tiempo y frecuencia, como en simulación y diseño de controladores.

Los diferentes modelos de sistemas tienen la característica de que los datos de entrada y salida no son muestreados a una frecuencia regular y uniforme, esto es, los intervalos de muestreo de cada variable no tienen porqué estar equiespaciados. Las técnicas de modelado se han clasificado en la literatura [Cue04a] desde dos perspectivas distintas: la *representación externa*, a partir de las relaciones entrada-salida del proceso, o la *representación interna*, en la que se utiliza el estado para describir la evolución de los sistemas.

Las técnicas de modelado suelen proporcionar un modelo a *periodo base h* o un modelo multivariable a *periodo marco T*, que se construye a partir de la multiplexación de las distintas señales.

Gran parte de la literatura en identificación, control y detección de fallos asumían que la entrada y la salida de datos se muestreaban a una única frecuencia uniforme y regular, esto es los intervalos de muestreo de cada variable estaban igualmente espaciados.

En este epígrafe se enumeran las distintas técnicas de modelado de sistemas con muestreo no convencional y su aplicación atendiendo al tipo de patrones de muestreo considerados en la entrada y salida del proceso. Hay que tener en cuenta que no se trata de una clasificación exhaustiva y que no se desarrollan las bases teóricas al no ser aplicadas dichas metodologías en el presente trabajo que parte de una generalización del tipo de esquemas de muestreo en el lazo de control.

Los trabajos realizados en modelado se presentan agrupados en función del tipo de técnica en las siguientes cuatro secciones.

Las dos primeras modelan con ayuda de técnicas de identificación. Intentan salvar que los datos están muestreados a frecuencias distintas y la forma de hacerlo es estimar el dato del que no se dispone. Hay dos tipos de técnicas; técnicas de identificación multifrecuencia de forma directa o calcular un sistema monofrecuencia equivalente sobre el que se podrán aplicar las técnicas clásicas de identificación para obtener el modelo a periodo base.

A continuación se agrupan las técnicas de modelado que aplican muestreadores ficticios y por último se revisan las técnicas de modelado que se apoyan en la realización de transformaciones matemáticas sobre las señales de entrada y salida del sistema.

2.3.1. Técnicas de identificación sobre datos muestreados de forma no convencional

Todos los modelos finales son monofrecuenciales a periodo h y representan solo aquellos sistemas en los que el periodo de medida de la salida del sistema es menor que el periodo de actuación, existiendo periodicidad entre las señales.

- *Maximun Likelihood Estimation (MLE)*. Trabaja con la función de probabilidad de datos observados calculada usando una modificación del filtro de Kalman ([Jon80], [Ans83]) para las observaciones no disponibles. Es una técnica basada en el gradiente que utiliza un método Cuasi Newton con actualización de la secante para el hessiano y para las derivadas una aproximación en diferencias hacia atrás lo que hace que los métodos de optimización numérica sean muy costosos.
- *Aproximación de la máxima expectante (Expectation Maximization-EM)* [Isa93]. Proporciona mejores resultados que las técnicas basadas en gradiente cuando hay un número significativo de datos perdidos. El trabajo que presentó tenía la limitación de estar restringido a modelos de estructura ARX (Autoregresivos con entrada exógena).
- *Interpolación de muestras*. Isaksson [Isa93] lo hace mediante interpolación numérica, incluye predicciones de las salidas entre muestras de forma que los datos sean uniformes en los intervalos de muestreo rápido. Otros autores [Ami00] aplican técnicas de interpolación lineal o cuadrática que son univariantes y no tienen en cuenta la dinámica multivariante del proceso. Este tipo de técnicas lo que intentan es remuestrear antes de modelar. Los problemas a los que puede conducir es una pérdida de información del proceso o genera un modelo pobre debido a la interpolación de los datos disponibles.

Otra técnica sencilla de interpolación es el submuestreo (down-sample) sobre las medidas del proceso a la frecuencia de las variables de calidad. Otro tipo de submuestreo que se aplica usando análisis multiresolución, basado en wavelet, ha sido propuesto por Lu et al. [LKP00]. Estas técnicas intentan remuestrear y evaluar la calidad de las muestras antes de modelar. Este tipo de modelado puede derivar en una pérdida de información o la estima de las muestras de las que no se dispone en un modelo pobre debido a la calidad de las muestras que se estiman.

- *Weighted Partial Least squares (WPLS)*. Lin [Lin07] trabaja la realización de estima de los datos de calidad mediante la construcción de un sensor suave (soft-sensor) que a partir de las medidas del proceso de las que dispone genera una salida a frecuencia rápida. Acompaña al dato con un factor de peso que le da valor uno y lo aplica a la medida del proceso que se corresponde al instante de tiempo en el que una medida de calidad se ha obtenido y cero a las otras medidas.

2.3.2. Técnicas de identificación de modelos muestreados de forma no convencional

Análogamente al caso anterior todos los modelos finales se representan en monofrecuencia a periodo h y se aplica a sistemas en los que el periodo de medida del sistema es menor que el periodo de actuación, existiendo periodicidad entre las señales.

- *Estimación inferencial de modelos estáticos*. Se pueden distinguir dos tipos de técnicas: La técnicas de estimación basada en el espacio de los estados, como ejemplo el Filtro de Kalman Extendido (EKF) ([Ste84], [Gul88], [Tham91b], [Gudi95]) y las técnicas de estimación basadas en modelos empíricos de datos conducidos (data-driven empirical model), ([LF89], [Mej91], [LF92], [Kre94], [ZMMK97], [Har98], [AHCM01], [Zhan01]) que no necesitan información inicial del proceso. Como por ejemplo el método de mínimos cuadrados múltiples (Multiple Least Square-MLR), regresión de componentes principales (Principal Components Regression-PCR) o mínimos cuadrados parciales (Partial Least Square-PLS).
- *Estimación inferencial de modelos dinámicos*. Estos trabajos [LYGW04] utilizan un modelado inferencial dinámico aplicado a procesos multivariados, basado en Multi-way partial least squares (M-PLS). Dependiendo de la naturaleza de correlación entre en proceso y la calidad de las variables, se proponen dos formas distintas de modelado. Se usan modelos de dos bloques o de un bloque, se toman directamente las variables del proceso muestreadas a frecuencias altas y las variables muestreadas a frecuencias bajas para predecir la calidad del proceso a frecuencia rápida.

2.3.3. Inclusión de muestreadores ficticios

Proporciona modelos en representación externa. Los modelos que se obtienen son todos mutivariantes periódicos invariantes en el tiempo y se definen a periodo marco, con la restricción añadida de que los periodos de las señales deben ser conmensurables con el periodo marco.

- *Descomposición frecuencial.* La propuesta fue debida a Sklansky y Ragazzini [Skl55]. El método consiste en la introducción de una serie de muestreadores ficticios que, operando a frecuencias múltiplos de la frecuencia original, permiten el estudio del comportamiento intermuestreo. Proporciona el modelo a periodo T . La notación que se utiliza identifica en el exponente de la variable el periodo de la señal muestreada.

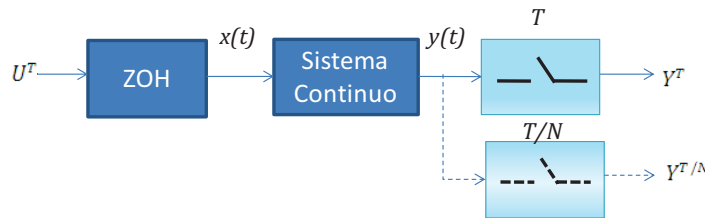


Figura 2.8. Esquema de Descomposición frecuencial

- *Descomposición Vectorial de Conexiones.* Introducida por Kranc [Kra57], el método consiste en representar al muestreador multifrecuencia como la superposición de varios muestreadores convencionales trabajando todos ellos con el mayor de los periodos de muestreo considerados en el sistema, lo que permite analizar al sistema multifrecuencia mediante el uso de las técnicas usuales de los sistemas monofrecuencia, siempre que la relación entre frecuencias sea un número entero. Los bloques E , representados en la *figura 2.9*, expresan operadores de adelanto (con exponente positivo) que vectorizan la señal de entrada al bloque u operadores de retraso (con exponente negativo) que reducen la señal de entrada. En ambos casos aplicando descomposición vectorial sobre los muestreadores del sistema.

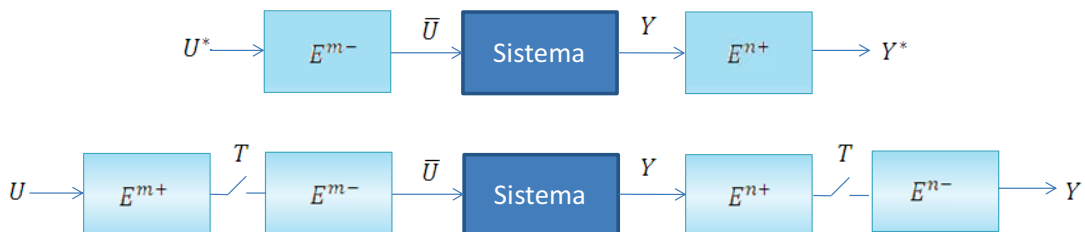


Figura 2.9. Notación compacta de la descomposición vectorial de conexiones

- *Modelo de Thompson.* El modelado de Thompson ([Tho86], [Tho88]), está basado en técnica de la descomposición vectorial de conexiones. Concebido para sistemas SISO, sin ningún tipo de restricción en cuanto a los reguladores a utilizar, impone que los periodos existentes tengan una relación entera con el periodo marco y periodo base. Thompson establece el modelado en espacio de estados del sistema que relaciona los vectores descompuestos U^* y Y^* , a partir del esquema presentado en la *figura 2.10*, que denomina operador de Kranc.



Figura 2.10. Operador de Kranc

2.3.4. Transformaciones matemáticas equivalentes

Proporciona modelado en representación interna. Los modelos que se obtienen son todos mutivariantes periódicos invariantes en el tiempo y se definen a periodo marco, con la restricción de que los periodos de las señales deben ser conmensurables con el periodo marco.

- *Lifting discreto.* Es una técnica introducida por Khargonekar *et al.* [Kha85], mediante la cual se transforma en un sistema LTI que mantiene las propiedades algebraicas de otro lineal pero periódico y viceversa. A dicho sistema LTI, equivalente al periódico, se le conoce por sistema *estirado* y entre ambos, el estirado y el periódico, se establece un isomorfismo isométrico. Esto es, se mantienen tanto las propiedades analíticas como algebraicas de ambos sistemas. Su potencial y versatilidad la ha convertido en una de las técnicas más utilizadas en modelado de sistemas multifrecuencia. El modelo que se obtiene es un modelo *MIMO (Multiple Input Multiple Output)* a periodo T y las señales de entrada y salida, están relacionadas de forma periódica.
- *Lifting continuo.* Es la generalización de la transformación del lifting de Khargonekar *et al.* (1985) al caso continuo. Esta técnica ([Bam91], [Toi92], [Bam92a], [Yam94], [Sag98]) se puede contemplar como una discretización que considera el sistema continuo como periódico y lo transforma en uno LTI equivalente de dimensión infinita. Su característica esencial radica en la incorporación del comportamiento intermuestreo como parámetro del modelo, lo que justifica su amplia aplicación a los problemas sobre robustez ([Che91], [Che94], [Hay94], [Dul95], [Dul96a], [Vou96], [Can97], [Che97], [Hara98], [Qiu98], [Toi98a]), y respuesta en frecuencia de los sistemas muestreados.

- *Modelado de Tornero*. Tornero *et al.* ([Tor86], [Tor87]), presentan un generador de modelos multifrecuenciales. Para ello se caracteriza al sistema MF por un conjunto de elementos físicos y una serie de eventos (muestreos y retenciones), de modo que una secuencia de eventos dada origina una secuencia de transformaciones sobre el vector de estado que pueden ser descritas por una matriz de transición única.
- *Modelado por bloques BMIO*. Albertos ([Alb90], [Alb91]) propone esta técnica de modelado en el que tras enlazar las representaciones externa e interna de un sistema muestreado establece el diseño por analogía con la realimentación del estado, están diseñados para tener respuesta 'dead-beat', lo que implica que se cancelan polos de la planta mediante ceros del controlador.
- *Modelado de Salt*. La técnica recibe el nombre de su autor [Salt92] quien construye un modelo similar al expuesto por Moore *et al.* [Moo93] a partir de una idea original de Mita y Chida [Mita88], se caracteriza por preservar el sentido físico de los parámetros del modelo, generado mediante la aplicación de la técnica de sustituciones sucesivas considerando únicamente los instantes de cambio de la señal de control en un periodo marco.
- *Modelado periódico*. Considera un sistema multifrecuencia MIMO, donde tanto las entradas como las salidas solo pueden medirse a determinados instantes. En este caso el patrón de muestreo puede considerarse totalmente aleatorio o asíncrono, aunque habitualmente se considera que existe una periodicidad para cada señal. El modelado mediante esta técnica requiere de una ampliación del estado del sistema discretizado a periodo base, mediante dos nuevos vectores asociados con los mecanismos de retención de entrada y muestreo de salida, respectivamente.
- *Leyes de recurrencia sobre los operadores de Kranc*. Son una serie de leyes de recurrencia basadas en la Representación Interna introducidas por Cuenca [Cue04a] que se pueden utilizar a la hora de modelar sistemas muestreados de forma no convencional donde el proceso pueda ser continuo, continuo precedido de un retenedor de orden cero o discreto. Respectivamente, en cada caso apuntado se utilizará el operador Kranc Regular, el operador ZOH-Kranc y el operador Kranc Digital. La característica más importante de las leyes planteadas es que suponen aportaciones a otros trabajos ya que se generaliza para escenarios de muestreo no convencional PVT, permitiendo, por tanto, la posibilidad de tratar con patrones donde los diferentes muestreos se organicen de manera irregular dentro del periodo marco. Las ventajas más significativas de este modelado son su flexibilidad, su simplicidad de formulación interna (consideración de los instantes correspondientes a m.c.d.) y su elevada operatividad.

2.3.5. Resumen

En esta sección, se concluye que los estudios en referencia al modelado de sistemas con muestreo no convencional son muchos a lo largo de las últimas décadas y siempre están sujetos a las características de los patrones de muestreo de la entrada y la salida del sistema, siendo unos más generales que otros.

Los instantes de medida y actuación pueden estar distribuidos de forma no uniforme en el tiempo, pero siempre sobre una ventana temporal que se repite periódicamente.

Los modelos se construyen a periodo base o a periodo marco, por lo que es destacable que la definición del periodo de muestreo toma parte en la configuración del modelo, por lo tanto la variación de los periodos involucrados en los esquemas de muestreo, implica la implementación de modelos distintos.

No solo afecta al modelo el tipo de patrón de periodos a utilizar sino que también es importante la relación numérica que existe entre los periodos existentes en el lazo de control, el periodo base y el periodo marco. Las relaciones proporcionan un sistema periódico al periodo marco que dependiendo de los valores de los periodos del sistema puede encontrarse con valores muy grandes que pueden derivar problemas de sensibilidad numérica o incluso sistemas no factibles, con elementos imaginarios en la matriz del sistema [Li01].

2.4. Diseño y Análisis de reguladores PID multifrecuencia MRIC

El controlador PID es el que mayor presencia tiene en la industria. Un 95% de los lazos de control de procesos los implementan debido a su robustez y versatilidad. Por ello en la última década se han hecho esfuerzos hacia el diseño de controladores PID multifrecuencia. Entre los trabajos más recientes se encuentran las aportaciones de Salt ([Salt00], [Salt05]), Cuesta ([Cues04], [Cues07a], [Cues07b]) y Cuenca ([Cue04a], [Cue04b]).

2.4.1. Diseño algebraico y sintonía de reguladores PID bifrecuencia

Con la metodología de modelado de Salt, introducida en la sección anterior, se puede diseñar un regulador *PID bifrecuencia*. Para ello se parte del PID continuo, por tanto la señal de control es:

$$u_{PID}(t) = K_P \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D e(t) \right]$$

En el ámbito discreto el regulador se aproxima por la expresión

$$R_{PID}^T(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad (1.1)$$

siendo:

$$q_0 = K_P \left(1 + \frac{T_D}{T}\right), q_1 = -K_P \left(1 - \frac{T_D}{T_i} + 2\frac{T_D}{T}\right), q_2 = K_P \left(\frac{T_D}{T}\right), \quad (1.2)$$

donde T es el periodo de muestreo rápido. Igualmente se puede obtener el controlador a periodo lento, denotado $R_{PID}^{NT}(z)$, simplemente sustituyendo T por NT en (1.2). Sea $G(s)$ la función de transferencia del proceso y $G^T(z)$ su equivalente discreto precedido de un ZOH a periodo T . Finalmente considérense las funciones de transferencia en lazo cerrado:

$$M_d^T(z) = \frac{R_{PID}^T(z)G^T(z)}{1 + R_{PID}^T(z)G^T(z)} \text{ y } M_c^T(z) = \mathcal{Z} \left\{ \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} \right\} \quad (1.3)$$

así como las funciones de transferencia M_d^{NT} y M_c^{NT} , que se obtienen utilizando NT en vez de T en (1.3). De este modo se tienen todos los elementos necesarios para que, se pueda diseñar un regulador bifrecuencia que presentará rizado intermuestreo si la función de transferencia en lazo cerrado utilizada es $M_c^T(z)$.

2.4.2. Diseño y análisis de reguladores PID multifrecuencia

Con un enfoque diferente, López [Lop01] propone un controlador PID multifrecuencia en el que los componentes proporcional, integral y derivativo funcionen a periodos distintos. Las diferencias respecto a los anteriores PID multifrecuencia diseñados son:

- Una estructura similar a la del controlador PID.
- Aparecen nuevos parámetros en el controlador, precisamente las frecuencias internas de cada componente.

La característica diferenciadora respecto al algoritmo clásico, a un único periodo, es evidentemente la naturaleza multifrecuencia del nuevo controlador. En el afán de ser lo más general posible surge de forma natural la idea de usar un periodo distinto para cada una de las señales presentes en el esquema del controlador. Tomando como punto de partida la estructura del PID paralelo, el algoritmo PID multifrecuencia (PIDMF) tiene la estructura mostrada en la *figura 2.11*, donde los superíndices de las transformadas Z indican el periodo de la señal [Cues06a].

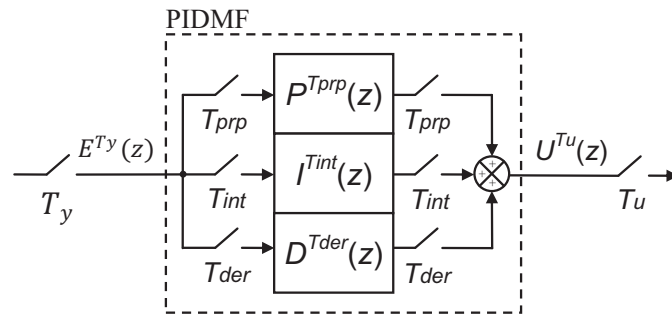


Figura 2.11. Esquema de la estructura del PIDMF

Los muestreadores internos hacen referencia al periodo al que funciona cada componente. En ella aparecen los siguientes periodos de muestreo:

- T_{prop} , T_{int} y T_{der} : Periodos de muestreo internos Proporcional, Integral y Derivativo respectivamente.
- T_u : Periodo de muestreo de la acción de control.
- T_y : Periodo de muestreo de la señal de medida, que se considera igual en valor al periodo marco y por lo tanto debe ser igual al *mínimo común múltiplo* de los anteriores.

Cuenca [Cue04a] propone este esquema y realiza un exhaustivo análisis, aportando una gran cantidad de heurística a partir de modelos en Simulink. Utiliza un periodo intermuestreo h , *máximo común divisor* de los restantes periodos, que permite a cada componente muestrear la señal de error usando diferentes frecuencias y sumar las acciones de cada uno para generar la acción de control final. Para el modelado se utiliza una ampliación de la Metodología de Operadores de Kranc que se denotan leyes de recurrencia. Además presenta un método de diseño de controladores basado en el lugar de las raíces. Para el proceso de sintonía se presentan una serie de reglas, obtenidas empíricamente, que permiten asociar esquemas de muestreo monofrecuenciales a esquemas de muestreo no convencionales.

Cuesta [Cues06a] presenta una expresión del controlador que permite la realización de un estudio más exacto de las propiedades del PIDMF, mediante el uso de la metodología de Kranc para el modelado en representación externa, y la comprobación teórica de los resultados experimentales. Además permite la adaptación de técnicas de sintonía ya conocidas para el caso monofrecuencia, en concreto generalizando el método de Ziegler Nichols modificado al ámbito multifrecuencia.

La principal aportación del autor es presentar un modelo matemático del controlador, a través de la *matriz de transferencia*, que incluye los nuevos parámetros que aparecen en el sistema multifrecuencia. Para llevar a cabo los cálculos y conservar la sencillez y estructura de la función de transferencia del caso monofrecuencia se propone la metodología de *matrices* δ [Cues05]. Con ella es posible representar matricialmente el proceso de aumento o disminución de la frecuencia de muestreo de una señal.

Sobre el esquema de la *figura 2.11* los autores citados anteriormente, imponen una condición a priori heredada de la metodología de los operadores de Kranc: Todos los periodos presentes deben poder describirse en función del periodo marco T . Sólo de este modo se puede aplicar la descomposición vectorial de las conexiones. Así T_y y T_u se reformulan como T/N_y y T/N_u donde N_y y N_u son las frecuencias externas de muestreo de la señal de medida y de control respectivamente. Cuenca permite incluir diversos esquemas de muestreo en la salida del controlador que permite seleccionar las muestras deseadas, de entre las disponibles a periodo de intermuestreo, dentro de un periodo marco.

Del mismo modo T_{prop} , T_{int} y T_{der} se deben describir como T/N_p , T/N_i y T/N_d ; donde N_p , N_i y N_d indican el número veces que debe actuar cada componente en el intervalo de un periodo marco y se denominan frecuencias internas proporcional, integral, y derivativa respectivamente.

Los valores de N_y , N_u , N_p , N_i y N_d pueden tomar, en general cualquier valor entero y positivo.

El análisis desarrollado por ambos autores se amplía a la estructura interactiva del controlador PID.

2.5. Análisis de sistemas de control desde dos perspectivas: Comunicación y Computación

Algunos sistemas de control están basados en uno o varios procesadores conectados entre sí a través de un bus o una red de comunicación e interactúan con el entorno. Como es bien sabido, esta interacción se realiza mediante sensores que dan información del estado actual del sistema a controlar y mediante actuadores que interpretan la información suministrada por el controlador y la entrega al sistema. La implementación del sistema de control determinará cómo interactúan los diferentes elementos que lo forman, clasificándose en [Pal96]:

- *Sistemas gobernados por tiempo*: las señales de control son activadas en instantes de tiempo determinados. Estos instantes de activación se producen normalmente a intervalos de tiempo regulares, de forma que el sistema está formado por acciones que son activadas periódicamente.
- *Sistemas gobernados por eventos*: las acciones encargadas del control del sistema se activan con la ocurrencia de eventos, de forma que la llegada de esos eventos es la que caracteriza el flujo del programa de control.
- *Sistemas gobernados por el paso de mensajes*: la activación de las acciones se produce como consecuencia de la llegada de algún mensaje a través del sistema de comunicación.

En esta tesis se trabaja con un sistema de control basado en tiempo, donde es la progresión del tiempo lo que dispara la ejecución de las acciones.

En esta sección se presentan las situaciones temporales que no son adaptables a los *requisitos temporales clásicos* que establece la disciplina de control y las soluciones propuestas a estos problemas clasificados desde cada una de las restantes disciplinas.

Las causas de la degradación de la respuesta de un sistema de control son varias, en muchos de los casos están provocadas principalmente por los retardos.

En [Törn98] se presenta una perspectiva general de los requisitos temporales de los sistemas de control, además de un estudio de los parámetros que afectan a la respuesta de estos sistemas. Törngren [Törn95] clasifica los retardos que aparecen dentro de un sistema de control en tres tipos:

- *Retardos en el sistema de control*. Causados por sistemas cuya dinámica hace muy difícil obtener medidas sin retrasos.
- *Retardos inherentes al muestreo*. Debido, por ejemplo, a la utilización de retenedores de orden cero, interfaces de los sistemas de adquisición (convertidores A/D y D/A), etc.
- *Retardos debidos a los recursos computacionales*. Son los retardos introducidos por el computador.

Desde la teoría de los sistemas continuos los retardos producen retraso de fase que disminuye el margen de estabilidad y hace difícil el diseño de sistemas estables cuando se desea una ganancia realimentada grande. La teoría de control discreta se desarrolla considerando de forma explícita dentro del sistema de control un comportamiento periódico.

Esto facilita el análisis de sistemas con retardos de tiempo constante y hace sencillo compensar los efectos de estos retardos sobre la dinámica del sistema de control ([Uch86], [Ast90], [Fra90]). Los retrasos variables en el tiempo tienen el efecto de deteriorar la ejecución del control y producir inestabilidad ([Ray88], [Wit95]).

Para garantizar un cierto comportamiento global del sistema de control, se deben conocer las dificultades que surgen tanto de la implementación del algoritmo como las restricciones que imponen los requisitos del entorno. En esta sección se presentan los compromisos que afectan al diseño del controlador desde la perspectiva de los sistemas de comunicación y computación y las soluciones que se aportan desde cada área. Finalmente, se presentan los SMNC como una posible herramienta para el modelado de las situaciones reales planteadas y las dificultades para su aplicación.

2.5.1. Sistemas de comunicación y Sistemas de control

Un *Sistema Integrado de Comunicación y Control* (SICC) se define cuando se quiere controlar un sistema que incorpora la transmisión de señales atravesando un recurso compartido. En este apartado se describen los problemas que aparecen en el caso de que el sistema de control incluya características propias de las comunicaciones (ver *figura 2.12*) entre las partes del lazo de control y cómo esos sistemas de comunicación pueden afectar al control del sistema.

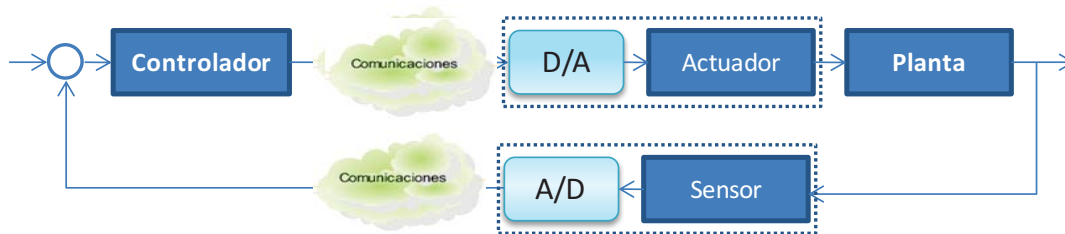


Figura 2.12. *Sistema Integrado de Comunicación y Control*

La transmisión de señales dentro del bucle de control del sistema global se realiza a través de un recurso compartido por todos ellos, que suele ser la red. Dentro de las redes podemos encontrar dos tipos: las de propósito general (Ethernet, aplicaciones con Internet, etc.) o las específicas de medios industriales (CAN, Profibus, DeviceNet, etc.).

Los sistemas de comunicación pueden provocar sobre el sistema en lazo cerrado, dos tipos primordiales de problemas temporales: Los retardos y la pérdida de información (muestras de la variable controlada o señales de control).

A continuación, se presentan las principales causas de pérdida de información en el sistema en cuatro grupos [Cas02]:

- *Muestras que se pierden mientras esperan a ser transmitidas.* El sensor está esperando la concesión del enlace y ésta tarda en llegar un tiempo mayor que el periodo de muestreo. Al suceder el nuevo instante de muestreo, la muestra capturada reemplaza a la anterior en la cola de transmisión del sensor. La conclusión es que una muestra se ha perdido. Hay varias variables involucradas en el problema:

→ *Tiempo de espera:* determinado por la cantidad de dispositivos que comparten el enlace, es el tiempo de deben esperar para el uso del enlace compartido. No se puede reducir, está predeterminado su valor.

→ *Periodo de muestreo:* es un parámetro del sistema determinado por el diseñador.

La solución del problema es que el tiempo de espera sea inferior, incluso en el peor de los casos, al periodo de muestreo. Bastará, por lo tanto, con tomar un periodo de muestreo en el sensor suficientemente grande. Esto obligará al controlador a tomar sus decisiones a partir de información que es actualizada con menor frecuencia.

- *Acciones que se pierden mientras esperan a ser transmitidas.* El origen del problema es el mismo que en el caso anterior, sólo que ahora, la espera es en la cola de transmisión del controlador.

De la misma forma que la anterior, se puede evitar tomando un periodo de control suficientemente alto de forma que el retraso de acceso que sufren las acciones de control nunca llegue a superarlo. El problema en este caso es que aumentando el periodo de control, para evitar la pérdida de muestras en el acceso al medio, se reduce la frecuencia de actuación sobre el proceso lo que puede llegar a inestabilizar la respuesta del sistema.

- *Muestras que se pierden al no ser recogidas a tiempo en el controlador.* La muestra ha accedido correctamente al enlace y ha sido recibida en la cola de recepción del controlador. El instante de control, en el cual el controlador accede a su cola para recoger la muestra más reciente, se retrasa demasiado y una nueva muestra llega a la cola reemplazando a la anterior. Esto puede suceder en el sistema si los retrasos aleatorios se unen a la falta de sincronismo entre los relojes del sensor y del controlador.

- *Acciones que se pierden al no ser recogidas a tiempo en el actuador.* El desfase entre los relojes de actuador y controlador puede provocar, cuando la comunicación se realiza a través de un enlace compartido con retrasos de acceso aleatorios, que algunas acciones de control no lleguen a ser recogidas por el actuador y, por lo tanto, no sean aplicadas al proceso bajo control. El motivo es que mientras la acción espera en la cola del actuador, llega una nueva que la reemplaza.

Por otro lado el uso del medio compartido con la característica de que el enlace sea de uso no exclusivo provoca retrasos en las señales y se pueden distinguir dos tipos de retrasos en función a que la señal sea continua o discreta [Cas02]:

- *Retraso de instante de muestreo sobre señal continua:* En este caso no es la señal continua la que se retrasa sino el instante en el cual se captura la muestra. Éste es el tipo de retraso que aparece en los sistemas de comunicación debido a la falta de sincronismo entre los relojes del controlador y del sensor. El instante en el que el sensor debería haber capturado la muestra y el instante en el que la ha capturado efectivamente están desfasados. Este desfase puede ser debido al tiempo transcurrido entre que el controlador solicita una muestra y la petición alcanza efectivamente al sensor que debe tomarla. Otro motivo puede ser, el desfase real que puede aparecer entre el reloj del controlador y el reloj que determina la captura de las muestras en el sensor, cuando la captura de las mismas no se realiza por demanda del controlador.
- *Retraso de instante de muestreo sobre señal discreta:* La señal discreta, resultado de un proceso de muestreo, es nuevamente muestreada pero con un cierto retraso. Éste es el retraso que aparece en al acceso al medio compartido. El primer muestreo representa la captura de la información y el segundo corresponde con la concesión del acceso al enlace. Se toma una muestra y es retenida hasta que se da permiso para que acceda al medio de transmisión. Otra posibilidad de que aparezca este tipo de retraso está en la recepción de la información. El primer muestreo corresponde al instante de llegada de la información a la cola de recepción y el segundo al instante en que el receptor recoge efectivamente la información. En este caso, si el retraso se hace más grande que el periodo de muestreo existe la posibilidad de que se pierda información, mientras las muestras esperan en la cola de transmisión o recepción.

El concepto de calidad es importante en las comunicaciones y relacionándolo con el rendimiento de la comunicación, también este se puede medir en tiempos a través de las siguientes variables [Kur01]:

- 1) *Retraso temporal*: Los datos transmitidos sobre una red lo sufren causado por el retraso de espera, el retraso de cómputo, el retraso de encolamiento en los interruptores y el retraso de propagación en las conexiones. El retraso de espera define el tiempo que un paquete espera en el búfer de un interruptor hasta que se transmite en la próxima conexión. Por lo tanto su valor varía con la carga de la red. El retraso de la propagación depende de la distancia física. El retraso de encolamiento representa la mayor parte del retraso total de la comunicación. El retraso temporal es especialmente crítico debido a que su valor afecta directamente a la realimentación sensorial y a las capacidades de control del bucle cerrado.
- 2) El *ancho de banda* significa generalmente la cantidad de información transmitida con éxito de un lugar a otro en un periodo de tiempo dado a través de una conexión. En la transmisión de datos, la carga de red es la que determina principalmente el ancho de banda. En ocasiones se llama ancho de banda a la velocidad o al rendimiento de un medio de comunicación. Se necesita ancho de banda adecuado para la transmisión de señales de control.
- 3) *Pérdida de Paquetes*. Probablemente la preocupación más grande de los sistemas de comunicación es el comportamiento no determinista del sistema que resultaría durante la pérdida de paquetes o la caída total de la comunicación entre los sitios del sistema. La pérdida de paquetes se origina por exceder la capacidad de la red causando que un dispositivo de la red deje caer un paquete. Este parámetro depende de la carga de la red y el mecanismo de encolamiento utilizado en el nodo de la red. Generalmente, el parámetro del retraso temporal es más crucial que la pérdida de paquetes.
- 4) *Jitter*. Un componente fundamental del retraso temporal son los retrasos arbitrarios de encolamiento en los dispositivos de la red. Debido a estos retrasos variantes dentro de la red, el tiempo desde la generación de un paquete hasta que se recibe, puede fluctuar de un paquete a otro. Este fenómeno se llama variabilidad instantánea o jitter. El jitter es la variación en la latencia en una ruta de conexión.

Estas variables que miden el rendimiento de la comunicación desde un punto de vista temporal, son también determinantes para los problemas temporales a considerar en los sistemas de control. La teoría de control debe tener en cuenta estos requisitos del sistema a la hora de realizar el análisis y diseño del controlador. Por otro lado dentro de los distintos puntos del lazo de control, pueden aparecer diferentes relojes lo que deriva en *desfases* o *falta de sincronismo* entre las señales.

Todos los problemas anteriores han sido planteados por diferentes autores aportando diferentes alternativas para su resolución:

- *Análisis estocástico.* Análisis estadístico de los retrasos introducidos por el uso del enlace compartido y desarrollo de una ley de control óptima adaptada al problema. ([Hal90], [Luck90], [Luck94], [Ray94]). Estos trabajos se amplían por Wittenmark, Törngren y Nilson ([Törn95], [Wit95], [Nil98], [Törn98], [Wit98]) analizando también la falta de sincronismo y asumiendo que el algoritmo de control dispone de información referente al instante de tiempo en el que se generó la información.
- *Reguladores distribuidos.* Se introducen en el estudio los retrasos variables pero conocidos, considerando el caso de retrasos arbitrariamente grandes ([Lor00], [Bau03], [Lor03a], [Lor03b]). Estos trabajos exponen el desarrollo de condiciones de estabilidad y proponen estructuras de control basadas en reguladores distribuidos en la red compensando la influencia de los retrasos de acceso.
- *Análisis no lineal.* Utilizan la teoría no lineal y la presencia de perturbaciones para modelar la influencia del enlace compartido simulando retrasos periódicos y aleatorios. Utilizan predictores para estimar la salida de la planta cuando la comunicación no es posible, en base a los condiciones de estabilidad que deban satisfacerse y se diseña el controlador sin tener en cuenta el enlace compartido, mediante el uso de métodos de planificación dinámica ([Bel00], [Bel01], [Wal01a], [Wal01b], [Wal02a], [Wal02b]).
- *Evaluación de prestaciones.* Se establecen una serie de parámetros temporales que caracterizan la red y se determina su valor de forma experimental. Proponen modelos multivariantes y criterios para la selección del periodo de muestreo, para tener en cuenta la diferencia con respecto lo que sucede en un bucle de control convencional. En este marco de trabajo se analiza la influencia de los retrasos temporales en las prestaciones. Se emplean estimadores cuando hay pérdida de información ([Lian01], [Yook01], [Lian02a], [Lian02b], [Ota02], [Yook02], [Lian03], [Moy07], [Ana09]).
- *Sistemas híbridos.* Proponen una representación gráfica de la región de estabilidad del sistema de control. Emplean sensores que operan basados en temporización, mientras que los controladores y actuadores actúan por eventos. Los trabajos se han aplicado utilizando lo que denominan técnicas de codiseño que considera de forma conjunta la planificación y el diseño de control ([Bra97], [Bra98], [Bra00], [Zhan01], [Bra05]).

- *Lógica borrosa.* Proponen estructuras de control para compensar los retrasos asociados al enlace. Utilizan un controlador PI cuyos parámetros son ajustados externamente a partir de funciones de pertenencia basadas en el error percibido por el controlador ([Alm03], [Tip03], [Tip04a], [Tip04b], [Tian08]).
- *Control predictivo.* Es una técnica basada en modelos, el conocer el modelo dinámico de la planta en instantes en los que no se establece la comunicación entre el emisor y el receptor, permite la reducción de la frecuencia del tráfico de datos. Del modelo se pueden hacer consideraciones entre instantes regulares y constantes de tiempo [Mon03] o intervalos de duración irregular [Mon04].
- *Multifrecuencia.* Introducen distintos modelos de simulación que permiten distintos ensayos fuera de línea. Los controladores se han ido adaptando a estos entornos siempre desde la óptica del control multifrecuencia ([Cue06], [Cas06a], [Salt06], [Cue07], [Cas09]).

Dentro de esta área que identifica también una serie de retrasos temporales que aparecen en el lazo se propone la posibilidad de trabajar con distintos periodos dentro del lazo de control al considerar distintos relojes para el sensor, el controlador y el actuador, contempla la falta de sincronismo entre estos relojes sujetos a desfases que condicionan el diseño del controlador.

El objetivo principal de esta sección no ha sido hacer un análisis exhaustivo de los diferentes retardos que pueden aparecer en un sistema real de comunicación y control basado en red, ya que ello supondría rebasar con creces los objetivos de este trabajo, pero si se muestran los problemas derivados del uso de enlaces entre los elementos que constituyen el sistema de control.

2.5.2. Sistemas de computación y Sistemas de control

Actualmente el control digital ofrece unas mayores prestaciones que el control analógico. Las causas de este hecho son las ventajas que éste ofrece. Entre otras podemos citar las siguientes:

- *Potencia:* el control digital permite un procesamiento más sofisticado que el control analógico. La implementación de funciones no lineales complejas ya no supone ningún problema pues se reducen a una línea de programa dentro del algoritmo de control.
- *Precisión:* aunque en el control digital aparecen retardos de cálculo, efectos de cuantización (errores en las conversiones A/D y D/A), su precisión es superior a los sistemas de control analógico

- *Versatilidad*: el cambio de un esquema de control a otro consiste únicamente en el cambio de una línea de programa.
- *Eficacia*: un único computador puede implementar múltiples tareas, desde varios lazos de control hasta sistemas monitor, comprobación de errores, presentación de resultados, etc.
- *Fiabilidad*: toda la teoría desarrollada para la fiabilidad y tolerancia a fallos en sistemas de microprocesadores son también aplicables en el control, haciendo de éste un método fiable y seguro.
- *Interfaz con el operador* más amigable y potente por medio de periféricos fáciles de utilizar (teclados, ratones, etc.) y de presentaciones gráficas, ventanas, menús, etc.

Como gran inconveniente se puede citar el *retardo de cálculo* inherente al procesamiento de la información (aunque con la potencia de los microprocesadores actuales se considera casi despreciable), los efectos de cuantización y un diseño más laborioso que en el control analógico.

Los sistemas de control están incrementando su complejidad desde dos perspectivas la ciencia del control y de los computadores. Simples sistemas de control contienen núcleos multitarea y soportes de redes. Además de lo anterior los mercados demandan que los costes de los sistemas sean mínimos. Para optimizar las fuentes de computación, los algoritmos de control y los diseños de software de control deben ser considerados al mismo tiempo.

El control digital utiliza un elemento de naturaleza discreta para la realización del control. Dicho elemento se introduce en el lazo de control para hacer las veces de controlador en un entorno donde los sistemas a controlar son continuos y por tanto las señales que éstos generan también, por lo que es necesario el uso de elementos adicionales que acomoden las señales de distinta naturaleza (continuas y discretas) para que estas puedan ser utilizadas por ambos elementos. Dichos elementos son los *muestreadores*, que permiten a un elemento discreto manipular señales continuas y los *retenedores* que realizan la operación inversa, es decir, a un elemento continuo manipular señales de naturaleza discreta.

En principio, el computador, por si solo, es un elemento pasivo en el lazo de control. Para que éste pueda funcionar como regulador necesita un mecanismo que permita por una parte establecer una comunicación con el entorno, es decir, capturar y enviar señales, y por otro adecuar estas señales a la naturaleza del entorno con el que se está trabajando (continuo o discreto). Dicho mecanismo viene implementado por una *tarjeta de adquisición de datos*. Dicha tarjeta permite la comunicación del computador con el entorno (adquiriendo y enviando señales) a la vez que realiza las conversiones necesarias mediante muestreadores o retenedores.

Además de la tarjeta de adquisición de datos, el computador necesita un entorno de programación que permita realizar el algoritmo de control.

Obviamente, dicho entorno de programación debe ofrecer los mecanismos adecuados (librerías) para la correcta comunicación entre el computador y la tarjeta de adquisición de datos.

La comunidad del control considera que las plataformas usadas proporcionan el determinismo que la teoría de control discreta en tiempo necesita. La teoría de control no se ha extendido mucho en considerar otras posibles implementaciones que se dediquen a procesar sistemas. Consecuentemente si las fuentes de computación (procesadores de tiempo o ancho de banda en comunicación) no están limitados, la teoría de control no pone atención en el diseño de controladores que no tengan estas limitaciones en cuenta [Arz00].

La naturaleza discreta del control por computador obliga a que la señal continua deba ser discretizada para su empleo en el controlador. Esto da lugar a la aparición de diferentes tipos de retrasos que deben también tenerse en cuenta a la hora de realizar un buen diseño de control.

Se pueden distinguir dos tipos de retraso sobre la señal dependiendo de que sea continua o discreta, antes de que sea convertida por el proceso de muestreo a discreta o continua, respectivamente. Casanova y Salt en [Cas02] distinguen:

- *Muestreo sobre señal continua retrasada*: La señal continua es retrasada antes de ser muestreada. Se trata de un verdadero retraso de la evolución temporal de la variable continua. El muestreo se produce en el instante correcto (esto es, en el instante indicado por el reloj que determina su discretización) pero sobre la señal continua retrasada. Este tipo de retraso modela el retraso de transporte propio del comportamiento dinámico de los procesos continuos.

Este retraso habrá de ser considerado como parte de la dinámica del sistema y, por lo tanto, formará parte de su función de transferencia continua. No hay posibilidad de pérdida de información debido a este retraso, ya que es toda la señal continua la que lo sufre.

- *Retraso sobre señal discreta:* Las secuencia de muestras es retrasada en su camino hacia el dispositivo de destino. Éste tipo de retraso es similar al que aparece en la propagación de señales discretas por un medio de comunicación. El instante de muestreo de la señal continua ha sido el correcto pero la muestra adquirida tarda un cierto tiempo en llegar a su destino. No existe la posibilidad de que se pierda información, ya que todas las muestras de la secuencia sufren el mismo retraso y no existe un segundo muestreo después de este retraso.

El peor caso a considerar es cuando el retraso es superior al periodo de muestreo por lo que se impone habitualmente la condición de que los retrasos que aparecen en el lazo de realimentación serán siempre de duración inferior al periodo de muestreo implicado. En el caso de tener que tratar con retrasos grandes (impuestos por las condiciones de funcionamiento del sistema), se fijará el periodo de muestreo (que siempre es decisión de diseñador del sistema de control) de forma que se cumpla la condición anterior.

En algunos casos esto obligará a emplear periodos de muestreo tan grandes que no permitirán cumplir las especificaciones deseadas para el sistema, de acuerdo con el teorema del muestreo.

Por otra parte, dado que muchos controladores digitales son aproximaciones discretas de controladores diseñados en continuo, es evidente que cuanto mayor sea el periodo de muestreo empleado mayor será la degradación de prestaciones. Es más, si el periodo se amplía considerablemente, el sistema controlado puede llegar a hacerse inestable. Es, por lo tanto, primordial elegir un periodo de muestreo adecuado y que, en general, será tanto mejor cuanto más corto sea, lo que entra en contradicción con lo expuesto anteriormente en relación a periodos grandes para cubrir los retrasos grandes.

2.5.3. Esquemas de muestreo modelando situaciones reales

Esta sección considera distintos problemas que plantean las áreas de comunicación y computación para realizar el diseño del controlador y una posible solución, considerar para modelar las problemáticas los sistemas con muestreo no convencional.

Una primera aproximación es relacionar la pérdida de requisitos temporales respecto al control clásico a partir de la definición de patrones de muestreo de distintas características dentro del sistema con muestreo no convencional. Posteriormente se revisan las situaciones prácticas planteadas desde la perspectiva del modelado de SMNC y se presentan las dificultades en la aplicación de dichas técnicas de modelado.

Situaciones en Sistemas de Comunicación

Sistemas de control distribuidos y multiprocesadores, con redes industriales de comunicación serie, en los que sólo un procesador tiene acceso a la misma ([Rit89], [Hov91], [Cas99], [Cas00]).

Se pueden encontrar problemas en la comunicación entre el actuador y el controlador. El actuador recibe una orden del controlador y da la salida necesaria para que actúe algún elemento de control, modificando la entrada al sistema. La señal de control se transforma en la señal de actuación, por lo que hay que distinguir en consecuencia cuando se calcula la acción de control y como esta se aplica. Los efectos del esquema de muestreo del actuador están condicionados en la implementación a los efectos de las saturaciones sobre la señal de control.

Se plantean distintas situaciones prácticas, algunas de las cuales se presentan a continuación junto con los esquemas de periodos de muestreo que debieran considerarse:

- 1) El controlador calcula la señal de control cada T_c instantes de tiempo y si se considera que existe un canal de comunicación entre el controlador y el actuador, aparecen retrasos constantes que hacen que el planteamiento se ajuste a sistemas multifrecuencia asíncronos (desfase entre la señal de control y la señal de actuación).
- 2) El actuador puede actuar más rápido o más lento, T_u , que el tiempo necesario para realizar el cálculo del controlador. En este caso se introducen esquemas de muestreo multifrecuencia, donde aparece un esquema de muestreo nuevo en el lazo: T_c , el del controlador donde $T_u \neq T_c$.
- 3) El canal de comunicación entre el controlador y el actuador introduce retrasos no constantes pero cíclicos. Por ejemplo suponemos que la primera muestra tiene un retraso r_1 , la segunda r_2 y la tercera r_3 . La señal de actuación sería muestreada por un esquema multifrecuencia no uniforme $T_u = [\tau_{u_1}, \tau_{u_2}, \tau_{u_3}]$, donde:

$$\begin{cases} \tau_{u_1} = T_c + r_1 - r_3 \\ \tau_{u_2} = T_c + r_2 - r_1 \\ \tau_{u_3} = T_c + r_3 - r_2 \end{cases}$$

que introduce un esquema de muestreo no convencional periódico y variante en el tiempo que se repite cada periodo global $T = \tau_{u_1} + \tau_{u_2} + \tau_{u_3}$, con la señal desfasada respecto a cero, en el valor del primer retraso r_1 . En este caso se construye un sistema con muestreo no convencional, PVT, donde los problemas de los retardos quedan asumidos en la parte de modelado.

- 4) Los retrasos que aparecen en el canal de comunicación son aleatorios, el esquema de muestreo aplicado sobre la señal de actuación no es periódico, lo que implica considerar un sistema muestreado de forma aleatoria.

Análogamente puede suceder en el paso de la información desde el sistema al controlador, a través del sensor y/o el canal de comunicación. Todos los casos posibles se pueden representar gracias a los sistemas con muestreo no convencional aplicando distintos tipos de esquema de muestreo sobre la señal de medida de la salida del proceso, que se ha representado por T_y . La señal que llega al controlador sufre los cambios determinados por el esquema de muestreo que puede ser, como en el caso anterior, periódicos uniformes o no uniformes o esquemas aleatorios. Incluso es posible considerar retrasos constantes entre el proceso y el controlador, mediante el uso de señales asíncronas.

Situaciones en Sistemas de Computación

Sistemas con restricciones económicas o tecnológicas, en los que las medidas se deben de muestrear a distintas frecuencias que los cálculos de control, como por ejemplo: en robótica ([Lee93], [Tsao94], [Sun96], [Hus03], [Piza03], [Arm04a]), en control de procesos químicos ([Tham91a], [LGM92], [Zhu94]) controladores de disco duro [Hara98], aeroespaciales ([Gla82], [Sen87]), etc.

Un primer caso puede ser debido a la compartición por varios bucles de control del mismo sensor que suministra información de varias magnitudes, o al empleo de sensores de tipo analítico que llevan asociado un intervalo importante de tiempo para la obtención de la medición. Propicia que el sistema de adquisición de datos sea más lento que el de actuación.

Por el contrario, en el caso de medidas ruidosas en las que se realice un filtrado digital, o cuando se quiera reducir la frecuencia de actuación para evitar sobreactuar sobre el proceso, la frecuencia de medida puede ser mayor.

El primer caso es el más interesante puesto que, de hecho, puede estar motivado por limitaciones del sistema de control, obligando a trabajar con un periodo de muestreo mayor y, por lo tanto, degradando las prestaciones del sistema controlado.

El sistema con muestreo no convencional permite en este caso considerar esta situación en la parte de diseño del lazo de control a través del uso de dos esquemas de muestreo a periodos diferentes en la salida del controlador y en la salida del proceso (sistema multifrecuencia). Dentro de las circunstancias mencionadas hay dos casos posibles: $T_y > T_u$ o $T_y < T_u$.

Observando la situación real planteada no se establece ningún tipo de relación entre los valores de los periodos de medida y actuación, ni se exige que tengan una relación numérica con el periodo marco. Este es siempre calculable de forma general como el producto de los dos periodos de muestreo involucrados en el sistema, lo que conlleva en determinadas circunstancias a valores muy altos.

Este caso puede considerarse como una generalización de los sistemas con muestreo convencional cuando ambos periodos son iguales.

Aplicación de las técnicas de modelado

En un sistema de control discreto convencional se asume que el muestreo de la variable de interés, el cálculo de las acciones de control y la aplicación de las mismas sobre el proceso controlado coinciden en el tiempo. Al incluir la pérdida de requisitos temporales dentro del lazo de control se incurre en la posibilidad de asincronismo y combinados con retrasos que pueden ser aleatorios aparecerán esquemas de muestreo y actuación irregular como los mostrados en los ejemplos anteriores. Esto puede dar lugar a pérdida y/o reutilización de la información transmitida que puede ser significativa para los objetivos de control. En esta sección los esquemas de muestreo de los sistemas con muestreo no convencional permiten asumir la pérdida de requisitos temporales en la etapa de modelado.

Una vez definidos los esquemas de muestreo en el lazo se plantea si son aplicables las técnicas de modelado definidas por otros autores sobre el sistema. Se selecciona sin pérdida de generalidad el caso de sistemas multifrecuencia por ser el escenario que más interesa en el desarrollo del presente trabajo.

El punto de partida de este tipo de sistemas es que aparece un conjunto T_1, T_2, T_3, \dots con los diferentes periodos de muestreo dados en el sistema. Para aplicar las técnicas de modelado se define el *periodo marco* T como el periodo que verifica:

$$T_1 = \frac{T}{N_1}, T_2 = \frac{T}{N_2}, T_3 = \frac{T}{N_3}, \dots,$$

siendo N_1, N_2, N_3, \dots enteros positivos que se denominarán *frecuencias de muestreo*. Para simplificar la definición todos los periodos se expresan en las unidades de medida oportunas para que todos los valores sean números enteros, y el periodo marco es el *mínimo común múltiplo (m.c.m.)* de los distintos periodos de muestreo. El periodo marco debe ser lo suficientemente largo como para que se den un cierto número de enteros (N_1, N_2, N_3, \dots) que proporcionan periodos más cortos (T_1, T_2, T_3, \dots).

Además, las diferentes estrategias de control que se han propuesto en los trabajos que tienen como objeto de estudio el controlador PID suponen un muestreo MRIC sobre el proceso. Por último, en todo el desarrollo teórico (modelado y diseño) se considera que tanto la primera acción de control inyectada al proceso como la salida muestreada en él se producen en el instante cero de cada periodo global, el modelo se define a periodo marco. Bajo estas hipótesis, si se fija el valor del periodo marco es posible determinar un conjunto de situaciones, en el caso de sistemas con muestreo no convencional, que se modelan en modo multifrecuencial.

Por el contrario, las situaciones prácticas asociadas al área de la comunicación y la computación no han hecho en ningún momento un supuesto acerca del valor de los periodos involucrados en el sistema.

Con el objetivo de presentar los dos escenarios planteados anteriormente, las circunstancias posibles desde la perspectiva de la comunicación y la computación en el caso multifrecuencia y las resueltas por distintas técnicas de modelado, se presenta la situación una vez determinado el valor del periodo marco (e.g. $T = 0.35 \text{ seg.}$).

La *figura 2.13* presenta con círculos en gris oscuro, cuáles serían los casos con periodos distintos al establecido y más rápidos que son susceptibles de ser analizados utilizando las técnicas de modelado presentadas en este capítulo.

En el mismo gráfico, se representa una malla de puntos en gris claro que son situaciones posibles en el funcionamiento real del sistema, como se ha descrito en apartados anteriores desde las áreas de comunicación y computación.

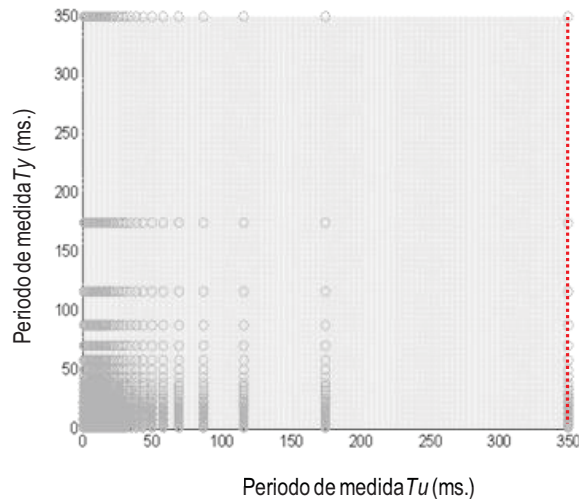


Figura 2.13. Variación conjunta de los periodos de muestreo del sistema

El gráfico explicita la importancia de desarrollar otras técnicas de modelado, que no estén condicionadas por los patrones de periodos considerados en el lazo de control.

El análisis anterior, se ha realizado partiendo del periodo marco pero también es posible otro planteamiento. ¿Es posible tomar cualquiera de los puntos de la malla y construir el modelo del sistema para los periodos de muestreo considerados?

La respuesta es afirmativa y la solución pasa por generar, al aplicar las técnicas de modelado, un modelo MIMO cuya dimensión se determina a partir de los periodos de muestreo del lazo. La dimensión del modelo se calcula una vez fijados los periodos del lazo de control. El periodo marco, como el m.c.m. de los periodos involucrados, determina el sistema resultante con los nuevos canales de entrada y salida definidos para el periodo especificado.

Para poder analizar el efecto del valor de los periodos sobre la dimensión del modelo se considera de nuevo el ejemplo anterior sobre la variante MRIC (ver línea roja sobre la *figura 2.13*), por ser una de las que más se consideran en la literatura.

En concreto se selecciona el periodo de medida $T_y = 350 \text{ ms.}$ y se consideran todos los casos posibles que se generan a partir de los distintos valores, que puede tomar el periodo de salida del controlador, $T_u \in [1,350] \cap \mathbb{N}$. Para cada combinación de periodos se definiría un modelo diferente, calculado a periodo marco cuya dimensión se presenta en el gráfico de la *figura 2.14* sobre el eje de ordenadas frente a los distintos valores posibles del periodo de actuación.

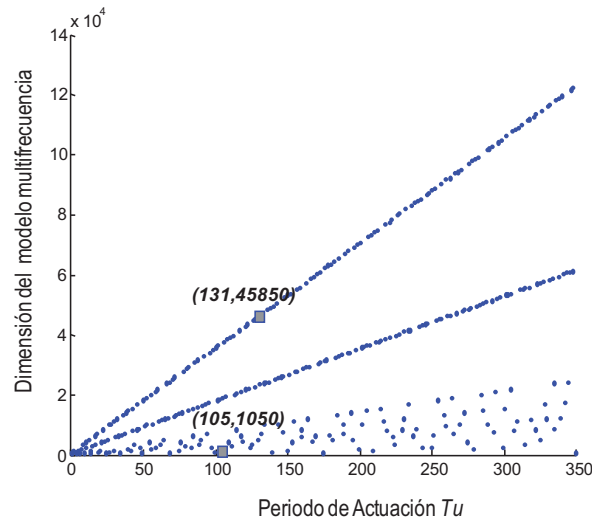


Figura 2.14. Dimensión del modelo MF variando T_u con $T_y = 350$ ms.

El trabajo con matrices de gran dimensión puede complicar la fase de definición y análisis del modelo. El gráfico (figura 2.14) señala dos casos, entre todos los existentes, en los que el valor del periodo marco se hace muy grande y provoca que la dimensión del modelo multifrecuencia sea muy alta, lo que complica la interpretación de los parámetros incluidos en el modelo.

Este análisis permite reforzar la idea de que es importante desarrollar otras técnicas de modelado, que no estén condicionadas por los patrones de periodos considerados en el lazo de control.

2.6. Conclusiones del capítulo

El problema que se identifica con la pérdida de los requisitos temporales en un lazo de control se puede resolver a partir de dos tipos de planteamiento:

- 1) Reducir el impacto de esas pérdidas. Este trabajo lo realizan las distintas disciplinas relacionadas con el control. En sistemas de comunicación mejorando las prestaciones del medio de comunicación, aumentando el ancho de banda disponible y en los sistemas computacionales ampliando la potencia de cálculo.
- 2) Asumir la existencia de varios elementos dentro del lazo de control que imponen limitaciones y paliar su influencia mediante el diseño de estructuras de control apropiadas.

En este capítulo se ha presentado la importancia que tiene en las áreas de sistemas de comunicación y sistemas de computación el relajar los requisitos temporales que imponen los sistemas de control.

La presencia de retardos de computación y transmisión, la variabilidad de la carga de cálculo en función de las condiciones de trabajo, y la conveniencia de utilizar periodos diferentes de muestreo que forman esquemas de muestreo de distintas características, plantea el problema de diseño conjunto para el control de este tipo de sistemas.

Todos los grupos de interés manifiestan el deseo de trabajar con sistemas de control diseñados bajo hipótesis menos restrictivas por lo que se selecciona el segundo planteamiento para desarrollar este trabajo, por ser más cercano al área de conocimiento dedicada al control automático.

Los sistemas con muestreo no convencional son una alternativa que presenta el área de sistemas de control, y permite considerar las distintas circunstancias temporales que aparecen en un lazo de control en la etapa de modelado.

El sistema de control está definido como aquel en el que los instantes de muestreo de la variable de interés y los de actuación sobre el proceso controlado, no están necesariamente equiespaciados en el tiempo, lo que influye sobre las prestaciones del sistema produciendo deterioro en su comportamiento e incluso la inestabilidad en determinados casos. Se han identificado los esquemas de muestreo como variables que afectan al comportamiento del lazo y establecen la estructura no convencional del sistema.

Las distintas formas y valores numéricos que pueden tomar los esquemas de muestreo permiten modelar un gran conjunto de situaciones prácticas generadas por problemas temporales.

Por otro lado se revisan las técnicas de modelado y se concluye que proporcionan una formulación analítica de innegable interés, pero no permite tratar algunos de los problemas prácticos reales. Todos los modelos son dependientes de la forma de los esquemas de muestreo, definidos como patrones que se repiten a periodo marco. Para cada combinación de patrones se calcula la formulación matemática del modelo definido.

Este capítulo motiva directamente los siguientes capítulos donde se propone:

- 1) Una técnica de modelado de este tipo de sistemas.
- 2) Un controlador PID adaptado a los distintos modos de funcionamiento del sistema.
- 3) Un método de sintonía que permita restaurar el comportamiento del sistema cuando aparecen esquemas de muestreo que provocan pérdidas en las prestaciones.

Capítulo 3

Modelo de simulación del SMNC en bucle cerrado

El presente capítulo presenta y describe el modelo de simulación del bucle cerrado del sistema de control con muestreo no convencional en el que aparecen distintos esquemas de muestreo.

Tras una sección de introducción (3.1), en la sección 3.2 se presenta el problema que se plantea y se propone la simulación digital como solución al modelado de sistemas y se pone en práctica sobre sistemas con muestreo no convencional en la sección 3.3.

Seguidamente la sección 3.4 presenta un conjunto de escenarios que pueden plantearse y el funcionamiento de los sistemas analizando las señales que genera el modelo de simulación en los distintos modos de funcionamiento. A continuación, bajo el modelo de simulación se analizan los sistemas con muestreo no convencional en la sección 3.5 mediante el desarrollo de una batería de pruebas que se fundamentan en considerar diferentes esquemas de muestreo en la salida del controlador (entrada del proceso) o en el muestreador de entrada al controlador (salida del proceso). La variación de los parámetros del modelo, esquemas de muestreo, permite analizar la influencia de la pérdida de requisitos temporales sobre la respuesta del sistema. Por último, la sección 3.6 concluye el capítulo realizando un breve resumen del mismo.

3.1. Introducción

A partir de los resultados alcanzados por otros autores se identifica la necesidad de desarrollar un nuevo tipo de modelado para los SMNC que permita su descripción y disponer de un modelo del bucle de control que incluya el comportamiento dinámico del proceso bajo control y el efecto que provocan los distintos esquemas de muestreo que modelan distintos periodos de muestreo, retardos, desfases, etc. Una vez descrito el escenario del problema y construido el modelo es posible analizar la influencia de la variación de los tipos de esquemas de muestreo (uniformes o no uniformes) en las prestaciones del lazo de control.

En el capítulo 2, se han revisado situaciones que poseen solución desde la perspectiva analítica con la construcción del lazo de control aplicando las técnicas de modelado descritas. Finalmente, la dificultad que tienen en su construcción los modelos y el gran número de parámetros que lo forman ha motivado la necesidad de que sean implementados dentro de un entorno de simulación con el objetivo de poder realizar su análisis. Esto es una evidencia dentro de la literatura revisada, autores como Vélez [Vel04], Albertos *et al.* [Alb03] o Cuesta ([Cues06a], [Cues06b]) desarrollan entornos de programación en el lenguaje CC, Simulink, Matlab o Sysquake, con el objetivo de analizar los modelos desarrollados.

También se ha descrito en el capítulo anterior, el problema de aplicación de las técnicas de modelado en determinadas situaciones reales de innegable interés práctico y como existen circunstancias en las que las dimensiones de los modelos aumentan, con el consecuente problema de manejo de información. Cuando el desarrollo de un modelo matemático lleva a ecuaciones en las que la solución analítica es difícil de obtener, se pueden alcanzar soluciones particulares mediante simulación.

La metodología que se utiliza para el desarrollo del modelo de simulación de sistemas con muestreo no convencional es la *simulación digital*. Es una metodología completa que conlleva reunir información, construir, verificar y validar el modelo desarrollado, diseñar los casos de uso y evaluar e interpretar los resultados.

Este capítulo se estructura en tres partes. La primera presenta el problema que se plantea y la resolución aplicando sistemas con muestreo no convencional, que proporciona distintos modos de funcionamiento del sistema. La segunda propone la simulación digital como herramienta para el modelado de sistemas con muestreo no convencional y se desarrolla el modelado de este tipo de sistemas, a partir de la definición de los bloques y parámetros que caracterizan su comportamiento.

A continuación, se presenta el algoritmo numérico iterativo que simula en tiempo discreto la evolución temporal del lazo de control no convencional. Por último, en la tercera parte se desarrollan y presentan una batería de ejemplos para mostrar las virtudes del modelo y las conclusiones que se derivan de su uso.

El principal objetivo del capítulo es comprender el funcionamiento del sistema bajo estudio, y permitir considerar cualquier tipo de esquema de muestreo para analizar el efecto sobre las prestaciones del sistema. El modelar el comportamiento del sistema en lazo cerrado permitirá generar una solución desde el punto de vista del diseño de la estructura de control. La interacción entre proceso y controlador se realiza en lazo cerrado y el modelo de simulación permite observar la evolución en el tiempo de las distintas variables.

3.2. Planteamiento del Problema

En esta sección se plantea el problema a resolver y la solución desde la perspectiva de los sistemas con muestreo no convencional con sus diferentes modos de funcionamiento.

Un sistema de control con una estructura convencional supone que la medida de la salida del proceso es adecuada para aplicar, a partir de ella, el algoritmo de control. En la práctica esto no es así, debido a que dicha señal puede estar afectada por ruido, necesitar un factor de calibración, un cambio de escala o pasar para llegar al proceso por un canal de comunicación. También se ha supuesto que la salida del algoritmo de control se puede enviar directamente al actuador. De nuevo esto no es generalmente posible ya que se puede necesitar un cambio de escala, una conversión a un formato diferente o existir un canal de comunicación entre el controlador y el actuador.

Otro factor a tener en cuenta es que las conversiones de analógico a digital, el filtrado digital, los cálculos de la señal de control, las conversiones de digital a analógico y todos los cálculos realizados requieren una cantidad finita de tiempo. Existe así una diferencia de tiempo (retardo computacional) entre el instante en que se muestrea la salida del proceso y el instante en que se aplica la señal de control al actuador. El valor de este retardo depende de los cálculos llevados a cabo, del procesador, de la velocidad de la interfaz de entrada-salida y en el orden en que se realizan determinadas operaciones.

Todas estas cuestiones deben incorporarse al sistema de control ya que afectan al diseño del controlador.

Los siguientes problemas temporales se consideran como parte del funcionamiento del sistema de control:

- 1) Limitación de frecuencia de muestreo, control o actuación.
- 2) Retrasos de acceso a un medio de comunicación entre el proceso y el controlador.
- 3) Falta de sincronismo (desfases) entre controlador-proceso.
- 4) Retrasos debidos a tiempo de cómputo del controlador o de los conversores A/D o D/A.

Estos inconvenientes, solos o en combinación, tendrán una influencia negativa en las prestaciones de bucle de control y, por lo tanto, en las características de la evolución temporal de las variables de interés.

Desde esta óptica se plantea un estudio de este tipo de sistemas en su análisis y diseño planteados como *sistemas con muestreo no convencional*.

3.2.1. Escenario del problema

La *figura 3.1*, muestra la *estructura convencional* de un sistema de control en la que se identifican los siguientes elementos:

- *Sensor*: mide la salida continua del proceso $y(t)$ y genera la señal continua de medida $y_s(t)$.
- *Conversor analógico digital A/D*: toma muestras de $y_s(t)$, con Periodo de muestreo T , y genera la señal de medida discreta y_s^* que posteriormente digitaliza.
- *Comparador*: entre Periodos de muestreo, calcula el valor de la señal de error e^* , como la diferencia entre el último valor obtenido de y_s^* y el valor indicado en el computador para la señal de referencia y_r^* .
- *Controlador*: entre Periodos de muestreo, a partir del valor de la señal de error e^* y mediante un determinado algoritmo, genera como salida el valor de la señal de control u^* que se debe aplicar al actuador.
- *Conversor digital analógico D/A*: que manteniendo constante durante un tiempo T el último valor calculado de u^* produce la señal de control continua $u(t)$ que se aplica al actuador.
- *Actuador*: admite como entrada $u(t)$ y genera como salida la señal de control continua del proceso $u_a(t)$.

- *Proceso*: recibe la señal $u_a(t)$ y produce la señal de salida continua $y(t)$ que es la variable a controlar.

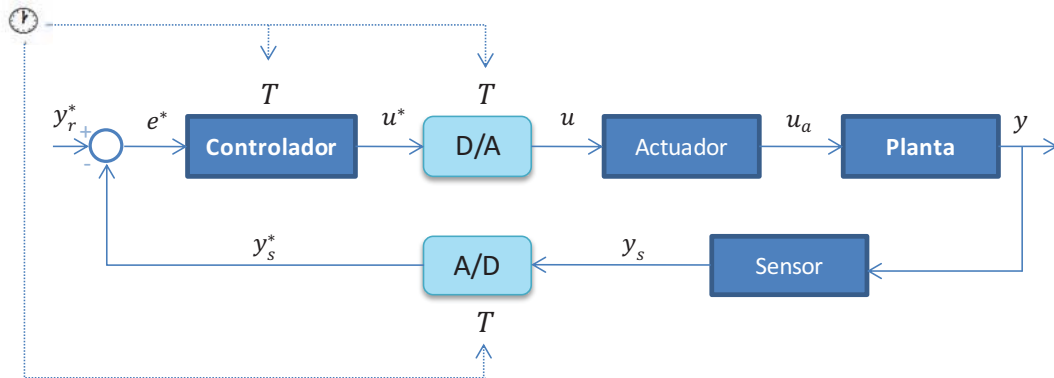


Figura 3.1. Sistema de control por computador

La principal limitación que presenta este tipo de sistemas para modelar el sistema bajo estudio es que la entrada y la salida del controlador se actualizan en los mismos instantes de tiempo (instantes de muestreo) que se producen a intervalos de tiempo T (Periodo de muestreo). Un reloj de tiempo real que provoque una interrupción en cada Periodo de muestreo permite tomar muestras de la señal recibida del sensor y mandar la señal de control al actuador en los momentos precisos.

El problema real que se plantea queda definido en la *figura 3.2* donde se presenta de forma esquemática las limitaciones que deben considerarse en el diseño de control.

El proceso continuo, con función de transferencia $G_p(s)$, genera a su salida una variable cuya evolución en el dominio del tiempo se pretende controlar. El controlador es discreto y se representa por la función de transferencia discreta $G_c(z)$.

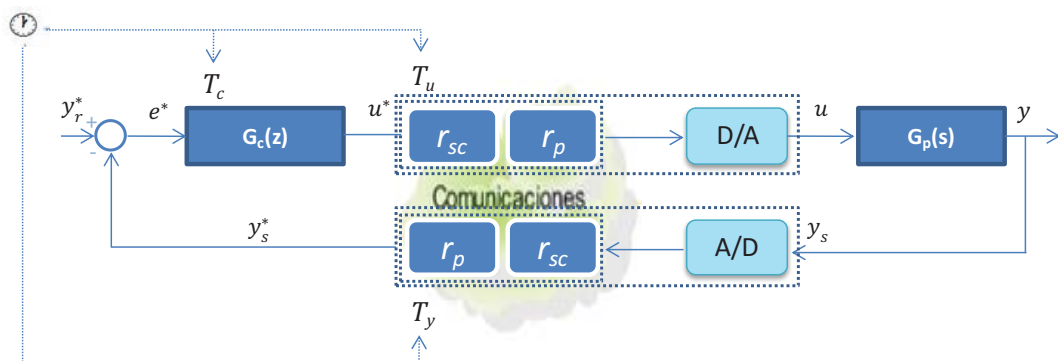


Figura 3.2. Diagrama de bloques del sistema

Los tres relojes representados en el sistema son una forma de modelar que los instantes de muestreo, control y actuación pueden ser diferentes entre si. Además, los instantes de tiempo determinados por cada reloj pueden no estar equiespaciados en el tiempo.

El sensor captura información a la salida del proceso para realimentar el controlador. Se considerará que su comportamiento dinámico de naturaleza continua forma parte del proceso y posteriormente se realiza la conversión analógica-digital. La regularidad o irregularidad de su modo de operación está determinado por la presencia de un reloj (T_y) que indica cuando se debe tomar una nueva muestra. Las muestras capturadas deben llegar hasta el controlador, el cual las empleará en la toma de decisiones para conseguir los objetivos propuestos.

Si la comunicación sensor-controlador se realiza a través de un medio compartido, puede existir un retraso antes de que la muestra pueda acceder al medio compartido (r_{sc}) y un retraso de propagación (r_p) (que se supone constante) hasta que la muestra llega al controlador.

Al trabajar con un lazo realimentado, se calcula la señal de error con la información de la señal de referencia y se envía al controlador.

El funcionamiento del controlador está regido por un reloj (T_c), que indica cuando es tiempo de generar una nueva acción de control para aplicar al proceso. La frecuencia del reloj de control no tiene porque ser la misma que la del reloj del sensor e, incluso en el caso particular en el que sean iguales, ambos relojes no estarán necesariamente sincronizados. Es decir, existirá un desfase entre los instantes de toma de muestras y los instantes de cálculo de acciones de control. Cada vez que el reloj del controlador lo indique, éste recogerá la última muestra recibida de su cola de recepción y genera la nueva acción a aplicar sobre el actuador. Si la comunicación control-proceso se lleva a cabo a través del medio compartido, el controlador deberá solicitar la concesión del enlace. En este caso, aparece de nuevo el retraso de acceso aleatorio (r_{ca}) que, como el caso del enlace sensor-controlador se supone acotado superiormente y el retraso constante de transmisión (r_p).

El actuador recibe la señal que le envía el conversor D/A. La secuencia de acciones las determina el reloj (T_u) que indica el correspondiente instante de actuación. La secuencia de acciones es convertida en una señal continua que es aplicada sobre el proceso controlado. A pesar de que existen otras posibilidades, desde un punto de vista práctico la forma más habitual de realizar la conversión es utilizando un retenedor de orden cero (ZOH, por sus siglas en inglés Zero Order Holder).

De esta forma, el actuador mantiene constante el valor de cada una de las acciones, dando lugar a la señal continua. No se considerarán otras posibilidades en la implementación del actuador.

3.2.2. Sistema de control no convencional

El sistema con muestreo no convencional, tal como se define, es un *sistema de datos muestreado*.

Los *sistemas muestreados* contienen en su representación un conjunto de elementos que representan la conversión para comunicar sistemas de distinto tipo (continuo y discreto):

- Retenedor (como por ejemplo, ZOH) que reconstruye la señal a partir de las muestras disponibles a periodo T .
- Muestreador a periodo T que transforma señales continuas en discretas (a periodo T).
- Reloj que gobierna el funcionamiento del controlador y los dispositivos de recogida y envío de información.
- Aproximación de la dinámica del controlador mediante ecuaciones en diferencias.

Además los dos tipos de señales que coexisten en el lazo son continuas y discretas a periodo T .

Si se retoma el concepto de *sistemas de control con muestreo no convencional* como un tipo especial de sistemas de control discreto que se caracterizan por el empleo de dos o más frecuencias diferentes en el bucle de control, al aparecer en el sistema la característica de muestreo no convencional, se debe especificar una generalización de los elementos anteriores para recoger otro tipo de comportamientos dentro del lazo.

Los elementos que proporcionan las características de muestreo no convencional al sistema de control son los que se han definido en este trabajo como *retenedores y muestreadores no convencionales* cuyo comportamiento es similar a un interface que adapta señales a distintas frecuencias.

Para el caso de sistemas muestreados multifrecuencia, es muy interesante el enfoque aportado por distintos autores ([Gu99], [Arm03], [Tor03], [Sala07]) consistente en la introducción de retenedores multifrecuencia de orden alto.

Todas contribuyen al estudio de los sistemas muestreados considerando un retenedor como un sistema que genera una secuencia rápida de salida a partir de una secuencia lenta de muestras a la entrada.

Los retenedores en los sistemas muestreados convencionales actúan de interfaz para generar una señal continua a partir de una secuencia discreta asociada a un periodo T :

$$u(t) = \mathcal{H}_T\{u(k)\}, \quad t \in [kT, (k+1)T] \quad (3.1)$$

Mientras que los muestreadores, convierten una señal continua en una señal muestreada susceptible de generar una secuencia discreta, usando el operador muestreo \mathcal{S}_T , a periodo T igual al que utiliza el retenedor en el caso convencional.

$$y_s(k) = \mathcal{S}_T y(t) \quad (3.2)$$

El retenedor de orden cero (e.g. ZOH) captura el valor de la señal de entrada manteniéndola hasta el siguiente periodo. Dicho retenedor implementa la función del conversor D/A con función de transferencia a periodo T :

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (3.3)$$

Así mismo, se considera al muestreador ideal aquel que captura, en cada periodo, el valor de la señal de entrada en un instante infinitesimal, generando una secuencia discreta:

$$y_s(k) = \delta_T(t)y(t) \quad (3.4)$$

$$\delta_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } \text{mod}(t, T) = 0 \\ 0 & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (3.5)$$

En los sistemas con muestreo no convencional el retenedor multifrecuencia genera una señal continua que se modifica cuando hay un cambio en la señal y si no se mantiene el último valor y el efecto del muestreador es, muestrear la señal continua en los periodos indicados.

El *retenedor no convencional* transforma una señal muestreada irregularmente en los instantes de muestreo $\{T_1, T_2, \dots, T_n\}$ dentro de un periodo cíclico, en una señal continua. El esquema de muestreo de partida $\bar{T} = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n]$ contiene n -intervalos que fijan los instantes de muestreo que se suceden y no tienen porqué estar equiespaciados en el tiempo.

En este caso

$$u(t) = \mathcal{H}_{\bar{T}}\{u(k)\} = \begin{cases} u(kT) & t \in [kT, kT + T_1) \\ u(kT + T_1) & t \in [kT + T_1, kT + T_2) \\ \vdots & \\ u(kT + T_{n-1}) & t \in [kT + T_{n-1}, (k + 1)T) \end{cases} \quad (3.6)$$

El *muestreador no convencional* bajo el mismo patrón, anteriormente representado, y como extensión del muestreador convencional se define como:

$$y_s(t) = \delta_{\bar{T}}(t)y(t)$$

$$\delta_{\bar{T}}(t) = \begin{cases} 1, & \text{si } \text{mod}(t - T_1, T_n) = 0 \\ \vdots \\ 1, & \text{si } \text{mod}(t - T_n, T_n) = 0 \\ 0, & \text{en caso contrario} \end{cases} \quad (3.7)$$

Este tipo de elementos generaliza a los muestreadores y retenedores clásicos ya que permiten efectuar una actuación irregular sobre la señal.

Con el objetivo de establecer una notación general que permita además incluir la pérdida de sincronismo de todas las señales dentro del lazo, se establece la siguiente representación para los esquemas de periodos aplicables en distintos puntos del lazo de control que permite incluir variaciones temporales respecto al control clásico.

$$\bar{T}_i = (\bar{\tau}_i, d_i) \quad (3.8)$$

La primera componente $\bar{\tau}_i$ es un vector de periodos que puede variar de dimensión para identificar distintos escenarios temporales y la segunda componente d_i tomará un valor no nulo cuando la señal esté retardada respecto al instante inicial $t = 0$, lo que permite estudiar los casos de señales asíncronas.

Los distintos formatos que puede tener el vector $\bar{\tau}_i$ son los siguientes:

- *Vector unidimensional* $\bar{\tau}_i = [T_i]$ donde T_i es el periodo de muestreo regular de la señal. La señal se muestrea de forma periódica y las muestras se modifican en los siguientes instantes de tiempo sucesivos de forma uniforme: $\{0, T_i, 2 \cdot T_i, \dots, n \cdot T_i\}$.
- *Vector multidimensional* de periodos de longitud finita. Se presenta como ejemplo el caso en el que el vector es de dimensión 3:

$$\bar{\tau}_i = [\tau_{i_1}, \tau_{i_2}, \tau_{i_3}], \quad T = \tau_{i_1} + \tau_{i_2} + \tau_{i_3} \quad (3.9)$$

donde T es el *periodo de ciclo* en el que se repite el esquema de muestreo de forma *cíclica y periódica*.

Los instantes temporales en los que se evalúa la señal muestreada son $\{0, \tau_{i_1}, \tau_{i_1} + \tau_{i_2}, T, T + \tau_{i_1}, T + \tau_{i_1} + \tau_{i_2}, 2 \cdot T, \dots, (n - 1) \cdot T, ((n - 1) \cdot T + \tau_{i_1}), ((n - 1) \cdot T + \tau_{i_1} + \tau_{i_2}), n \cdot T\}$ según el ejemplo propuesto, aunque es generalizable para diferentes longitudes del vector de periodos.

- *Vector bidimensional con la primera componente nula*, para indicar que la señal se muestrea de forma aleatoria. En este caso $\bar{\tau}_i = [0, T_{max}]$, que generará una secuencia de periodos aleatorios limitados por un *periodo máximo* que se ha denotado como T_{max} . La señal está muestreada a instantes aleatorios de tiempo, acotados superiormente en valor.

La primera componente del vector permite clasificar el tipo de patrón de muestreo que se está aplicando y la segunda componente si se produce algún retraso en la señal. La combinación de factores produce seis casos posibles de esquemas de periodos aplicables sobre la señal y se presentan en la *tabla 3.1*.

Tabla 3.1. *Casos según formato del esquema de periodos sobre la señal*

TIPO DE PATRÓN	Periódico		No Periódico
	Uniforme	No Uniforme	Aleatorio
Sin desfase	CASO1	CASO2	CASO3
Con desfase	CASO4	CASO5	CASO6

Todas las irregularidades temporales que se han incorporado en el escenario del problema (ver *figura 3.2*), se pueden representar de forma implícita a partir de la definición de los esquemas de periodos que aparecen en el lazo de control. Al aplicar los distintos esquemas pueden aparecer, junto con las señales continuas y discretas, señales muestreadas de forma no convencional generadas a partir de los elementos de muestreo no convencional descritos como retenedor y muestreador no convencional (ver *figura 3.3*) considerando la posibilidad de perturbaciones en la salida del proceso $n(t)$ o perturbaciones en la carga $n(t)$.

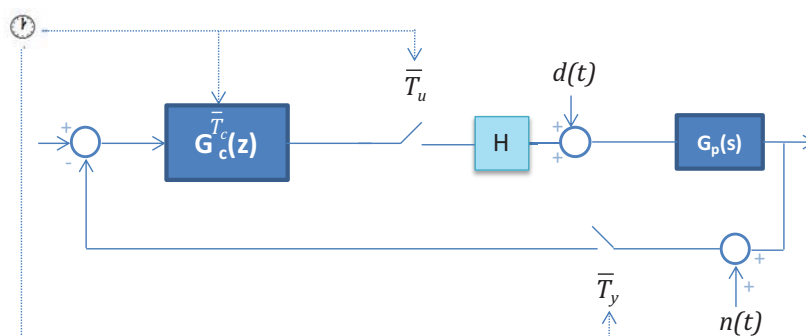


Figura 3.3. *Diagrama de bloques del sistema con muestreo no convencional*

3.2.3. Modos de funcionamiento

Los periodos de conversión de señales, se presentan mediante muestreadores que se han definido vectorialmente compuestos por dos componentes, la primera permite representar periodos uniformes o no entre las muestras y la segunda los tiempos de espera que se modelan mediante retardos. Esta segunda característica permite considerar relojes en el sistema no sincronizados.

Los distintos tipos de patrones (ver *tabla 3.1*) aplicados a los muestreadores incluidos en la *figura 3.3*, permiten representar a un tipo de sistema que se comporta de forma variable y establecer distintos modos de funcionamiento.

Las variables que condicionan el funcionamiento del lazo son:

\bar{T}_y : Esquema de periodos para la selección de las muestras de la salida del proceso hacia el controlador y el desfase respecto al instante cero.

\bar{T}_u : Esquema de periodos de retención que indica los instantes en los que se aplica la señal de control al proceso y el desfase respecto al instante cero.

\bar{T}_c : Esquema de muestreo que define los instantes de cálculo de las distintas acciones de control y el desfase respecto al instante cero.

A partir de la relación de igualdad o desigualdad entre los distintos periodos de muestreo que forman los esquemas definidos con anterioridad, el sistema en lazo cerrado puede tener los siguientes modos de funcionamiento:

Modo 1. Casi continuo: $\bar{T}_y = \bar{T}_u = \bar{T}_c = ([h], 0)$ con h lo suficientemente pequeño.

Modo 2. Monofrecuencia: $\bar{T}_y = \bar{T}_u = \bar{T}_c = ([T], 0)$ con T lo suficientemente grande.

Modo 3. Sistema con muestreo no convencional y señales síncronas.

Modo 3.1: vector de tiempos unidimensional y que sean distintos al menos dos de ellos $\bar{T}_y = ([T_y], 0)$, $\bar{T}_u = ([T_u], 0)$ y $\bar{T}_c = ([T_c], 0)$

Modo 3.2: una de las señales como mínimo tiene el vector de tiempos multidimensional cuya primera componente es distinta de cero, hace que el sistema sea considerado un tipo de sistema PVT (periódicamente variable con el tiempo).

Modo 3.3: una de las señales como mínimo tiene el vector de tiempos bidimensional con la primera componente nula, lo que se corresponde con sistemas con señales aleatorias.

Modo 4. Sistema con señales asíncronas.

Cualquiera de los casos dentro del modo de funcionamiento anterior donde la segunda componente de las variables aplicadas a cualquiera de las señales, tiene un valor distinto de cero. Por lo que se denotan como *Modo 4.1*, *Modo 4.2*, *Modo 4.3.1*, *Modo 4.3.2* y *Modo 4.3.3*. Las señales son asíncronas al variar la segunda componente del vector, por ejemplo hacer $\bar{T}_y = ([T], d)$ con $d \neq 0$.

Las estrategias de control a aplicar dentro del lazo se definen a partir del contexto en el que se encuentra el controlador, por lo que depende directamente de las variables definidas.

Por ejemplo, si se considera un primer análisis de la variación de los esquemas en la señal de medida y actuación, se presentan los siguientes modos de funcionamiento (ver *tabla 3.2*):

Tabla 3. 2. *Funcionamiento del lazo de control según \bar{T}_y y \bar{T}_u*

		<i>Esquema de muestreo de la medida</i>			
		Uniforme		No Uniforme	Aleatorio
<i>Esquema de muestreo de la actuación</i>	Uniforme	Modo 1	Modo 2	Modo 3.2	Modo 3.3
		Modo 3.1			
	No Uniforme	Modo 3.2		Modo 3.2	Modo 3.3
Aleatorio	Modo 3.3		Modo 3.3	Modo 3.3	

También es posible simular sistemas con desfases entre las señales, como se ha descrito en el modo 4, lo que proporcionaría una tabla equivalente a la anterior con la posibilidad de incluir desfases entre la señal de medida y la de actuación. Este tipo de representación permite que cualquier pérdida en los requisitos temporales se modele a través de los distintos esquemas de muestreo de las señales y forman parte del diseño del lazo de control.

3.3. Modelo de Simulación

El modelado del sistema con muestreo no convencional bajo estudio se desarrolla, considerando en última instancia el sistema en lazo cerrado, como un sistema representado de forma monofrecuencial gracias a la técnica de modelado seleccionada: la *simulación digital*.

La simulación digital es una técnica que permite emular en un ordenador el comportamiento de un sistema físico bajo ciertas condiciones particulares de operación especificadas en el contexto con el cual interacciona el sistema. La simulación se realiza mediante un programa ad-hoc escrito en Matlab.

Las técnicas de simulación tienen en común que para imitar el comportamiento de un sistema requieren (de algún modo) la descripción de las características internas (mecanismos) del sistema en cuestión para prever su respuesta. La descripción de las características de interés de un sistema se conoce como *modelo del sistema*, y el proceso de abstracción para obtener esta descripción se conoce como *modelado*. Es necesario que los modelos formalicen el conocimiento que se tiene del sistema de modo conciso, sin ambigüedades y que puedan ser procesados por un ordenador.

Un modelo de simulación comúnmente toma la forma de un conjunto de hipótesis acerca del funcionamiento del sistema, expresado como relaciones matemáticas o lógicas entre los objetivos de interés del sistema. En contraste con las soluciones matemáticas, el proceso de simulación incluye la ejecución del *modelo en una computadora*, que genera muestras representativas de las medidas del desempeño.

De lo anterior, podemos resumir que la idea que está detrás de la simulación es:

- Imitar computacionalmente una situación del mundo real.
- Estudiar sus propiedades y características de operación.
- Llegar a conclusiones y tomar decisiones basadas en los resultados de la simulación.

En el contexto de la tesis, la experimentación mediante las técnicas de simulación, se restringe a la evolución en el dominio temporal de un subconjunto de datos, sin perder generalidad y considerando tan solo como finalidad de los experimentos el estudio del comportamiento del sistema en el dominio del tiempo.

Durante siglos el desarrollo de sistemas dinámicos estuvo basado en modelos de ecuaciones diferenciales ordinarias o parciales pero la tecnología moderna ha permitido que el hombre cree sistemas dinámicos que no pueden ser descritos fácilmente por este tipo de ecuaciones, como son por ejemplo las redes de computadoras y de comunicación. En estos sistemas la evolución del tiempo depende de interacciones complejas de varios eventos discretos y de su temporalidad, tales como la llegada o partida de un trabajo, la inicialización o finalización de una tarea, etc.

El estado en estos sistemas solo cambia en instantes discretos de tiempo en lugar de continuamente.

El impacto de la tecnología de las computadoras ha tenido gran influencia en el desarrollo de técnicas de simulación, y en la actualidad existen hardware, interfaces con el usuario y herramientas de programación que influyen en los métodos teóricos existentes.

Dentro de esta sección se describe el modelo de simulación diseñado que permite simular sistemas con muestreo no convencional en lazo cerrado incorporando un control *PID discreto paralelo* de forma que permita el análisis de la respuesta temporal del sistema. Se ha seleccionado este algoritmo por ser tradicionalmente el más utilizado en control de procesos industriales [Ast95].

A continuación, se describe la metodología utilizada para el desarrollo del modelo de simulación, el pseudocódigo de funcionamiento con los parámetros que determinan su comportamiento y los distintos tipos de señales que aparecen en el sistema.

3.3.1. Diagrama de bloques

El modelado se consigue gracias a la simulación de cada parte del sistema a un único periodo h (se toma como la unidad de medida más baja del sistema) que marca el ritmo de ejecución llamado *periodo de ejecución*. Todo el sistema se estructura en función a dicho valor y los periodos, que definen los distintos esquemas de muestreo, se calculan mediante valores naturales, múltiplos del periodo de ejecución. La principal ventaja que aporta esta forma de modelado y una de las principales aportaciones de este trabajo es que los periodos de muestreo, dentro del sistema con muestreo no convencional, no tienen restringido su valor en función al periodo marco.

Hay distintas posibilidades en la representación del sistema en el lazo de control. Si el sistema es discreto, a periodo fijo T , se le aplica un retenedor que genera una

secuencia de muestras rápidas a partir de una secuencia lenta, al periodo de ejecución. En el caso de sistema continuo se considera una aproximación por un sistema discreto donde el bloque envía señales de salida a intervalos de tiempo constante e iguales a h , por lo que lo se denota *casi-continuo*.

El problema que se presenta pasa por identificar y simular el conjunto de bloques representados en la *figura 3.4*.

Para cada uno de ellos se debe revisar cual es su funcionalidad en cada paso de ejecución del modelo de simulación e identificar las diferentes casuísticas que tienen al simular generando los distintos modos de comportamiento del sistema. Los bloques reciben los siguientes nombres:

- *Bloque referencia* que genera la señal de referencia al periodo de ejecución.
- *Bloque controlador*, a partir de la señal de error a periodo h , calculada como diferencia entre la señal de referencia y la señal de muestreo, aproxima la dinámica del controlador mediante las ecuaciones en diferencias, a un periodo que hay que determinar a partir de todos los existentes en el lazo de control y genera la señal de control a periodo h .
- *Bloque D/A no convencional* que reconstruye la señal a partir de las muestras disponibles con periodos de muestreo regulares o irregulares, que aparecen definidos en el esquema de periodos.
- *Bloque proceso*, recibe la señal del bloque D/A no convencional y mediante un conjunto de cálculos determinados por la ecuación en diferencias asociada a la función de transferencia que define el proceso genera una señal de salida a periodo h . Dentro de este bloque se permite considerar distintas perturbaciones que afecten al lazo de control con muestreo no convencional.
- *Bloque A/D no convencional* que transforma una señal casi-continua en una señal muestreada a distintos periodos de muestreo establecidos según el esquema de periodos de muestreo.

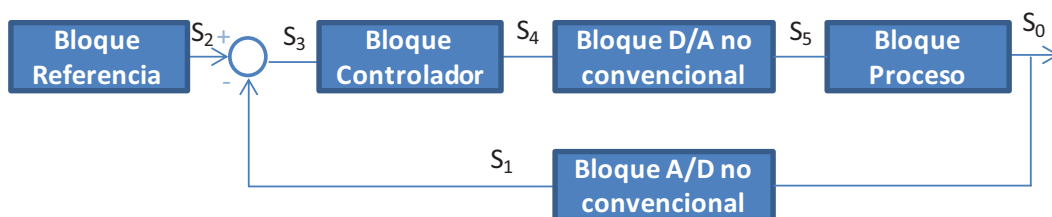


Figura 3.4. Esquema del modelo simulado del SMNC

No es necesario tener un reloj en cada bloque, se dispone de una variable definida como reloj principal que se ejecuta desde el *programa principal* y en cada instante que se indique en el esquema de muestreo de cada bloque se obtiene un nuevo valor en la salida o se mantiene el resultado del paso anterior si no se requiere la ejecución (valor que depende de su comportamiento instantáneo).

Todas las señales que aparecen representadas en la *figura 3.4* lo están a periodo de ejecución aunque en función al esquema de muestreo, que se aplique al bloque, tendrán distintas características.

La independencia por bloques a su vez permite considerar un gran número de escenarios temporales donde el periodo de recogida de muestras, el periodo de cálculo de las señales intermedias y el periodo de aplicación de la señal, sean entre si valores distintos y de distintas características a lo largo de la evolución temporal del sistema.

El modelado del sistema se realiza mediante la ampliación de estados de los componentes del lazo de control a periodo de ejecución, aplicando mecanismos de retención en la entrada y muestreo en la salida.

Los esquemas de muestreo no convencional son aplicables tanto a señales continuas como discretas, pero para que sea posible la simulación digital a periodo de ejecución se utilizan unos bloques cuyo comportamiento es similar al retenedor de orden cero, mantiene el valor de las muestras pasadas hasta que cambia su valor. Para representarlo a lo largo de la memoria, se denota por H_h . La salida para cualquier señal de entrada, continua, discreta o muestreada a distintos periodos se transforma en una señal muestreada a periodo h y se llama *bloque transformador*.

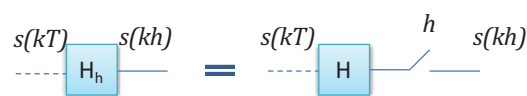


Figura 3.5. Bloque transformador de frecuencias

El bloque H representa a un retenedor clásico, que transforma la señal discreta en continua.

La siguiente *figura 3.6* presenta el diagrama de bloques para un caso particular. En este caso, los esquemas de muestreo de la señal de medida, control y actuación tienen un patrón uniforme pero con valores que pueden ser distintos entre si y sin desfases entre las señales.

La señal de referencia suministrada al sistema de control se muestrea a periodo h con lo que la entrada de error al controlador la tiene disponible cada h instantes de tiempos. Además los muestreadores situados a la entrada y salida del controlador y a la salida del proceso tienen la capacidad de seleccionar las muestras deseadas entre las disponibles a periodo h en función del tipo de esquema de muestreo aplicado.

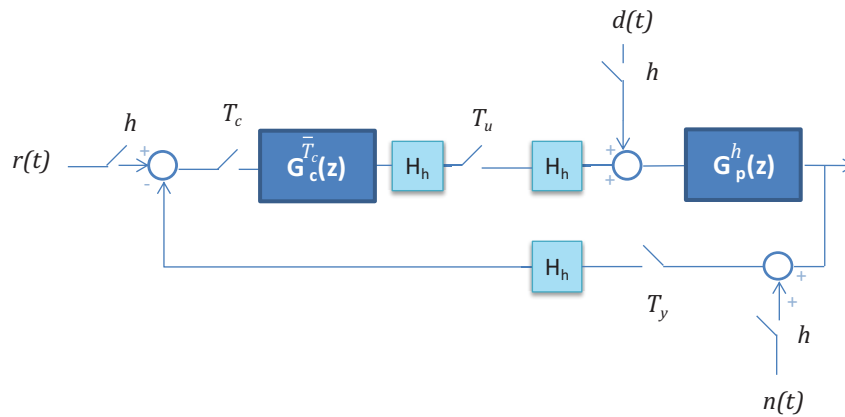


Figura 3.6. Diagrama de bloques y muestreo del sistema de control

El esquema de muestreo de cada bloque está determinado por el diseñador. Los bloques que tienen comportamiento rápido (casi-continuo) se muestrean al periodo menor h .

El valor de h , permite que en la simulación discreta se generen nuevas salidas de los bloques solo cuando es necesario evolucionar el sistema, los muestreos se ejecutan cuando deben suceder ordenados en el tiempo, ya que se incorpora un gestor de muestras que indica cuando debe ejecutarse un bloque evitando el submuestreo.

En este caso la frecuencia de muestreo es menos dependiente de la potencia de cálculo:

- Si el sistema es más lento, no cambia la proporción de muestreo entre los bloques.
- Si el sistema tiene mucha potencia de cálculo en el esquema continuo se sobremuestrea y desaprovecha.

En un esquema de simulación discreta se simula lo necesario.

El modelo del sistema con muestreo no convencional del lazo cerrado de control se realiza definiendo los bloques que componen el modelo (ver figura 3.4).

Los parámetros que determinan el comportamiento del bloque son: constantes, variables y funciones de comportamiento (estas últimas permiten variar la dinámica del bloque). Estos, se describen con detalle en la siguiente sección.

3.3.2. Metodología de modelado

El modelo se compone de un conjunto de bloques que se muestrean a una misma velocidad, con independencia de su comportamiento.

Todos evolucionan a la misma velocidad máxima que puede proporcionar en última instancia el hardware del ordenador, siguiendo el mismo esquema.

Cuando uno de los bloques no cumple el teorema de Nyquist-Shannon, no se simula adecuadamente, por ejemplo produciéndose pérdidas en las muestras:

- Cuando un bloque con comportamiento lento es sobremuestreado, se desaprovecha potencia de cálculo.
- Cuando un bloque con comportamiento rápido es submuestreado se produce aliasing.

El modelo que se presenta permite frecuencias variables y no las acota o restringe, no tiene que ser la misma para todos los bloques.

La metodología a aplicar para la creación del modelo:

- 1) Inicialización del simulador
- 2) Definir los bloques que conforman el modelo
 - a. Determinar las funciones de comportamiento de cada bloque
 - b. Variables temporales que determinan el esquema de muestreo formado por periodo o periodos de ejecución del bloque junto con el desfase de la señal que se corresponde con un retraso constante.
- 3) Introducir la referencia al sistema, insertar un bloque.
- 4) Comenzar la simulación determinando la forma de finalización del algoritmo, que de forma habitual, consiste en indicar el número de pasos de la simulación.
- 5) Obtener los resultados de la simulación.

La gestión de tiempo y bloques se realiza desde el programa principal mediante el uso de los siguientes componentes:

- *Reloj de simulación.* Establece el instante de simulación del sistema.
- *Estructura de almacenamiento de los datos.* Utiliza una matriz donde cada línea es un vector de datos que se actualiza en cada paso de la simulación solo en los valores que identifica el esquema de muestreo del bloque, manteniendo el valor anterior en caso contrario.
- *Número de ejecuciones.* Número de pasos de la simulación.

3.3.3. Parámetros del modelo y pseudocódigo de funcionamiento

El objetivo del modelo presentado es resolver uno o varios problemas mediante una secuencia lógica, que implica el conocimiento de los siguientes elementos: la entrada de datos, el proceso y la salida de datos. El primer elemento, la entrada de datos, se realiza mediante un dispositivo y provienen de un usuario, que debe conocer el significado de cada uno de las variables que debe aportar. El proceso se desarrolla gracias a una serie de operaciones que permite relacionar, analizar, almacenar, manejar y calcular los datos suministrados por el sistema y el último elemento, la salida de datos, es el resultado arrojado por el proceso que proporciona la información requerida por el usuario o por otro sistema que lo necesite.

Datos de entrada

Cada uno de los bloques, que determinan el comportamiento del modelo de simulación, posee un conjunto de variables que lo caracterizan. La combinación de todos los elementos proporciona un modelo flexible que permite conocer el comportamiento del sistema en lazo cerrado tanto para el caso de sistemas con muestreo no convencional como para sistemas continuos y discretos.

Las variables por bloque se presentan a continuación:

- *Bloque principal:* 1) Periodo de ejecución h (periodo base o submúltiplo entero de éste, para todos los Periodos y retardos, excepto el retardo del proceso). 2) Número de ejecuciones nm .

- *Bloque referencia:* 1) Tipo. 2) Instante de aplicación.
- *Bloque controlador:* 1) Tipo de controlador. 2) Tipo de función de transferencia para el controlador. 3) Parámetros de control: K_p, K_i, K_d, α y β . 4) Periodo de la señal de control: $T_c = n_c \cdot h$. 5) Retardo de la señal de control: $d_c = n_{dc} \cdot h$. Si no se desea utilizar una acción se hará $K_j = 0$.
- *Bloque D/A no convencional:* 1) Periodo de aplicación de la señal de control $T_u = n_u \cdot h$. 2) Retardo en la aplicación de la señal de control $d_u = n_{du} \cdot h$. 3) Saturación del actuador $[u_{min}, u_{max}]$ y método de saturación (permite modelar características del actuador).
- *Bloque proceso:* 1) Coeficientes del numerador y denominador de la función de transferencia de proceso. 2) Retardo (puede tomar cualquier valor). 3) perturbación de carga y perturbación en la medida si existe, determinando el tipo e instante de aplicación.
- *Bloque A/D no convencional:* 1) Periodo de medida representado como $T_y = n_y \cdot h$ 2) Retardo en la medida $d_y = n_{dy} \cdot h$. 3) Saturación $[y_{min}, y_{max}]$ (permite modelar características del sensor).

Si el esquema de muestreo a aplicar es cíclico o aleatorio se utilizará la variable esquema de muestreo como un vector de enteros múltiplos de h . En los casos en los que no se desee representar el retardo en la señal basta con anular n_{dj} , para cada caso el valor de $j = c, u, y$.

La simulación del sistema se realiza desde $t = 0$ hasta el valor que se obtiene al calcular el producto: $nm \cdot h$, llamado *Tiempo Final*. Ambas variables son determinadas al principio de la simulación en el bloque principal.

Pseudocódigo de funcionamiento

La solución de las ecuaciones en diferencia, el almacenamiento y ejecución de las tareas se realiza en periodos múltiplos del periodo de ejecución.

El procedimiento que ejecuta el modelo simulado se representa mediante el siguiente diagrama de flujo (ver *figura 3.7*).

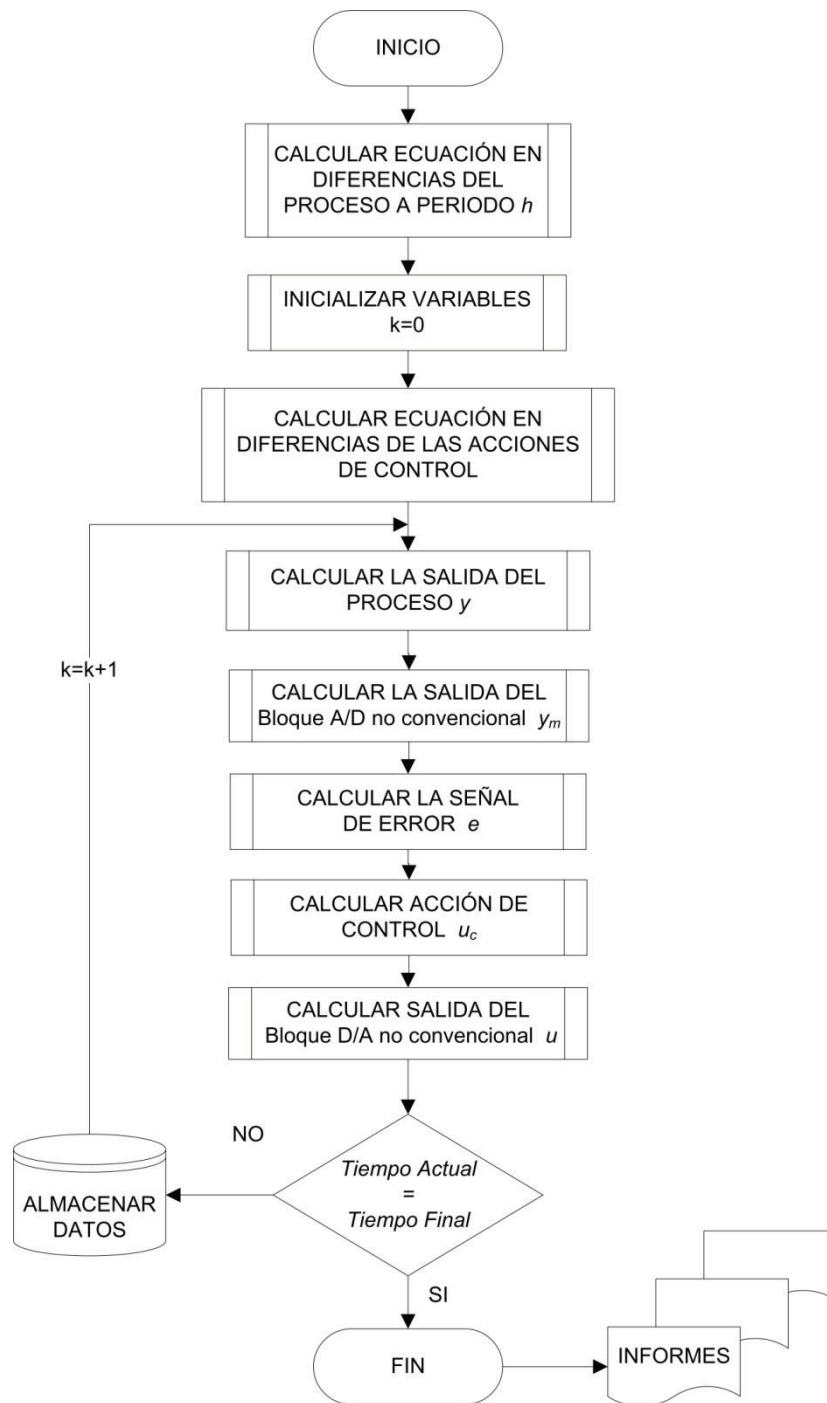


Figura 3.7. Diagrama de flujo del proceso de control

El control del lazo representado se realiza con la inicialización de la variable k dentro del proceso “*Inicializar Variables*” y cuyo valor aumenta en una unidad en cada paso de ejecución del lazo hasta que se alcanza el *Tiempo Final*, determinado por el diseñador.

A continuación se detallan los pasos que desarrolla el algoritmo:

PASO 1.- A partir de los *datos del proceso*, obtener los coeficientes de la función de transferencia discreta del proceso a periodo h . Lo que permite conocer la ecuación en diferencias del proceso a dicho Periodo.

PASO 2.- A partir de los *datos del tiempo de simulación* y de los tipos de *señales*, generar, a periodo h , la señal de referencia, la perturbación de carga y el ruido en la medida.

PASO 3.- A partir de los *datos del controlador*, obtener los coeficientes de las funciones de transferencia de las acciones de control. Lo que permite conocer sus ecuaciones en diferencias.

PASO 4.- Simular la respuesta del sistema a Periodo h durante las nm muestras (Repetir desde $k = 1$ hasta nm)

Paso 4.1. Calcular el valor de la señal de salida $y(k)$ del proceso evaluando su ecuación en diferencias.

Paso 4.2. Si $y(k)$ supera alguno de los límites de saturación de salida, hacer $y(k)$ igual al valor superado.

Paso 4.3. Si en el instante k no hay que calcular la medida, se hará $y_m(k) = y_m(k - 1)$, en otro caso se pasa al nuevo instante de cálculo de la medida y se obtiene la señal de medida $y_m(k)$ teniendo en cuenta el retardo en la medida, si procede. Sumar a $y_m(k)$ el valor de la perturbación en la medida.

Paso 4.4. Calcular la señal de error $e(k) = r(k) - y_m(k)$, donde $r(k)$ es la señal de referencia.

Paso 4.5. Si en el instante k no hay que aplicar la señal de control, se hará $u(k) = u(k - 1)$, en otro caso se pasa al nuevo instante de aplicación de la señal de control y se obtiene la salida del bloque D/A, $u(k)$, teniendo en cuenta el retardo, si procede. Si $u(k)$ sobrepasa los límites de saturación, aplicar el método seleccionado para su tratamiento. El cálculo de la señal de entrada al proceso será 1) $u(k) = u_c(k)$, si no hay saturación o 2) $u(k)$ igual al valor superior, si hay saturación.

Paso 4.6. Sumar a la salida del bloque D/A la perturbación de carga. La salida resultante será la entrada del proceso.

El comportamiento de cada uno de los bloques es similar, por lo que se presenta solo el caso de la salida del bloque A/D no convencional (ver figura 3.8). Maneja como variables de entrada, las señales que lo modifican que son y , y_m y el vector de periodos del bloque. Dicho vector posee diferentes dimensiones según el esquema de muestreo que represente.

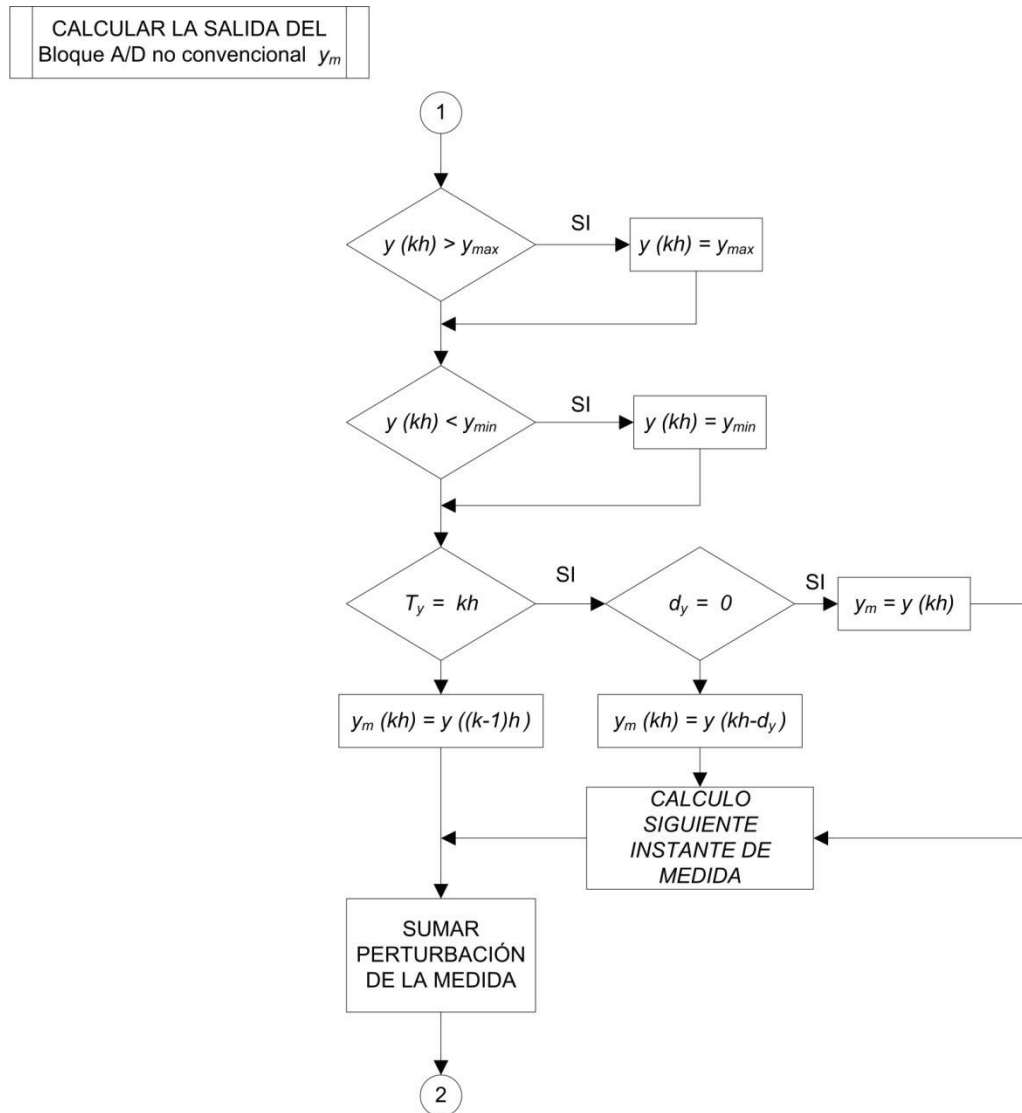


Figura 3.8. Diagrama de flujo del bloque A/D no convencional

Datos de salida

El modelo de simulación, proporciona como salida las señales involucradas en el sistema de control no convencional: señal de referencia, salida, medida, error, control, actuador, acción proporcional, acción integral y acción derivativa. Cada una de las señales se pueden conocer a cualquier múltiplo del periodo de ejecución, aunque son señales muestreadas a distintos periodos de muestreo determinados por los distintos tipos de esquemas de muestreo.

3.3.4. Señales simuladas

Las señales con las que se trabajan son señales muestreadas con distintas características dependiendo del esquema de muestreo que se les aplica, tal y como se ha definido el lazo de control para su simulación, y al desfase que pueda afectarles según las características que determinan el comportamiento del bloque.

Todos los bloques reciben una señal a periodo h gracias a los retenedores que se les aplica (su equivalente en la realidad es la escritura de registros en memoria) y se obtiene como salida otra señal también a periodo h .

En la *figura 3.4* se han presentado etiquetadas las distintas señales que intervienen en la simulación del sistema de control. Dichas señales se describen a continuación:

- **Señal S0:** Es la señal de salida casi-continua del proceso. Esta señal representa la variable cuya evolución temporal se pretende controlar.
- **Señal S1:** Señal discreta formada por una secuencia de muestras que cambian a los periodos que marca el esquema de muestreo del bloque A/D no convencional, y debido a distintas circunstancias temporales puede incluso producir una señal formada por muestras que pueden estar irregularmente espaciadas en el tiempo.
- **Señal S2:** Señal discreta formada por la secuencia de muestras obtenida como resultado del muestreo de la señal de referencia. Los cambios de valor de esta señal discreta se produce en los mismos instantes de muestreo que marca el esquema de muestreo del bloque A/D no convencional, para calcular el error.

- **Señal S3:** Señal discreta resultado de restar la señal que se recibe del bloque A/D no convencional y la señal de referencia del sistema. Esta es la señal de error que se emplea como entrada en el controlador. Los cambios de valor de esta señal discreta se produce en los mismos instantes de muestreo que marca el esquema de muestreo del bloque A/D no convencional.
- **Señal S4:** Señal discreta que corresponde a la aplicación de la señal de control al sistema. Esta señal se genera resolviendo la ecuación en diferencias correspondiente a la función de transferencia discreta seleccionada para el controlador del sistema. Los cambios en la señal de control se producen en los instantes que determina el esquema de muestreo del bloque controlador, que es el que gobierna la ejecución del algoritmo de control.
- **Señal S5:** Señal casi-continua formada como una variación de la salida del controlador, sobre la que se aplica la saturación del actuador y recoge otra serie de efectos temporales que repercuten en que los cambios en esta señal se producen en los instantes determinados por el esquema del bloque D/A no convencional. Esta señal, es la verdadera señal que se aplica al proceso para modificar su comportamiento y que se ajuste a la respuesta deseada.

El tipo de señal está determinada, en todos los casos, por las variables que identifican en cada bloque el esquema de muestreo a aplicar. Los siguientes gráficos representan a partir de las muestras consideradas por el patrón de muestreo, la señal retenida en el tiempo aplicando un retenedor de orden cero, lo que permite comparar los distintos tipos de señales.

1) Señales casi-continuas, $s(t) \approx s(K \cdot h) = s$

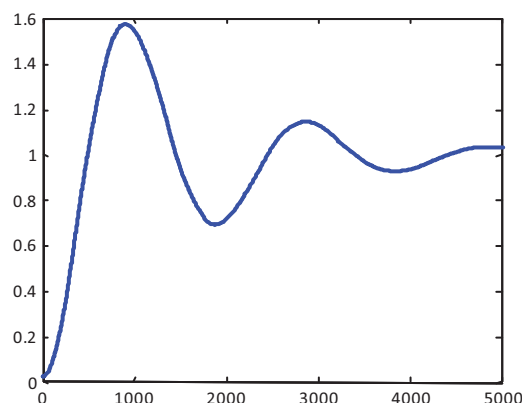


Figura 3.9. Señal de salida de un sistema muestreado cada $h = 0.001$ seg.

2) Señales con muestreo uniforme a periodo T , $s(K \cdot T) \approx s^*(K \cdot h) = s^*$

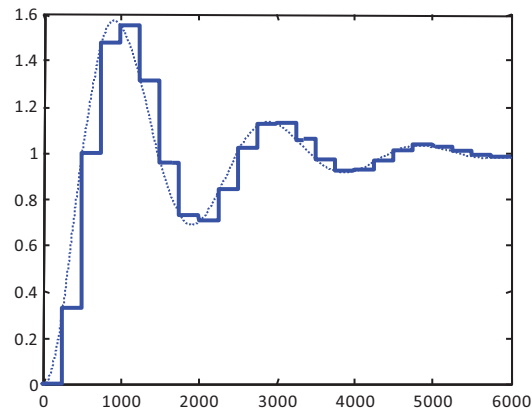


Figura 3.10. Señal muestreada en instantes uniformes y constantes $T = 0.25$ seg.

3) Señales con muestreo no uniforme, \bar{s}

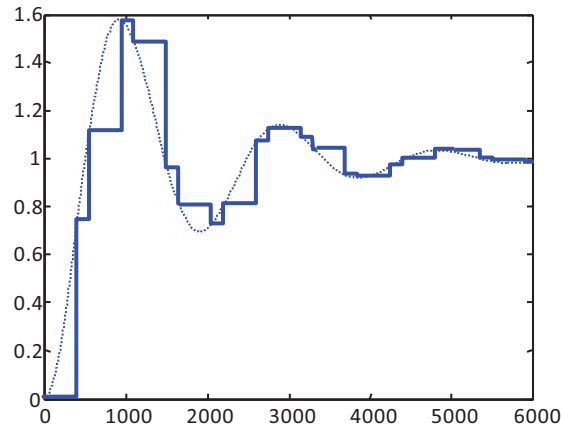


Figura 3.11. Señal muestreada en instantes no uniformes y cíclicos $T = [0.4, 0.15]$ seg.

4) Señales con muestreo aleatorio, \check{s} .

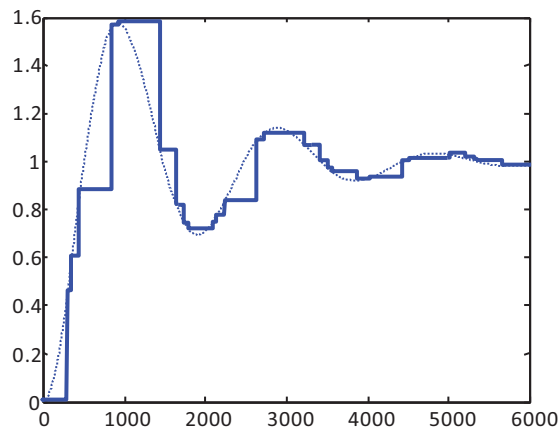


Figura 3.12. Señal muestreada en instantes aleatorios.

Todas las señales anteriores tienen su primer instante de aplicación en $t_0 = 0$, pero también es posible incluir en cada bloque del modelo de simulación un desfase del instante inicial, como se representa en la siguiente gráfica (ver *figura 3.13*):

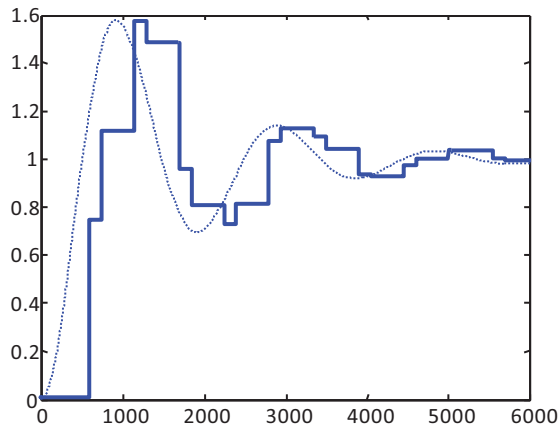


Figura 3.13. Señal muestreada no uniforme desfasada en 0.2 seg.

3.3.5. Ventajas del modelo propuesto

La *simulación* en computador se define como el proceso de diseño de un modelo lógico-matemático de un sistema del mundo real y la aplicación del modelo en el computador para conocer información que no se posee por dificultades económicas, de tiempo o de técnicas necesarias para su obtención [Pri86]. Entonces, el *modelo de simulación* puede ser considerado como una versión de laboratorio de un sistema que a partir de experimentos se puede mejorar paulatinamente.

En síntesis, el propósito de la simulación es obtener información para complementar el estudio y diseño del sistema y así evitar errores que puedan ser costosos en el futuro. De esta manera se disminuye la incertidumbre del comportamiento del sistema y se tiene la oportunidad de tomar decisiones acertadas que seguramente aumentarán el conocimiento de los mismos.

En nuestro caso el modelo de simulación presenta las siguientes ventajas:

- Permite el estudio del efecto de cambios en los esquemas de muestreo externos al controlador.
- Una observación detallada del sistema que se está simulando puede conducir a un mejor entendimiento del sistema, por consiguiente, a sugerir estrategias que mejoren la operación y eficiencia del sistema.
- Puede ser utilizado como instrumento pedagógico.

- Dentro de los sistemas con muestreo no convencional ayuda a entender la operación del sistema, a detectar las variables más importantes que actúan en él y analizar los efectos de las interrelaciones entre esas variables.
- Abre nuevas líneas de trabajo, ya que se puede utilizar para experimentar con nuevas situaciones, sobre las cuales se tiene poca o ninguna información. A través del uso del modelo es posible adelantarse a escenarios no previstos.
- El tiempo puede ser también una variable por lo que un gran número de alternativas de solución pueden ser simuladas y pueden estar disponibles brevemente influyendo en la decisión de diseño de un sistema.
- Permite fijar un conjunto de variables como constantes excepto algunas cuya influencia sobre el sistema se analiza.
- Es posible reproducir eventos aleatorios idénticos mediante una secuencia de números aleatorios.

3.4. Escenarios Simulados

El modelo de simulación propuesto permite plantear un amplio abanico de situaciones en el lazo de control, como se ha establecido con detalle en la *sección 3.2.3*. Los distintos modos de funcionamiento se presentan en esta sección utilizando un sistema de segundo orden con respuesta sobreamortiguada, donde la función de transferencia del proceso es:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2 \cdot s + 0.75} \quad (3.10)$$

Este ejemplo se referencia a lo largo de la memoria como *experimento base*.

En esta sección se comprueba la validez del modelo de simulación mediante el planteamiento de cuatro tipos de escenarios que se presentan al variar los esquemas de muestreo dentro del modelo:

(S1) *Monofrecuencia.*

(S2) *Multifrecuencia uniforme.*

(S3) *Multifrecuencia no uniforme.*

(S4) *Aleatorio.*

Para todos los casos, se comprueba la pérdida de especificaciones que se produce en el lazo de control cuando aparecen escenarios no convencionales. La situación de partida, el caso con muestreo convencional, es un lazo de control que tiene un comportamiento estable donde la respuesta posee las siguientes características:

máxima sobreelongación de 50%, tiempo de pico de 0.83 seg. y tiempo de asentamiento 3.8 seg. con una banda de tolerancia del 2%. Esta respuesta se consigue al implementar un controlador PID discreto a periodo $T = 0.35 \text{ seg.}$ Para el que los parámetros de control son $K_p = 7.1694$, $K_i = 2.026$ y $K_d = 2.1921$.

El comportamiento del sistema empeora cuando las circunstancias temporales no se corresponden con la hipótesis de partida en el diseño, en este caso la señal de medida, el cálculo de la señal de control y la actuación se realiza al mismo periodo $T = 0.35 \text{ seg.}$

La señal empleada como referencia en la simulación ha sido un escalón de amplitud unitaria.

Las experiencias desarrolladas se muestran en la *tabla 3.3*. La mayoría de los casos se destacan por la imposibilidad de resolverse mediante la aplicación de las técnicas de modelado de los SMNC, por tratarse de *periodos independientes*.

Tabla 3. 3. *Esquemas de periodos de muestreo en la medida y la actuación*

<i>Casos</i>	T_y	T_u	d_y	d_u
<i>S1-CASO I</i>	0.35	0.35	0	0
<i>S1-CASO II</i>	0.35	0.35	0.05	0
<i>S1-CASO III</i>	0.35	0.35	0	0.1
<i>S2-CASO I</i>	0.131	0.35	0	0
<i>S2-CASO II</i>	0.215	0.35	0	0
<i>S2-CASO III</i>	0.35	0.105	0	0
<i>S2-CASO VI</i>	0.35	0.214	0	0
<i>S3-CASO I</i>	0.35	0.1, 0.06	0	0
<i>S3-CASO II</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.35	0	0
<i>S3-CASO III</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.341, 0.03, 0.1	0	0
<i>S4-CASO I</i>	Aleatorio	0.35	0	0
<i>S4-CASO II</i>	0.35	Aleatorio	0	0

Las siguientes subsecciones se han estructurado en función al tipo de escenario que se representa. Para todos los casos se grafica la respuesta del sistema, la señal de medida (salida del bloque A/D no convencional) y la del actuador (salida del bloque D/A no convencional) sobre la que está permitido considerar el efecto de saturaciones.

3.4.1. Funcionamiento clásico con y sin desfases

El comportamiento del sistema se considera a lo largo de la sección bajo las tres situaciones temporales siguientes: cuando todos los relojes del sistema funcionan al mismo periodo $T = 0.35$, cuando se produce desfase en la señal de actuación (e.g. 0.1 seg.) y en el caso en el que el desfase se produce en la señal de medida (e.g. 0.05 seg.).

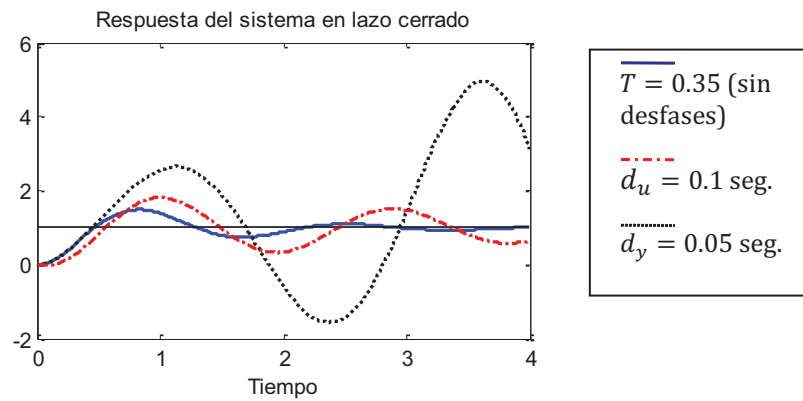


Figura 3.14. Resposta del sistema ($S0$) con y sin desfases

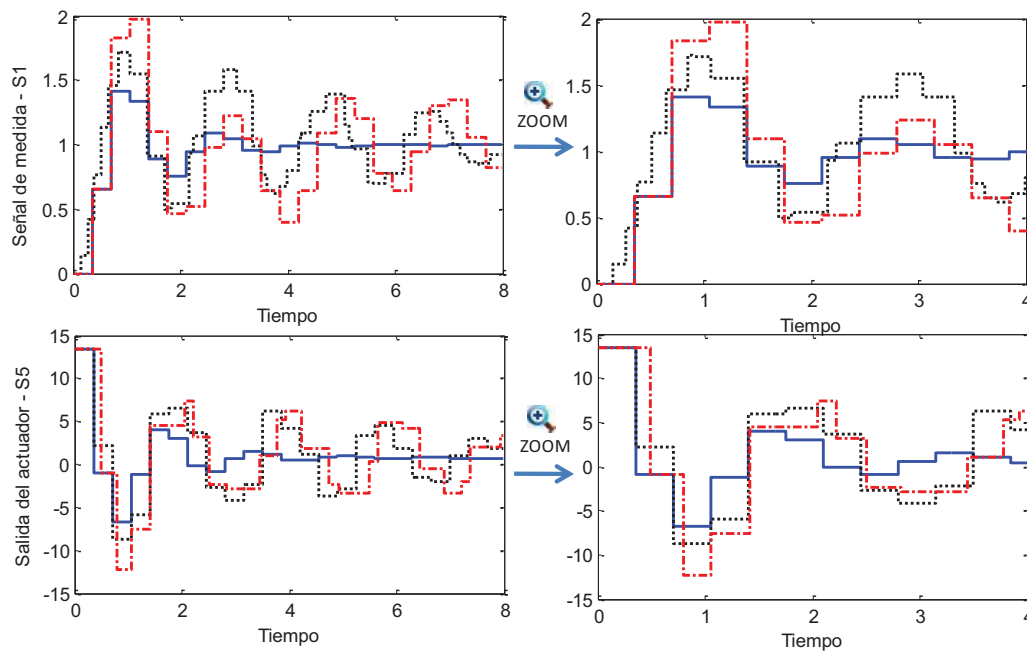


Figura 3.15. Señales $S1$ y $S5$ en con y sin desfases en Modo 2 y Modo 4.2

En este primer ejemplo se analiza el comportamiento del sistema cuando todos los elementos emplean una única frecuencia de reloj y se traduce en que la parte discreta del lazo de realimentación emplea un solo periodo de muestreo, sin embargo se pueden introducir retardos por ejemplo porque haya problemas de transmisión entre el controlador y el proceso, que incluso puedan provocar pérdida de información. En el ejemplo se considera que entre el proceso y controlador existe un retraso constante (0.05 seg., *S1-CASO II*) o que el retraso se produzca en la transmisión de la información entre el controlador y el proceso (0.1 seg., *S1 – CASO III*). En ambos casos se aprecia el deterioro del comportamiento del sistema.

3.4.2. Esquema multifrecuencia uniforme en la señal de medida y señal de actuación

Dentro de esta sección se presentan casos con esquemas de muestreo en el lazo de control a periodos constantes distintos entre si, esto es, dentro constituyen un sistema multifrecuencia.

Con el objetivo de conocer el comportamiento del sistema en lazo cerrado, varios autores han desarrollado diversas herramientas dentro del ámbito multifrecuencia. La más genérica, no se limita a controladores tipo PID, está desarrollada en el entorno Simulink de Matlab, "*Multirate Control Toolbox*" (*MCT*). La herramienta permite el modelado, simulación y control multifrecuencia en tiempo real. El Toolbox se ha desarrollado durante varias etapas y en cada una de ellas se han implementado más posibilidades. El último avance es que permite la implementación directa en tiempo real (incluyendo la multitarea) a partir del diagrama de simulación y utilizando herramientas de MATLAB y SIMULINK (*Real-Time Workshop* y *Real-Time Windows Target*). Este resultado por sí solo representa un gran avance tanto desde el punto de vista académico como de la investigación para el área del control con muestreo no convencional.

La base matemática de la herramienta es el modelo obtenido por Vélez su autor [Vel01]. El modelo presenta las características comunes de los métodos de modelado multifrecuencia (representación invariable en el tiempo, aplicación a sistemas SISO y MIMO, aplicación a sistemas con muestreo regular o irregular, número y Periodos de muestreo arbitrarios de las entradas y salidas), además de una presentación compacta fácil de implementar en un algoritmo (incluyendo retardos) y la posibilidad de modelado del offset en entradas y salidas (útil para algunos casos especiales de muestreo).

De esta manera, el Toolbox permite el cálculo e implementación en tiempo real del modelo multifrecuencia de un sistema SISO o MIMO, continuo o discreto (a Periodo base), con retardo o sin retardo, con muestreo regular o irregular, con sincronización de E/S cada periodo marco o sin sincronización. La simulación es sencilla y los diagramas se construyen de acuerdo a las reglas para sistemas monofrecuencia (control convencional).

La última versión del toolbox (5.1) puede descargarse del siguiente sitio Web: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/4496-multirate-control-toolbox-5-1>

A continuación, se presenta mediante un ejemplo concreto el funcionamiento de la herramienta MCT, utilizando la representación en bloques para un sistema de control con muestreo no convencional con la herramienta. Los bloques incluyen dentro del controlador los esquemas de muestreo como parte de modelado, aplicando el modelado de los operadores de Kranc.

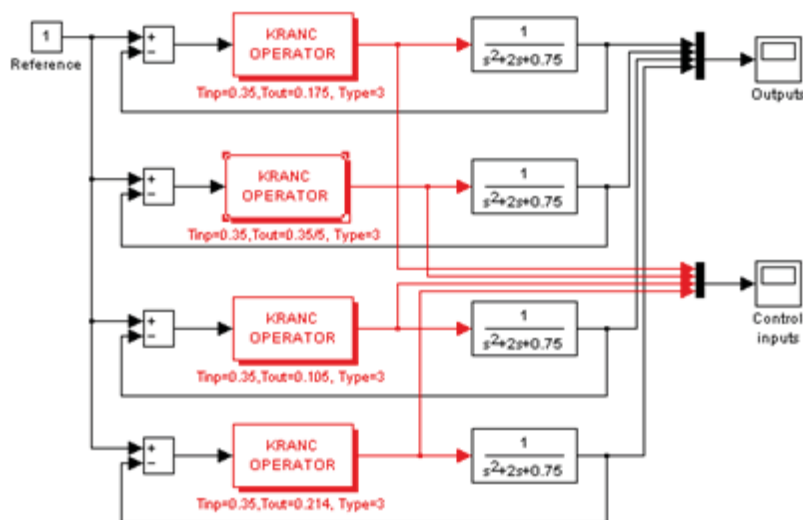


Figura 3.16. Diagrama de bloques SMNC en Simulink con MCT

Los cuatro lazos de control incluidos en el diagrama anterior incorporan los esquemas de muestreo multifrecuencia, con periodo de medida $T_y=0.35$ seg. y los diferentes periodos de actuación $T_u=0.175$, $T_u=0.035$, $T_u=0.105$ o $T_u=0.214$ seg.

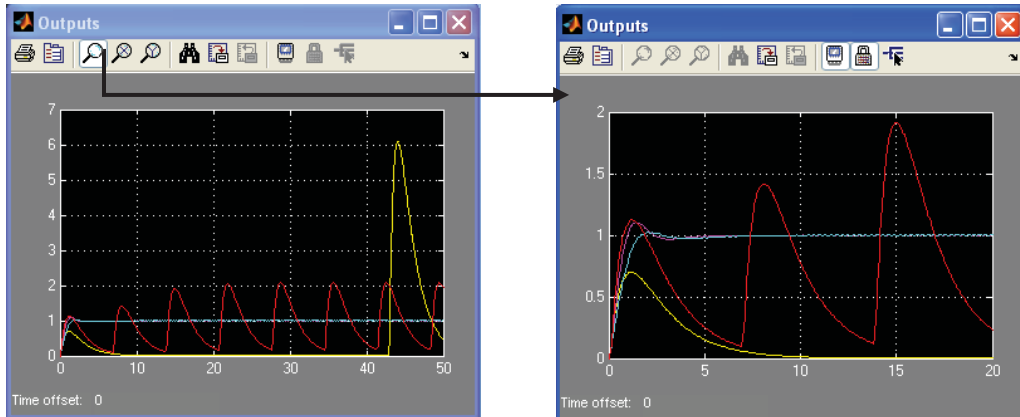


Figura 3.17. Respuesta en lazo cerrado con MCT

Los gráficos presentan la respuesta en lazo cerrado. En ellos se observa como dos de los casos proporcionan una respuesta no deseada, el motivo está en el método de modelado aplicado. La respuesta es estable y controlada para el caso en el que $T_u=0.175$ seg. o $T_u=0.035$ seg. que se corresponden con periodos conmensurables con el periodo de medida relacionados por un número entero, por el contrario en los otros casos, denotados *periodos independientes*, el modelo se construye considerando el mínimo común múltiplo de los periodos en el sistema, el denotado periodo marco. La señal roja (ver figura 3.17) procede de evaluar el modelo cada $T = 1.050 = m.c.m. (0.35,0.105)$, con $T_u=0.105$ seg. el efecto sobre la respuesta es indeseable. Un caso peor es el que se muestra en color amarillo cuando el periodo de actuación es $T_u=0.214$ seg. la respuesta solo está controlada por el simulador cada $T = 37.45 = m.c.m. (0.35,0.214)$, que es el valor del periodo marco en este caso.

El ejemplo presentado permite comprobar el mal funcionamiento del modelo de simulación en simulink bajo determinadas circunstancias como las que se presentan. Por otro lado destaca cómo es posible analizar el comportamiento del sistema en esos casos utilizando el modelo de simulación desarrollado.

El primer caso que se trata se corresponde con situaciones procedentes de la realidad cuando, por ejemplo, la señal de medida se recibe a una frecuencia más rápida que la frecuencia de envío de la señal de control. La situación puede estar provocada por distintas circunstancias, por ejemplo que entre el controlador y el actuador se produzcan limitaciones de funcionamiento del actuador y sin embargo el proceso envía las muestras a frecuencias más rápidas, ¿a cuál?. Pues ese periodo puede ser cualquiera inferior al periodo máximo que este ejemplo se considera 0.35 seg. y además no tiene porque ser un periodo que sea submúltiplo de ese valor.

Se plantean distintas situaciones temporales en las que el periodo de la señal de medida es inferior al periodo de la señal de actuación:

- Señal muestreada cada 0.175 seg. (relación conmensurable con periodo de actuación igual al periodo marco)
- Señal muestreada cada 0.131 seg. (relación conmensurable, donde el valor del periodo marco es distinto a los periodos del sistema y es grande).
- Señal muestreada cada 0.215 seg. (el cociente entre periodos es un número irracional, caso no abordable con otras técnicas de modelado).

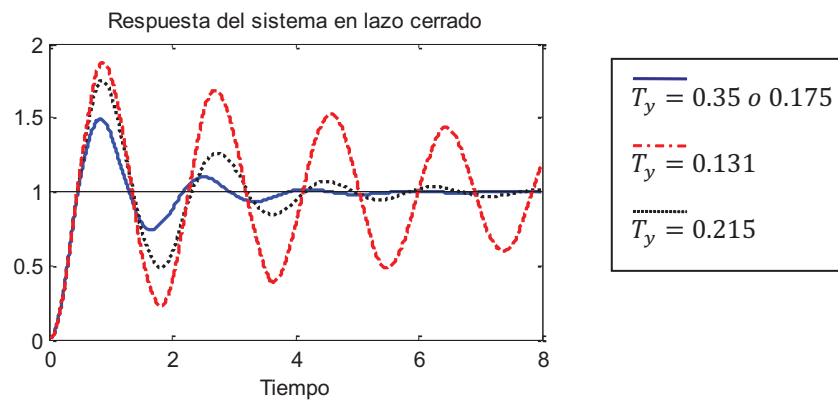


Figura 3.18. $S0$ con funcionamiento en Modo 3.1, $T_y < T_u$

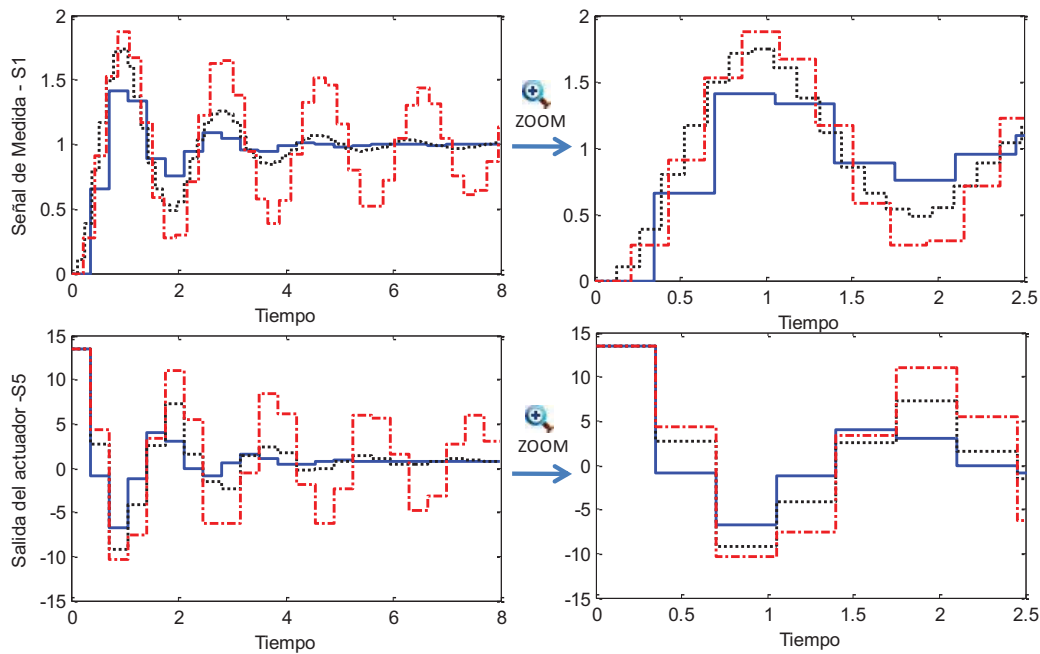


Figura 3.19. Señales $S1$ y $S5$ en Modo 3.1, $T_y < T_u$

Las principales conclusiones que se extraen al aplicar el modelo de simulación son dos. En primer lugar, la validez del modelo para conocer la respuesta del sistema multifrecuencia que se presenta, con independencia de la relación existente entre los periodos involucrados en el sistema (ver *figura 3.18*) y no se establecen en relación con el denominado periodo marco. La *figura 3.19* permite comparar la señal de medida con la señal del actuador, siendo variable el periodo para la primera señal y constante para la segunda. En segundo lugar, existen determinados esquemas de muestreo que repercuten en el deterioro, con distinto alcance, del comportamiento del sistema en lazo cerrado.

El segundo caso que analiza dentro de esta sección es aquel en el que se considera fijo el periodo de medida y se modifica el de actuación a distintos valores, inferiores al periodo fijado. Este caso se corresponde con situaciones reales en las que la señal de medida recibe muestras a una frecuencia más lenta que la frecuencia de envío de la señal de control y que pueden estar provocados por distintas circunstancias, por ejemplo que entre el sensor y el controlador no pueden llegar las muestras antes de 0.35 seg. y sin embargo el proceso necesita que se actúe a frecuencias más rápidas.

El periodo del actuador puede ser cualquiera inferior al periodo máximo, que en este ejemplo se considera 0.35 seg., y sin restricciones en su elección, i.e. no tiene porque ser un periodo que sea submúltiplo de dicho periodo.

Dentro del modelo de simulación han de modificarse los esquemas de muestreo del bloque D/A para comprobar el efecto sobre la respuesta del sistema en lazo cerrado. Los casos que se analizan son:

- Señal muestreada cada 0.175 *seg.* (relación conmensurable con periodo de actuación igual al periodo marco)
- Señal muestreada cada 0.105 *seg.* (relación conmensurable, donde el valor del periodo marco es distinto a los periodos del sistema y es grande).
- Señal muestreada cada 0.214 *seg.* (el cociente entre periodos es un número irracional, caso no abordable con otras técnicas de modelado).

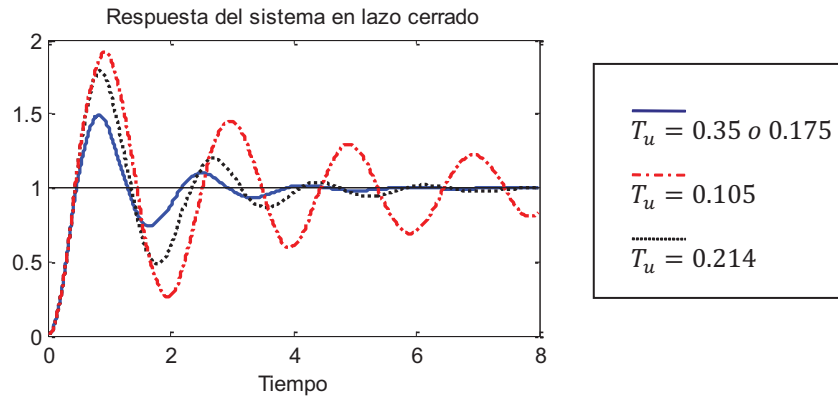


Figura 3.20. $S0$ con funcionamiento Modo 3.1, $T_u < T_y$

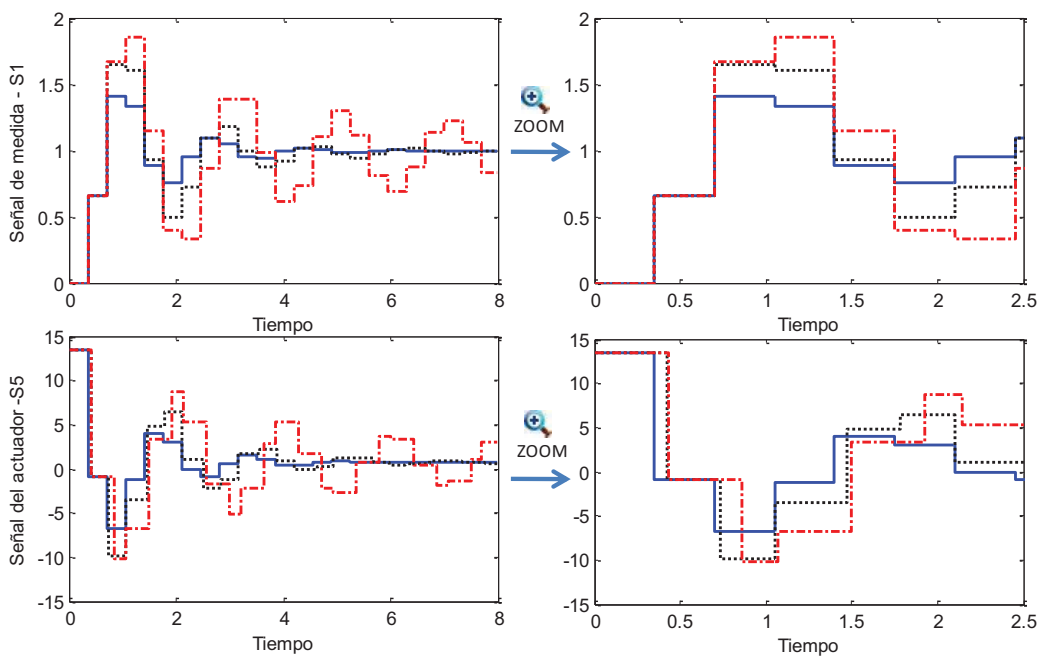


Figura 3.21. Señales $S1$ y $S5$ en Modo 3.1, $T_u < T_y$

El ejemplo que se presenta (ver figura 3.20) permite observar sobre la gráfica que el funcionamiento multifrecuencia del lazo de control repercute sobre la pérdida de las especificaciones, llegándose a producir en determinadas casos incluso una pérdida de estabilidad para algunos valores del periodo de actuación.

Las circunstancias que se proponen en este ejemplo son las que se requieren cuando el sistema de control actúa sobre el proceso a una frecuencia diferente a la que está recibiendo las muestras. En este caso se está midiendo más lento que se actúa (ver figura 3.21). Aunque inicialmente parece que esta situación no se corresponde con una situación práctica es posible que se produzca por ejemplo si existen limitaciones en la comunicación entre el controlador y el proceso.

3.4.3. Esquema multifrecuencia NO uniforme en la señal de medida y/o señal de actuación

En esta sección, se presentan tres situaciones temporales. En el primer caso, el esquema de muestreo de la señal de actuación contiene distintos periodos que se repiten de forma cíclica, valores no uniformes a lo largo del patrón. Además se añade la condición de que la suma de los periodos considerados, llamado *periodo de ciclo*, no coincide con el periodo de medida. Esta característica no ha sido considerada en otros trabajos, donde el sistema es periódicamente variante en el tiempo.

Este mismo tipo de patrón de muestreo es aplicable a la señal de medida y se presenta como segundo caso de análisis en esta sección.

El último caso dentro del multifrecuencia no uniforme (*S3-CASO III*) presentado en la *tabla 3.3* provoca que el sistema se inestabilice, por lo que no se representan a continuación las señales obtenidas y se deja como un caso de gran interés para analizar en los próximos capítulos.

A continuación se presentan la respuesta del sistema para los casos *S3-CASO I* y *S3-CASO II* junto con la señal de medida y actuación. En ambos casos se compara el comportamiento del sistema con la salida que se obtiene al sintonizar el sistema con un controlador digital a periodo $T = 0.35$.

Los ejemplos concretos son: el primer caso cuando la señal del actuador se muestrea bajo el esquema $[0.341, 0.03, 0.1]$ seg. y el segundo caso cuando la salida del proceso se mide bajo el esquema $[0.1, 0.06]$ seg. Ambos tienen distinta dimensión, para mostrar las garantías de flexibilidad del modelo de simulación desarrollado. De hecho, se debe destacar que no hay ninguna restricción en cuanto a la dimensión de los vectores que forman el esquema de muestreo no uniforme y cíclico.

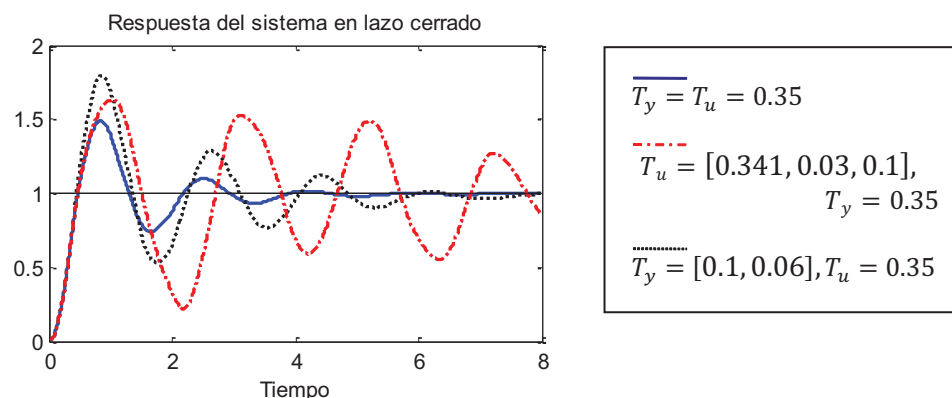


Figura 3.22. *S0* con funcionamiento Modo 3.2.

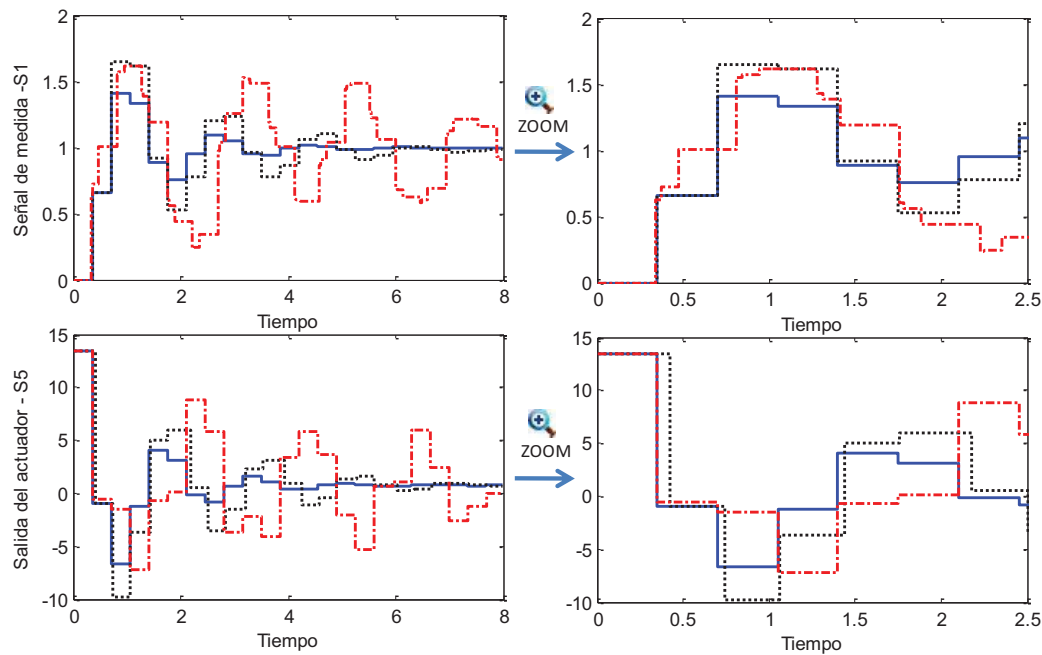


Figura 3.23. Señales S1 y S5 en Modo 3.2.

La *figura 3.22* presenta la respuesta del sistema y se observa el deterioro del comportamiento del sistema cuando varían los instantes de muestreo de las distintas señales (ver *figura 3.23*).

3.4.4. Esquema aleatorio en la señal de medida y/o señal de actuación

La generalidad de los esquemas de muestreo aplicados sobre las señales del sistema permite considerar las situaciones en las que se produzca un muestreo aleatorio sobre la señal de medida o la señal de actuación. Los dos casos que se presentan fijan el periodo de muestreo de una de las señales a un valor uniforme y la otra señal se determinan a los periodos que se especifican de forma aleatoria.

La gráfica (ver *figura 3.24*) representa los 20 primeros periodos que se han utilizado en los dos ejemplos que aplican esquemas aleatorios. El factor aleatorio es explícito en la gráfica.

La única restricción que se impone para el cálculo de los periodos aleatorios en que tengan un valor inferior al periodo más rápido (e.g. 0.35 seg.).

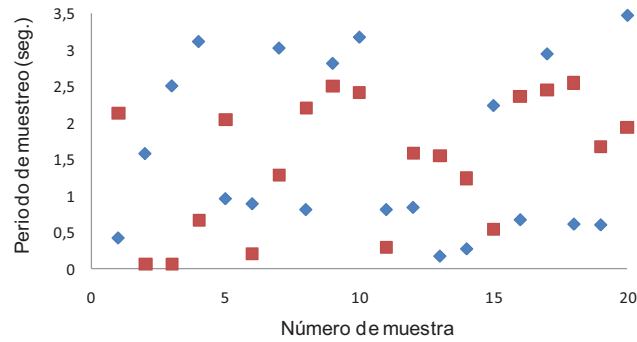


Figura 3.24. Esquema aleatorio en la medida (◆) y la actuación(■)

Las señales de respuesta del sistema y la señal de medida y de actuación se representan en la *figura 3.25.* y la *figura 3.26,* respectivamente. En ambas, se representan las salidas cuando el esquema aleatorio se incluye en el bloque A/D (—) cuando el esquema aleatorio es del bloque D/A(-.-.-) y se compara con el caso monofrecuencia (—).

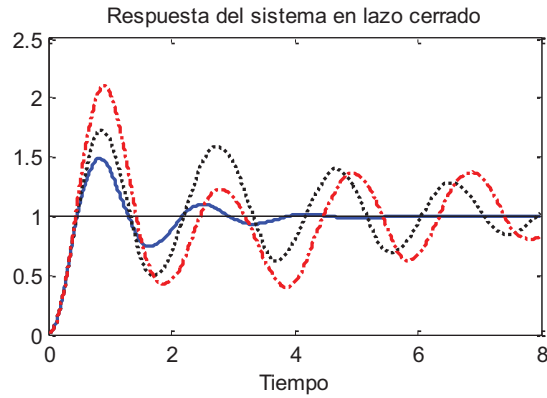


Figura 3.25. S0 con funcionamiento Modo 3.3.

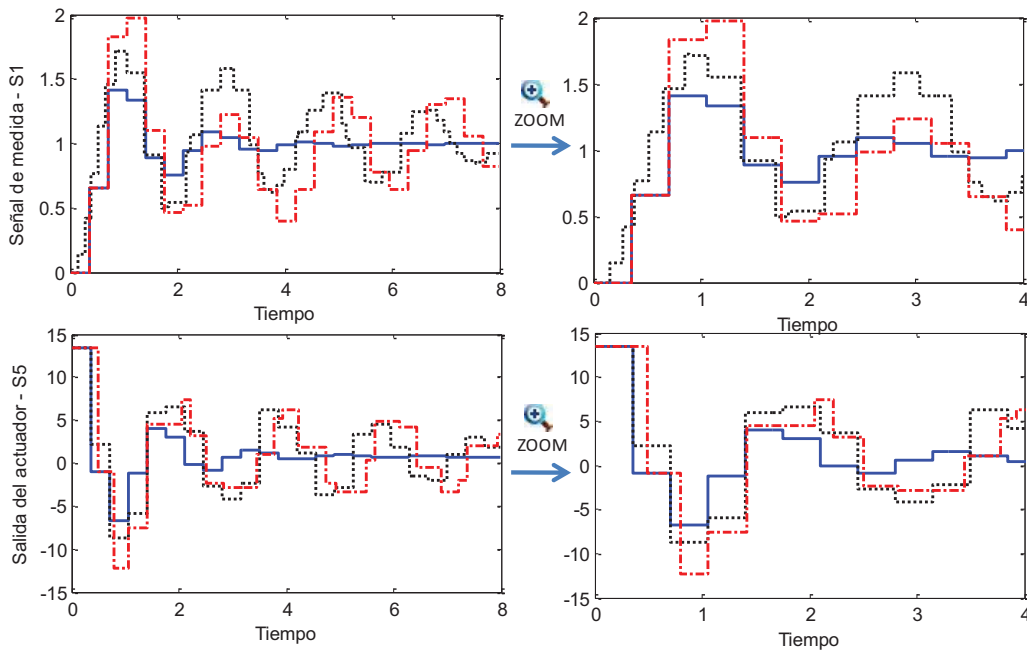


Figura 3.26. S1 y S5 en Modo 3.3.

3.4.5. Análisis de resultados

Los ejemplos desarrollados permiten evaluar diferentes objetivos planteados al principio del capítulo:

- 1) El modelo de simulación propuesto admite reproducir cualquier tipo de problema temporal que se pueda encontrar en el lazo de control, siempre que sea susceptible de ser modelado mediante vectores. Estos, se asignan a la variable esquema de muestreo de cada uno de los bloques que forman el lazo de control.
- 2) Los valores de los periodos involucrados en el esquema de muestreo y la relación numérica con el periodo de diseño del PID discreto implementado es determinante para el comportamiento del lazo. En concreto, dentro del caso multifrecuencia cuando alguno de los periodos coincide con el periodo marco y el otro es un divisor de él, la respuesta del sistema es la misma.
- 3) La señal de control y de actuación es idéntica salvo que se incluya el efecto de saturación del actuador. El modelo de simulación permite el análisis del comportamiento del sistema bajo esta circunstancia.
- 4) La variable esquema de muestreo de un bloque incorpora la posibilidad de añadir retrasos a las señales de medida, control y actuación, que repercute en que las señales puedan estar desfasadas.

Los casos que se presentan son solo una selección de muchos posibles, en esta memoria de tesis no se profundiza en los análisis respecto al caso aleatorio. El modelo de simulación permite proyectar una línea de trabajo a futuro.

3.5. Batería de Pruebas

El conjunto de sistemas que se proponen a continuación forman una excelente batería de pruebas para analizar el comportamiento del sistema de control, bajo diferentes condiciones, con el objetivo de señalar la influencia de las variaciones sobre los esquemas de muestreo en las prestaciones del sistema y poner a prueba la validez del modelo de simulación desarrollado.

En esta sección se profundiza en el comportamiento del sistema considerando un controlador PID discreto previamente sintonizado y la validez que tiene para un conjunto de los escenarios que se presentan. Estos están condicionados al caso multifrecuencia general, sin condicionamiento en el valor de los periodos con el periodo marco, aplicado a distintos procesos.

Inicialmente para realizar el proceso de análisis de los sistemas con muestreo no convencional se considera un primer ajuste del controlador PID dentro del ámbito clásico, sobre un proceso determinado que facilita las ganancias del controlador PID. Posteriormente, se analizan las restricciones temporales que podría sufrir el sistema y sus efectos sobre la respuesta esperada.

Dentro de esta sección se presenta otra línea de análisis del modelo de simulación propuesto donde se comprueba la validez que posee para poder ser utilizado con gran variedad de procesos. El punto de partida es tomar como punto de partida un conjunto de procesos que han sido analizados por diversos autores ([Herr00], [Lag04]) dentro del grupo de la batería de Benchmark [Ast00a]. La sintonía inicial ha sido realizada de forma óptima a través de la aplicación de un algoritmo genético multiobjetivo NSGA-II, por su gran prestigio [Coe03], a cada proceso en particular por no tener fórmulas que abarcaran tal variedad de sistemas. También se decidió que, aunque existe libertad en la elección del controlador, emplear el mismo algoritmo de control PID para todos los sistemas, y concretamente la formulación que más han desarrollado otros autores, el PID paralelo.

Para conseguir el efecto de sintonía sobre el controlador PID clásico, se minimizan tres funciones objetivo con dos restricciones. El primer objetivo minimiza una señal de referencia, modelada por un escalón que está presente en la señal de control.

El segundo objetivo está relacionado con el seguimiento de la señal de salida con respecto a la referencia en el dominio temporal. El tercer objetivo contempla la robustez frente a las incertidumbres del proceso. En cuanto a las restricciones, la primera reduce el espacio de búsqueda a las soluciones que proporcionan estabilidad a los procesos en lazo cerrado. La segunda restricción se utiliza para acotar la señal de control a un grupo de valores deseado.

Con el objetivo de extraer conclusiones se analizan los siguientes 12 procesos (ver *tabla 3.4*). Junto con la función de transferencia del proceso aparecen las ganancias del controlador discreto calculadas. Los nuevos valores de las ganancias del controlador discreto, para que la respuesta en lazo cerrado sea lo más próxima a la obtenida con el PID continuo, los periodos de muestreo considerados y las características de la respuesta del sistema en lazo cerrado se presenta en la *tabla 3.5*.

Tabla 3. 4. Batería de sistemas analizados y ganancias del controlador PID continuo

Nº	Sistema	Ganancias del controlador		
		K_p	K_i	K_d
1	$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$	3.70	1.40	2.89
2	$G(s) = 1/(1+s)(1+0.2s)(1+0.04s)(1+0.008s)$	11.60	28.22	1.53
3	$G(s) = \frac{e^{-15s}}{(s+1)^3}$	0.40	0.05	0.76
4	$G(s) = \frac{1}{s(s+1)^2}$	0.67	0.08	0.89
5	$G(s) = \frac{1-2s}{(s+1)^3}$	0.15	0.13	0.43
6	$G(s) = \frac{9}{(s+1)(s^2+2s+9)}$	0.38	0.87	0.07
7	$G(s) = \frac{e^{-s}}{s}$	0.39	0.05	0.02
8	$G(s) = \frac{100}{(s+10)^2} \left(\frac{1}{s+1} + \frac{0.5}{s+0.5} \right)$	2.67	4.81	0.35
9	$G(s) = \frac{150}{(s+10)^2(s+1)}$	4.56	5.70	0.54
10	$G(s) = \frac{5}{(s+1)(s^2+5s+5)}$	0.0001	0.25	0.002
11	$G(s) = \frac{(s+6)^2}{s(s+1)^2(s+36)}$	1.38	0.53	1.67
12	$G(s) = \frac{a}{(s+a)(s-1)}$	22.10	49.99	3.45

Los sistemas descritos en 1 y 2 representan procesos que son relativamente fáciles de controlar. El sistema en la fila 3, tiene un retardo de tiempo grande y el sistema de la fila 4 es un modelo integral. El proceso 5 tiene un cero en el semiplano derecho del plano complejo s y el 6 tiene polos complejos con un amortiguamiento relativo $\xi = 0.33$. El siguiente es un modelo con un integrador puro y un tiempo de retardo. El proceso descrito en 8, presenta dos dinámicas rápidas con una constante de tiempo de 0.1 seg. Un modo con una constante de tiempo de 1 seg. y dos modos lentos con constante de tiempo 20 seg. El comportamiento estático es dominado por los modos lentos, que tienen una ganancia a baja frecuencia igual a 10. La respuesta al escalón es dominada por la constante de tiempo lenta, pero son los modos rápidos los determinantes del desempeño del sistema en lazo cerrado.

Tabla 3. 5. Ganancias de controlador PID discreto a periodo T_{max} y características de la respuesta para los sistemas de la tabla 3.4

Nº	Periodo Máximo T_{max}	Ganancias del controlador			Especificaciones			
		K_p	K_i	K_d	M_p	t_p	t_s	ITAE
1	1	1.38	0.515	0.664	0.13	4.26	6.37	4.57
2	0.2	5.35	9.99	0.80	0.57	0.58	2.39	0.31
3	20	0.98	0.04	1.35	0.05	35	59.20	438.59
4	2	0.27	0.001	0.42	0.13	6.55	17.99	20.39
5	10	0.88	0.09	0.07	3.48E-4	51.30	24.00	77.76
6	2	1.19	0.55	0.04	0.08	2.10	6.31	2.75
7	0.4	3.74	4.08	0.00	0.50	0.40	2.00	0.47
8	0.5	1.64	1.35	0.11	0.30	1.14	2.04	0.67
9	0.25	1.93	1.50	0.21	0.07	0.74	1.68	0.17
10	5	0.97	0.20	0.06	0.033	10	12	18
11	1.5	0.33	6.14E-6	0.44	0.05	5.62	12.31	6.88
12	0.1	13.20	45.46	2.14	0.94	0.25	1.93	0.17

El sistema 9 se obtiene eliminando el modo más lento del sistema representado en 8. El siguiente modelo tiene dos polos oscilatorios con amortiguamiento relativo $\zeta = a/6$. Conforme a toma valores más pequeños, el sistema se hace más difícil de controlar, hasta llegar al caso extremo cuando a toma el valor cero, caso considerado en este trabajo. En 11 se representa un sistema condicionalmente estable. Este sistema no satisface el principio de monotonía porque el retardo de fase no es monótono. Finalmente, el último es un sistema inestable, su fase no decrece monótonamente.

Cada uno de los sistemas se analiza revisando los efectos que tiene sobre la respuesta en lazo cerrado, los casos en los que el periodo de medida y de actuación son distintos al periodo que se ha utilizado para el diseño del controlador PID discreto.

Esta variación se presenta en los siguientes gráficos (ver figura 3.27 a figura 3.38) donde los pares ordenados tienen como primera componente, el valor del periodo de muestreo con el que se está trabajando y como segunda, el valor de la especificación seleccionada que en estos ejemplos es el valor del tiempo de asentamiento fijando nuestra atención en la pérdida de estabilidad del sistema.

La línea horizontal, en cada uno de ellos, es el valor de la especificación deseada, que se determina como el valor de la característica tiempo de asentamiento de la respuesta en lazo cerrado cuando se implementa el controlador diseñado cuando el comportamiento del sistema es monofrecuencia.

En cada gráfico se ha señalado mediante un conjunto de círculos rojos, sobre el eje de abscisas los casos en los que el tiempo de asentamiento no está acotado o lo está en un instante temporal que está por encima del *Tiempo Final* de cálculo del modelo de simulación. En cada gráfico se encuentra un cuadrado rojo que marca el valor del periodo de muestreo que produce un valor más elevado en el tiempo de asentamiento. Si el estacionario no se alcanza antes del tiempo final se refleja en el punto de la gráfica en la segunda componente.

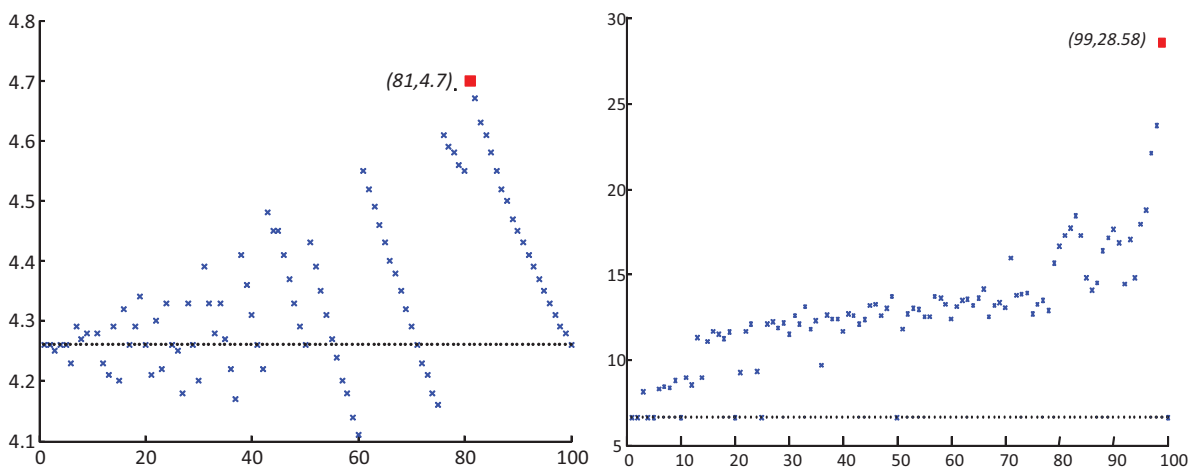


Figura 3.27. Sistema 1, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

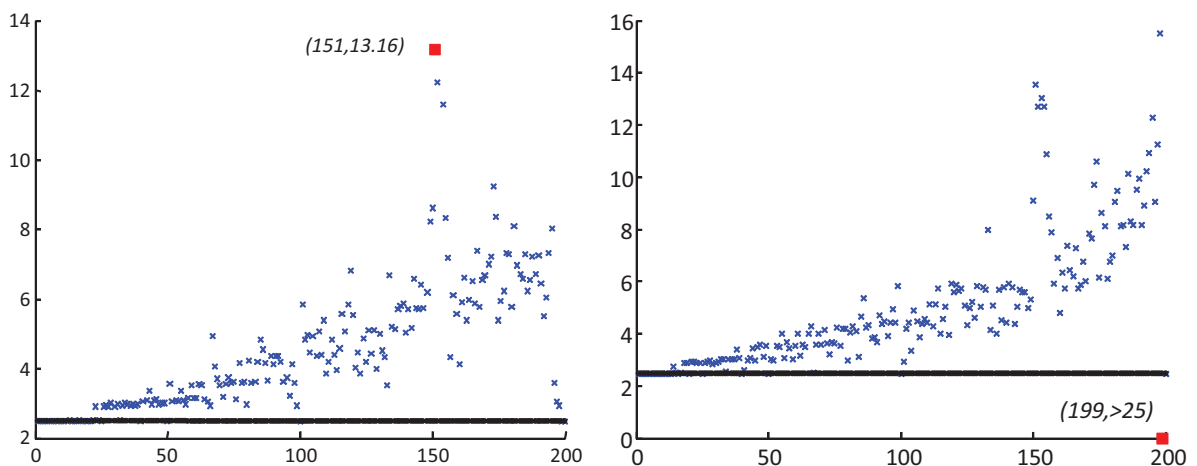


Figura 3.28. Sistema 2, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

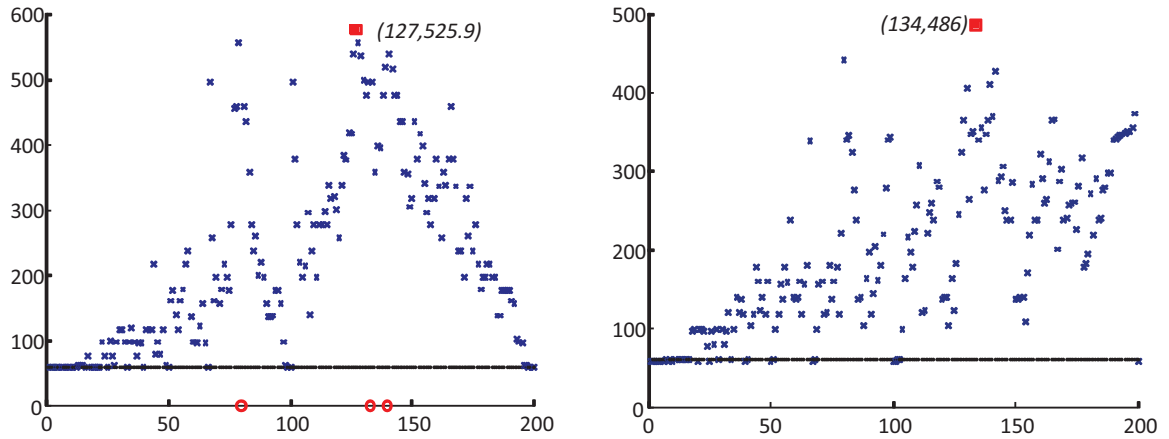


Figura 3.29. Sistema 3, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

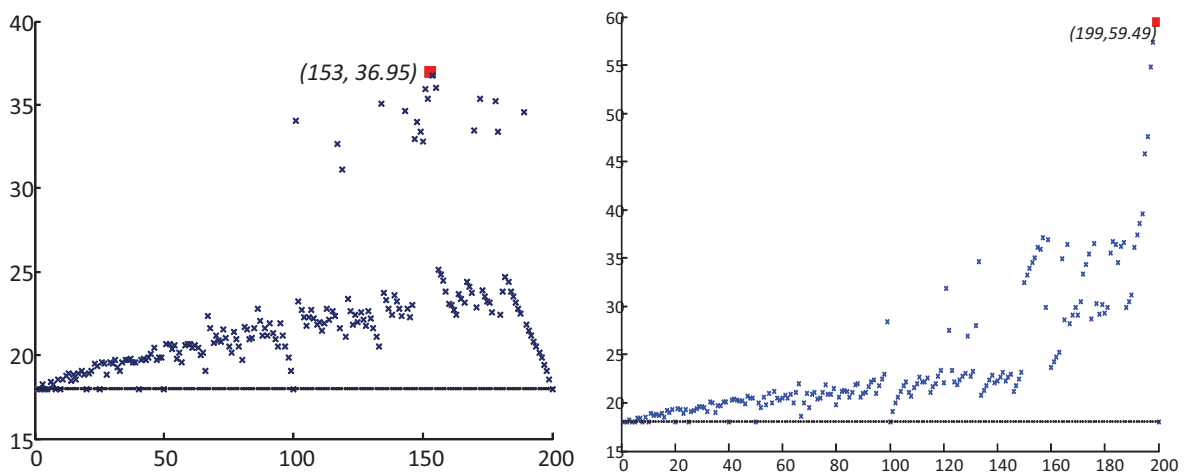


Figura 3.30. Sistema 4, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

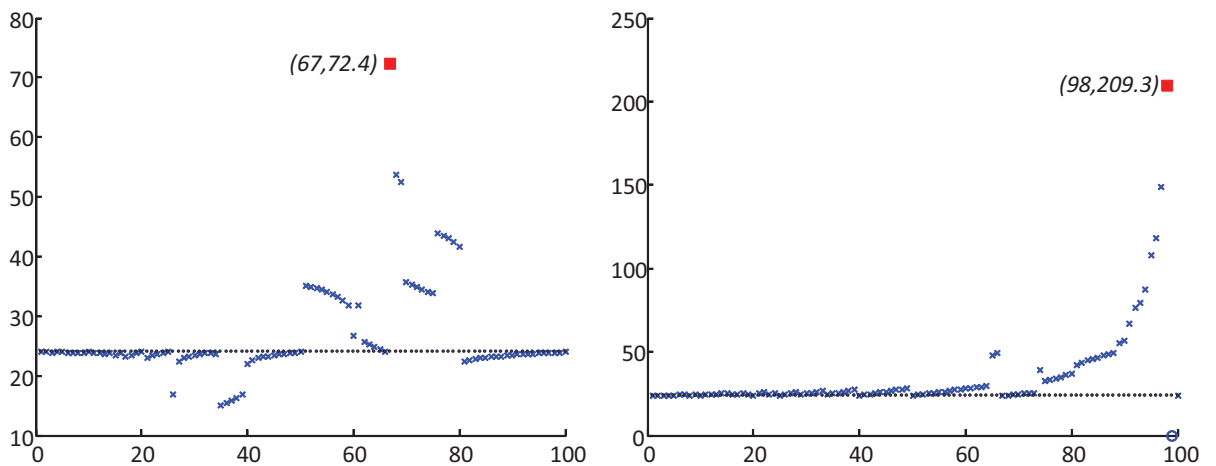


Figura 3.31. Sistema 5, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

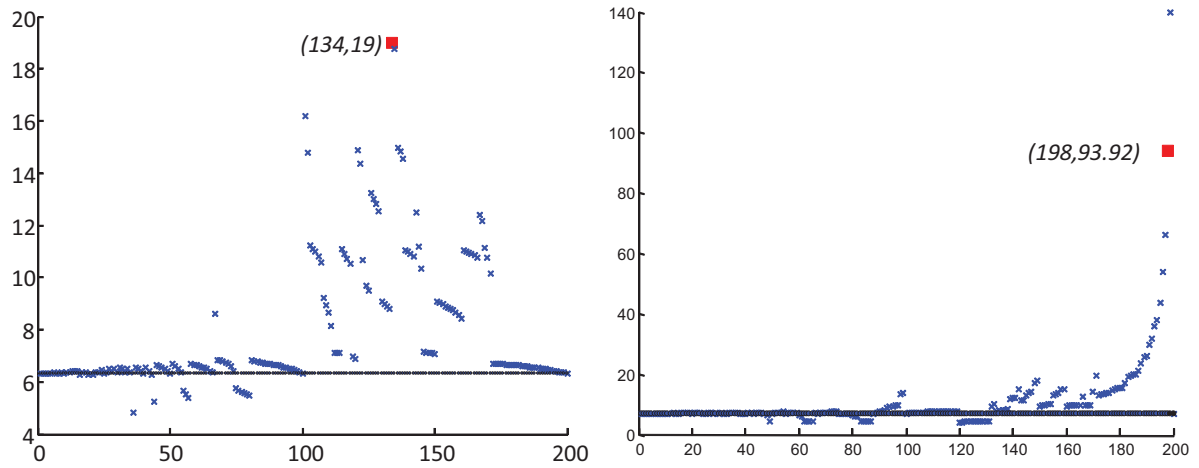


Figura 3.32. Sistema 6, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

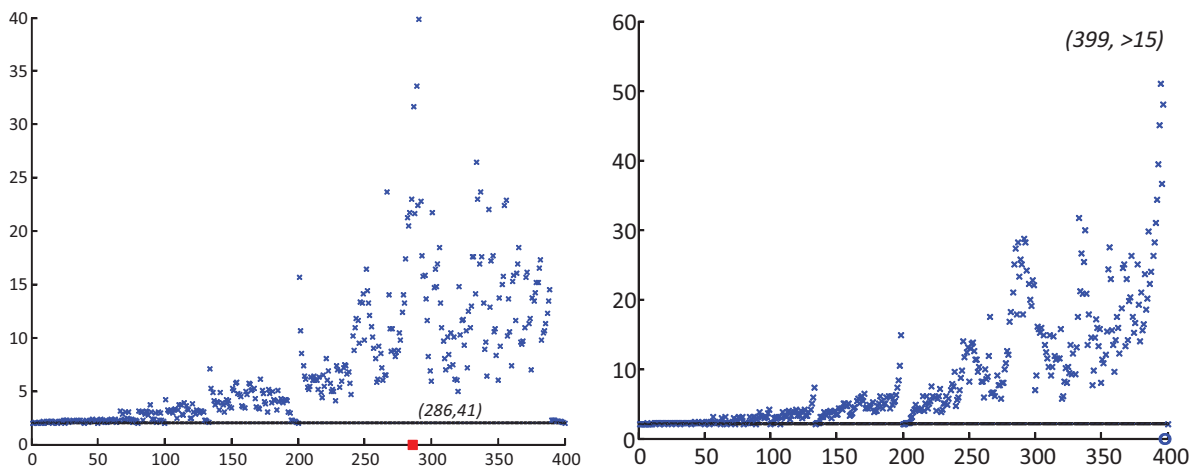


Figura 3.33. Sistema 7, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

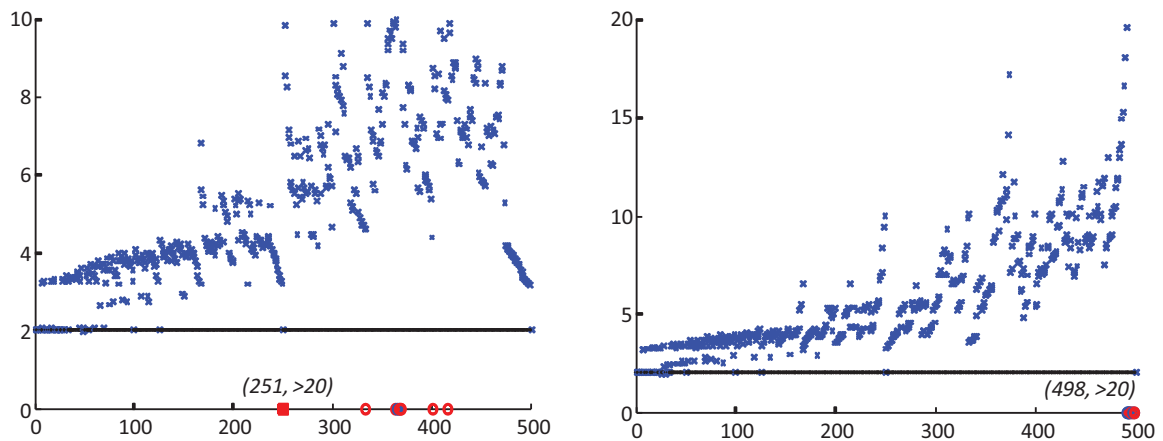


Figura 3.34. Sistema 8, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

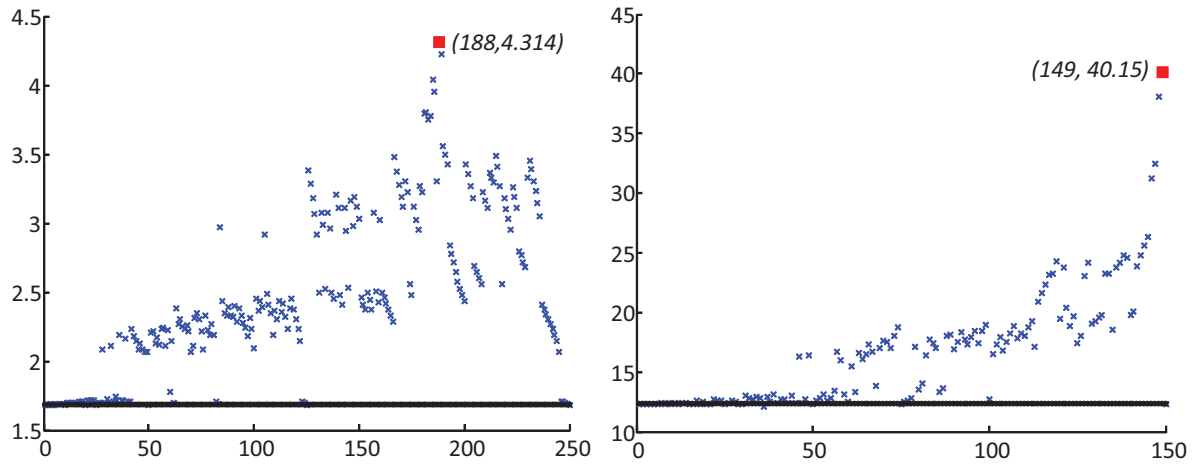


Figura 3.35. Sistema 9, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

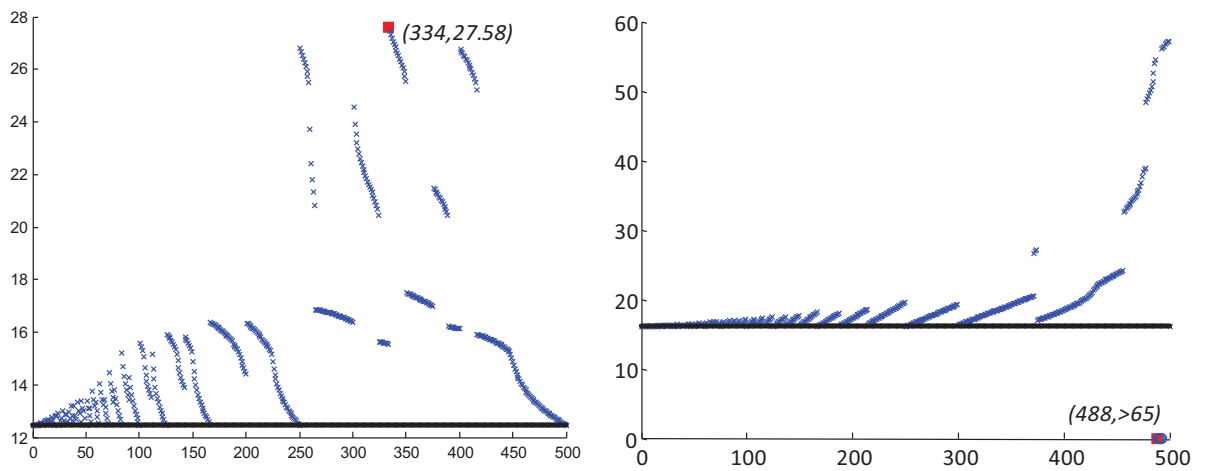


Figura 3.36. Sistema 10, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

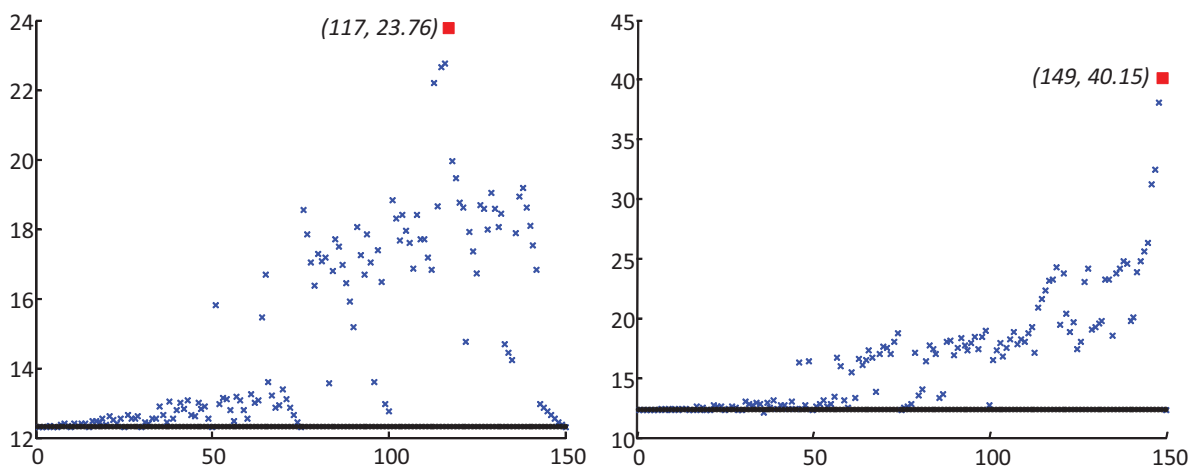


Figura 3.37. Sistema 11, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

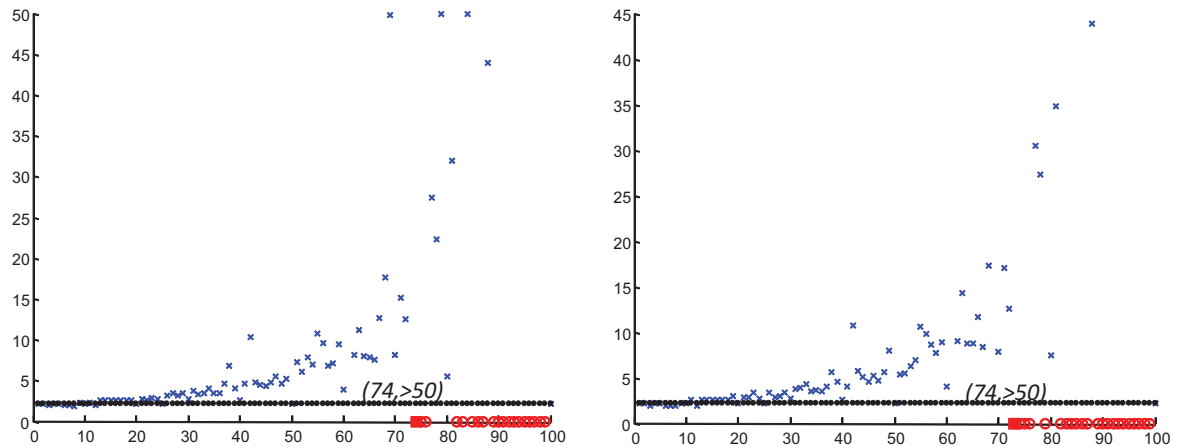


Figura 3.38. Sistema 12, T_y versus t_s con $T_u = T_{max}$ (Izq.) y T_u versus t_s con $T_y = T_{max}$ (Der.)

A partir de los gráficos es posible determinar para cada sistema el esquema multifrecuencia que provoca una pérdida de prestaciones elevada. Se seleccionan dos casos por sistema, por similitud con el esquema MRIC y MROC con el siguiente criterio:

- 1) Que el periodo de medida sea más rápido que el periodo de actuación.
- 2) Que el periodo de actuación sea más rápido que el periodo de medida.

Todos los casos seleccionados se muestran en la siguiente tabla en la que se representan los periodos de medida y actuación y el tiempo de simulación utilizado en para cada modelo.

La conclusión, tras revisar todos los gráficos presentados en esta sección donde cada punto se corresponde con un experimento en el que se aplica el modelo de simulación con un total de 8.400 experiencias, es que el controlador PID discreto calculado mantiene el comportamiento del bucle cerrado del sistema siempre que la relación entre los periodos de medida y actuación es conmensurable, siendo uno de ellos el periodo marco.

También se detectan los mayores problemas de lejanía al comportamiento deseado cuando el valor del periodo variable, dentro de cada caso, se establece en la segunda parte de cada uno de los intervalos que se definen como los números naturales entre 1 y el periodo máximo.

Tabla 3. 6. Selección de experimentos definidos por el periodo de medida (T_y) periodo de actuación (T_u) y tiempo de simulación (nm) expresado en segundos

<i>Caso</i>	T_y	T_u	<i>Caso</i>	T_y	T_u	nm
1.1	0.81	1	1.2	1	0.99	50
2.1	0.151	0.2	2.2	0.2	0.199	25
3.1	12.7	20	3.2	20	13.4	700
4.1	1.53	2	4.2	2	1.99	100
5.1	6.7	10	5.2	10	9.8	300
6.1	1.34	2	6.2	1.98	2	140
7.1	0.286	0.4	7.2	0.4	0.398	15
8.1	0.251	0.5	8.2	0.5	0.498	20
9.1	0.188	0.25	9.2	0.25	0.249	20
10.1	3.34	5	10.2	5	4.88	70
11.1	1.17	1.5	11.2	1.5	1.49	50
12.1	0.074	0.1	12.2	0.1	0.074	20

Estas situaciones son justificables desde el punto de vista real ya que se corresponde con muestras vacantes, rechazos de muestras y los momentos en los que se deben producir las pérdidas y/o replicaciones de muestras (se corresponde con periodos marco grandes en valor). Los casos seleccionados en la *tabla 3.6* se analizan con detalle en el trabajo desarrollado porque se identifican como las situaciones multifrecuencia con mayor deterioro del comportamiento del sistema.

3.6. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha presentado un método de representación de los sistemas con muestreo no convencional utilizando técnicas de simulación digital.

El modelo de simulación permite conocer el comportamiento del lazo de control influenciado por los esquemas de muestreo y desfases que define cada uno de los bloques dentro del modelo de simulación. Se presenta en este capítulo la metodología empleada para su construcción y el pseudocódigo que guía el funcionamiento de los bloques a lo largo de la simulación.

A partir de la definición de los distintos esquemas de muestreo y su aplicación sobre las distintas señales se definen distintos modos de funcionamiento del sistema que permite emular el comportamiento para distintos procesos involucrados en diferentes escenarios temporales.

Se presentan un conjunto de experimentos desarrollados desde dos perspectivas de análisis:

- 1) Un sistema considerando diferentes tipos de esquemas de muestreo en las distintas señales.
- 2) Varios sistemas con esquemas multifrecuencia generales en la señal de medida o en la señal de actuación.

En ambos casos, el propio modelo de simulación permite identificar y analizar los efectos que existen para cada sistema estudiado aplicando las variaciones de los esquemas de muestreo. Las respuestas se comparan con una situación clásica controlada. Se obtiene una medida de la pérdida de especificaciones provocada y por lo tanto se identifica el problema a resolver y como la implementación del controlador PID discreto diseñado no es válido cuando la relación entre los periodos de muestreo no es conmensurable y/o uno de los dos periodos involucrados no coincide con el periodo marco.

Por último destacar que la técnica de simulación permite tratar desde una perspectiva práctica un conjunto de situaciones reales no abordables desde el punto de vista teórico.

Capítulo 4

Controlador PID discreto general

El objetivo de este capítulo es definir e implementar un nuevo tipo de controlador PID, PID discreto general o no convencional (PID-G), cuyo rasgo diferenciador sea que cada una de sus acciones (proporcional, integral y derivativa) funcione bajo un esquema de muestreo formado por periodos que sean independientes en valor. De esta manera existen, en principio, seis parámetros de ajuste: los tres clásicos, las ganancias proporcional, integral y derivativa (K_p, K_i, K_d) y los tres esquemas de muestreo de cada acción del controlador ($\bar{T}_{prop}, \bar{T}_{int}$ y \bar{T}_{der}).

En la sección 4.1 se justifica, a modo de introducción, la elección del tipo de controlador. La sección 4.2 presenta el controlador PID-G con los modos de funcionamiento que tiene. Seguidamente en la sección 4.3 se incorpora este tipo de controlador al modelo de simulación presentado en el capítulo 3.

La sección 4.4 presenta, mediante el experimento base sobre el que se aplican varios escenarios de muestreo no convencional, las mejoras que aporta aplicar un tipo de controlador PID-G. A continuación, la sección 4.5 expone las aportaciones individuales que realizan los muestreadores de cada acción del controlador sobre el comportamiento en lazo cerrado de una batería de pruebas seleccionada. Finalmente la sección 4.6 concluye el capítulo resumiendo su contenido.

4.1. Introducción

El control automático asienta sus bases esencialmente en el concepto de realimentación donde en la estructura de control el controlador se puede entender como un operador, que en función de la salida deseada del proceso, y la salida real medida, proporciona la señal de control a aplicar sobre el proceso.

Si bien existen muchos tipos de control basados en este principio, el control proporcional, integral y derivativo (PID), es el que mayor uso tiene en la industria [Ast00b]. Dicho control consiste esencialmente en obtener la señal de control a partir de sus tres términos: término proporcional que produce una señal proporcional al error, término integral que produce una señal proporcional a la integral del error y término derivativo que produce una señal proporcional a la derivada del error.

Se pueden obtener variaciones a este esquema consistentes en la no introducción de los términos derivativo e integral; en dicho caso el control coincide con el llamado control proporcional. Si solamente se prescinde de la acción integral, el control se denomina control proporcional derivativo (PD). Si, por el contrario, el único término que desaparece es el derivativo, el control se denomina proporcional integral (PI).

Según una estimación establecida por Åström [Ast95]: El 95% de los bucles de control en la industria son del tipo PID, y concretamente de la tipología PI. La amplia implantación del control PID se debe fundamentalmente a los siguientes factores:

- La actuación en función de la señal de error proporciona una estructura de realimentación negativa, que como es conocido, permite obtener en muchas ocasiones un comportamiento satisfactorio del sistema a pesar de la existencia de perturbaciones e incertidumbres sobre el modelo del sistema.
- El término integral permite eliminar el error en régimen permanente.
- El término derivativo proporciona cierta anticipación sobre la respuesta al sistema.
- El control PID obtiene resultados satisfactorios para una amplia gama de procesos.
- Existen sencillas reglas heurísticas que permiten obtener los parámetros del controlador PID. Dichas reglas hacen posible el ajuste del controlador, sin presuponer un gran conocimiento en teoría de control automático por parte del operador.
- El controlador PID se puede adquirir como un módulo compacto, donde los distintos parámetros del controlador se pueden ajustar manualmente. Actualmente muchos de los PIDs industriales proporcionan ciertas opciones de autosintonía.

El controlador PID, si bien tiene una amplia implantación en la industria, no es utilizado convenientemente en muchas ocasiones. Esto implica que lazos de control, que en principio podrían proporcionar excelentes resultados, funcionen de una forma insatisfactoria. La mayoría de las causas de mal funcionamiento, son:

- Ajuste inadecuado de los parámetros del controlador. Un número elevado de los PIDs en la industria han sido sintonizados manualmente, sin la realización de un estudio previo de las características del proceso a controlar. Una buena sintonía depende directamente de la experiencia del operador.
- Inadecuada elección de los actuadores. Por ejemplo, un mal dimensionamiento, presencia de histéresis, saturaciones, fricciones, etc., pueden estar en el origen del pobre comportamiento del sistema.
- Los sensores son otro elemento que afectan al comportamiento del sistema. En muchas ocasiones no se filtra convenientemente el ruido asociado a los mismos. En implementaciones del controlador PID a través de un computador, es importante una buena elección del tiempo de muestreo y consideración de la incorporación o no de filtros "anti-aliasing".
- Diseñar el controlador PID teniendo en cuenta exclusivamente el seguimiento de la referencia. Algo que se realiza con frecuencia y que olvida en el diseño el rechazo de perturbaciones y ruidos en la medida.

Por este motivo el controlador PID discreto debe adaptar su comportamiento a las distintas situaciones que pueden presentarse con el fin de mejorar el comportamiento del sistema cuando no puedan conseguirse los objetivos establecidos. Además, para una buena sintonía del controlador PID se deben considerar otro conjunto de factores como la estructura de control implementada y los métodos de discretización que se utilizan.

El modelo de simulación desarrollado y presentado en el capítulo 3, ha identificado un conjunto de parámetros que afectan al comportamiento del sistema en lazo cerrado y que se han referido como *esquemas de muestreo*. Estos pueden afectar a las distintas señales que aparecen en el lazo de control, lo que permite incluir una serie de requisitos temporales dentro de la parte del diseño. Por otro lado, otra de las aportaciones del modelo es que los valores de los periodos, que representan los esquemas de muestreo, y afectan a la medida y a la actuación, no tienen que estar establecidos en ningún valor concreto, lo que se ha definido como periodos *independientes*.

¿Cómo configurar el controlador PID para que la respuesta sea la deseada? Si se producen efectos temporales en el muestreo o en el envío de la señal de control que provocan que el sistema funcione de forma no convencional, esto es porque el periodo real al que trabaja el sistema puede diferir mucho del periodo real para el que ha sido diseñado el controlador, si este último se ha diseñado pensando en un comportamiento convencional se produce una degradación de la respuesta del sistema.

En consecuencia, la solución que se presenta es que los muestreadores de las acciones del controlador no tienen tampoco porqué estar condicionados, lo que motiva la construcción del controlador *PID discreto general (PID-G)* como aportación de este trabajo, que además de ser independiente de los esquemas de muestreo de las señales de medida y actuación, permite independencia en los esquemas de muestreo en cada una de las señales de las acciones del controlador PID discreto.

El uso del controlador PID-G en sistemas con muestreo no convencional, amplía el diseño del controlador PID clásico y del *PID bifrecuencia o multifrecuencia (PIDMF)* que se desarrollaron como una generalización del PID discreto y conserva la idea que fue punto de partida para el desarrollo e investigación de este tipo de controladores. Los estudios presentados por otros investigadores ([Cue04a], [Cues04], [Salt06], [Sala09]) trabajan con un controlador PID en el que sobre cada una de las acciones de control se aplica un esquema de muestreo uniforme a un periodo múltiplo del periodo de medida y submúltiplo del periodo de actuación.

La idea original desarrollada por López [Lop01] ampliaba la funcionalidad del controlador PID clásico gracias a que las componentes proporcional, integral y derivativa del controlador podían funcionar a periodos distintos, sin restricciones en el valor de los muestreadores de las acciones.

El desarrollo propuesto en el capítulo 3, abre un nuevo camino en el diseño del controlador PID discreto en el que las acciones de control, proporcional, integral y derivativa puedan ser calculadas bajo esquemas de muestreo de diversas características, no solo a diferentes periodos, además podría ser conveniente que el ritmo de funcionamiento del cálculo de las acciones se hiciese con independencia del esquema de muestreo existente en la señal de medida y actuación.

No debemos olvidar que un sistema con muestreo no convencional puede aparecer en la parte de diseño o que el considerar la modificación o elección de los parámetros de los esquemas de muestreo de cada una de las acciones del controlador puede permitir una mejora en el diseño.

En este capítulo se describe el funcionamiento del sistema desde el punto de vista discreto cuando el periodo para tomar muestras de la medida y la actuación puede variar, adaptándose el controlador a esas situaciones. Se considera el control de procesos continuos modelables a través de una función de transferencia.

El objetivo principal de este capítulo es mejorar la pérdida de prestaciones de un sistema con muestreo no convencional a través de la propuesta de una nueva estructura de control *PID-G*. Su definición e integración dentro del modelo de simulación, ampliando la complejidad de este, es la propuesta de este capítulo junto con una batería de ejemplos que permite el análisis de la aportación individual que tiene cada uno de los muestreadores de las acciones de control sobre el comportamiento del sistema bajo estudio. Se presentan dos tipos de análisis a través de los experimentos:

- Un mismo proceso dentro de un lazo con muestreo no convencional. Los esquemas de muestreo, de distinta índole, repercuten en el deterioro de la respuesta del sistema en lazo cerrado.
- Casos con distinto comportamiento dinámico de los procesos controlados, que se han identificado entre las peores situaciones multifrecuencia y se han determinado seleccionando unos patrones de muestreo específicos (ver *sección 3.5*).

A lo largo de este capítulo, los esquemas de muestreo utilizan las variables definidas en el capítulo anterior sin especificar la segunda componente, para simplificar la notación y sin pérdida de generalidad, ya que el análisis del comportamiento del *PID-G* que se presenta es aplicable también en el caso de señales desfasadas.

4.2. Controlador PID Discreto General

En control de procesos industriales, los parámetros del controlador PID se ajustan para conseguir una determinada evolución de la variable a controlar para cambios en la referencia o en la carga. Las posibles respuestas que se pueden conseguir con el sistema de control están limitadas por la propia naturaleza de la variable a controlar, por los elementos de medida y de actuación y por la estructura del controlador.

En un sistema de control bien diseñado las características de los sensores y actuadores deben estar conformes con la dinámica del proceso a controlar.

A pesar de ello, puede ocurrir que no siempre sea posible disponer de la medida en el momento precisado por el controlador, que la entrada del actuador no pueda o no deba ser modificada en determinadas circunstancias o que la evolución de la señal de control no sea adecuada para el actuador. Por otra parte, el controlador también impone sus propias restricciones.

En la actualidad la mayor parte de los controladores PID son discretos y se integran en sistemas muestreados monofrecuencia, los métodos de sintonía más utilizados son los correspondientes a sistemas continuos. Estos métodos siguen siendo válidos para sistemas muestreados cuando se utilizan periodos suficientemente pequeños en relación con la velocidad de respuesta del sistema.

Cuando se opera de esta forma, se está asumiendo que en cada periodo es posible realizar las siguientes acciones:

- 1) Obtener la medida de la variable a controlar.
- 2) Digitalizar el valor de la medida.
- 3) Llevar el valor de la medida al controlador.
- 4) Aplicar el algoritmo de control.
- 5) Reconstruir la señal de control.
- 6) Llevar la señal de control al actuador.
- 7) Modificar la entrada del actuador.

Dicho periodo no tiene porque ser compatible con las acciones anteriores y en el tipo de sistemas con muestreo no convencional, con el que se está trabajando, ni siquiera ese periodo tiene que ser constante a lo largo de la ejecución del lazo. Por tanto en muchas situaciones no será válido simplemente el cambio de valores en los parámetros de control, sino que se propone introducir como parte del controlador esa naturaleza no convencional, lo que lo hace adaptable a las distintas situaciones o escenarios en las que los periodos de muestreo no se ajustan a ser constantes y/o lo suficientemente pequeños.

Esta sección se divide en tres apartados. El primero describe el controlador PID-G diseñado. En el segundo y el tercero se presentan sus distintos modos de funcionamiento y el algoritmo de control PID discreto general desarrollado, respectivamente.

4.2.1. Definición del controlador PID discreto general

El PID-G es un controlador PID discreto capaz de funcionar, al menos, en alguna de las situaciones siguientes:

- Muestreo no convencional **Externo**, en el caso de que los instantes en los que se mida la salida del proceso, \bar{T}_y , siendo uniformes o no, son diferentes de los instantes de aplicación de la señal de control en el proceso que esté conectado al controlador PID-G, \bar{T}_u .
- Muestreo no convencional **Interno**, ya que cada uno de los componentes (proporcional, integral y derivativo) puede funcionar bajo un esquema de muestreo distinto: \bar{T}_{prp} , \bar{T}_{int} y \bar{T}_{der} respectivamente.

La característica diferenciadora respecto al algoritmo clásico, a un único periodo, es evidentemente la naturaleza no convencional del nuevo controlador. En el afán de ser lo más general posible, surge de forma natural la idea de usar un esquema de muestreo distinto para cada una de las señales presentes en el esquema del controlador. Este tipo de controlador es una generalización del PIDMF y continúa con el enfoque propuesto por López [Lop94a] en el que los esquemas de muestreo uniformes, tanto externos como internos al controlador, son independientes en su funcionamiento. Por su propia definición extiende su aplicación a sistemas de otras características en los que aparecen esquemas de muestreo no uniformes e incluso aleatorios.

Internamente, cada una de las acciones del controlador puede realizar sus cálculos aplicando cualquier esquema de muestreo que contenga periodos uniformes o no e incluso aleatorios.

Si se toma como punto de partida la estructura del PID paralelo, el algoritmo PID-G tiene la estructura mostrada en la *figura 4.1*, los bloques H_h son transformadores de frecuencia. Estos ya han sido definidos en el capítulo anterior (ver *figura 3.5*).

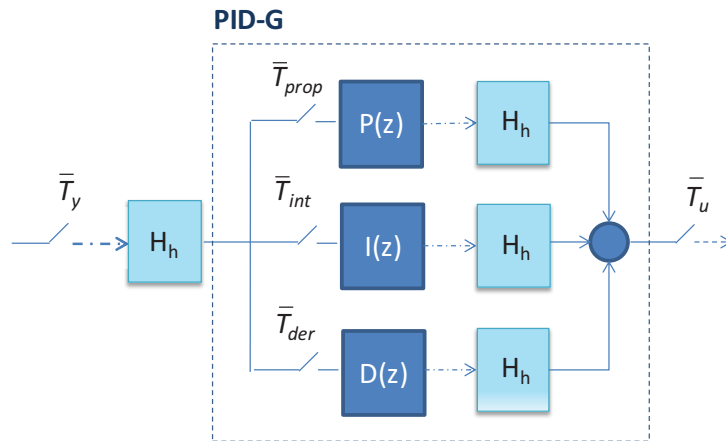


Figura 4.1. Esquema de la estructura del PIDMF. Los muestreadores internos hacen referencia al periodo al que funciona cada componente

4.2.2. Modos de funcionamiento PID discreto general

En el capítulo 3, se describían los distintos modos de funcionamiento del modelo de simulación en lazo cerrado dependiendo de la forma de los esquemas de muestreo que aparecen en el lazo de control.

El PID-G contiene esquemas de muestreo que forman parte de la estructura del controlador. Este tipo de controlador posee nuevos parámetros de diseño que junto con las ganancias del controlador provoca un problema de gran complejidad.

Con la misma notación definida en el capítulo 3, el controlador PID general propuesto permite distintas implementaciones dependiendo de las variables que representan los esquemas de muestreo para cada una de las acciones dentro del lazo de control.

La notación $\bar{T}_i = ([\tau_i], d_i)$, con $i = \{prop, int, der\}$ y la consideración de que todas las señales están sincronizadas (i.e. $d_i = 0$) permite que el controlador PID tenga los siguientes modos de funcionamiento, que se establecen a partir de los valores que se asignan a la primera componente de la variable definida para el esquema de muestreo de cada acción del controlador:

- PID Casi continuo: $\bar{T}_{prop} = \bar{T}_{int} = \bar{T}_{der}$, con $\tau_i = h$ constante lo suficientemente pequeño.
- PID discreto clásico (monofrecuencia): $\bar{T}_{prop} = \bar{T}_{int} = \bar{T}_{der}$, con $\tau_i = T$ constante lo suficientemente grande.
- *PID multifrecuencia general*: dentro de los esquemas \bar{T}_{prop} , \bar{T}_{int} y \bar{T}_{der} el valor de τ_i con $i = \{prp, int, der\}$ son constantes con al menos uno diferente de los restantes.
- *PID no convencional general*: al menos una de las acciones se calcula a partir de un esquema de muestreo no uniforme o aleatorio τ_i con $i = \{prp, int, der\}$

Hay dos situaciones en el caso multifrecuencia que reciben nombre propio en control por la relación que existe entre el esquema de muestreo uniforme de la medida y la actuación, la variante MRIC (Multi-Rate Input Controller) y MROC (Multi-Rate Output Controller). Ambas se generalizan también con el tipo de controlador que se presenta, atendiendo de forma global a estos esquemas de distintos tipos junto con la condición de que uno quede condicionado al periodo máximo del lazo. A continuación se han definido, porque se utilizan comúnmente en este trabajo, como:

- 1) *Variante NCIC (Non-Conventional Input Controller)*: Este caso se considera cuando la actualización de la señal de control se realiza en instantes de tiempo inferiores al periodo máximo, mientras que la toma de la salida del proceso se hace en los instantes de tiempo que determina el periodo máximo.
- 2) *Variante NCOC (Non-Conventional Output Controller)*: De esta manera la actualización de la señal de control se hace en los instantes de tiempo que determina el periodo máximo, mientras que la adquisición de la medida de la salida del proceso se hace en instantes variables no necesariamente uniformes donde el periodo entre muestras debe ser inferior al periodo máximo.

4.2.3. Algoritmo de control PID discreto multifrecuencia general

El siguiente diagrama de flujo muestra cual es el funcionamiento de cualquier controlador PID monofrecuencia, en este caso discretizado a periodo T .

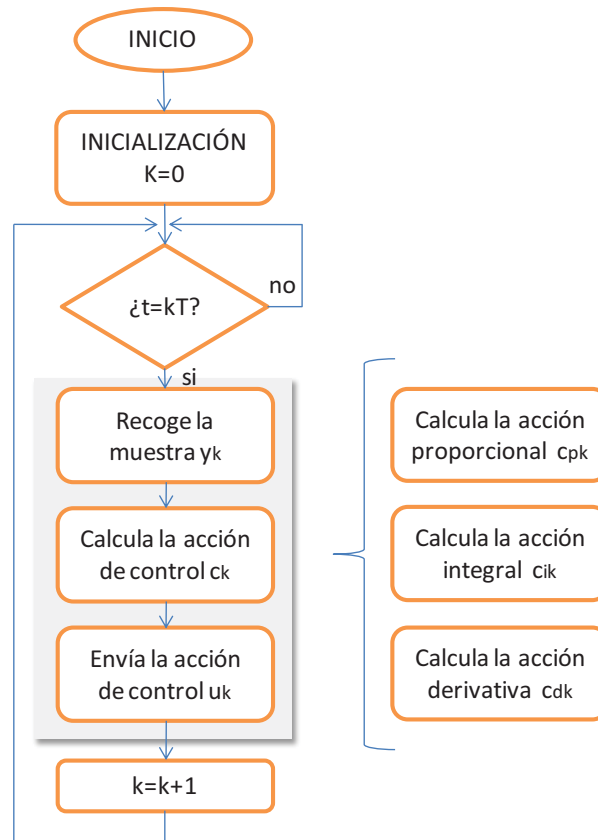


Figura 4.2. Diagrama de Flujo de un control monofrecuencia a periodo T .

La frecuencia de toma de muestras es la misma que la de envío de la señal de control, por lo que es un algoritmo de control monofrecuencial. Esto implica que la frecuencia del reloj que determina la toma de muestras en la salida del proceso, debe ser la misma que la frecuencia con la cual se actúa sobre el mismo, lo que significa que el periodo de muestreo, el periodo de control y el periodo de actuación se consideran iguales ($T_c = T_y = T_u$).

Cuando son diferentes se tratará de un algoritmo de control bifrecuencial, se emplean dos o incluso más frecuencias en el lazo de realimentación. Un primer caso es implementar un sistema de control que toma muestras a una frecuencia y actúa sobre el proceso a una frecuencia diferente. La frecuencia con la que se toma información en el proceso no es la misma que la frecuencia con la que se actúa sobre el mismo.

El algoritmo de control empleado se diseña para trabajar con señales discretas a dos frecuencias diferentes, que se corresponden con las frecuencias del bloque A/D no convencional y las del bloque D/A no convencional estableciendo que el periodo de control se desdobra en dos periodos:

T_{c1} : Periodo de recogida de las muestras que llegan a la cola de recepción del controlador y que se supone igual al periodo del bloque A/D no convencional para evitar la pérdida y la reutilización de muestras.

T_{c2} : Periodo de generación de las acciones de control, que debe coincidir con el periodo del bloque D/A no convencional para garantizar que todas las acciones generadas se apliquen efectivamente al proceso y lo hacen una sola vez.

Algunos trabajos se desarrollan bajo el caso en el que la frecuencia del bloque rápido es un múltiplo entero de la del lento. En estas condiciones se plantean dos posibilidades: que el periodo del bloque A/D no convencional sea menor que el periodo del bloque D/A no convencional y viceversa. Con la variante MRIC, $T_{c1} = N \cdot T_{c2}$, y con la variante MROC, $T_{c2} = N \cdot T_{c1}$. Desde el punto de vista de control de procesos el periodo de actuación debe ser lo suficientemente pequeño para que se puedan cumplir las especificaciones, por lo que realmente se implementa un controlador bifrecuencia de la forma indicada en la *figura 4.3*.

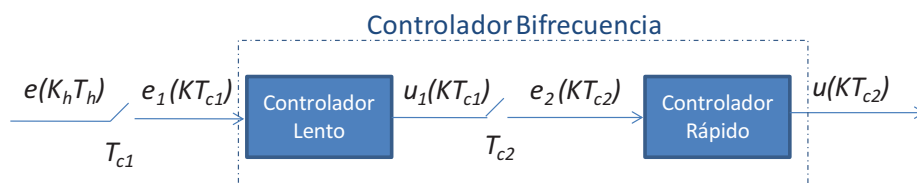


Figura 4.3. Representación en bloques del Controlador Bifrecuencia

Dentro del controlador hay dos periodos de ejecución distintos, una parte del controlador funciona al periodo de la medida de la salida del proceso $T_y = T_{c1}$ y otra al periodo de la entrada al proceso $T_u = T_{c2}$.

La *figura 4.4* representa el diagrama de flujo en el caso en el que el periodo de medida es más lento que el periodo de actuación y además existe una relación de dependencia entre ambos valores, representada en este caso por el número natural N . El paso de la señal lenta a la rápida se realiza mediante la *interpolación* de muestras (se intercalan muestras entre cada par de muestras de la secuencia original).

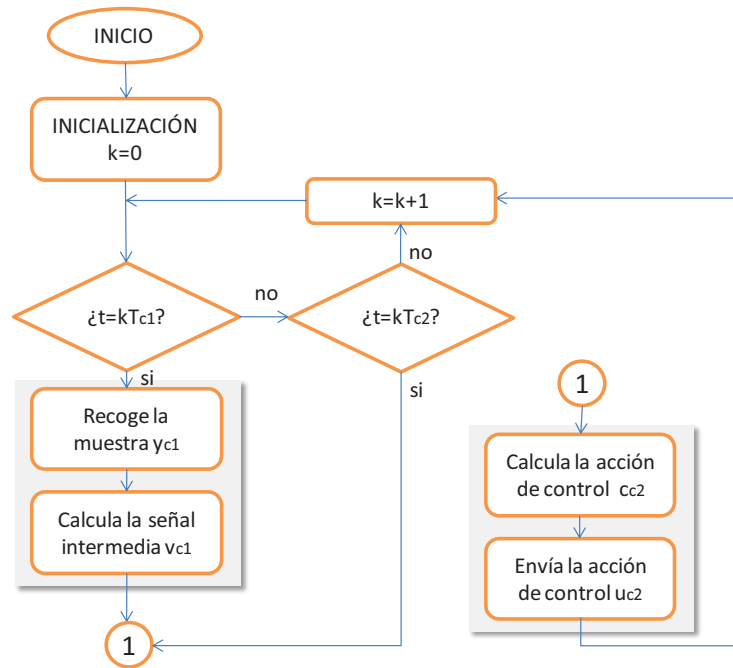


Figura 4.4. $T_{c1} = NT$ y $T_{c2} = T$ lento-rápido

El diagrama de flujo de la *figura 4.5* presenta una segunda circunstancia en la que el periodo de medida es más rápido que el de actuación y también se establece una relación de dependencia entre los periodos presentados. El paso de la señal rápida a la lenta se realiza mediante el *diezmado* de muestras (consiste en una nueva obtención de secuencias de muestras con una velocidad de muestreo inferior a la que tenía en la adquisición).

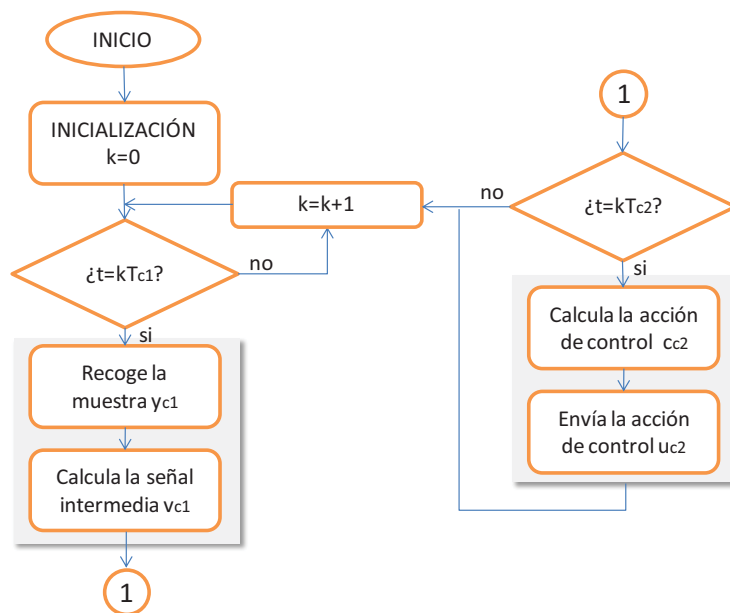


Figura 4.5. $T_{c2} = NT$ y $T_{c1} = T$ rápido-lento

La primera extensión del algoritmo de control, frente al planteamiento multifrecuencia que se presenta, es que el cálculo de la acción de control se puede realizar a un periodo de muestreo distinto del periodo de medida y actuación (ver figura 4.6).

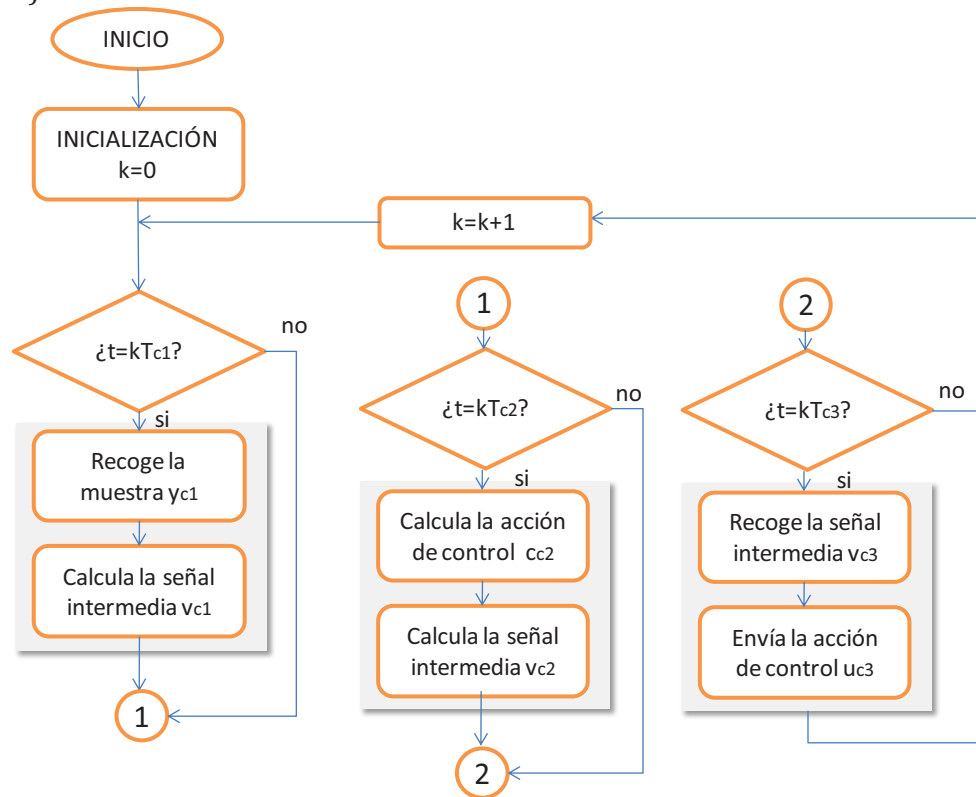


Figura 4.6. T_{c1} , T_{c2} y T_{c3} periodos distintos no necesariamente relacionados.

El diagrama planteado considera que el controlador realiza varias acciones distintas a periodos distintos e independientes, esto es que las muestras de medida le están llegando a un determinado periodo de tiempo T_{c1} y está haciendo los cálculos el controlador a un periodo diferente T_{c2} y enviando la acción a un periodo distinto T_{c3} .

El controlador PID general, que se propone, permite distinguir a las acciones de control como independientes y por lo tanto se propone que puedan ser calculadas a distintos periodos de muestreo, con características independientes respecto a los esquemas de periodos aplicados a la entrada y a la salida del controlador.

Con el objetivo señalado anteriormente, se presenta el diagrama de flujo cuando la estructura de control es un PID en paralelo (ver figura 4.7).

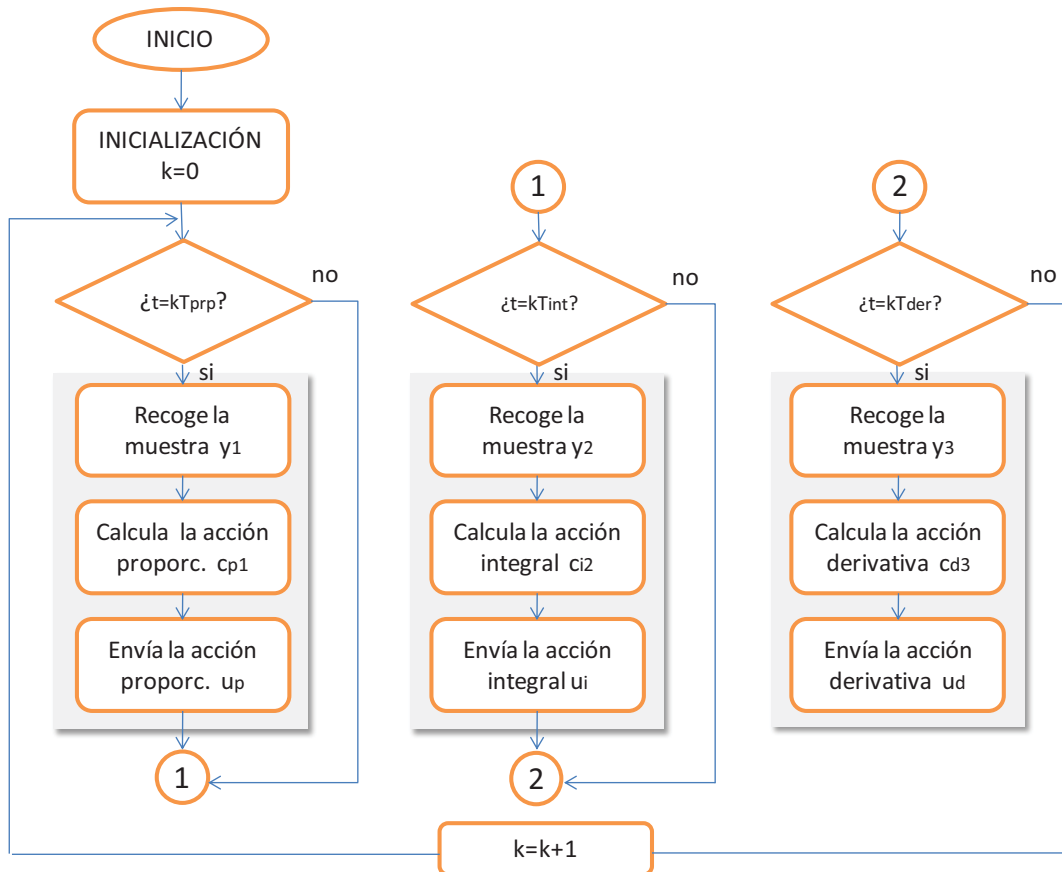


Figura 4.7. T_{prp} , T_{int} y T_{der} periodos distintos no necesariamente relacionados

A partir de las dos extensiones del PID clásico, PID bifrecuencia y el PIDMF, se generaliza el controlador lo que permite establecer otros modos de funcionamiento para el denotado PID discreto general. La definición del nuevo controlador PID-G se realiza a partir de las siguientes consideraciones:

- Los parámetros T_{prp} , T_{int} y T_{der} pueden tomar valores distintos, independientes entre ellos y a su vez no se definen en función al periodo de medida que establece el bloque A/D no convencional y al periodo de actuación que se representa en el bloque D/A no convencional.
- Cada uno de los parámetros, que representan los periodos internos de cada una de las acciones de control, pueden tener distintos formatos vectoriales que representan distintos tipos de esquemas de muestreo. Cada acción puede determinarse a un único periodo o a varios uniformes o no, dentro de un periodo máximo. Incluso pueden ser definidos mediante un cálculo aleatorio y es extensible a considerar la condición de cálculo de la acción en función de un determinado evento generado.

El nuevo modelo modifica directamente el algoritmo del PID a implementar.

La forma del controlador PID clásico discreto paralelo a periodo T es la siguiente:

Algoritmo 4.1. Pseudo-código del PID clásico

```
Ejecucion_PID (T)
Inicio
  bucle
    enOld <- r-y;
    leer_señal_salida(y);
    leer_señal_referencia(r);
    en <- r-y;--calcula el error
    sn <- sn+en;--calcula el error acumulado
    u <- Kp*en+Ki*T*sn+Kd/T*(en-enOld);
    enviar_señal_control(u);
    esperar T;
  fin bucle;
fin;
```

El nuevo controlador permite que le lleguen muestras bajo distintos esquemas de muestreo y tras el cálculo de la acción de control las enviará al proceso, considerando que pueden ser aplicadas a distintos periodos. En el registro de datos está la información actualizada del valor de las variables.

El nuevo PID general debe incorporar la independencia del cálculo de sus acciones.

Algoritmo 4.2. Pseudo-código la acción Proporcional, Integral y Derivativa a periodos distintos

```
Ejecucion_P (Tprop)
Inicio
  bucle
    leer_señal_salida(y);
    leer_señal_referencia(r);
    en <- r-y;--calcula el error
    up <- Kp*en;
    enviar_señal_control(up);
    esperar Tprop;
  fin bucle;
fin;

Ejecucion_I (Tint)
Inicio
  bucle
    enOld <- r-y;
    leer_señal_salida(y);
    leer_señal_referencia(r);
    en <- r-y;--calcula el error
    sn <- sn+en;--calcula el error acumulado
    ui <- Ki*Tint*sn;
    enviar_señal_control(ui);
    esperar Tint;
  fin bucle;
fin;
```

```
Ejecucion_D(Tder)
  Inicio
  bucle
    enOld <- r-y;
    leer_senál_salida(y);
    leer_senál_referencia(r);
    en <- r-y;--calcula el error
    ud <- Kd/Tder*(en-enOld);
    enviar_senál_control(ud);
    esperar Tder;
  fin bucle;
fin;
```

4.3. Ampliación del modelo simulado con el controlador PID discreto general

El modelo de simulación presentado en el capítulo anterior, permite obtener la respuesta del sistema con muestreo no convencional incorporando un controlador PID discreto con estructura paralela. En el sistema es posible utilizar esquemas de muestreo distintos para tomar muestras de las salidas del proceso, calcular las señales de control y aplicarlas.

El funcionamiento del sistema se puede modificar al incorporar como parte del lazo el controlador PID-G propuesto en sus distintas estructuras.

En los controladores industriales clásicos es frecuente encontrar distintas versiones del algoritmo de control PID. En el modelo de simulación se han considerado todas las posibles estructuras de forma conjunta, el sistema de control con muestreo no convencional permite trabajar con controladores no convencionales PID, PI-D, I-PD, tanto interactivos como no interactivos.

La *figura 4.8* propone, mediante un esquema compacto, el diagrama de bloques que amplía el modelo de simulación presentado en el capítulo anterior (ver *figura 3.6*). Según el tipo de controlador, se considerarán sólo las tres acciones correspondientes mediante los switches. Estos, permiten la evolución del lazo a través de distintos flujos que se seleccionan previo a la ejecución de la simulación, según el tipo de estructura de control que se desee implementar asignando valores distintos a cada uno de los dispositivos de conmutación para poder evaluar el funcionamiento de las distintas estructuras de control.

Se obtiene a partir del esquema general considerando los switches con los siguientes valores: $sw_1 = sw_4 = sw_5 = sw_6 = 1$, $sw_2 = sw_3 = 0$. A partir del diagrama de bloques representado en la *figura 4.8* se presenta la siguiente gráfica con el flujo de las señales en el caso que se presenta.

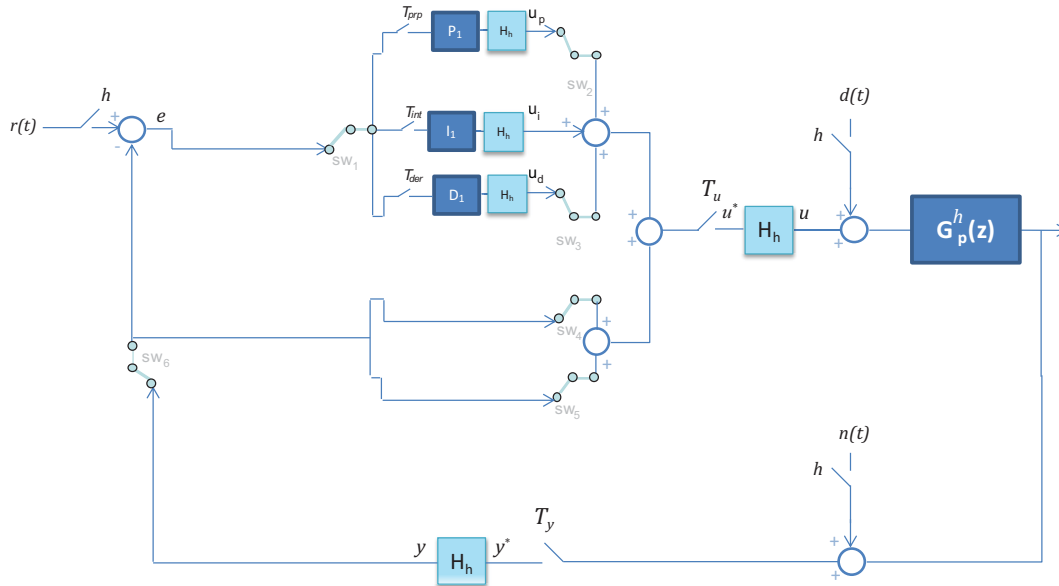


Figura 4.10. Sistema de control con PID-G no interactivo

Análogamente a la representación presentada es posible ir generando todos los flujos que permiten evaluar todas las estructuras de control, por lo que a continuación solo se presenta la parte que afecta al controlador.

2) *PI-D no interactivo*, lo definen los bloques P1, I1, D2. En este caso la acción derivativa actúa directamente sobre la salida del proceso y no sobre la señal de error. Respecto a la estructura anterior se evita que aparezcan señales de control muy bruscas o excesivamente elevadas cuando la consigna varía bruscamente.

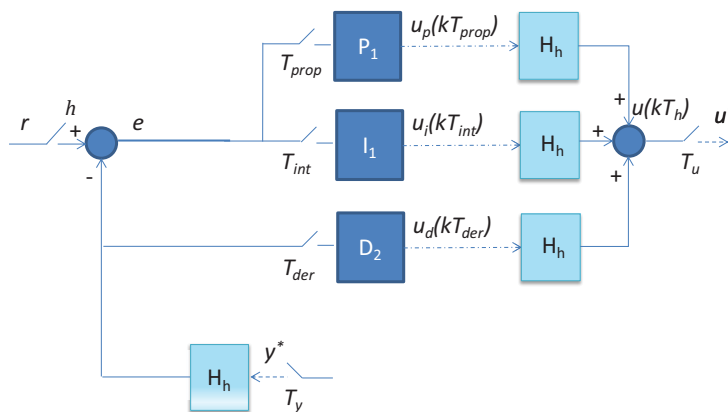


Figura 4.11. Controlador no convencional PI-D-G no interactivo

Este esquema se obtiene a partir de la configuración general con los switches en los siguientes valores: $sw_1 = sw_3 = sw_4 = sw_6 = 1$, $sw_2 = sw_5 = 0$.

- 3) *I-PD no interactivo*, P2, I1, D2. En este tipo de estructura tanto la parte derivativa como la proporcional actúan sobre la salida y no sobre el error. Atenúan además las perturbaciones y mejoran el transitorio ya que la señal de control es más suave. A partir del esquema general se obtiene el sistema de control implementando este tipo de control cuando los switches toman los siguientes valores: $sw_1 = sw_2 = sw_3 = sw_6 = 1$, $sw_4 = sw_5 = 0$

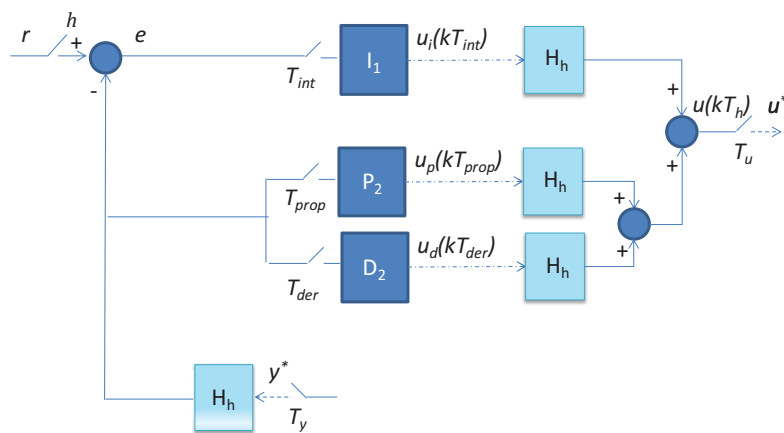


Figura 4.12. Controlador no convencional I-PD-G no interactivo

Se denomina algoritmo interactivo (o algoritmo serie), aquel en el que cualquier modificación en cualquiera de las constantes de tiempo integral o derivativo, T_i o T_d , afecta a las tres acciones (proporcional, integral y derivativa). Por la facilidad de sintonía del controlador PID no interactivo es frecuente transformar el interactivo a no interactivo con propósito de calcular la sintonía de forma analítica.

El algoritmo interactivo fue empleado generalmente en los antiguos reguladores analógicos.

- 1) *PID interactivo*, lo conforman los bloques P1, I1, D4 y se forma a partir de la configuración general cuando los switches toman los siguientes valores: $sw_3 = sw_4 = sw_5 = sw_6 = 1$, $sw_1 = sw_2 = 0$,

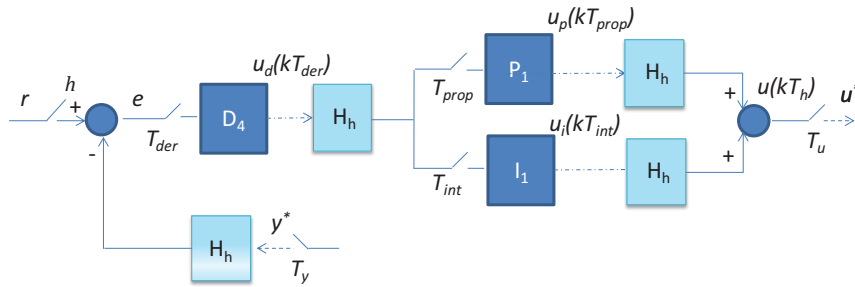


Figura 4.13. Controlador no convencional PID-G interactivo

2) *PI-D interactivo*, formado por los bloques P1, I1, D3, donde $sw_1 = sw_3 = sw_4 = sw_5 = 1$, $sw_2 = sw_6 = 0$, permite adaptar la configuración general a esta estructura de control.

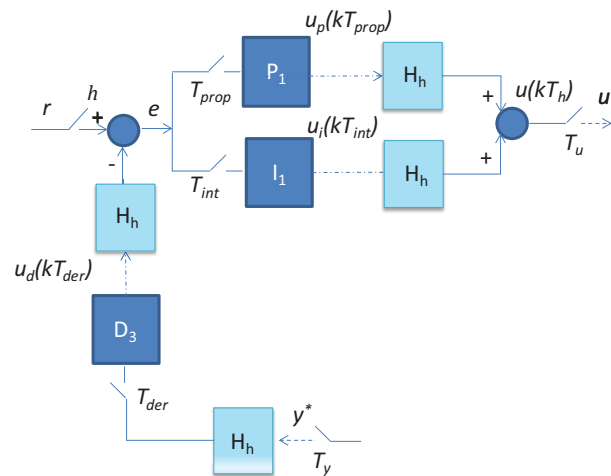


Figura 4.14. Controlador no convencional PI-D-G interactivo

3) *I-PD interactivo*, P2, I1, D3 son los bloques que lo forman y $sw_1 = sw_2 = sw_3 = sw_5 = 1$, $sw_4 = sw_6 = 0$ los valores de los switches para determinar la estructura que se presenta partiendo del modelo de simulación (ver figura 4.8).

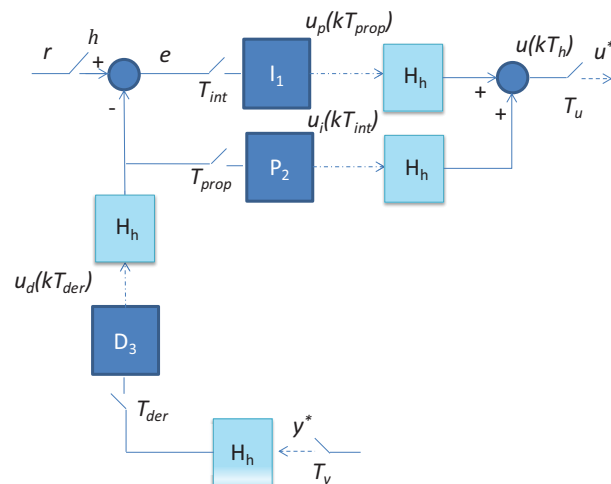


Figura 4.15. Controlador no convencional I-PD-G interactivo

Es importante tener presente que el controlador pueda ser implementado en sus diferentes estructuras y que cambiar de una a otra implica que los valores de los parámetros deben ser nuevamente ajustados de acuerdo a la dinámica del proceso. Sin embargo, es necesario recordar que las formas interactivas y no interactivas son diferentes sólo cuando las partes I y D del controlador son usadas. Si sólo se usa el controlador como un P, PI o PD, las dos formas son equivalentes.

4.3.2. Parámetros del bloque controlador y pseudocódigo de funcionamiento

Dentro del modelo de simulación el bloque que se modifica es el denominado, *bloque del controlador*. Las nuevas variables que definen su comportamiento son los periodos y retardos de las acciones de control. Con la finalidad de incorporar el tipo de controlador PID-G definido en esta sección, se redefine el bloque dentro del modelo de simulación con los siguientes parámetros:

- *Bloque del controlador*: 1) Tipo de controlador. 2) Tipo de funciones de transferencias para las acciones de control. 3) Parámetros de control: K_p, K_i, K_d, α y β . 4) Periodos de las acciones de control: $T_{prop} = n_p \cdot h$, $T_{int} = n_i \cdot h$ y $T_{der} = n_d \cdot h$. 5) Retardos de las acciones de control: $d_p = n_{dp} \cdot h$, $d_i = n_{di} \cdot h$ y $d_d = n_{dd} \cdot h$.

Para indicar que una acción no se utiliza se hará $K_j = 0$. Si el esquema de muestreo a aplicar es cíclico o aleatorio se utilizarán las variables esquema de muestreo como un vector de enteros múltiplos de h . En los casos en los que no se desee representar el retardo en la señal basta con hacer $n_{dj} = 0$ con $j = p, i, d$. Por otro lado, el flujo del programa que ejecuta la simulación digital del modelo se ha modificado para incorporar el controlador PID-G propuesto, lo que implica incorporar instrucciones en el paso 4 del algoritmo diseñado (ver capítulo 3, sección 3.3.3). A continuación, se presenta el fragmento que se ha modificado:

Paso 4.1. Calcular el valor de la señal de salida $y(k)$ del proceso evaluando su ecuación en diferencias.

Paso 4.2. Si $y(k)$ supera alguno de los límites de saturación de salida, hacer $y(k)$ igual al valor superado.

Paso 4.3. Si en el instante k no hay que calcular la medida, se hará $y_m(k) = y_m(k - 1)$, en otro caso se pasa al nuevo instante de cálculo de la medida y se obtiene la señal de medida $y_m(k)$ teniendo en cuenta el retardo en la medida. Sumar a $y_m(k)$ el valor de la perturbación en la medida.

Paso 4.4. Si existe acción derivativa y el controlador es interactivo o no interactivo de tipo PI-D o I-PD: Si en el instante k no hay que calcular la acción, se hará $u_d(k) = u_d(k - 1)$ en otro caso calcular el valor de dicha acción $u_d(k)$ evaluando su ecuación en diferencias (considerando el retardo, si procede), tomando como entrada la señal de medida y calcular el nuevo instante de cálculo de la acción derivativa.

Paso 4.5. Calcular la señal de error $e(k) = r(k) - s(k)$, donde $r(k)$ es la señal de referencia y $s(k)$, puede ser $y_m(k)$ o $u_d(k)$ dependiendo del tipo de controlador.

Paso 4.6. Si existe acción derivativa y el controlador es de tipo PID interactivo o no interactivo: Si en el instante k no hay que calcular la acción, se hará $u_d(k) = u_d(k - 1)$ en otro caso calcular el valor de dicha acción $u_d(k)$ evaluando su ecuación en diferencias (considerando el retardo, si procede), tomando como entrada la señal de error y calcular el siguiente instante de cálculo de la acción derivativa.

Paso 4.7. Si existe acción proporcional: Si en el instante k no hay que calcular la acción, se hará $u_p(k) = u_p(k - 1)$ en otro caso calcular el valor de dicha acción $u_p(k)$ evaluando su ecuación en diferencias (considerando el retardo, si procede), tomando como entrada:

- 1) La señal de error, para controladores interactivos de tipo PI-D y no interactivos de tipo PID o PI-D.
 - 2) La señal de medida, para controladores de no interactivos de tipo I-PD.
 - 3) La acción derivativa, para controladores interactivos de tipo PID o I-PD.
- Calcular el nuevo instante de aplicación de la acción proporcional.

Paso 4.8. Si existe acción integral: Si en el instante k no hay que calcular la acción, se hará $u_i(k) = u_i(k - 1)$ en otro caso calcular el valor de dicha acción $u_i(k)$ evaluando su ecuación en diferencias (considerando el retardo, si procede), tomando como entrada:

- 1) La señal de error, para controladores interactivos de tipo PI-D y no interactivos de tipo PID, PI-D o I-PD.
 - 2) La acción derivativa, para controladores interactivos de tipo PID o I-PD.
- Calcular el nuevo instante de aplicación de la acción integral.

Paso 4.9. Calcular la señal de control $u(k) = u_p(k - d) + u_i(k - d) + u_d(k - d)$, siendo d el retardo al aplicarla. Si el controlador es interactivo de tipo PI-D o IP-D, en la suma no aparecerá la acción derivativa.

Paso 4.10. Si $u(k)$ sobrepasa los límites de saturación, aplicar el método seleccionado para su tratamiento. Si en el instante k no hay que calcular la medida, se hará $u_a(k) = u_a(k - 1)$ en otro caso calcular la salida del actuador $u_a(k) = u_a$:

1) $u_a(k) = u(k)$, si no hay saturación.

2) $u_a(k)$ igual al valor superior, si hay saturación.

Calcular el nuevo instante de aplicación de la señal del actuador.

Paso 4.11. Sumar a la salida del actuador la perturbación de carga. La salida resultante será la entrada del proceso.

Esta variación permite incorporar dentro del modelo de simulación el controlador PID-G funcionando con la estructura seleccionada y los seis parámetros que lo definen como variables que condicionan el comportamiento del sistema en lazo cerrado.

4.3.3. Funciones de transferencia

El diagrama de bloques, que representa el modelo simulado del lazo cerrado del sistema con muestreo no convencional implementando un controlador PID (ver *figura 4.8*), contiene bloques cuyo funcionamiento está condicionado por unas funciones propias. Estas permiten, mediante la ejecución secuencial, simular el comportamiento de cada uno de los bloques.

Las ecuaciones que se representan dentro de esas funciones se obtienen a partir de los modelos adaptados de los elementos del lazo. En esta sección se trata con detalle el tipo de ecuaciones que se implementan para conseguir una correcta simulación del bloque de control para distintos esquemas de muestreo.

El controlador se supone de naturaleza discreta y su comportamiento será diseñado para lograr el cumplimiento de ciertas especificaciones de funcionamiento, cuando se produzcan pérdidas en los requisitos temporales, por lo que en una primera aproximación del controlador PID considerado se debe permitir que las distintas acciones de control funcionen en modo no convencional, donde los muestreadores de cada una de las acciones de control se aplican de forma independiente.

Las funciones de transferencia de las distintas acciones pueden ser cualesquiera siempre que permitan alcanzar el objetivo de cada acción. Se presentan algunas funciones de transferencia continuas y discretas para las acciones: proporcional P, integral I y derivativa D.

Para incorporar variaciones de los periodos de muestreo se define una ecuación en diferencias de forma general aplicable a cada acción de control y se incorpora como parte del modelo de simulación.

Tabla 4.1. Acciones de control continuo

ACCIÓN	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA
P	$G_P(s) = K_p$
I	$G_I(s) = \frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{1}{s} = K_i \cdot \frac{1}{s}$
D	$G_D(s) = K_p \cdot T_d \cdot s = K_d \cdot s$
D con filtro	$G_D(s) = K_p \cdot T_d \cdot \frac{s}{\alpha \cdot T_d \cdot s + 1} = K_d \cdot \frac{s}{\beta \cdot s + 1}$
D para controladores interactivos	$G_D(s) = \frac{T_d \cdot s + 1}{\alpha \cdot T_d \cdot s + 1}$

En las expresiones de la *tabla 4.1* se distinguen los siguientes parámetros:

- 4) Ganancia proporcional, K_p , ganancia integral, $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ y ganancia derivativa, $K_d = K_p \cdot T_d$.
- 5) Constante de tiempo integral, T_i , constante de tiempo derivativa, T_d y factor de filtro de la acción derivativa, $\beta = \alpha \cdot T_d$.

Tabla 4.2. Transformaciones para las acciones de control discreto

TRANSFORMACIÓN	EXPRESIÓN
Euler	$s = \frac{1}{T} (z - 1)$
Rectangular	$s = \frac{1}{T} \frac{(z - 1)}{z}$
Bilineal	$s = \frac{2}{T} \frac{(z - 1)}{z + 1}$

Tabla 4.3. Acciones de control discreto

ACCIÓN	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA
P, Euler, Rectangular, Bilineal	$G_P(z) = K_p$
I, Euler	$G_I(z) = K_i \cdot T \cdot \frac{1}{z-1}$
I, Rectangular	$G_I(z) = K_i \cdot T \cdot \frac{z}{z-1}$
I, Bilineal	$G_I(z) = \frac{K_i \cdot T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$
D, Euler (no es posible)	$G_D(z) = \frac{K_d}{T} \cdot (z-1)$
D, Rectangular	$G_D(z) = \frac{K_d}{T} \cdot \frac{z-1}{z}$
D, Bilineal	$G_D(z) = \frac{2K_d}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}$
D con filtro, Euler	$G_D(z) = \frac{K_d}{\beta} \cdot \frac{z-1}{z+(T/\beta-1)}$
D con filtro, Rectangular	$G_D(z) = \frac{K_d}{\beta+T} \cdot \frac{z-1}{z-\beta/(\beta+T)}$
D con filtro, Bilineal	$G_D(z) = \frac{2K_d}{2\beta+T} \cdot \frac{z-1}{z+(T-2\beta)/(2\beta+T)}$
D interactivos, Euler	$G_D(z) = \frac{\frac{1}{\alpha} \cdot z + \frac{T}{\alpha \cdot T_d} - \frac{1}{\alpha}}{z + \frac{T}{\alpha \cdot T_d} - 1}$
D interactivos, Rectangular	$G_D(z) = \frac{\frac{T_d+T}{\alpha \cdot T_d+T} \cdot z - \frac{T_d}{\alpha \cdot T_d+T}}{z - \frac{\alpha \cdot T_d}{\alpha \cdot T_d+T}}$
D interactivos, Bilineal	$G_D(z) = \frac{\frac{2T_d+T}{2\alpha \cdot T_d+T} \cdot z + \frac{T-2T_d}{2\alpha \cdot T_d+T}}{z + \frac{T-2\alpha \cdot T_d}{2\alpha \cdot T_d+T}}$

En la *tabla 4.3* las funciones de transferencia discreta de las distintas acciones, se obtienen utilizando las transformaciones de la *tabla 4.2* aplicadas a las funciones de transferencia de la *tabla 4.1*. En el caso del controlador PID-G donde los esquemas de muestreo de las acciones son uniformes, se pueden utilizar las funciones de transferencia de la *tabla 4.1* haciendo $T = T_a$, siendo T_a el periodo de cada acción.

En la *tabla 4.3* se observa como la transformación de Euler no puede utilizarse para discretizar la acción derivativa sin filtro ya que el resultado de su aplicación lleva a una ecuación en diferencias no causal. Por otra parte, de dicha tabla se desprende que cualquier acción se puede expresar mediante la función de transferencia:

$$G_a(z) = \frac{u_a(z)}{s_a(z)} = K \cdot \frac{b_1 \cdot z + b_0}{z + a_0} \quad (4.1)$$

De forma general, el periodo T_a con que se calcula cada acción, afecta a la distancia temporal entra las muestras de entrada $s_a(k_a \cdot T_a)$ y de salida $u_a(k_a \cdot T_a)$ y a los parámetros b_1, b_0, a_0 y K .

A partir de la función de transferencia de cada acción, se obtiene la ecuación en diferencias que permite calcular su salida u_a en el instante $k_a \cdot T_a$ considerando el valor de ésta en el instante anterior $(k_a - 1) \cdot T_a$ y de los valores de su entrada s_a en los instantes $k_a \cdot T_a$ y $(k_a - 1) \cdot T_a$.

La expresión general de la ecuación en diferencias de una acción es la siguiente:

$$u_a(k_a \cdot T_a) = -a_0 \cdot u_a((k_a - 1) \cdot T_a) + K \cdot [b_1 \cdot s_a(k_a \cdot T_a) + b_0 \cdot s_a((k_a - 1) \cdot T_a)] \quad (4.2)$$

Esta expresión permite obtener la ecuación en diferencias de una acción determinada, variando los parámetros b_1, b_0, a_0 y K para cada caso concreto.

El objetivo de esta sección es obtener la función de transferencia de una acción multifrecuencia, cuando ésta se calcula a periodo T_a , estando muestreadas su entrada s_a y su salida u_a al mismo periodo T , siendo $T = m_a \cdot T_a$ con m_a entero.

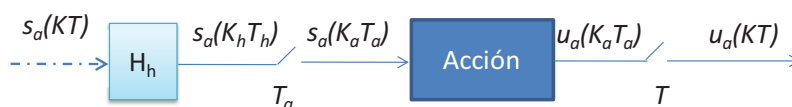


Figura 4.16. Acción de control a periodo T

En el caso en el que la relación entre los periodos T_a y T no sea conmensurable es necesario incluir un retenedor H después del bloque de la acción.

donde S_{m_a-1} es:

$$S_{m_a-1} = 1 - a_0 + a_0^2 - a_0^3 + \dots + a_0^2 + (-a_0)^{m_a-2} = 1 - a_0(S_{m_a-1} - (-a_0)^{m_a-2}) \quad (4.6)$$

resultando:

$$S_{m_a-1} = K' \cdot \frac{(-a_0)^{m_a-1} - 1}{a_0 + 1} \quad (4.7)$$

Por otra parte, si la salida de la acción $u_a(k_a T_a)$, calcula a periodo T_a , coincide con la salida de la acción $u_a(kT)$, calculada a periodo T , en los instantes en que $k \cdot T = k_a \cdot T_a$, se puede poner:

$$u_a(kT) = (-a_0)^{m_a} \cdot u_a((k-1)T) + K \cdot [b_1 \cdot s_a(kT) + (b_0 - a_0(b_1 + b_0)S_{m_a-1}) \cdot s_a((k-1)T)] \quad (4.8)$$

que es de la forma:

$$u_a(k \cdot T) = -a'_0 \cdot u_a((k-1) \cdot T) + K' \cdot [b'_1 \cdot s_a(k \cdot T) + b'_0 \cdot s_a((k-1) \cdot T)] \quad (4.9)$$

de donde se obtiene que la función de transferencia de la acción a periodo T es:

$$G_a(z) = K' \cdot \frac{b'_1 \cdot z + b'_0}{z + a'_0}$$

$$K' = K$$

$$b'_1 = b_1$$

$$b'_0 = b_0 + a_0 \frac{b_1 + b_0}{a_0 + 1} [(-a_0)^{m_a-1} - 1]$$

$$a'_0 = -(-a_0)^{m_a} \quad (4.10)$$

En la *tabla 4.4* se muestran algunas funciones de transferencia para las acciones de control PID, donde los periodos de cálculo de las acciones multifrecuencia proporcional, integral y derivativa se denotan por $T_{prp} = T / m_{prp}$, $T_{int} = T / m_{int}$ y $T_{der} = T / m_{der}$ respectivamente.

Estas funciones de transferencia que se obtienen coinciden con las generadas por otros autores y son un caso particular en el que las acciones de control están muestreadas a periodos submúltiplos del periodo marco, por lo que corrobora la validez de la formulación desarrollada en el caso presentado al ser equivalente en su formulación al obtenido por otras técnicas de modelado [Cue04a].

Tabla 4.4. Acciones de control discreto

ACCIÓN	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA
P	$G_P(z) = K_p$
I, Rectangular	$G_I(z) = \frac{K_i \cdot T}{m_{int}} \cdot \frac{z + m_{int} - 1}{z - 1}$
I, Bilineal	$G_I(z) = \frac{K_i \cdot T}{2m_{int}} \cdot \frac{z + 2m_{int} - 1}{z - 1}$
D, Rectangular	$G_D(z) = \frac{K_d \cdot m_{der}}{T} \cdot \frac{z - 1}{z}$
D, Bilineal	$G_D(z) = \frac{2K_d \cdot m_{der}}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}$
D con filtro, Rectangular	$G_D(z) = \frac{K_d}{\beta + T/m_{der}} \cdot \frac{z - 1}{z - (\beta/(\beta + T/m_{der}))^{m_{der}}}$
D con filtro, Bilineal	$G_D(z) = \frac{2K_d}{2\beta + T/m_{der}} \cdot \frac{z - 1}{z - (-(T/m_{der} - 2\beta)/(T/m_{der} + 2\beta))^{m_{der}}}$

En este caso, el estudio del comportamiento de la acción a periodo T , se puede realizar en modo multifrecuencia con las acciones de control de la *tabla 4.3* o en modo monofrecuencia con las acciones de control de la *tabla 4.4*.

Por otra parte, si se comparan las *tablas 4.3* y *4.4*, se observa que al hacer $m_{int} = m_{der} = 1$ las respectivas funciones de transferencia de dichas tablas coinciden. Por lo que la *tabla 4.3* se puede considerar como un caso particular de la *tabla 4.4*. Asimismo, se observa que al hacer $m_{int} = 2$ en la *tabla 4.4*, resulta la misma acción integral que al aplicar la transformación bilineal a la función de transferencia de la acción integral continua.

En este caso se puede plantear la equivalencia entre patrones monofrecuencia y multifrecuencia a partir de la formulación desarrollada. Si tenemos un PID monofrecuencia sintonizado a periodo T y por diferentes circunstancias se desea implementar un PID multifrecuencia donde los periodos de muestreo de cada una de las acciones de control son $T_{prp} = T / m_{prp}$, $T_{int} = T / m_{int}$ y $T_{der} = T / m_{der}$, es sencillo alcanzar la sintonía del lazo si se modifican los valores de las ganancias del controlador. A partir de las funciones de transferencia analizadas, se establece la existencia de una aplicación lineal entre los nuevos parámetros de control que se

determinan para valores fijos de los periodos de muestreo de la acción integral y derivativa. Se trata de una aplicación $f: \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3$

$$f(K_p, K_i, K_d) = \begin{pmatrix} 1 & T - \frac{T}{m_{int}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{m_{der}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} K_p \\ K_i \\ K_d \end{pmatrix} = (K'_p, K'_i, K'_d) \quad (4.11)$$

Si el objetivo en la búsqueda de equivalencia entre controladores pasa a ser encontrar un PID monofrecuencia que tenga un modo de funcionamiento análogo al multifrecuencia, la respuesta no es afirmativa en todos los casos.

El punto inicial es que se ha conseguido un controlador PID multifrecuencia sintonizado cuyos parámetros de control son K'_p, K'_i y K'_d con periodos de muestreo son fijados de antemano como $T_{prp} = T / m_{prp}, T_{int} = T / m_{int}$ y $T_{der} = T / m_{der}$. En este caso se busca un controlador PID monofrecuencia a periodo T que permita que el lazo cerrado cumpla con las mismas especificaciones. Para que la respuesta sea afirmativa tienen que darse dos condiciones:

La primera es que aplicación lineal definida (ver ecuación 4.11) permita el cálculo de su aplicación lineal inversa. Esto siempre se satisface ya que la matriz asociada a la aplicación lineal es de rango completo, lo que nos permite concluir que la aplicación es biyectiva y la aplicación lineal inversa que se obtiene, está definida del siguiente modo $f^{-1}: \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3$:

$$f^{-1}(K'_p, K'_i, K'_d) = \begin{pmatrix} 1 & -\left[T - \frac{T}{m_{int}}\right] & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & m_{der} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K'_p \\ K'_i \\ K'_d \end{pmatrix} = (K_p, K_i, K_d) \quad (4.12)$$

La segunda es que la propia relación analítica que se establece entre los parámetros tenga como restricción asociada que los nuevos parámetros del controlador sean positivos. Esta condición puede incumplirse en determinados casos en los que el valor de la ganancia proporcional K_p puede hacerse negativo ya que su valor está condicionado por el valor de las ganancias proporcional e integral, K'_p y K'_i del controlador PID multifrecuencia.

Se puede concluir que a partir de un PID multifrecuencia sintonizado, con el que obtenemos unas especificaciones determinadas, no siempre es factible obtener un PID monofrecuencia equivalente a un periodo T , cuando se esté utilizando en un lazo de control monofrecuencia donde la implementación del PID obliga a que los periodos de muestreo de las señales de las acciones del controlador sean submúltiplos del periodo marco T .

4.4. Escenarios con controlador PID-G

A partir del experimento base desarrollado en el capítulo 3, se organiza esta sección considerando el conjunto de situaciones temporales que se han identificado por provocar que el sistema tenga un comportamiento no deseado.

La *tabla 4.5* presenta los casos con los que se trabaja en esta sección. Hay tres situaciones de análisis. La primera S1 es monofrecuencia, la segunda denotada S2 es cuando el comportamiento del sistema es multifrecuencia y la tercera S3 trata a sistemas que tienen muestreos cíclicos en la entrada del proceso, la salida del controlador o ambas.

Tabla 4.5. *Esquemas de muestreo en la medida y la actuación*

<i>Casos</i>	T_y	T_u	d_y	d_u
<i>S1-CASO I</i>	0.35	0.35	0	0
<i>S1-CASO II</i>	0.35	0.35	0.05	0
<i>S1-CASO III</i>	0.35	0.35	0	0.1
<i>S2-CASO I</i>	0.131	0.35	0	0
<i>S2-CASO II</i>	0.215	0.35	0	0
<i>S2-CASO III</i>	0.35	0.105	0	0
<i>S2-CASO VI</i>	0.35	0.214	0	0
<i>S3-CASO I</i>	0.35	0.1, 0.06	0	0
<i>S3-CASO II</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.35	0	0
<i>S3-CASO III</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.341, 0.03, 0.1	0	0

En el caso convencional, cuando el controlador diseñado no tiene el funcionamiento adecuado, es necesario un recálculo de las ganancias del controlador.

En los casos que se presentan, se analiza si es posible variando los valores de los esquemas de muestreo de cada una de las acciones de control (en este caso periodos uniformes) obtener una mejor respuesta que la que se obtiene al implementar un controlador PID clásico (continuo o discreto), lo que justifica plantear este nuevo tipo de controlador PID-G.

Los resultados que aquí se presentan han sido alcanzados utilizando el modelo de simulación propuesto como parte de este trabajo, considerando que las ganancias del controlador se fijan a los valores del controlador clásico y se modifica solo uno de los esquemas de muestreo de cada una de las acciones del controlador.

5.1. Sistema monofrecuencia

En este caso la acción de control tiene el mismo periodo que la medida del proceso por lo que el sistema de control no es multifrecuencia desde el punto de vista externo. El sistema se inestabiliza cuando se encuentra con un periodo de medida muy elevado (CASO I), para el que los parámetros de control del PID sintonizado como un controlador continuo dejan de ser válidos.

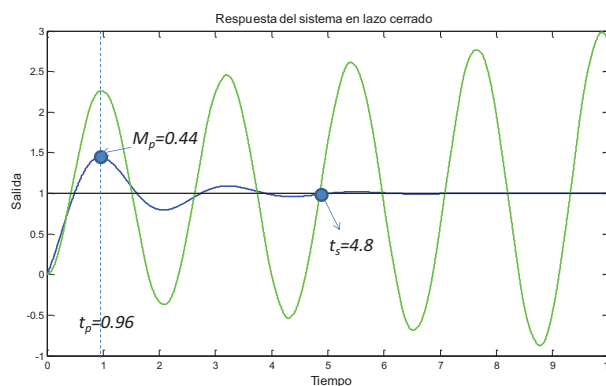


Figura 4.17. Respuesta del sistema en lazo cerrado continuo versus discreto a periodo T

Las variaciones en el periodo de la acción proporcional empeoran la respuesta del sistema salvo que el periodo sea submúltiplo del periodo máximo, en cuyo caso la respuesta es la misma, por lo que no se modifica el esquema de esta acción.

Por el contrario cuando se han variado el periodo de muestreo de la acción integral o de la acción derivativa, se detectan varias circunstancias que disminuyen el valor del error ITAE.

El siguiente gráfico (ver figura 4.18) presenta el valor del error ITAE cuando se modifica el periodo de la acción integral. Todos los valores que quedan por debajo de la línea son valores menores del error, pero no se llega a alcanzar el valor inicial del caso monofrecuencia sintonizado inicialmente $ITAE=1.2$.

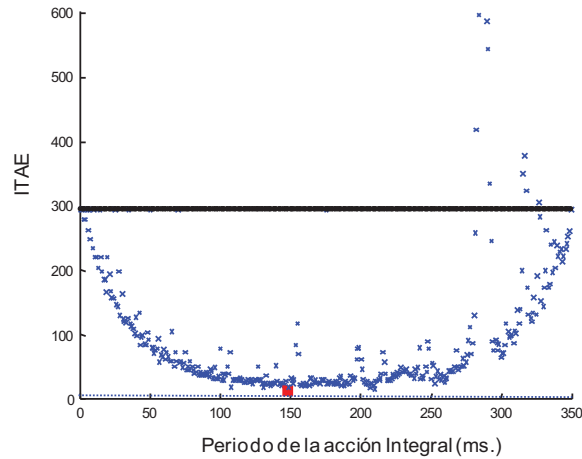


Figura 4.18. T_{int} (periodo acción integral) versus ITAE, S1-CASO I

Análogamente se realiza el procedimiento de análisis variando el periodo de la acción derivativa, pero en este caso solo disminuye el valor de la especificación ITAE en dos casos, cuando el periodo de la acción derivativa es $T_{der} = 175 \text{ ms.}$ decrementa en un 91.34% y para $T_{der} = 140 \text{ ms.}$ que lo hace en un 73.43%, el resto de casos pueden incluso empeorar considerablemente el valor del error.

En la *tabla 4.6.* se presentan dos nuevos controladores PID-G que tienen como ganancias las obtenidas por un método clásico y la acción proporcional se calcula a periodos uniformes ($T_{prop} = 0.35 \text{ seg.}$). Su principal característica es el funcionamiento multifrecuencia interno al controlador.

Tabla 4.6. Ejemplos PID-G en S1-CASO I

Tipo PID	T_{int}	T_{der}	Respuesta
1	0.148	0.35	
2	0.35	0.175	

Las respuestas del sistema en lazo cerrado se representan gráficamente en la *figura 4.19.*

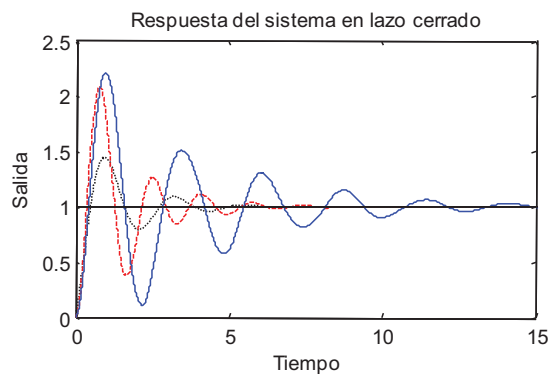


Figura 4.19. Respuesta del sistema S1-CASO I para los PID-G de la Tabla 4.6

Cualquiera de los dos controladores PID-G permiten mejorar la situación de partida en la que considerando las ganancias calculadas aplicando el método de Z-N y considerando el PID discretizado a periodo $T = 0.35 \text{ seg.}$ el sistema se inestabilizaba lo que se traduce en valores del error ITAE muy altos.

La implementación de ambos controladores proporciona de nuevo una respuesta estable, aunque la respuesta no está bien sintonizada. Las señales representadas en la figura 4.20 muestran como el cálculo de las acciones integral y derivativa se realiza a periodos distintos.

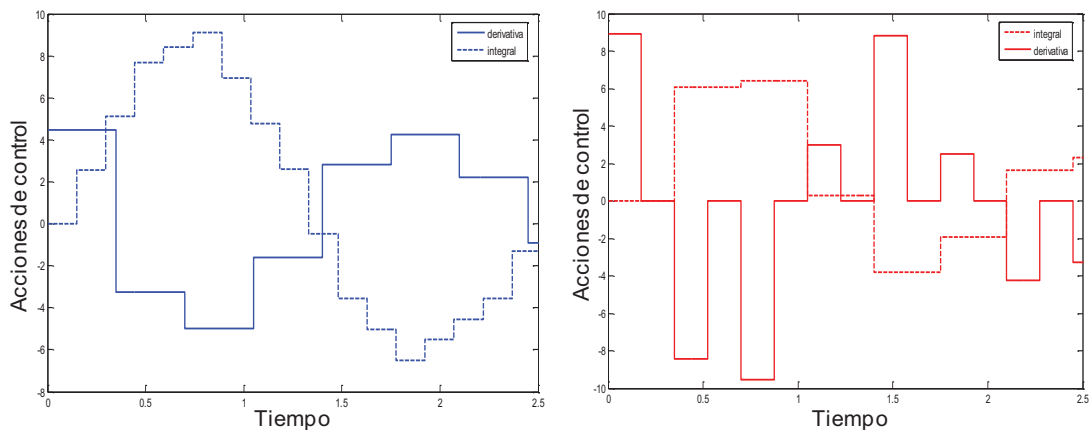


Figura 4.20. Acción integral y derivativa del PID1 (izq.) y PID2 (der.) en S1-CASO I

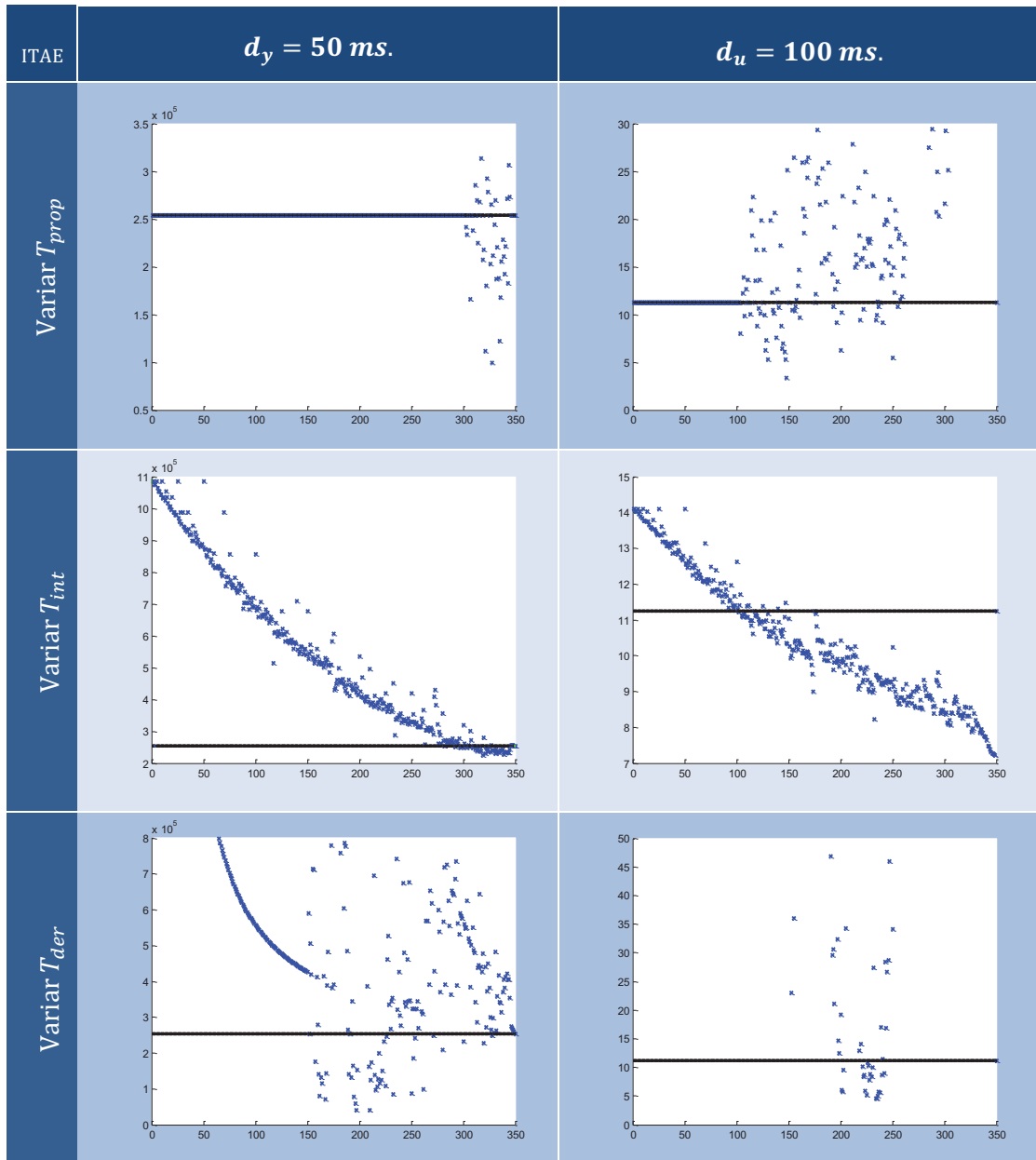
Se debe resaltar que el tipo de control PID donde el periodo de la acción integral es $T_{int} = 0.148 \text{ seg.}$ (PID1) no ha sido considerado por otros autores ya que los periodos internos de control que se modificaban, lo hacían a valores submúltiplos del periodo monofrecuencia $T = 0.35 \text{ seg.}$

Otras circunstancias que se analizan dentro del ámbito monofrecuencia es la aparición de desfases entre la señal de medida y actuación. Estos repercuten por lo general en el deterioro del comportamiento del sistema.

Análogamente al caso anteriormente planteado, se analiza la variación del error ITAE en las gráficas que se presentan a continuación para los dos casos, cuando el retraso lo sufre la señal de medida se presenta en los gráficos de la primera columna y cuando el retraso lo sufre la señal de actuación en la segunda (ver tabla 4.7).

Tabla 4.7. Variación de ITAE implementando varios PID-G S1-CASO II y

CASO III



Los gráficos anteriores indican en cada celda el efecto de trabajar con un controlador en el que cada acción individualmente varía el periodo al que se muestrea. Todas las marcas que quedan por debajo de la línea negra son posibles valores de los periodos de muestreo de cada acción que definen un controlador multifrecuencia que mejora el valor de la especificación, sin alcanzar el objetivo de tener el comportamiento del sistema cuando las señales no están desfasadas.

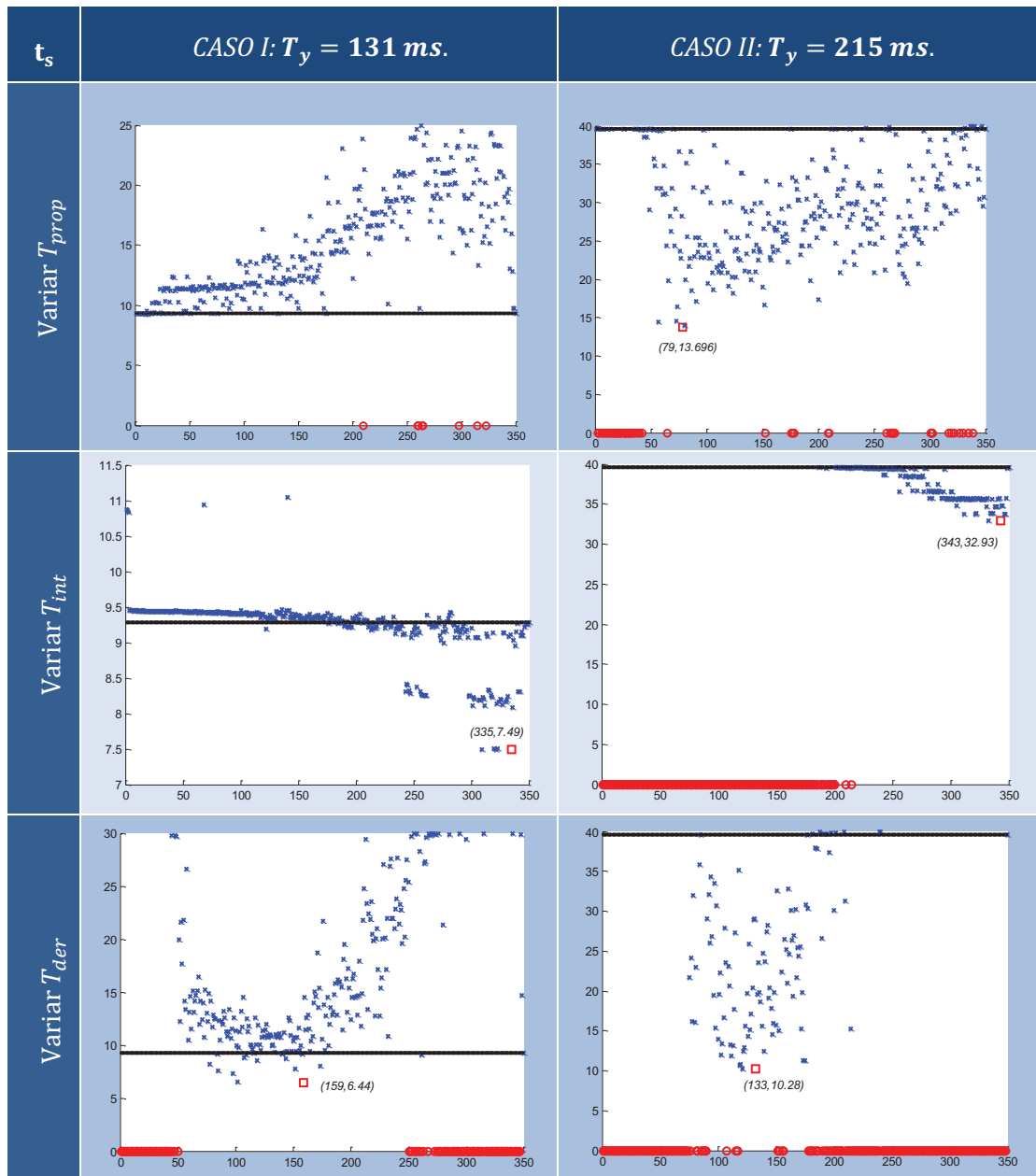
La variación de los muestreadores de las acciones del controlador permite en determinadas circunstancias mejorarla especificación analizada, *ITAE*, pero no es posible establecer una regla general en la selección del periodo.

S2. Sistema multifrecuencia

En esta situación aparece la característica multifrecuencia externa al controlador, cuando el esquema de muestreo de la señal de medida y actuación toma valores constantes pero distintos entre sí. En este caso el valor del periodo máximo se considera $T = 0.35 \text{ seg.}$ y variable uno de los dos periodos externos al controlador, el periodo de medida o el periodo de actuación.

Periodo de medida más lento que el periodo de actuación

Tabla 4.8. Variación de t_s implementando PID-G en S2- CASO I y CASO II



Se consideran dos casos, con el mismo periodo de actuación $T_u = 0.35$, con periodos de medida ($T_y = 0.131$ y $T_y = 0.215$) que repercuten en un mal funcionamiento del sistema. El primer caso *CASO I* el tiempo de asentamiento, como característica de la respuesta a considerar, se empeora en un 141%, el segundo, *CASO II*, es más extremo ya que se pierde en un 641%.

Los gráficos representados en la *tabla 4.8*, muestran el valor de la característica tiempo de asentamiento de la respuesta cuando se modifican los periodos internos de las acciones del controlador PID. Dentro de los gráficos la línea horizontal que se presenta es la especificación que se obtiene al implementar un PID discreto clásico cuando varían los esquemas de muestreo del lazo. En los gráficos los círculos rojos identifican situaciones tanto de sistemas inestables como de aquellos cuyo tiempo de asentamiento es superior al periodo de simulación.

En este ejemplo, dentro del *CASO I*, variar el periodo interno de la acción proporcional no provoca ninguna variación en la respuesta del sistema en lazo cerrado.

La acción integral muestreada a periodo $T_{int} = 335$ ms. mejora la respuesta del sistema en el *CASO I*, acercando el tiempo de asentamiento al valor de partida. Hay pocos valores de la acción integral que provoquen que la especificación tiempo de asentamiento quede fuera del intervalo (9,9.5).

Otra opción que permite el uso del controlador PID-G es modificar el periodo de muestreo de la acción derivativa. Como en el caso monofrecuencia son pocos los valores que mejoran la especificación tiempo de asentamiento ($T_{der} = 159$ ms.).

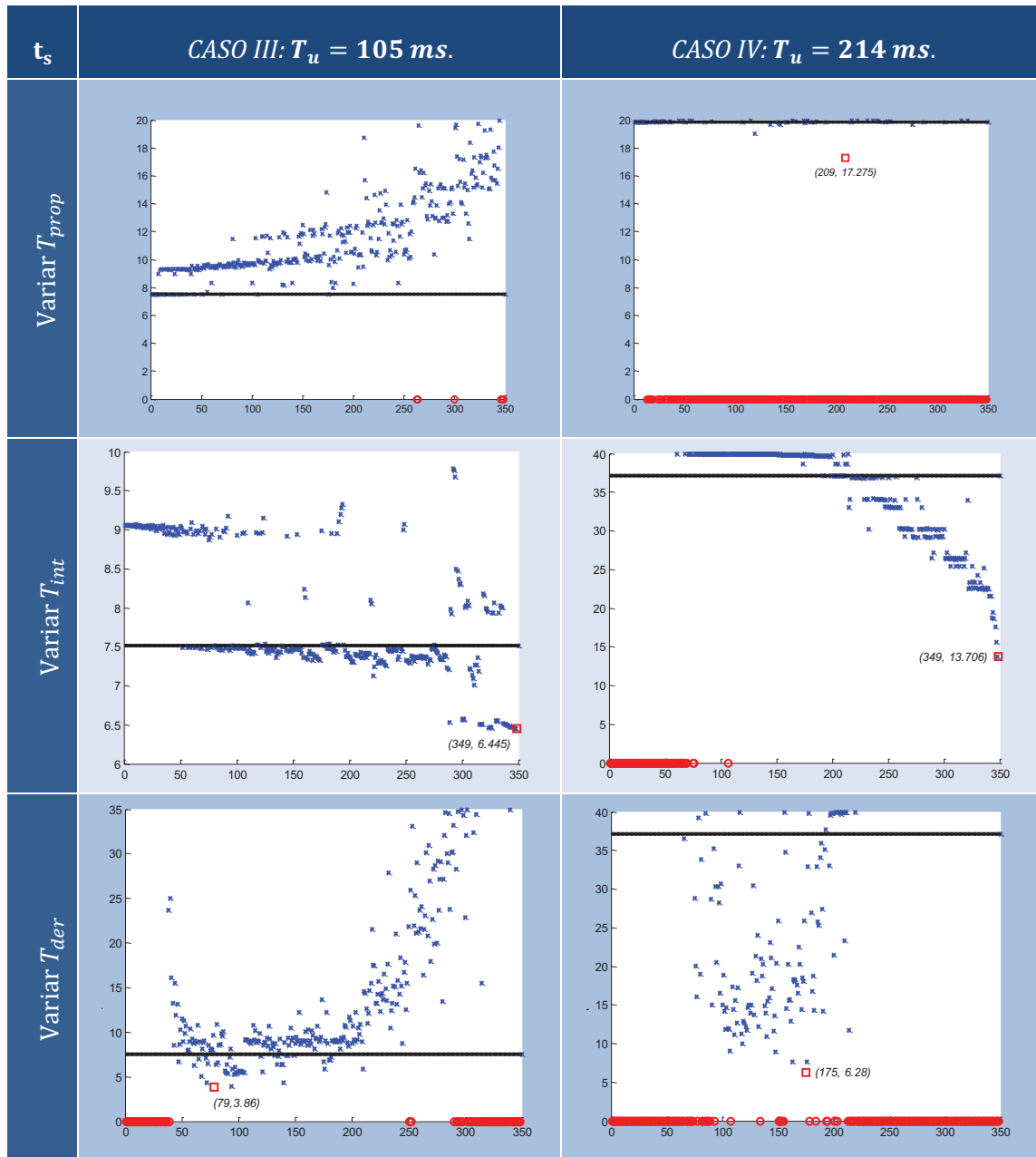
Para el *CASO II*, variar el esquema de muestreo de la acción proporcional ($T_{prop} = 79$ ms.) implica obtener un controlador PID-G que mejora la especificación en un 65%. Si se modifica el esquema de muestreo de la acción integral solo mejora la respuesta en la última parte del intervalo de los periodos posibles considerados (i.e. (210,350]) y el mejor tiempo de asentamiento se alcanza consigue al aplicar el periodo uniforme $T_{int} = 343$ ms. El mejor resultado se obtiene cuando la acción derivativa se muestrea cada $T_{der} = 133$ ms. la respuesta del sistema se aproxima más a la ideal monofrecuencia que se desea alcanzar. El valor de la especificación se recupera a $t_s = 10.28$ seg.

La mejora es importante en todos los casos presentados y es destacable la aportación que tiene sobre el sistema la variación el esquema de muestreo de la acción proporcional, no considerada por otros autores.

Periodo de actuación más lento que periodo de medida

Se consideran dos casos con el mismo periodo de medida $T_y = 0.35$ y dos periodos de actuación seleccionados porque son esquemas que repercuten en un mal funcionamiento del sistema ($T_u = 0.105$ y $T_u = 0.214$).

Tabla 4.9. Variación de t_s implementando PID-G: S2- CASO III y CASO IV



Dentro del *CASO III*, la respuesta mejora con el esquema de muestreo a periodo de la acción integral 349 ms, aunque es una variación leve en el tiempo de asentamiento de 1 seg., por el contrario en el caso de variación del periodo que define el esquema de muestreo de la acción derivativa el comportamiento del sistema es indeseable en la mayoría de los casos. En este caso se recupera el valor de la especificación con la variación del periodo del esquema de muestreo de la acción derivativa en $T_{der} = 0.079 \text{ seg.}$

El comportamiento en el *CASO IV* es análogo al anterior, la acción integral solo mejora la respuesta del sistema cuando se muestrea en la segunda parte del intervalo (200, 350], el mejor valor a considerar es $T_{int} = 349 \text{ ms.}$ En el caso de la acción derivativa es menor el grupo de valores que recuperan el valor de la especificación tiempo de asentamiento de la respuesta en lazo cerrado, pero destaca el caso del periodo $T_{der} = 175 \text{ ms.}$ para el que se mejora el comportamiento del sistema con $t_s = 6.28 \text{ seg.}$ En este ejemplo la variación del periodo de muestreo sobre la acción proporcional al valor $T_{prop} = 209 \text{ ms.}$ produce una ligera mejora en el comportamiento del sistema.

Esquemas de muestreo MF recomendados para el control PID-G

Los anteriores ejemplos son una muestra de la dificultad de encontrar cuales son las mejores condiciones para determinar una mejora del sistema multifrecuencia al implementar un controlador PID-G, para todos los casos que se presentan.

Cada variación del periodo de medida o actuación respecto al periodo máximo, plantea un nuevo caso para analizar. Si se considera el caso en el que el periodo de medida es menor que el periodo de actuación, hay 350 casos (considerando tres cifras significativas) sobre los que probar un tipo de controlador multifrecuencia en el que se modifiquen solo los periodos internos de las acciones del controlador. Pero si se considera los problemáticos como los casos en los que la característica de la respuesta en lazo cerrado, tiempo de asentamiento, aumenta su valor en más de un 100%. El gráfico de la *figura 4.21* presenta los resultados y el problema aparece con valores en los que el periodo de muestreo de la medida es superior o igual a $T_y = 103 \text{ ms.}$

Dentro de esta sección se propone una regla general para determinar esquemas de muestreo distintos que permitan mejorar el comportamiento del sistema. Considerar los esquemas de muestreo de la acción proporcional e integral al periodo máximo del lazo y el esquema de muestreo de la derivativa se modifique según el periodo diferente al periodo máximo que se encuentre en el lazo.

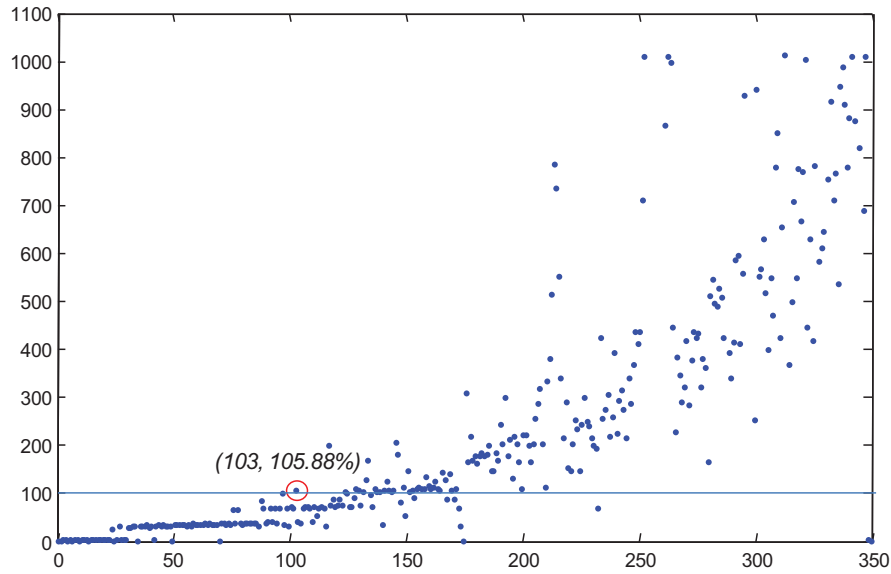


Figura 4.21. Periodo de medida versus variación en % de t_s

En los casos establecidos como problemáticos se aplica la regla propuesta y los resultados se muestran a continuación:

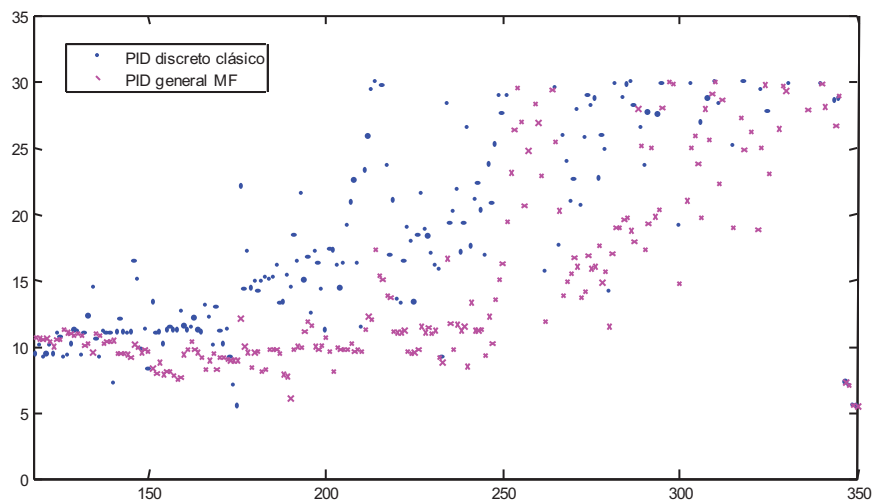


Figura 4.22. Periodo de medida versus t_s

A partir de las experiencias seleccionadas se establecen las siguientes conclusiones:

- 1) Experimentos con tiempo de asentamiento superior al tiempo de simulación (30 seg.): 55 casos con PID clásico frente a los 23 casos con PID-G.

2) En los 234 experimentos analizados se mejora en 215 casos la especificación tiempo de asentamiento.

Este ejemplo concreto reitera la importancia de considerar un controlador PID discreto general.

S3- Sistema con muestreo no convencional

Este último caso considera como posibilidad implementar el control PID-G con muestreo no convencional dentro de los esquemas de muestreo de las acciones de forma individual además de realizar el análisis de las variaciones de los periodos uniformes para cada situación que se plantea.

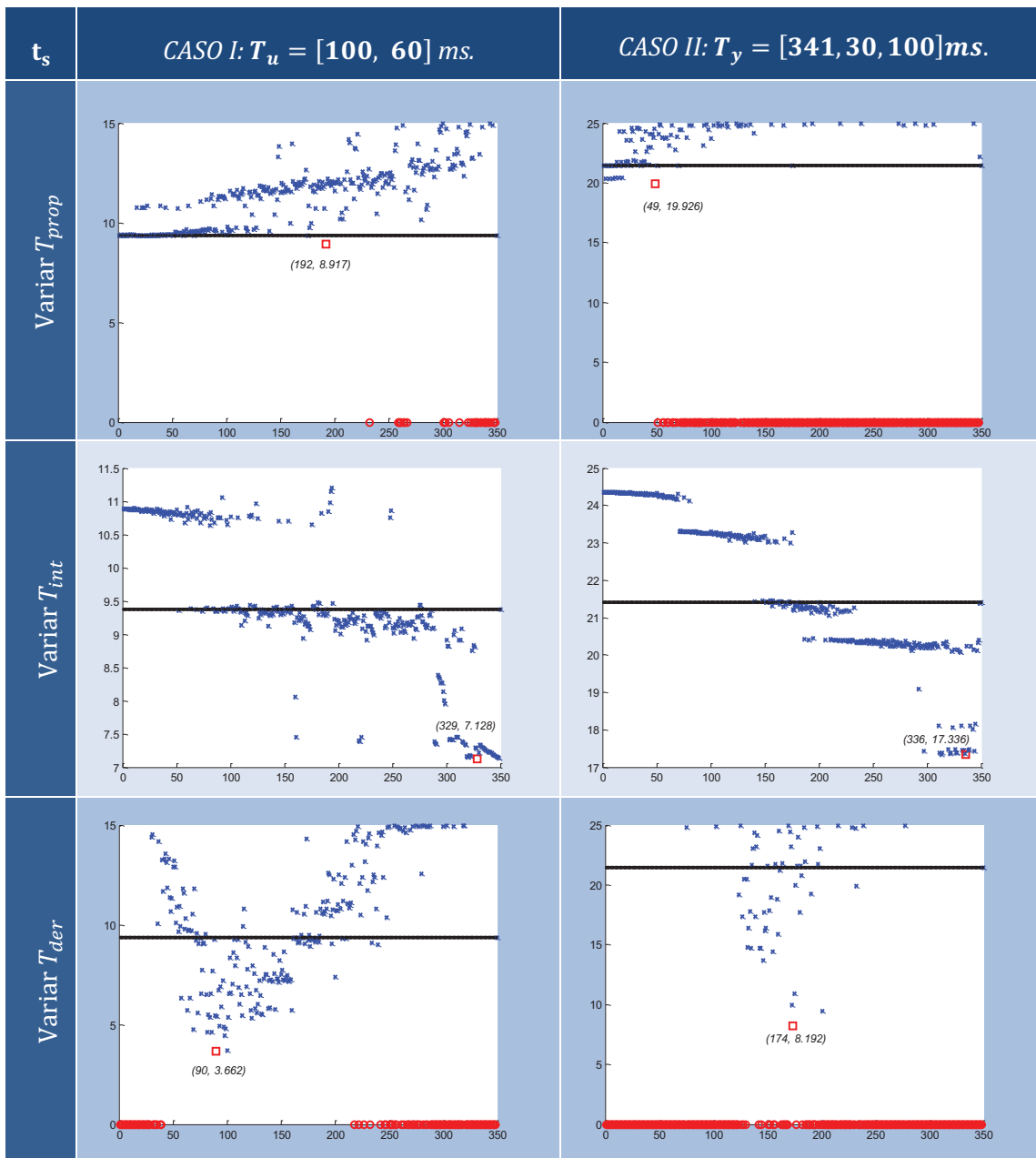
La única restricción de partida en los ejemplos, es que cada uno de los periodos que forman parte del esquema de muestreo no uniforme son menores que el periodo máximo considerado, que en nuestro ejemplo es $T = 0.35$ seg.

En los siguientes ejemplos se parte de un conjunto de situaciones identificadas donde aparece un tipo de muestro no convencional, multifrecuencia no uniforme. No es exactamente PVT, ya que en los casos en los que la literatura habla de este tipo de esquemas se repite el patrón en el periodo marco y su valor será el del otro periodo involucrado en el lazo de control. El periodo de medida o de actuación es variable de forma no uniforme pero cíclica en el tiempo, no convencional (NC).

Se presentan en detalle dos casos con muestreo cíclico, el primero en la señal de actuación (*CASO I*) y el segundo en la señal de medida (*CASO II*), con el mismo planteamiento que en el caso multifrecuencia, determinar distintos esquemas de muestreo en las acciones de control con las ganancias clásicas fijas para mejorar el comportamiento del sistema en lazo cerrado.

El esquema de muestreo no uniforme en la señal de actuación $T_u = [0.1, 0.06]$ seg. y periodo uniforme sobre la medida con $T_y = 0.35$ seg. implica que se deteriore la especificación considerada, tiempo de asentamiento, de $t_s = 5.4$ a 9.4 seg.


Tabla 4.10. Variación de t_s implementando PID-G en S3- CASO I y CASO II



Los tres casos en los que se varía el periodo de muestreo de la acción proporcional, integral y derivativa mostrados en la *tabla 4.10* indican que para los periodos, $T_{prop} = 0.192$ seg., $T_{int} = 0.329$ seg. y $T_{der} = 0.09$ seg., se mejora la respuesta en lazo cerrado, en los dos primeros casos de forma moderada (5 y 24 %) y el tercer caso obtiene un tiempo de asentamiento mejor al clásico de partida, mejora la especificación en un 61%.

Dentro de este caso es posible determinar otro tipo de PID-G donde las acciones tengan un muestreo no uniforme. Se presentan algunos ejemplos obtenidos a partir del PID clásico y con la acción proporcional invariante ($T_{prop} = 0.35$ seg.):

Tabla 4.11. Patrones internos del PID aplicado para S3-CASO I

Tipo PID	T_{int}	T_{der}	Respuesta
1	0.35	0.35	
2	0.35	0.1, 0.06	
3	1.001	0.1, 0.06	

La figura 4.23 presenta la respuesta del sistema en lazo cerrado, considerando los distintos patrones de muestreo de las acciones de control presentados en la Tabla 4.3. En azul, con línea continua, se muestra cual es la respuesta del sistema en lazo cerrado cuando estaba correctamente sintonizada y en verde el deterioro de la respuesta al considerar la situación no convencional con el PID discreto, que se representa con PID1.

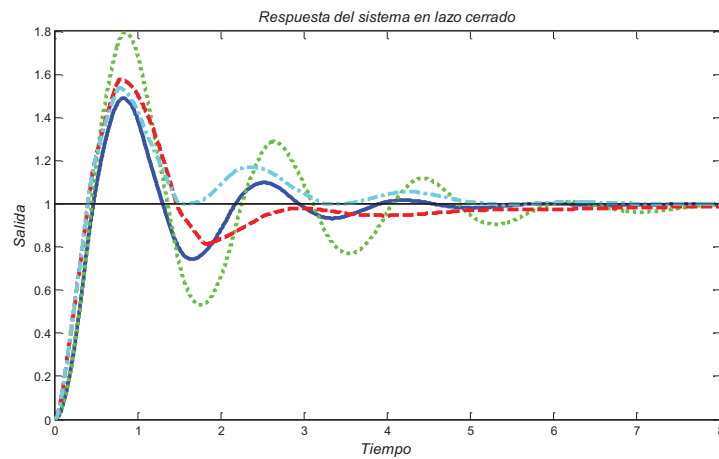


Figura 4.23. Respuesta Ideal (—), PID1 (.....), PID2 (-.-), PID3(-.-)

Los dos PID generales propuestos con características distintas: uno con muestreo no convencional dentro de la acción derivativa del controlador manteniendo la acción integral al periodo inicial, denominado PID2 (PID de tipo 2) y otra alternativa variando el muestreador de la acción integral, el PID3 (PID de tipo 3), mejoran la respuesta. El efecto no convencional incluido en la acción derivativa, repercute en una mejora de la respuesta.

La figura 4.24 muestra como el cálculo de las acciones integral y derivativa se realiza a periodos distintos y no uniformes para cada controlador PID-G propuesto.

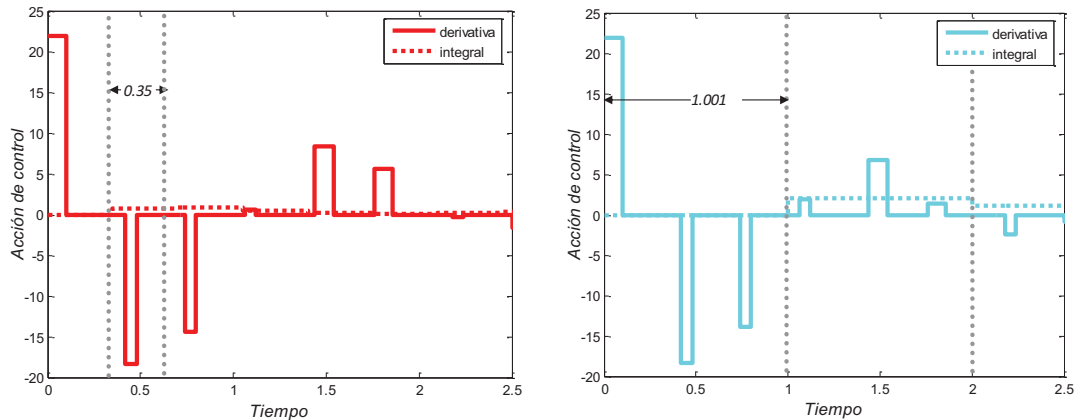


Figura 4.24. Señal de la acción integral y derivativa para PID2(izq.) y PID3(der.)

En ambos gráficos (ver figura 4.24) se destaca el caso de la acción derivativa, la señal es multifrecuencia no uniforme y cíclica. En el caso de PID2 entre dos instantes de muestreo el periodo cambia de 100 ms a 60 ms. cada 160 ms. (periodo de ciclo). Este mismo efecto de la acción derivativa se observa para el PID3 y se le suma un aumento del periodo de muestreo de la acción integral respecto al valor del periodo máximo.

El último caso, en el que existe un patrón no uniforme en la señal de medida y actuación, $T_y = T_u = [0.341, 0.03, 0.1]$ seg. tiene en común con los anteriores ejemplos que el utilizar un controlador PID discreto clásico, sintonizado en monofrecuencia, inestabiliza al sistema. En este caso la variación individual de cada uno de los esquemas de muestreo de las acciones del controlador no proporciona resultados satisfactorios. La inestabilidad el sistema continúa para cualquier variación del periodo interno de la acción integral. Por el contrario el periodo de la acción proporcional $T_{prop} = 0.157$ seg. proporciona un controlador que estabiliza el sistema reduciendo el valor del error ITAE a 5.34 pero con un tiempo de asentamiento muy elevado. Es interesante el caso del PID-G calculado a partir del PID clásico modificando el periodo de la acción derivativa, $T_{der} = 0.187$ seg. En este caso el error ITAE se reduce hasta 1.66 y alcanza el estacionario en 14 seg.

La lejanía de la respuesta en todos los casos, respecto a la situación ideal de partida, motiva la búsqueda de un PID-G especial respecto a los restantes presentados en este capítulo. Mediante el uso del modelo de simulación es posible encontrar un controlador PID-G en el que todos los periodos de muestreo internos son distintos al periodo máximo, e.g. $T_{prop} = 731$ ms., $T_{int} = 807$ ms. y $T_{der} = 172$ ms. (NC PID-G).

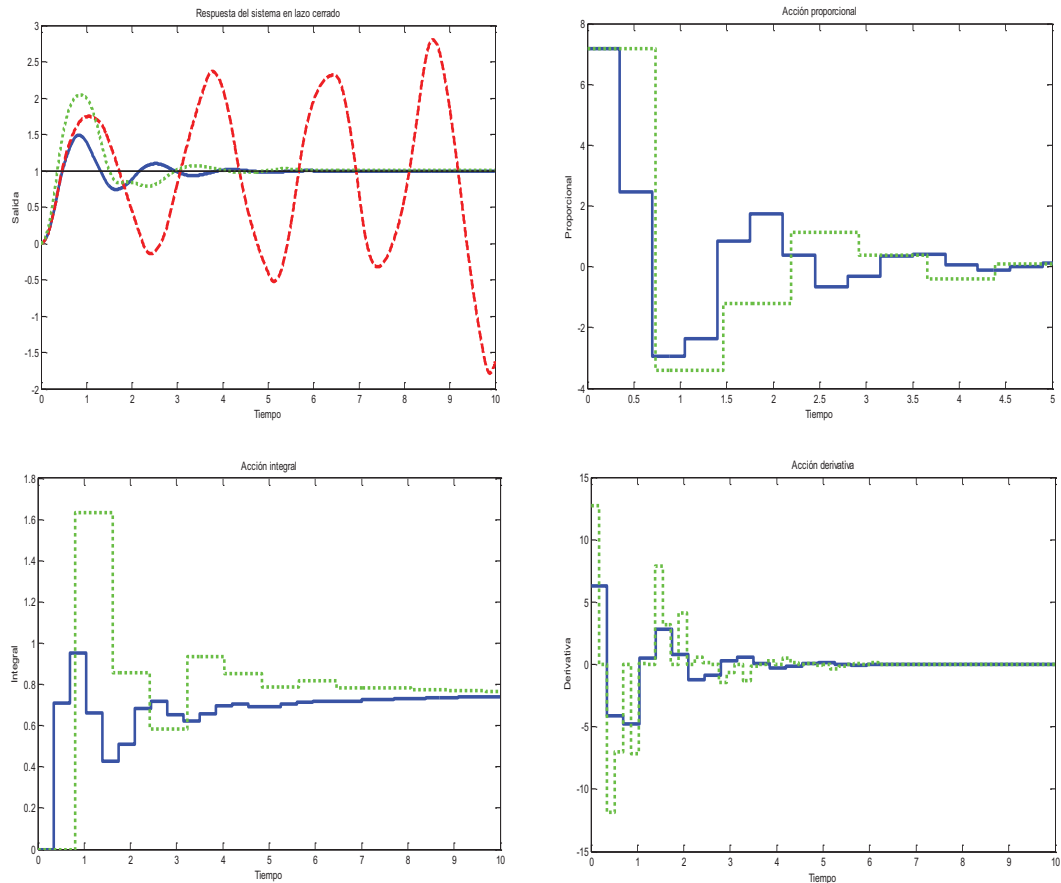


Figura 4.25. Respuesta del sistema, acción proporcional, integral y derivativa en los casos Mono (—), NC+PID clásico (---), NC+PID-G (····)

La figura 4.25 presenta las señales de la respuesta del sistema y de la acción proporcional, integral y derivativa. Los gráficos permiten comprobar el efecto del controlador PID-G propuesto y como estabiliza el sistema.

A lo largo de la sección se comprueba que el ajuste de la respuesta es más o menos complejo dependiendo de los esquemas de muestreo que definen el comportamiento del lazo de control y que se pueden obtener mejores respuestas al implementar un controlador PID-G como el propuesto en este trabajo. Dada la dificultad del número de parámetros del controlador y la variabilidad que presentan los distintos esquemas de muestreo, se requiere definir un método de sintonía cuyo funcionamiento sea independiente de los esquemas de muestreo del lazo, permita el cálculo de los esquemas de muestreo internos al controlador para mejorar las prestaciones del sistema e incluso que permita reajustar las ganancias en el caso de que la primera opción no satisfaga el objetivo marcado de mantener el comportamiento del sistema lo más cercano al caso clásico.

4.5. Batería de Pruebas

En el capítulo 3, se proponen un conjunto de procesos de distintas características dinámicas (ver *tabla 3.4*), sobre los que se determinan un conjunto de situaciones MF que aplicadas al sistema, implican un deterioro considerable de este (ver *tabla 3.6*). Dentro de esta sección se retoman los casos y se valora la aportación que realiza el PID-G definido, variando de forma independiente cada uno de los muestreadores de cada una de las partes que componen el controlador, proporcional, integral y derivativa para cada uno de los escenarios que se plantean.

Desde el punto de vista del control esta solución no evita los problemas temporales sino que trata de resolverlos mediante el diseño de controladores adecuados a la realidad del mismo y que tengan en cuenta las limitaciones temporales que hay preestablecidas en el lazo de control.

Otros autores ([Cue04a], [Cue04b], [Cues06a]) han desarrollado trabajos dedicados en exclusiva al análisis de controladores PID multifrecuencia, con la restricción de que el periodo de medida es más lento que el periodo de actuación y las acciones se muestrean a submúltiplos del periodo de medida.

Este apartado explicita, con la selección de distintos sistemas y experimentos, la necesidad de resolver un problema que depende directamente de los esquemas porque determinan el funcionamiento del lazo de control. Además para comprobar la generalidad de los controladores PID-G diseñados se realizan experimentos sobre casos no recogidos por otros autores.

Para cada uno de los procesos y cada situación MF se aplica el modelo de simulación y a partir del comportamiento del sistema en lazo cerrado, se busca la mejora de la respuesta desde la perspectiva de variación de los periodos internos de cada acción de control, con el uso de esquemas de muestreo uniformes, presentando los resultados obtenidos. Se evalúa la aportación individual de cada una de las acciones básicas, para confirmar ciertos aspectos de interés relativos al modo de funcionamiento de esta configuración general del controlador PID presentado.

4.5.1. Acción de control proporcional

La acción proporcional del controlador es muestreada a distintos valores desde el periodo de ejecución hasta el periodo máximo considerado en cada lazo de control, para cada uno de los ejemplos.

Los resultados se presentan en los siguientes gráficos que contienen información del comportamiento del valor de la especificación seleccionada, tiempo de asentamiento, del sistema simulado en lazo cerrado para distintos valores del periodo interno de la acción proporcional. Manteniendo la simbología aplicada sobre otros gráficos a lo largo de la memoria, cuando el sistema es inestable o el tiempo de asentamiento es superior al periodo de simulación se han representado por círculos en el eje de abscisas. La línea horizontal representa, para cada gráfico, el nuevo valor de la especificación si se mantiene el control PID discreto clásico diseñado.

Todas las marcas que quedan por debajo de la línea horizontal, son valores para el periodo de muestreo de la acción proporcional, configurando un controlador PID-G, que mejoran el valor de la especificación y en consecuencia mejoran la respuesta que se obtendría al considerar el PID discreto clásico de partida.

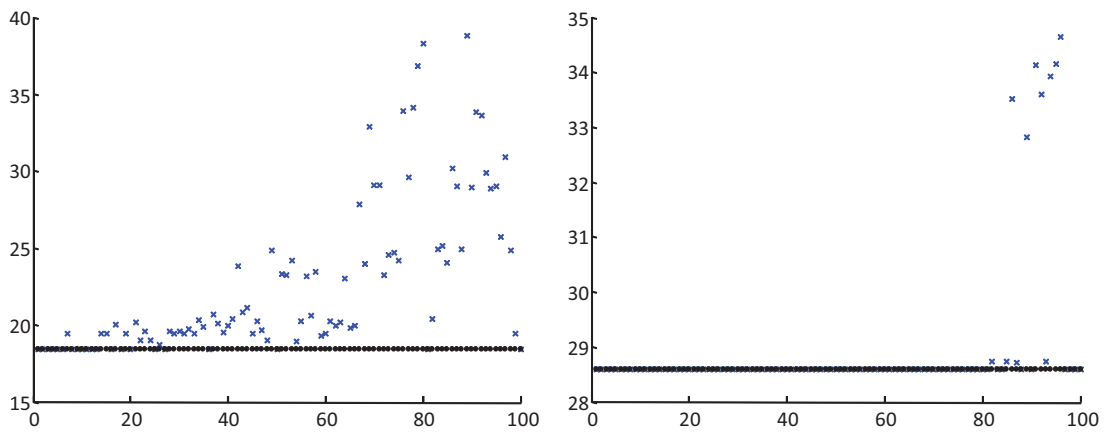


Figura 4.26. Caso 1.1. (Izq.) y Caso 1.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

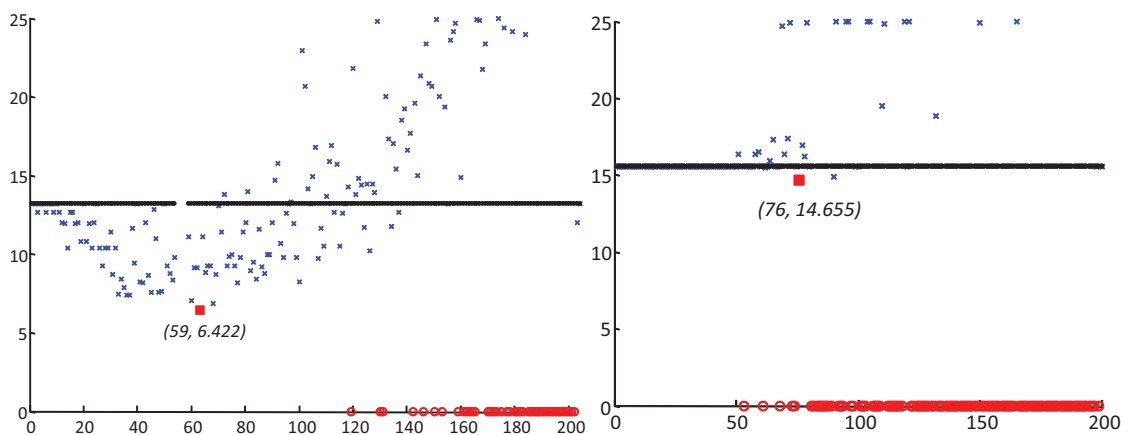


Figura 4.27. Caso 2.1. (Izq.) y Caso 2.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

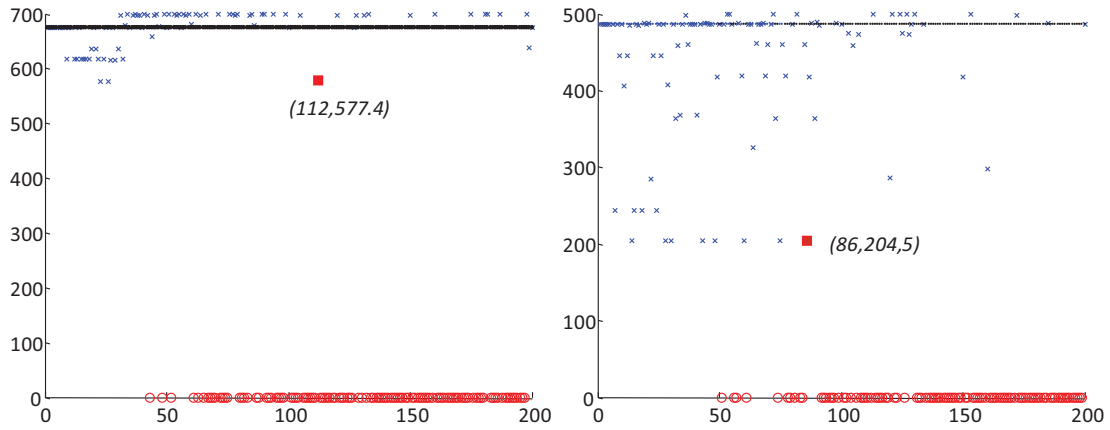


Figura 4.28. Caso 3.1. (Izq.) y Caso 3.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

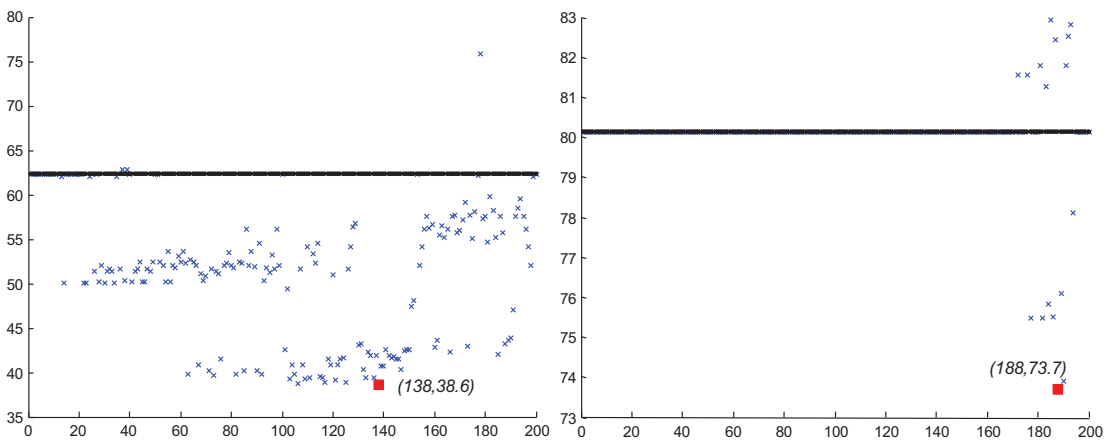


Figura 4.29. Caso 4.1. (Izq.) y Caso 4.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

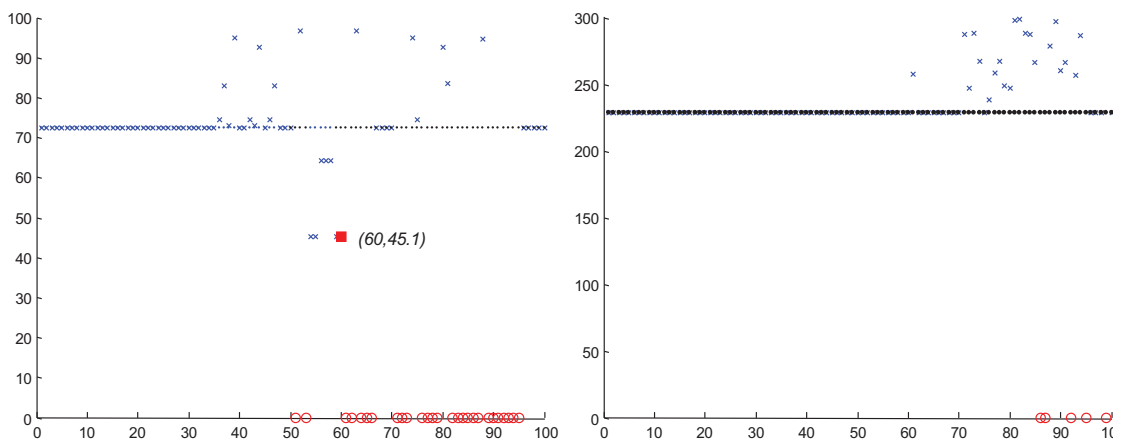


Figura 4.30. Caso 5.1. (Izq.) y Caso 5.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

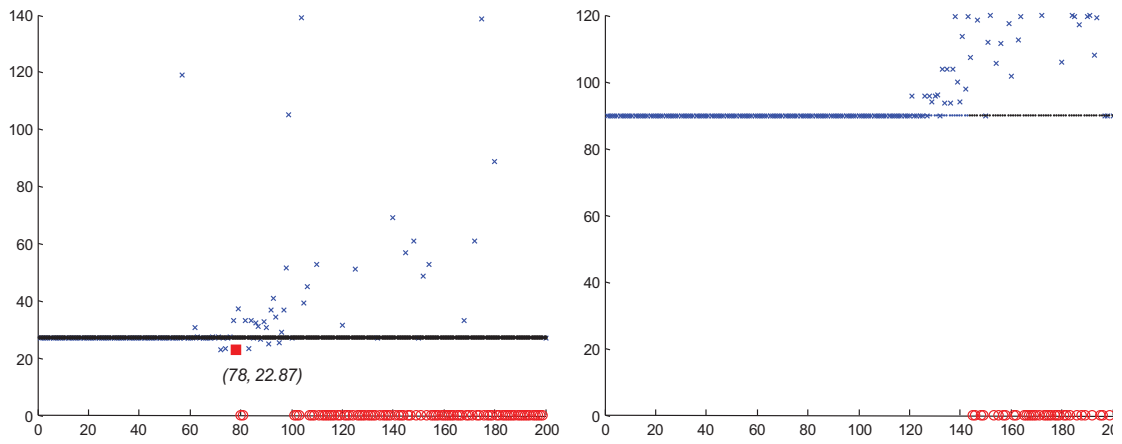


Figura 4.31. Caso 6.1. (Izq.) y Caso 6.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

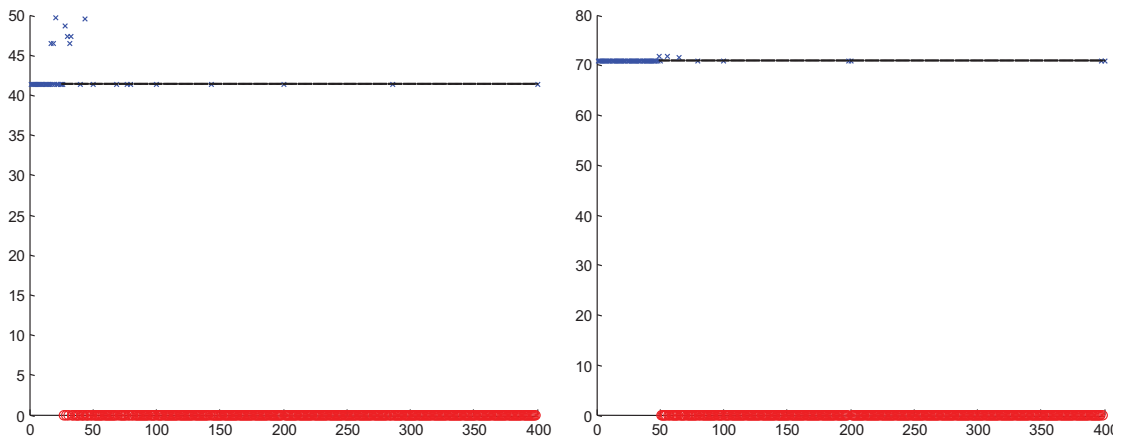


Figura 4.32. Caso 7.1. (Izq.) y Caso 7.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

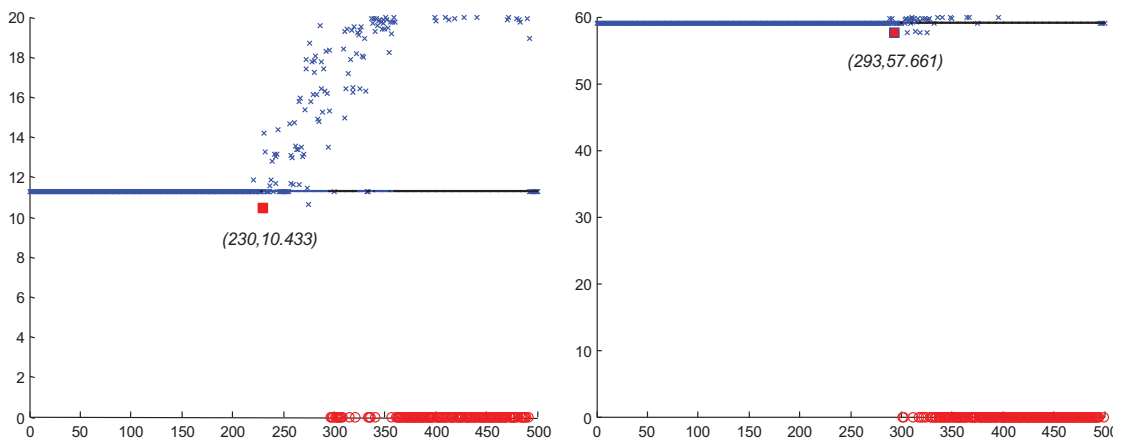


Figura 4.33. Caso 8.1. (Izq.) y Caso 8.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

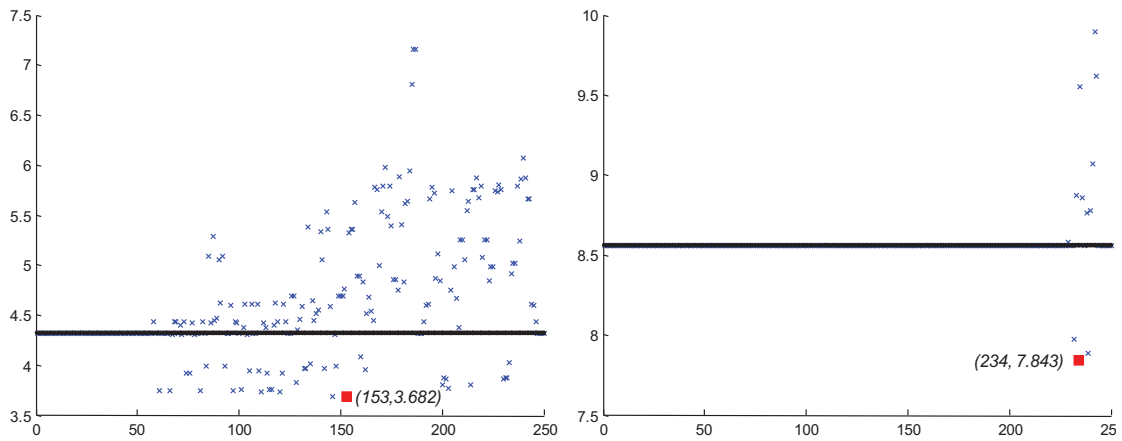


Figura 4.34. Caso 9.1. (Izq.) y Caso 9.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

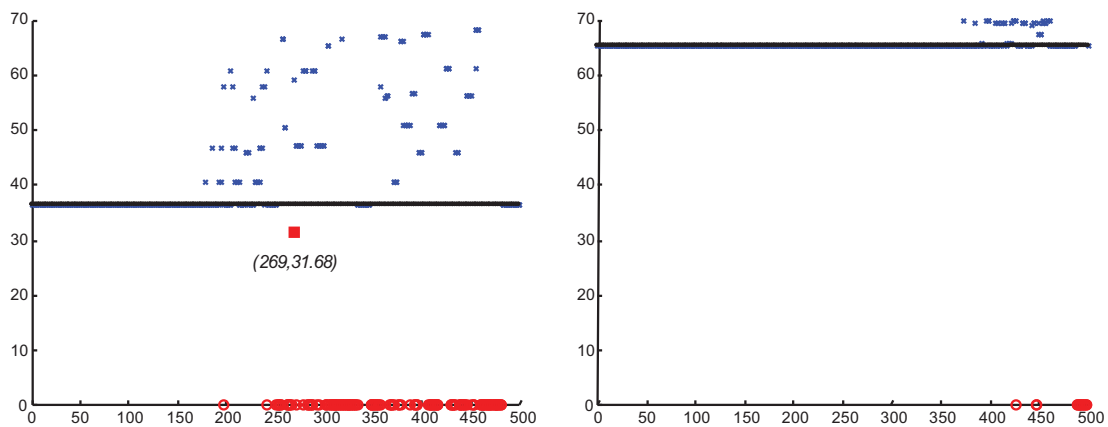


Figura 4.35. Caso 10.1. (Izq.) y Caso 10.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

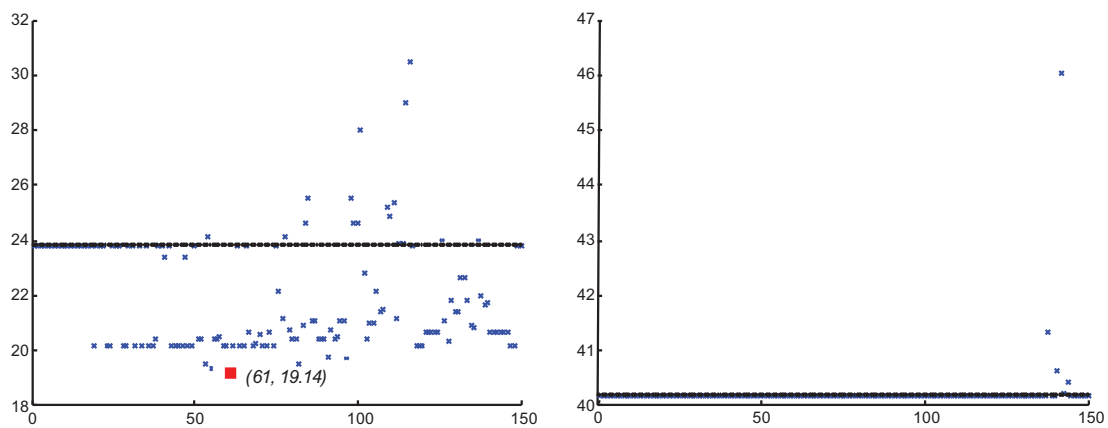


Figura 4.36. Caso 11.1. (Izq.) y Caso 11.2. (Der.) variando T_{prop} versus t_s

La tabla 4.12 presenta numéricamente cual es la mejora en la especificación que se produce y en qué valor del periodo de la acción proporcional se produce. Para los casos que no afecta positivamente se representa con la palabra “no”.

Tabla 4.12. Periodo de muestreo de la acción proporcional (T_{prop} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación

Caso	T_{prop}	Mejora t_s	Caso	T_{prop}	Mejora t_s
1.1	no	0%	1.2	no	0%
2.1	0.059	105%	2.2	0.076	6%
3.1	11.2	17%	3.2	8.6	117%
4.1	1.38	61%	4.2	1.88	9%
5.1	6	65%	5.2	no	0%
6.1	0.78	16%	6.2	no	0%
7.1	no	0%	7.2	no	0%
8.1	0.23	8%	8.2	0.293	2%
9.1	0.153	17%	9.2	0.234	9%
10.1	2.69	16%	10.2	no	0%
11.1	0.61	24%	11.2	no	0%
12.1	no	0%	12.2	no	0%

La comparación de los datos en media, se presenta para cada ejemplo en el gráfico de la figura 4.37.

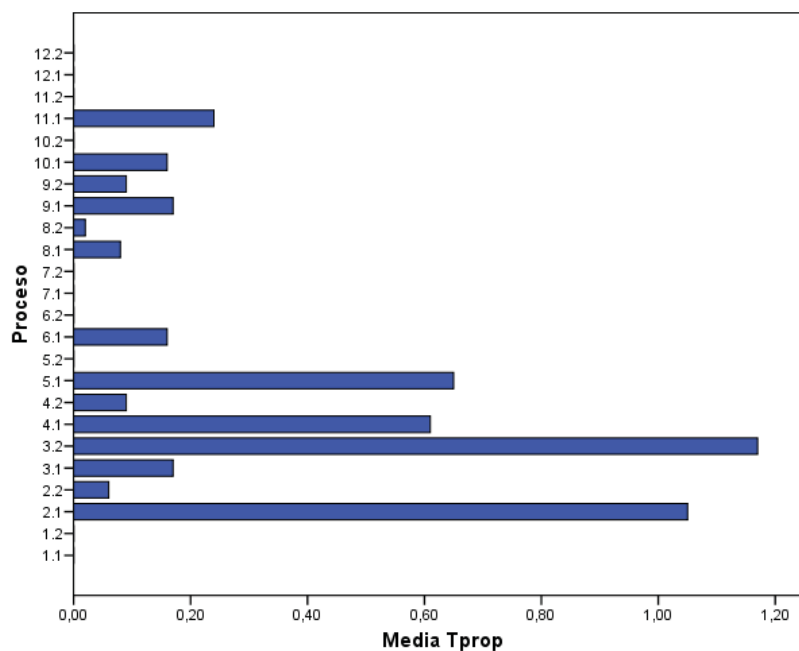


Figura 4.37. Efecto del periodo de la acción proporcional sobre la batería de procesos

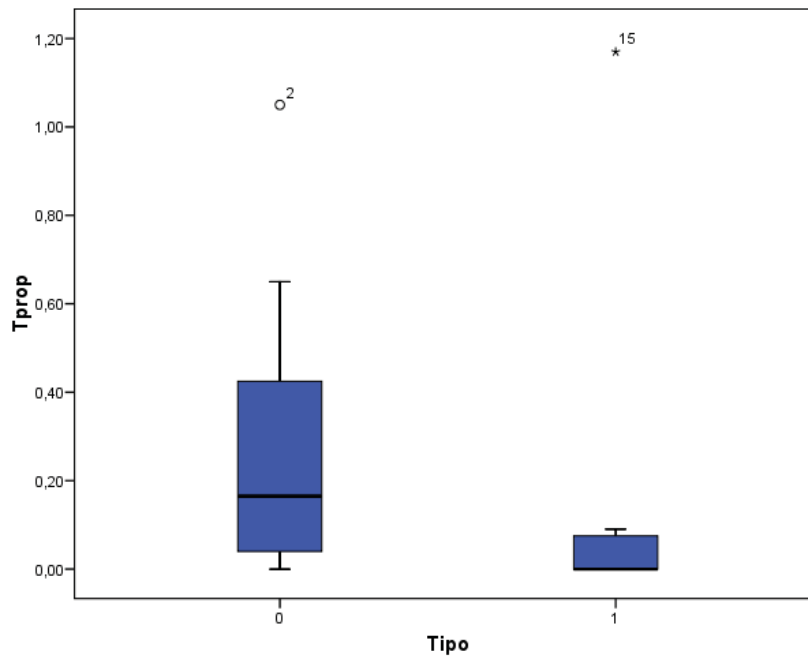


Figura 4.38. Diagrama de cajas distribución de mejora del periodo de la acción proporcional clasificado por variedad NCOC (0) y NCIC (1)

La figura 4.38 especifica en detalle información asociada al efecto de la variación del periodo de muestreo de la acción proporcional sobre cada uno de los escenarios planteados. El tipo de gráfico elegido es el diagrama de caja [Tuk77]. Esta representación gráfica incluye la mediana (línea gruesa en el centro de la caja), los percentiles 25 y 75 (extremos inferior y superior de la caja), los valores mínimos y máximos y los valores atípicos (los anormalmente pequeños o grandes en relación al resto). Este gráfico proporciona información bastante completa tanto sobre el grado de dispersión de los datos como sobre la posible asimetría de la distribución.

En el gráfico (ver figura 4.38) aparecen juntos los diagramas de caja correspondientes a los grupos definidos por una variable factor que en nuestro caso son las experiencias agrupadas según la variante NCOC y NCIC. Las medianas nos informan de la mejora media que proporciona el nuevo periodo de muestreo de la acción proporcional y se puede comprobar que en este caso la mediana es más alta para el caso NCOC.

En ambos casos, y de manera muy acusada en el segundo, la mediana se encuentra más cerca del límite inferior de la caja lo que indica la presencia de asimetría (muchos datos más concentrados en los rangos de valores más bajos). La amplitud de las cajas (su altura representa el rango intercuantílico) muestra el grado de dispersión del 50% de los casos centrales. La caja correspondiente al caso NCOC tiene una mayor dispersión que en el caso NCIC.

Además se observan diferenciados dos casos: un valor atípico (marcado con círculo, valores alejados más de 1.5 longitudes de caja del percentil 75) para el segundo experimento, en nuestro caso el experimento denotado *caso 2.1*, que destaca en la mejora que provoca en la especificación y otro atípico aún más diferenciado (marcado con asterisco, valores alejados más de 3 longitudes de caja del percentil 75), para la experiencia denotada *caso 3.2*.

Una vez analizados los datos se establecen las siguientes conclusiones:

- 1) Los beneficios que aporta el variar el periodo de muestreo de la acción proporcional repercute de forma más clara de forma favorable en los sistemas multifrecuencia en los que el periodo de medida es más lento que el periodo de actuación (variante NCOC).
- 2) La mejora en la respuesta del sistema en lazo cerrado, en base a la mejora de la especificación seleccionada, es baja a excepción del proceso 3. Es difícil que esta variable periodo de muestreo de la acción proporcional pueda en solitario permitir que el sistema en lazo cerrado tenga la respuesta deseada que es la obtenida en el caso clásico.
- 3) Los sistemas representados en los casos 3, 6, 7, 8 y 12 destacan porque la selección de un periodo de muestreo distinto al máximo en la acción, provoca una pérdida elevada en las especificaciones en la mayoría de los casos. El último señalado provoca siempre un aumento considerable de la característica tiempo de asentamiento por lo que no se han incluido sus gráficas.

Se concluye a partir de la variedad de procesos utilizados que a priori no es posible establecer una regla general en la selección del esquema de muestreo de la acción proporcional de un PID-G aunque la selección de algunos periodos, dependiendo de cada caso, permite mejorar el comportamiento del sistema.

4.5.2. Acción de control integral

En esta sección se muestran los gráficos de las experiencias realizadas sobre los 12 procesos bajo estudio para los casos en el que un PID-G modifica el periodo de muestreo de la acción integral del PID discreto de partida frente al valor de la especificación considerada al implementarlo en el lazo de control.

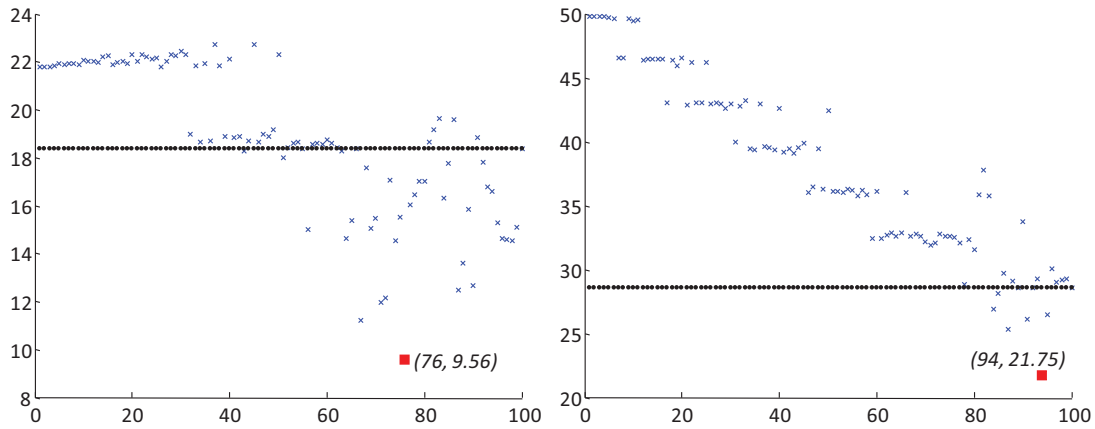


Figura 4.39. Caso 1.1. (Izq.) y Caso 1.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

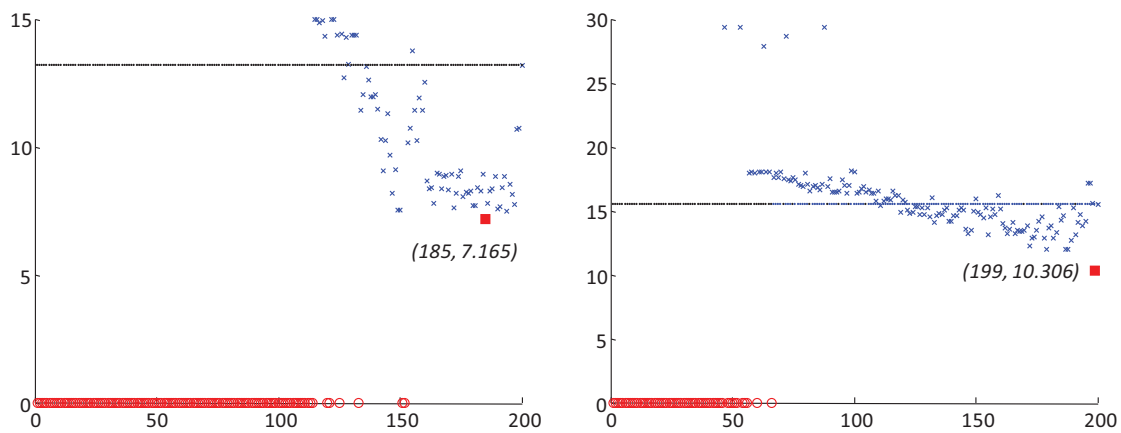


Figura 4.40. Caso 2.1. (Izq.) y Caso 2.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

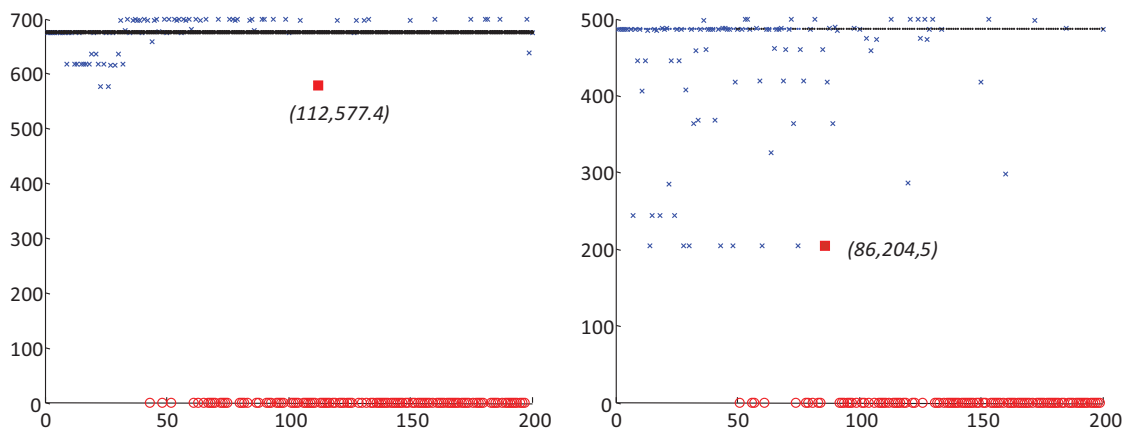


Figura 4.41. Caso 3.1. (Izq.) y Caso 3.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

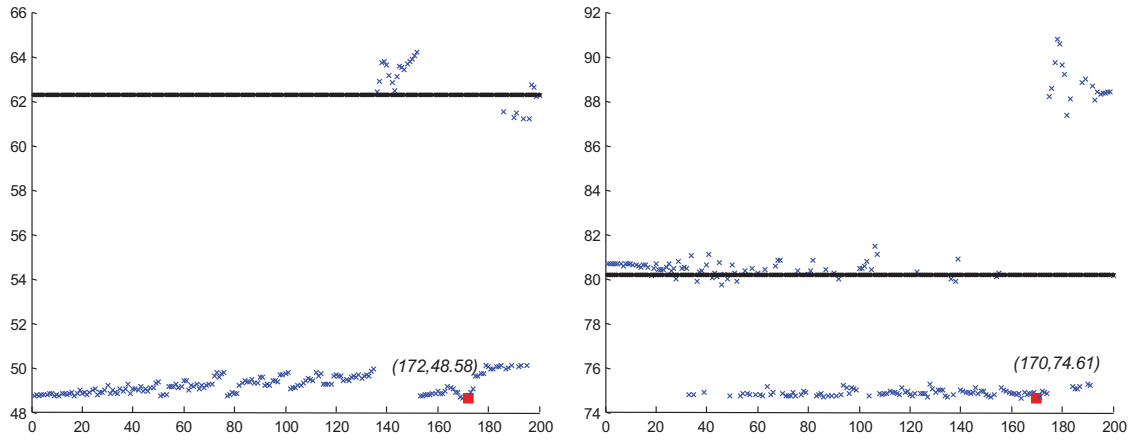


Figura 4.42. Caso 4.1. (Izq.) y Caso 4.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

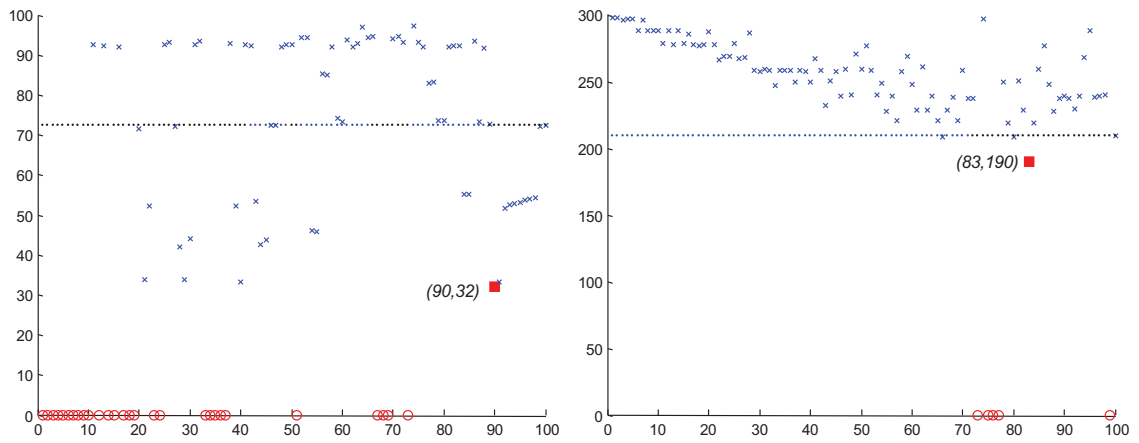


Figura 4.43. Caso 5.1. (Izq.) y Caso 5.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

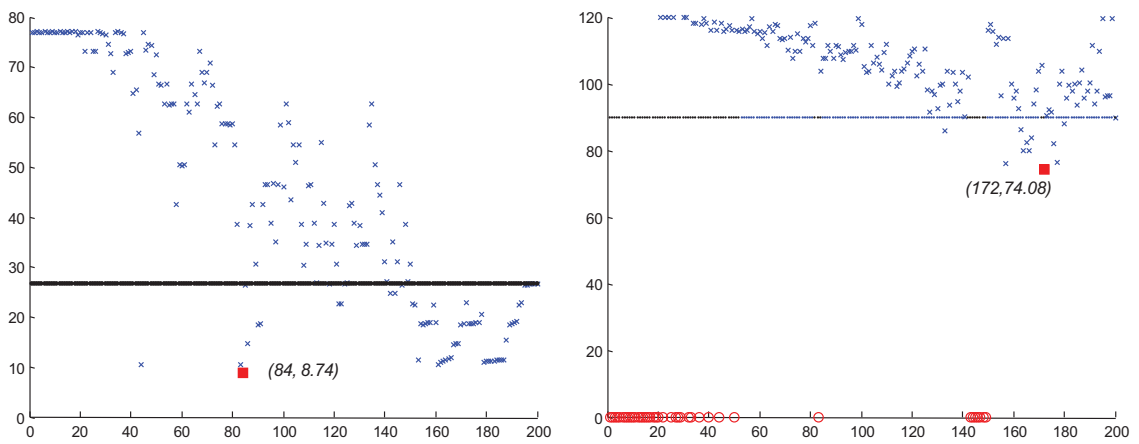


Figura 4.44. Caso 6.1. (Izq.) y Caso 6.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

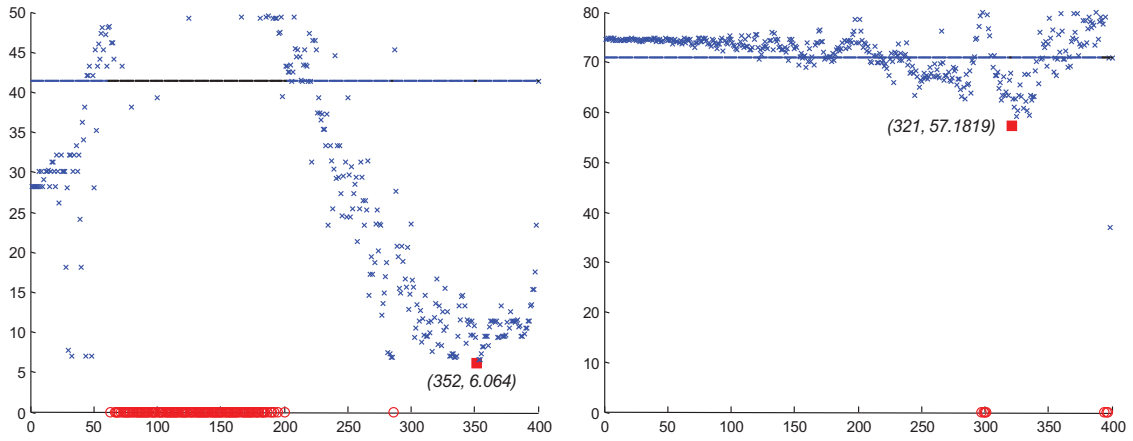


Figura 4.45. Caso 7.1. (Izq.) y Caso 7.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

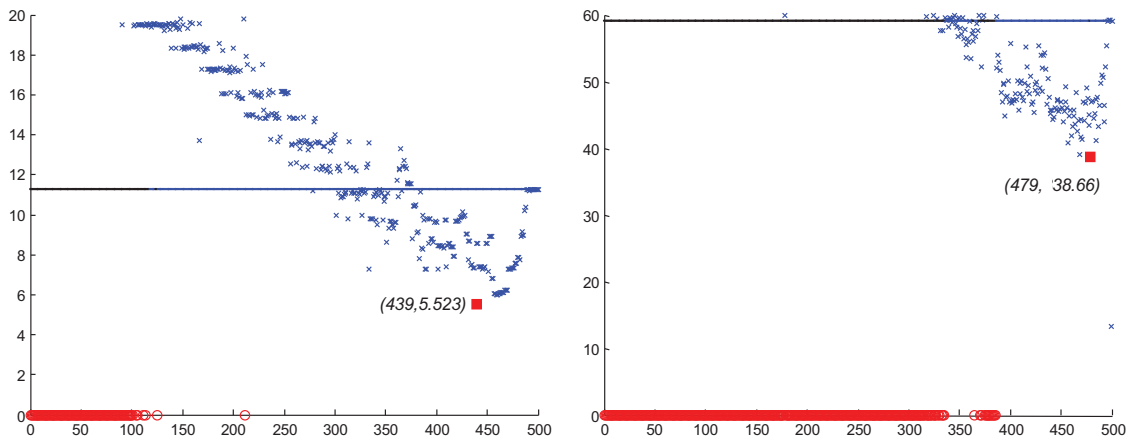


Figura 4.46. Caso 8.1. (Izq.) y Caso 8.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

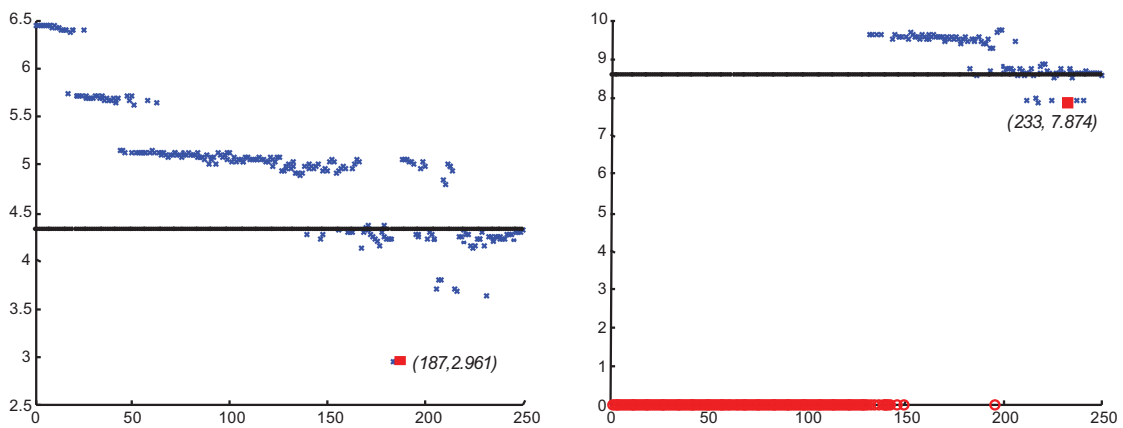


Figura 4.47. Caso 9.1. (Izq.) y Caso 9.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

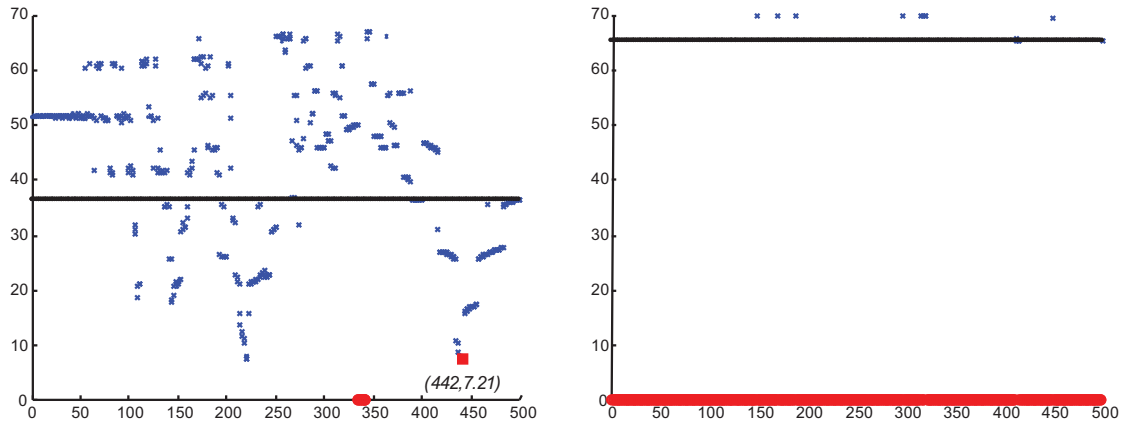


Figura 4.48. Caso 10.1. (Izq.) y Caso 10.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

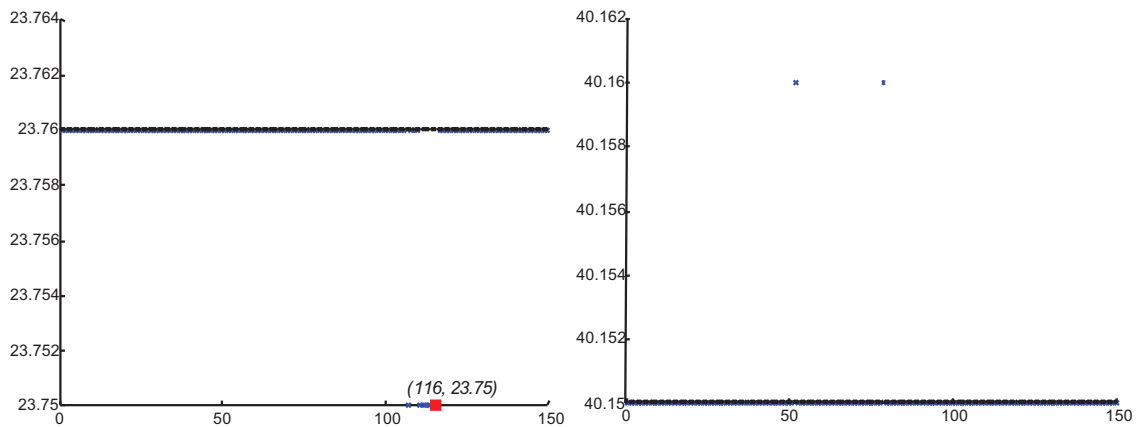


Figura 4.49. Caso 11.1. (Izq.) y Caso 11.2. (Der.) variando T_{int} versus t_s

Los gráficos presentados contienen información del comportamiento del valor de la especificación seleccionada, tiempo de asentamiento, del sistema simulado en lazo cerrado para distintos valores del periodo interno de la acción integral. Como en la sección anterior, se mantienen los símbolos para cada gráfico. Si el sistema es inestable o el tiempo de asentamiento es superior al periodo de simulación se representan círculos en el eje de abscisas y la línea horizontal señala el de la especificación si se utiliza el controlador PID discreto clásico diseñado.

Todas las marcas que quedan por debajo de la línea horizontal, son valores para el periodo de muestreo de la acción integral, configurando un controlador PID-G, que mejoran el valor de la especificación y en consecuencia mejoran la respuesta que se obtendría al considerar el PID discreto clásico de partida.

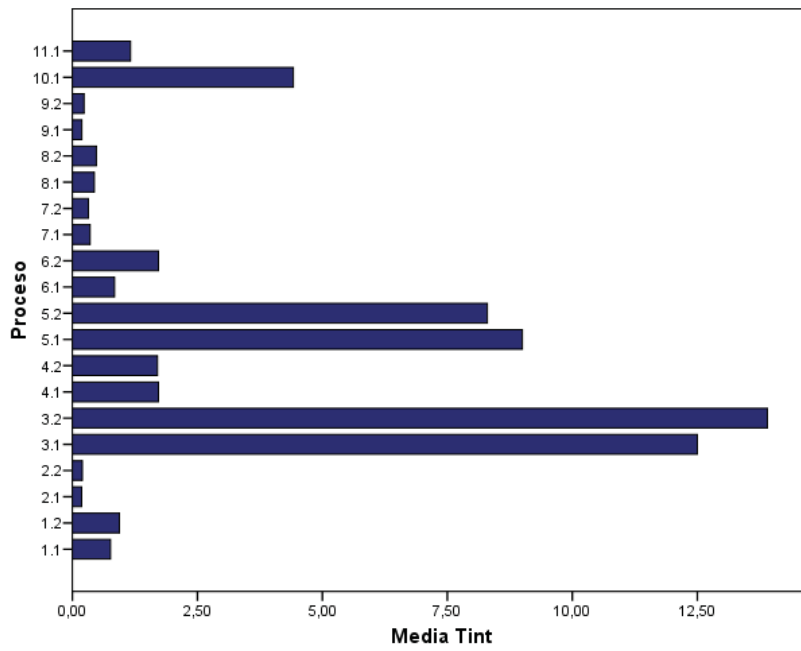


Figura 4.50. Efecto del periodo de la acción integral sobre la batería de procesos

La comparación de los datos en media para el periodo de la acción integral, se presenta para cada ejemplo en el gráfico de la *figura 4.50*. La principal diferencia con respecto al efecto de la acción proporcional es que no hay una distinción clara, inicialmente, entre el efecto que se produce por proceso en la variación NCOC y NCIC.

Si por el contrario analizamos los datos agrupados mediante un diagrama de caja:

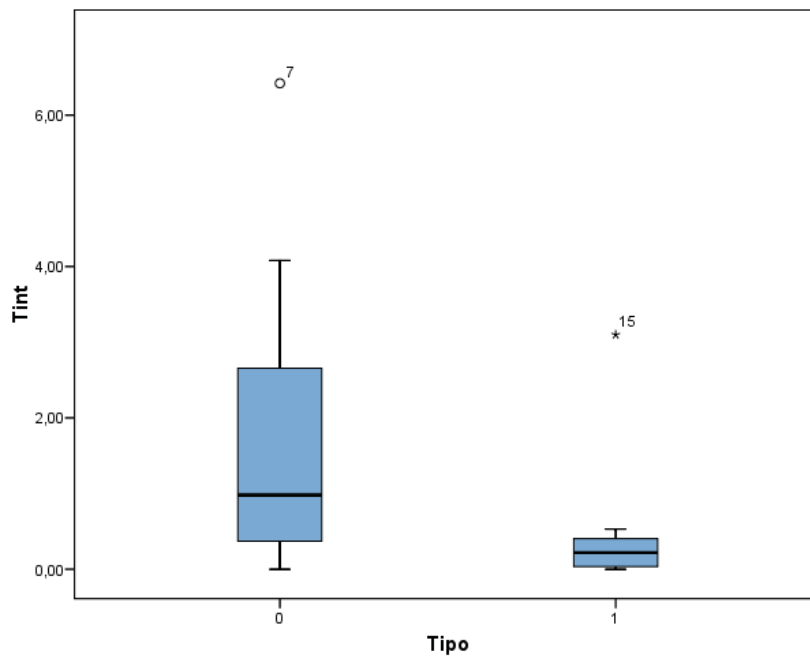


Figura 4.51. Diagrama de cajas distribución de mejora del periodo de la acción integral clasificado por variedad NCOC (0) y NCIC (1)

La *figura 4.51* especifica en detalle mediante un diagrama de caja información asociada al efecto de la variación del periodo de muestreo de la acción integral sobre cada una de las variantes de control.

En el caso NCOC la dispersión de la distribución de los datos es mucho mayor que en el caso NCIC. En este caso se determina un atípico para el *caso 7.1* sobre el que la mejora que produce el nuevo muestreador para la acción integral es superior. En la variante NCIC la mediana se encuentra prácticamente en el centro de la caja por lo que la distribución es simétrica. De nuevo aparece un valor atípico correspondiente al experimento 15 (*caso 3.2*).

La siguiente tabla (*tabla 4.13*) recoge la información numérica que destaca entre los casos presentados. Se ha seleccionado el periodo de muestreo, del que se especifica su valor, para la acción integral que repercute en una mejora de la especificación superior a los restantes casos y el porcentaje de mejora que se produce respecto a la situación inicial. Se señala con la palabra “no”, en el caso contrario, los casos donde la respuesta no varía de forma positiva.

Tabla 4.13. *Periodo de muestreo de la acción derivativa (T_{int} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación*

<i>Caso</i>	T_{int}	<i>Mejora t_s</i>	<i>Caso</i>	T_{int}	<i>Mejora t_s</i>
1.1	0.76	92%	1.2	0.94	31%
2.1	0.185	84%	2.2	0.199	50%
3.1	12.5	326%	3.2	13.9	310%
4.1	1.72	28%	4.2	1.7	7%
5.1	9	132%	5.2	8.3	20%
6.1	0.84	205%	6.2	1.72	27%
7.1	0.352	642%	7.2	0.321	24%
8.1	0.439	104%	8.2	0.479	53%
9.1	0.187	46%	9.2	0.233	9%
10.1	4.42	408%	10.2	no	0%
11.1	1.16	0.04%	11.2	no	0%
12.1	no	0%	12.2	no	0%

Analizando los ejemplos se extrae como principal conclusión que es dependiente del proceso la mejora o no del sistema en lazo cerrado para distintas situaciones de muestreo. Se destaca el proceso 12 donde variar la acción integral afecta negativamente al comportamiento del sistema (por lo que no se representa gráficamente). El resto de casos afecta de forma más favorable cuando el periodo de actuación es más lento que el periodo de medida del proceso y el factor de mejora es variable también en función del proceso. En los ejemplos presentados la mejora oscila desde 0.04% en el *caso 11.1* para $T_{int} = 1.16 \text{ seg.}$ hasta un 642% cuando la acción integral se muestrea a periodo $T_{int} = 0.352 \text{ seg.}$ para el *caso 7.1*.

En estos ejemplos se concluye que no es posible obtener la especificación de partida excepción del *caso 10.1*. Al implementar un controlador PID-G con $T_{int} = 4.46 \text{ seg.}$ mejora el tiempo de asentamiento que pasa de $t_s = 16.52 \text{ seg.}$ (considerando el controlador PID clásico) a $t_s = 7.21 \text{ seg.}$

El trabajo de Cuenca [Cue04a] destaca que el muestreo rápido de la acción integral no aporta mejora en la respuesta del sistema y contrasta con la información que se presenta. Los ejemplos presentados evidencian que sí existe efecto al modificar ese muestreador pero no entra en contradicción con la afirmación realizada por Cuenca, porque los casos que se presentan con un conjunto de experiencias no recogidas por el citado autor.

4.5.3. Acción de control derivativa

En último lugar se aplica el análisis al muestreador de la acción derivativa del controlador PID. Como en las secciones anteriores el resultado de los análisis realizados, un total de 5.800 experiencias, se presentan de forma esquemática a través de los siguientes gráficos que muestran la variación en el valor de la especificación seleccionada, tiempo de asentamiento, frente a variaciones en el muestreo de la acción derivativa.

Las 24 gráficas (ver desde *figura 4.52* hasta *figura 4.62*) representan información de las distintas situaciones multifrecuencia, las de la izquierda son casos en los que el periodo de medida es más rápido (NCOC) que el periodo de actuación y en la derecha el caso contrario (NCIC).

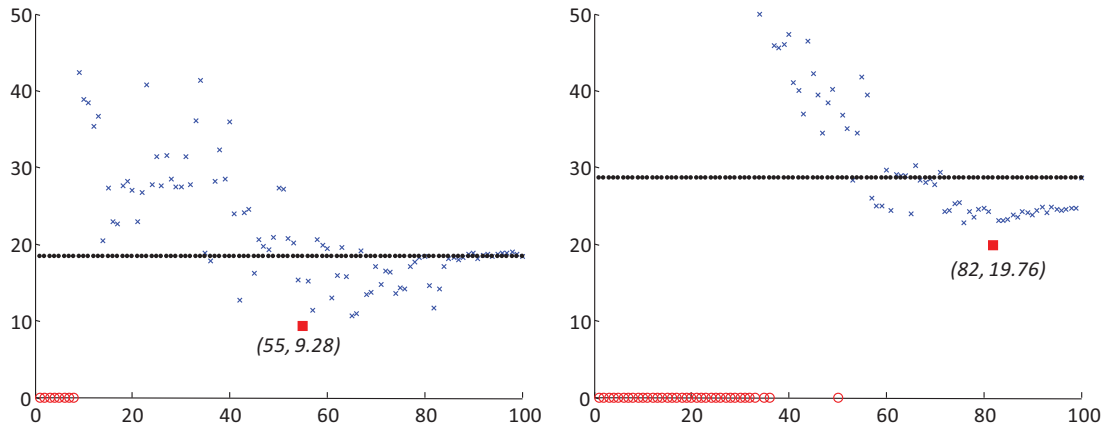


Figura 4.52. Caso 1.1. (Izq.) y Caso 1.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

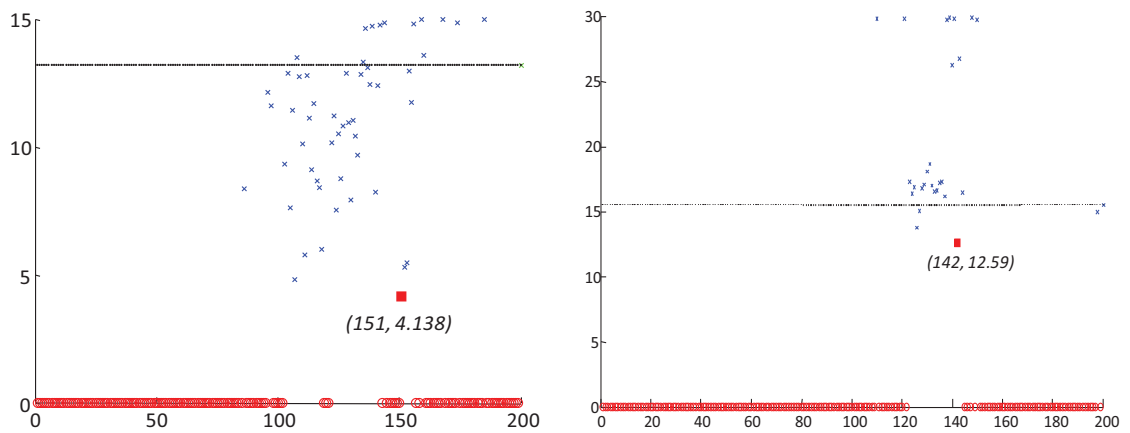


Figura 4.53. Caso 2.1. (Izq.) y Caso 2.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

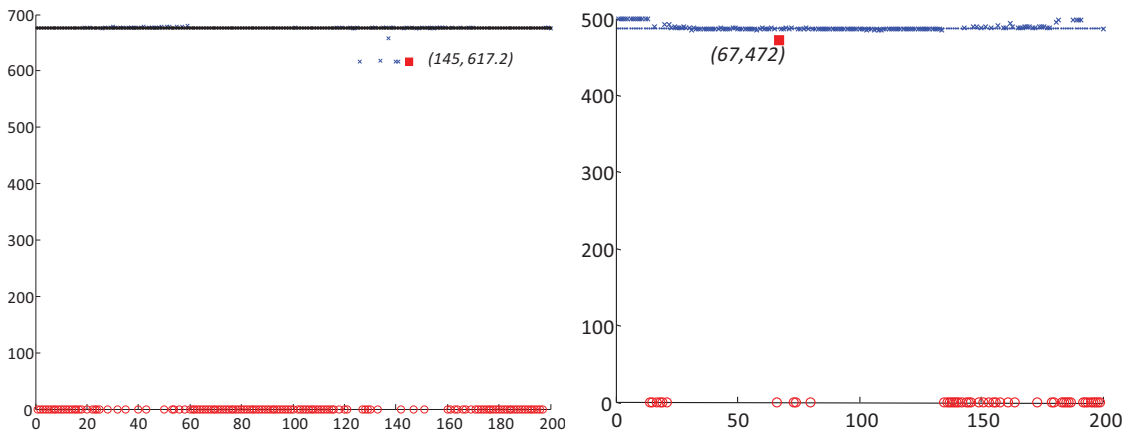


Figura 4.54. Caso 3.1. (Izq.) y Caso 3.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

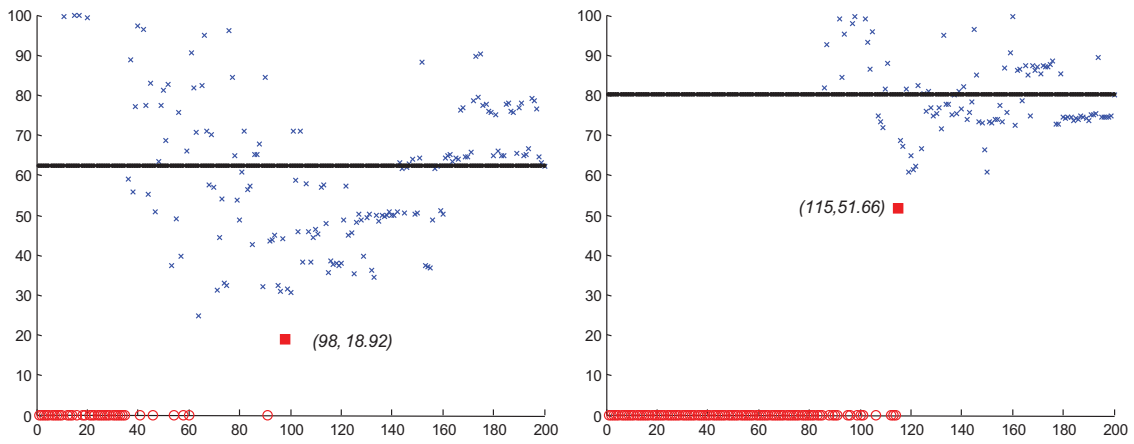


Figura 4.55. Caso 4.1. (Izq.) y Caso 4.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

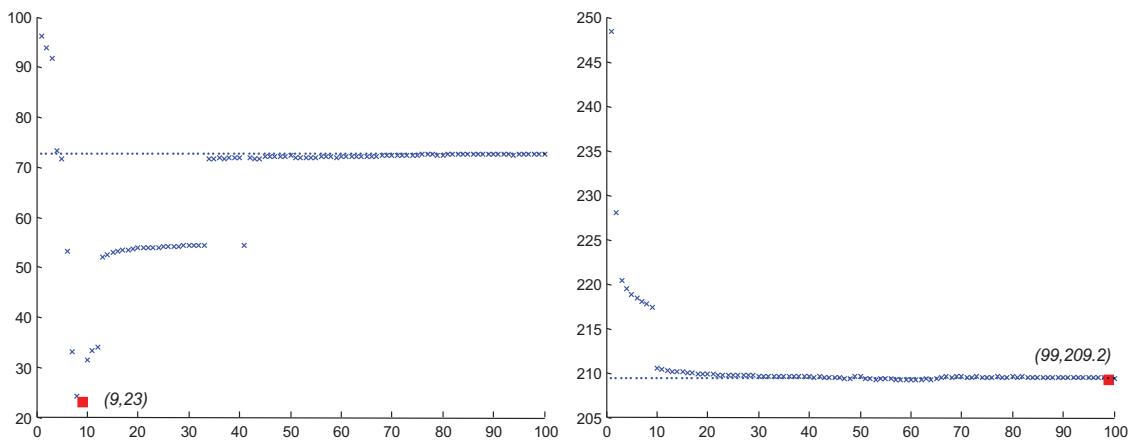


Figura 4.56. Caso 5.1. (Izq.) y Caso 5.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

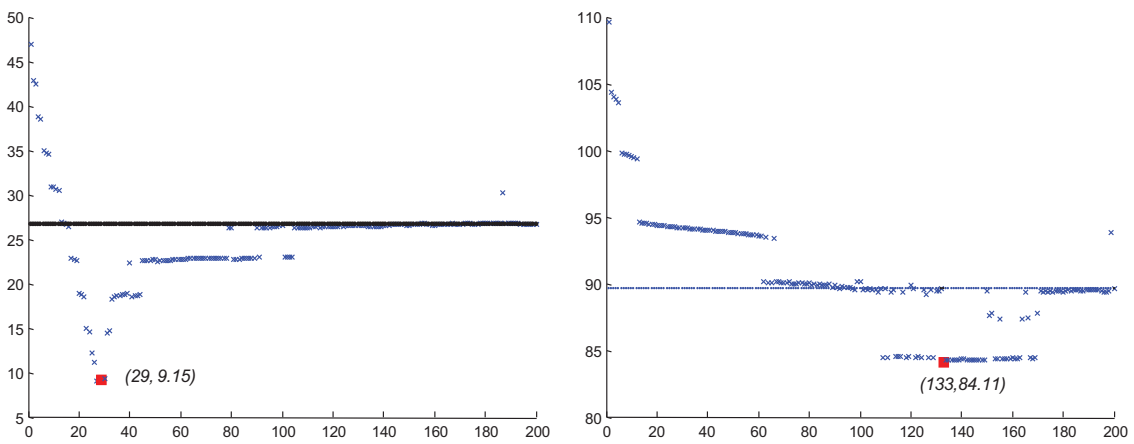


Figura 4.57. Caso 6.1. (Izq.) y Caso 6.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

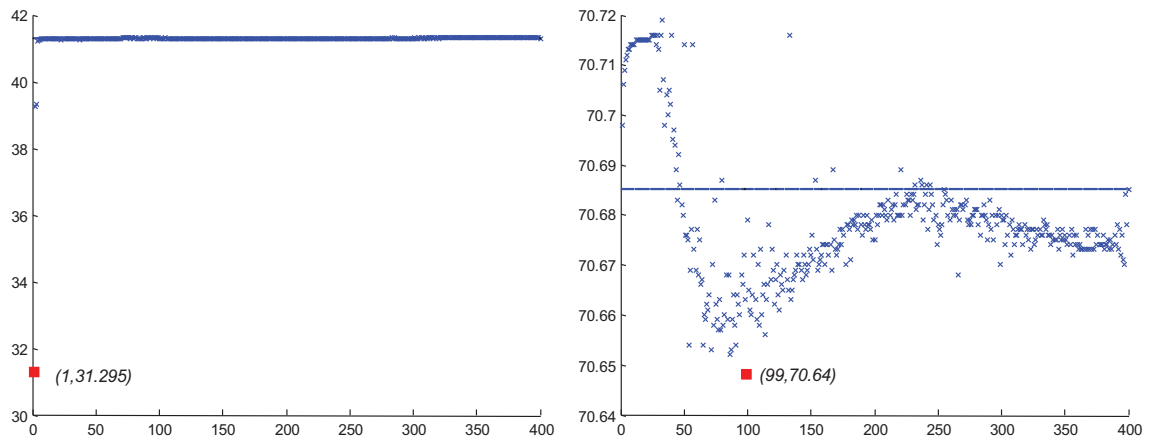


Figura 4.58. Caso 7.1. (Izq.) y Caso 7.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

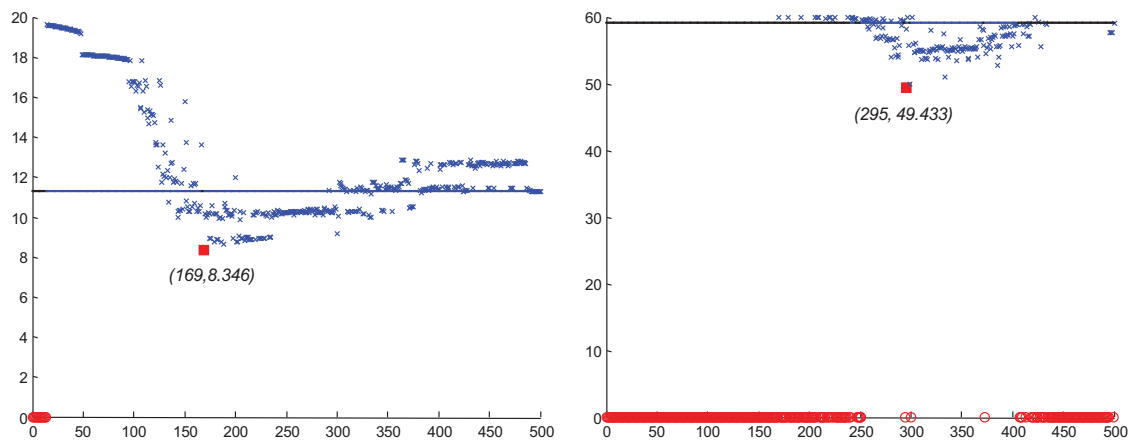


Figura 4.59. Caso 8.1. (Izq.) y Caso 8.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

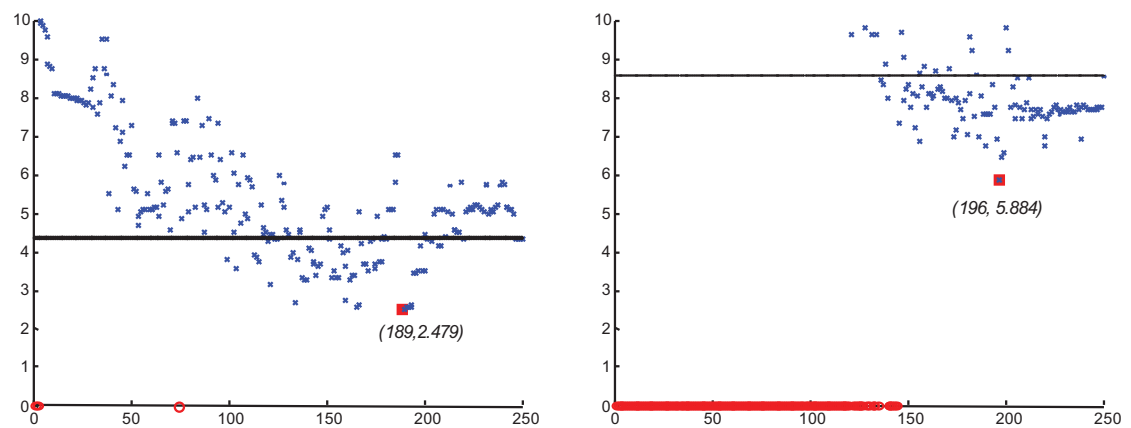


Figura 4.60. Caso 9.1. (Izq.) y Caso 9.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

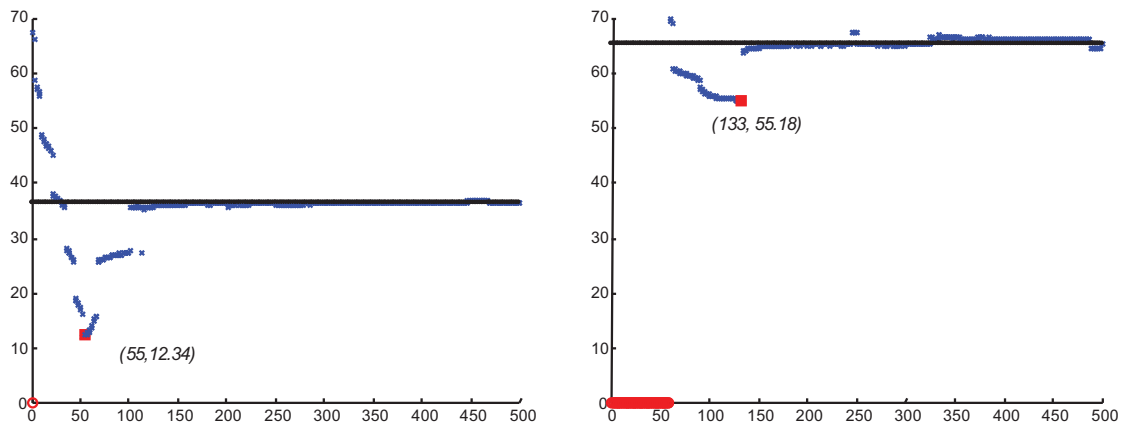


Figura 4.61. Caso 10.1. (Izq.) y Caso 10.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

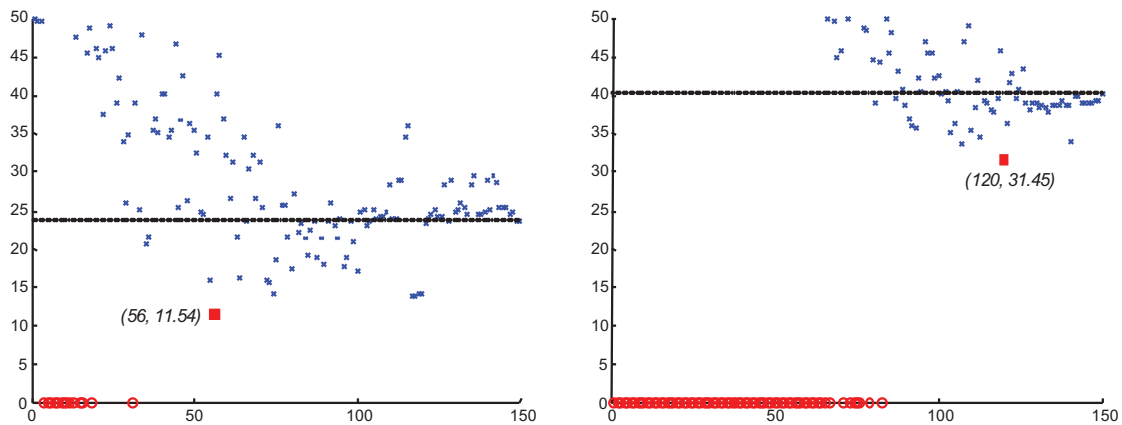


Figura 4.62. Caso 11.1. (Izq.) y Caso 11.2. (Der.) variando T_{der} versus t_s

Con el objetivo de presentar de forma comparativa el efecto de mejora de cada uno de los ejemplos que se señalan con las restantes experiencias consideradas, se presenta en el siguiente diagrama de barras (ver figura 4.63). Se destaca respecto a los efectos de otros muestreadores el que siempre se produce algún tipo de mejora en la respuesta, con la excepción del proceso 12 que como en casos anteriores no es apropiado el modificar los muestreadores de las acciones del controlador porque se traduce en un aumento de la especificación tiempo de asentamiento incluso puede traducirse en inestabilizar el sistema.

En este caso se aprecia que el comportamiento en el caso NCOC es mejor en la mayoría de los casos frente a la variante NCIC.

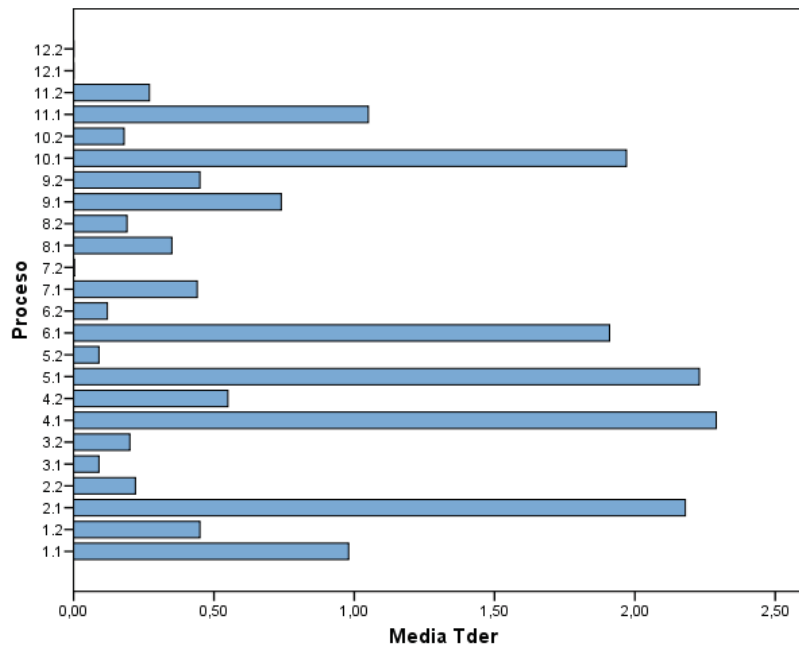


Figura 4.63. Efecto del periodo de la acción derivativa sobre la batería de procesos

La figura 4.64 especifica en detalle mediante un diagrama de caja información asociada al efecto de la variación del periodo de muestreo de la acción derivativa sobre cada una de las variantes de control.

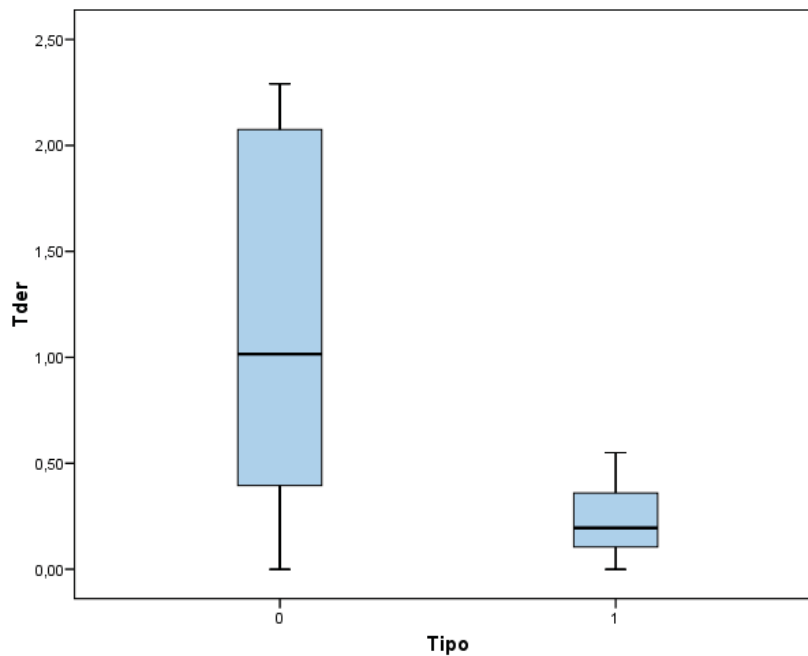


Figura 4.64. Diagrama de cajas distribución de mejora del periodo de la acción derivativa clasificado por variedad NCOC (0) y NCIC (1)

En el caso NCOC la dispersión de la distribución de los datos es mayor que en el caso NCIC. No hay procesos que den lugar a experimentos clasificados como atípicos o valores extremos. Tanto para el caso NCOC como NCIC se observa una distribución asimétrica positiva o sesgada a la derecha: los datos tienden a concentrarse hacia la parte inferior de la distribución y se extienden más hacia la derecha. La media suele ser mayor que la mediana en estos casos. En el contexto, los procesos sobre los que afecta positivamente el implementar un controlador PID-G se concentran en un valor menor y las de mayor valor están más dispersas.

La *tabla 4.14* presenta la selección de los valores del periodo de la acción derivativa que mejoran de forma óptima respecto los demás valores considerados, el comportamiento del sistema porque en ellos se alcanza más rápidamente el estacionario. Además se incluye el porcentaje de mejora, respecto a la pérdida que implica el utilizar un controlador PID clásico sintonizado en monofrecuencia, de la especificación seleccionada.

La variación del periodo de muestreo en la acción derivativa repercute en una mejora de las especificaciones acercando el comportamiento del sistema al que se obtiene en el caso clásico. Esta mejora es superior a la que se puede obtener con los muestreadores de las otras dos acciones de control, proporcional e integral, pero solo se consigue en los casos 4.1, 5.1 y 10.1 la especificación que se obtendría para el lazo de control con funcionamiento monofrecuencia bien sintonizado.

Tabla 4.14. *Periodo de muestreo de la acción derivativa (T_{der} en seg.) y porcentaje de mejora de la especificación*

<i>Caso</i>	T_{der}	<i>Mejora t_s</i>	<i>Caso</i>	T_{der}	<i>Mejora t_s</i>
1.1	0.55	98%	1.2	0.82	45%
2.1	0.151	218%	2.2	0.142	22%
3.1	14.5	9%	3.2	6.7	20%
4.1	0.98	229%	4.2	1.15	55%
5.1	0.9	223%	5.2	9.9	9%
6.1	0.29	191%	6.2	0.133	12%
7.1	0.001	44%	7.2	0.99	0,21%
8.1	0.169	35%	8.2	0.295	19%
9.1	0.189	74%	9.2	0.196	45%
10.1	0.55	197%	10.2	1.33	18%
11.1	0.56	105%	11.2	0.12	27%
12.1	no	0%	12.2	no	0%

Análogamente a como ha sucedido en las anteriores secciones, no hay una relación que permita vincular de forma directa la relación entre los nuevos periodos de muestreo de la acción derivativa y la evolución de la especificación del sistema en lazo cerrado. Los valores de los muestreadores de la acción derivativa que mejoran de forma óptima el comportamiento del lazo se encuentran en la primera parte del intervalo acotado por el periodo de ejecución y el periodo máximo en los casos 3.2, 4.1, 5.1, 6.1, 7.1, 7.2, 8.1, 10.1, 10.2 y 11.1 y en la segunda parte del intervalo en los restantes casos.

4.6. Conclusiones del capítulo

El controlador PID-G que se presenta permite adaptar su modo de funcionamiento: casi-continuo, discreto, multifrecuencia y no convencional cuando modifica los periodos de muestreo de los esquemas internos de cada acción del controlador.

La principal aportación de este tipo de controlador es que existe por su construcción independencia en valor de los periodos de muestreo de cada acción de control y los esquemas de muestreo externos al controlador.

Se presentan las distintas estructuras de control que pueden simularse gracias a la ampliación del modelo de simulación propuesto en el capítulo 3. Para incorporar el controlador al modelo se desarrolla la formulación de las funciones de transferencias implementadas, que permiten conocer la respuesta del sistema en lazo cerrado considerando controladores PID-G con diversas características.

El controlador PID multifrecuencia interno bajo el esquema MRIC, tratado en detalle por varios autores, se analiza a partir de la formulación desarrollada y se establece bajo la circunstancia planteada una relación analítica entre las ganancias del controlador PID clásicas y los muestreadores. Permite considerar la equivalencia en el funcionamiento entre un controlador PID monofrecuencia y un PID-G.

Dentro del capítulo se analizan individualmente las aportaciones que pueden tener los esquemas de muestreo de las acciones del controlador PID-G sobre la mejora en el comportamiento del sistema al implementar este tipo de controlador.

Con este objetivo, se realizan diferentes experiencias que permiten concluir las siguientes afirmaciones:

- Cualquiera de los esquemas de muestreo permite variar positivamente el comportamiento del sistema en lazo cerrado para valores que no pueden ser determinados de antemano.

- Los mejores valores encontrados, de los periodos de las acciones, para cada uno de los casos trabajados, tanto con la variante NCOC como NCIC no marcan una relación para el cálculo y están condicionados por distintos factores. Por ejemplo el tipo de proceso o el comportamiento MF del sistema, entre otros.
- Los esquemas de muestreo variados individualmente respecto al periodo de cálculo del controlador PID clásico de partida, repercuten en una mejora de respuesta superior para el esquema NCOC que NCIC en la mayoría de los casos.

Se concluye que las mejoras de la respuesta a la variación individual de los periodos de muestreo de cada una de las acciones de control son satisfactorias pero no suficientes para el completo ajuste de la respuesta, propiciando el argumento para desarrollar un nuevo método de sintonía que permita ajustar la respuesta de forma automática dada la variedad de casuísticas posibles.

Capítulo 5

Sintonía del controlador PID discreto general

En este capítulo se presenta un nuevo método general de sintonía aplicable al controlador PID-G y se valida y evalúa la eficiencia del controlador calculado sobre los sistemas con muestreo no convencional, aunque es también aplicable a sistemas clásicos tanto continuos como discretos.

La sección 5.1 introduce el capítulo mediante la revisión de los métodos de sintonía de los controladores PID. Seguidamente en la sección 5.2 se hace una breve descripción del algoritmo heurístico del Recocido Simulado (RS) que se aplica en combinación con distintos métodos de sintonía clásicos, para sintonizar el controlador PID discreto general propuesto. Método de Sintonía General (GTM) es el nombre de la metodología desarrollada y se presenta con detalle en la sección 5.3. A continuación la sección 5.4 analiza, mediante el experimento base y un grupo de procesos incluidos en la batería de benchmark, la bondad del método desarrollado.

Por último, la sección 5.5 concluye el capítulo resumiendo las aportaciones realizadas al trabajo doctoral.

5.1. Introducción

Este capítulo tiene como principal objetivo presentar un método de sintonía para el controlador PID-G, que será también aplicable al caso monofrecuencia (control clásico).

A continuación, se identifican los problemas que aparecen cuando en un sistema de control en lazo cerrado se implementa un controlador PID discreto, el efecto negativo que tiene sobre el lazo el aumento del periodo de muestreo o simplemente una variación no esperada respecto a las condiciones iniciales. El modelo de simulación depende estructuralmente de un gran número de parámetros por lo que se plantea el uso de métodos de optimización heurísticos para la sintonía del controlador dentro lazo de control con muestreo no convencional.

En matemáticas, la *optimización* es la disciplina encargada de encontrar entradas a una función que minimice o maximice su valor, en muchos casos sujeta a restricciones [Par00].

La *optimización combinatoria* [Gro95], también llamada *computacional*, es una rama de la optimización con aspectos comunes de matemática aplicada, ciencias de la computación e investigación operativa que trata problemas cuyas soluciones son discretas. Involucra a distintas disciplinas, la investigación operativa para modelar el sistema, matemáticas para formular el modelo, ciencias de la computación para el diseño y análisis de algoritmos, e ingeniería del software para implementar el modelo.

Una de las cuestiones importantes que hay que considerar a la hora de resolver un determinado problema de optimización es clasificarlo en función de la *teoría de la complejidad algorítmica* [Gar79]. La complejidad algorítmica establece una clasificación de los distintos tipos de problemas por su grado de dificultad de acuerdo con la complejidad computacional del algoritmo más sencillo que permite asegurar su resolución. Se clasifican en función de:

- 1) Criterios de espacio: cuánta memoria se necesita para resolver un problema.
- 2) Tiempo: cuántos pasos se requieren para resolverlo.

La relación entre la clase de problemas P (polinómico) y la clase NP (no polinómico) es una de las más utilizadas en computación y matemáticas. Se pueden describir de manera informal como:

- 1) *Clase P*: formada por los problemas de decisión que pueden ser resueltos mediante algunos algoritmos en un número de pasos acotado por un polinomio fijo en función del tamaño de la entrada.
- 2) *Clase de problemas NP*: incluye a todos los problemas de decisión cuyas soluciones pueden ser verificadas en un tiempo polinómico dada la información correcta. Se trata de un método de resolución no determinista consistente en aplicar heurísticos para obtener soluciones hipotéticas que se desestiman o aceptan a ritmo polinómico. Alternativamente se definen como aquellas que pueden ser encontradas en tiempo polinómico haciendo uso de una maquina de Turing no determinista [Cook71]. Los distintos problemas se pueden clasificar como:
 - a) *NP-duro* (en ingles NP-hard, non-deterministic polynomial-time hard) cuando es un problema intratable, para el cual no se conoce ningún método determinístico para solucionarlo en un tiempo polinomial.
 - b) *NP-completos* (en ingles NP-complete) son los problemas NP más difíciles, en el sentido de que es menos probable que pertenezcan a la clase P, ya que si se pudiera encontrar la forma de resolver cualquier problema NP-completo rápidamente (en un tiempo polinómico), entonces será posible utilizar ese algoritmo para resolver todos los problemas NP rápidamente.

La mayoría de los problemas de optimización combinatoria de interés científico o práctico están incluidos en la clase NP-completos, ya que no existen algoritmos exactos con complejidad polinómica que permitan resolverlos. Debido a su intratabilidad, se han diseñado una gran cantidad de métodos aproximados, los cuales encuentran buenas soluciones en tiempos razonables.

Estos métodos, en los que la rapidez del proceso es tan importante como la calidad de la solución obtenida, se denominan *heurísticos* o aproximados [Diaz96]. Las heurísticas son métodos o algoritmos exploratorios para la resolución de problemas en el que las soluciones se obtienen por la evaluación del progreso logrado en la búsqueda de un resultado final, en la que la estructura del problema se utiliza de forma inteligente para obtener una buena solución [Glo03]. Luego, con el propósito de obtener mejores resultados que los alcanzados por los heurísticos tradicionales surgen los denominados procedimientos *metaheurísticos*. Los procedimientos metaheurísticos son una clase de métodos aproximados que están diseñados para resolver problemas difíciles de optimización combinatoria, en los que los heurísticos clásicos no son efectivos.

Los metaheurísticos proporcionan un marco general para crear nuevos algoritmos híbridos combinando diferentes conceptos derivados de la inteligencia artificial, la evolución biológica y los mecanismos estadísticos ([Osm96], [Mar03]).

Las técnicas heurísticas no aseguran soluciones óptimas, sino solamente soluciones validas, aproximadas, y frecuentemente no es posible justificar en términos estrictamente lógicos la validez del resultado [Bañ06].

De forma general, estas técnicas ofrecen un buen rendimiento en un amplio número de aplicaciones.

La estructura de esta introducción es la siguiente: la primera sección presenta los métodos de sintonía de los controladores PID, a continuación se proponen los distintos métodos de optimización y se finaliza, en la tercera sección, con una revisión de la aplicación concreta de estos métodos para la obtención de los parámetros de control del PID.

El objetivo de este epígrafe es presentar la aplicación de métodos heurísticos en la sintonía del controlador PID ya que los métodos clásicos no son sistemáticos a la hora de aplicarlos a cualquier proceso. Hay que resaltar que en general, los métodos de sintonía validos para sistemas clásicos son extensibles directamente a sistema de control en los que aparecen distintos esquemas de muestreo.

5.1.1. Sintonía Control PID

El control PID es una de las estrategias de control más populares que ha permitido generar información recogida en una gran cantidad de libros y publicaciones en revistas ([Dat00], [Ast01], [ODw03], [Sil03], [Joh05], [Vis06]).

La preselección de la estructura de control a utilizar es un reto en la aplicación del control PID. Las reglas de sintonía que se aplican a una determinada estructura de control no tienen porqué funcionar de modo correcto con otra.

Existe una gran cantidad de reglas de sintonía de controladores PI/PID. O'Dwyer recoge en [Odw06] del orden de cien tablas que agrupan reglas según el modelo del proceso y la estructura del controlador. Con todo sigue siendo un campo abierto a la investigación [Ast06].

Los elementos que se identifican en un problema de diseño de control son:

- Una estructura de control.
- Especificaciones de ejecución múltiples.
- Estabilidad y ejecución robusta del lazo cerrado.

Los parámetros de control se sintonizan para que el sistema de control en lazo cerrado sea estable y se consigan alcanzar determinados objetivos de control relacionados con:

- Estabilidad robusta.
- Desempeño nominal; buen desempeño del lazo, en presencia de incertidumbre en el modelo y/o de perturbaciones persistentes. Incluye satisfacer tiempo de pico, sobreimpulso máximo, tiempo de asentamiento...
- Regular la ejecución en estado estacionario, incluyendo rechazo a la perturbación en la carga.
- Control Robusto frente a la incertidumbre en el modelo de la planta.
- Robusto frente a la incertidumbre del entorno y atenuar el ruido.

Con estos objetivos los métodos de sintonía de los controladores PID se pueden agrupar de acuerdo con su naturaleza y su uso como se presenta a continuación ([Ast95], [LiF98], [Feng99]):

- *Métodos analíticos.* Los parámetros del PID se calculan a partir de relaciones analíticas o algebraicas entre el modelo de la planta y el objetivo (como por ejemplo en Internal Model Control (IMC)-control basado en modelo, λ). Proporcionan una fórmula de uso sencillo y son apropiados para la sintonía online, pero el objetivo debe describirse de forma analítica y el modelo debe estar definido con precisión.
- *Métodos Heurísticos.* Se desarrollan a partir del uso de experiencias prácticas en sintonía manual, como las reglas de Ziegler-Nichols (Z-N) y desde la inteligencia artificial (sistemas expertos, lógica fuzzy, redes neuronales...). También proporcionan una formulación o regla base para el uso online pero con desventajas sobre los objetivos de diseño respecto a los métodos de sintonía manual.
- *Métodos de respuesta en frecuencia.* Trabajan con características en frecuencia de los procesos controlados. Suelen tratarse de métodos off-line donde la principal preocupación en el diseño es la estabilidad robusta.

- *Métodos de Optimización.* Se pueden considerar como un tipo especial del control óptimo, donde los parámetros del controlador se obtienen fuera de línea, utilizando métodos de optimización numéricos para una función de diseño con un objetivo u objetivos múltiples sobre las que aplicar heurísticas de cómputo o algoritmos evolutivos.
- *Métodos adaptativos de sintonía.* Proporcionan una sintonía automática on-line en base a alguno de los métodos comentados con anterioridad.

El tipo de problemas que se abordan en este trabajo hace imposible el uso de métodos de sintonía adaptativos por plantear la sintonía fuera de línea.

El ajuste de los parámetros (sintonía) se realiza para que la respuesta del sistema en lazo cerrado tenga unas características determinadas (criterio de sintonía). Estos métodos constan de tres pasos:

- 1) Estimación de ciertas características de la dinámica del proceso a controlar (en lazo abierto o en lazo cerrado).
- 2) Cálculo de los parámetros del controlador. Para ello se aplican las fórmulas de sintonía, que son relaciones empíricas entre los parámetros del controlador elegido y las características del proceso estimadas en el paso anterior, lo que proporciona valores aproximados de los parámetros del controlador.
- 3) Ajuste fino de los parámetros, mediante observación de la respuesta en lazo cerrado.

Las diferencias entre los distintos métodos empíricos citados en la literatura [Ast95] radican en la forma de combinar las técnicas de estimación y las fórmulas de sintonía.

El diseño del controlador busca las siguientes *especificaciones nominales*:

- 1) Criterios de optimización sobre la señal de error. Minimizando alguna de las siguientes cuatro integrales: Integral del error absoluto (IAE), Integral del tiempo por el error absoluto (ITAE), y las dependientes del error cuadrático como el ISE (Integral del error cuadrático) y el ITSE (Integral del tiempo por el error cuadrático).

- 2) Especificaciones de estabilidad relativa en el dominio frecuencia. Características de la respuesta en frecuencia del conjunto (controlador+proceso). Las dos especificaciones tradicionalmente utilizadas han sido el margen de fase y el margen de ganancia.
- 3) El criterio de razón de amortiguamiento de 1/4 que fue utilizado por Z-N. Previene de grandes desviaciones en el primer pico de la respuesta del sistema cuando se producen cambios en la carga o perturbaciones sobre el sistema, pero trae consigo una sobreoscilación del 50% para cambios bruscos en el punto de consigna, que puede ser excesiva en la mayoría de las aplicaciones.
- 4) Especificaciones en el dominio del tiempo de la respuesta del conjunto (controlador+proceso). Las tres especificaciones tradicionalmente usadas son, la máxima sobreelongación (M_p), el tiempo de pico (t_p) y el tiempo de asentamiento (t_s).

La mayoría de las fórmulas de sintonía que se obtienen en cada uno de los métodos de sintonía convencional, están basadas en *especificaciones nominales* sobre determinadas características de la respuesta del sistema en lazo cerrado a cambios bruscos en el punto de consigna o en la carga. Se fundamentan en características de la respuesta temporal o en criterios de optimización sobre la señal de error, tratando de minimizar algunas de las integrales típicas descritas anteriormente.

Todas las reglas de sintonía convencionales proporcionan fórmulas empíricas, ya que se han obtenido de forma experimental, como resultado de experiencias reales o simuladas con diversos procesos industriales típicos, o como simulaciones con el modelo de primer orden con retardo puro, o de forma analítica pero con aproximaciones. Este carácter empírico hace que todas ellas tengan un *rango limitado de aplicación*, tanto en el *valor de las especificaciones* como en las *características del proceso* y que presenten resultados más brillantes para determinadas condiciones.

Además las reglas son aplicables solo sobre algunos tipos de procesos, por ejemplo el método AMIGO, Z-N o Cohen-Coon es apropiado para procesos estables. Las formulaciones tampoco son generalizables para las distintas estructuras de control, por ejemplo los métodos mencionados con anterioridad son solo aplicables sobre una estructura PID o PI, no I-PD o PD.

Los métodos de sintonía generalmente se definen para controladores continuos a pesar de que la tendencia actual en la industria es la utilización de controladores discretos.

La sintonía de *controladores discretos* se puede realizar mediante la transformación del plano s en el plano z a través de la relación $z = e^{sT}$ habiendo diseñado previamente el controlador en el ámbito continuo. Sin embargo esta transformación repercute en una peor respuesta del sistema cuando el periodo aumenta.

El controlador PID digital es básicamente un procesador digital que cada T segundos resuelve un algoritmo iterativo (ecuación en diferencias). El diseño del controlador digital suele ser realizado empleando técnicas propias de los sistemas muestreados. El caso de la implementación digital del PID es simplemente una aproximación numérica de su ecuación integro-diferencial. Los controladores que se obtienen se suponen más versátiles, pero sigue habiendo casos en los que el controlador analógico posee un buen comportamiento, por lo que en muchas ocasiones el controlador digital se diseña como una aproximación del analógico.

Las aproximaciones numéricas más comúnmente empleadas para discretizar la ecuación diferencial de un sistema analógico son:

Tabla 5.1. Transformaciones para las acciones de control discreto

REGLA	EXPRESIÓN
Rectangular hacia adelante o de Euler	$s = \frac{1}{T}(z - 1)$
Rectangular hacia atrás	$s = \frac{1}{T} \frac{(z - 1)}{z}$
Trapezoidal o de Tustin	$s = \frac{2}{T} \frac{(z - 1)}{z + 1}$

Estas reglas pueden interpretarse directamente en relación con las acciones integral y derivativa del controlador PID. A partir de las expresiones que se obtienen se calcula la función de transferencia aproximada del sistema a discretizar y a partir de ésta la ecuación en diferencias del sistema digital.

A la luz de la transformación se aprecia que:

- 1) Aparece un nuevo grado de libertad, el periodo T .
- 2) El aumento de T implica que el rendimiento se degrada.

Las fórmulas obtenidas en control continuo solo *sirven para la sintonía de controladores PID discretos*, bajo las restricciones siguientes:

- Si el período de muestreo es muy pequeño respecto a las constantes de tiempo del proceso, se debe considerar al controlador como si fuera analógico y aplicar las mismas fórmulas.
- Si se quieren utilizar las fórmulas de Z-N en lazo cerrado, la estimación de K_c y t_c (ganancia crítica y periodo de oscilación mantenida) se debe hacer con el mismo período de muestreo que tendrá el controlador.
- Si se ha hecho una estimación en lazo abierto, se debe utilizar como parámetro en las fórmulas de sintonía el retardo corregido T_0 , que se obtiene sumando medio período de muestreo al retardo estimado.

Hay diversos criterios para determinar el máximo periodo aceptable según el tipo de proceso que se pretenda controlar [Lop94a]. La *tabla 5.2* resume los criterios más usuales para sistemas de primer orden. Estos se basan en el tiempo de subida t_r , en la constante de tiempo del proceso τ o en el retardo Δ . En sistemas oscilatorios estables el periodo de muestreo debería ser tal que permita reconstruir la señal; por tanto no debería superar el *periodo de Nyquist*.

Tabla 5.2. *Criterios de elección de periodos de muestreo para sistemas de primer orden*

<i>Basado en t_r</i>	<i>Basado en τ</i>	<i>Basado en Δ</i>
$T = t_{r(0\%-63.2\%)} / 4$	$\tau / 20 \leq T \leq \tau / 10$	$\Delta / 8 \leq T \leq \Delta / 4$

Si el periodo de muestreo se puede elegir, éste puede considerarse como un parámetro más del controlador [Lop94b]. Si el periodo de muestreo viene impuesto por la naturaleza del problema, y éste no es lo suficientemente pequeño, es necesario realizar la sintonía directamente en el ámbito discreto.

Por otro lado el periodo de muestreo es un parámetro importante en la implementación digital de un controlador PID y dependiendo de su estructura también se imponen una serie de requisitos en cuanto al periodo de muestreo. Algunos autores señalan incluso diferencias si se trabaja con un PI o con un PID. El periodo de muestreo en el caso del PI debe relacionarse con el *Tiempo Integral* (T_i) y en el caso del PID o se ajusta con α (constante del filtro) o con α y con la constante de *Tiempo Derivativo* (T_d) (ver *tabla 5.3*) para evitar el efecto “ringing” (alternancia entre valores positivos y negativos de la acción derivativa en cada periodo de muestreo).

Tabla 5.3. Límites en los periodos de muestreo para sistemas de primer orden

<i>Control PI</i>	<i>Control PID</i>
$0.1 < \frac{T}{T_i} < 0.3$	$0.2 < \frac{T}{2 \cdot \alpha \cdot T_d} < 0.6$

Tal y como se justifica en el capítulo 2, los métodos de sintonía adaptados por otros autores a su aplicación sobre el control de PIDMF no son aplicables en este trabajo por la generalidad que se persigue en cuanto a los esquemas de muestreo del lazo de control y el PID-G implementado.

5.1.2. Métodos de Optimización

Los problemas de optimización pueden clasificarse en función de diferentes factores como son su complejidad, la existencia o no de restricciones, su carácter estático o dinámico, lineal o no lineal, mono-objetivo o multi-objetivo.

En cuanto a las técnicas de búsqueda, estas se pueden clasificar en función de si aseguran obtener el resultado óptimo (técnicas exactas) o si por el contrario permiten obtener soluciones cercanas al óptimo (técnicas aproximadas) [Puc05].

La optimización combinatoria [Gro95] consiste en encontrar la mejor solución (óptima) de entre un conjunto finito de soluciones alternativas. La calidad u optimalidad de las soluciones vendrá definida por la capacidad de dichas soluciones para minimizar o maximizar una determinada función, denominada *función objetivo*, compuesta por un conjunto determinado de variables definidas sobre un conjunto discreto. Esta disciplina tiene numerosas aplicaciones en ámbitos como las ciencias, la ingeniería, la industria, la logística, etc. Como ejemplos podemos mencionar, entre otros, el diseño de circuitos electrónicos VLSI (Very Large Scale Integration) [Sri05], el diseño de redes de telecomunicación [KMT98], la asignación de tareas a procesadores [Ras03], el enrutamiento y carga de vehículos en redes de distribución [Glo01], la planificación de la producción [Kub02], la selección de carteras financieras [Roc00], la planificación de la generación de electricidad [Lina00], el diseño de proteínas [Gor99], la distribución de ambulancias en una región para asegurar un cierto nivel de servicio a su población [Gen01], etc. La gran variedad de aplicaciones que requieren la ayuda de optimizadores ha provocado un gran interés en las últimas décadas en el desarrollo de nuevos métodos.

Los avances dentro de esta área de estudio han permitido el desarrollo una nueva clase de algoritmos de aproximación que básicamente tratan de combinar métodos heurísticos básicos en un marco de alto nivel orientado a buscar la eficiencia en el proceso de búsqueda.

Durante los años 80 y principios de los 90 estas técnicas se conocieron como *heurísticas modernas* [Glo93]. Dichas técnicas consisten en procedimientos sistemáticos de prueba que ofrecen soluciones aceptables, no necesariamente óptimos absolutos, para problemas donde el espacio de soluciones es indeterminado o lo suficientemente amplio como para que no pueda ser evaluado en un tiempo aceptable. En muchos casos, las técnicas heurísticas se diseñan en función de las características particulares del problema a resolver.

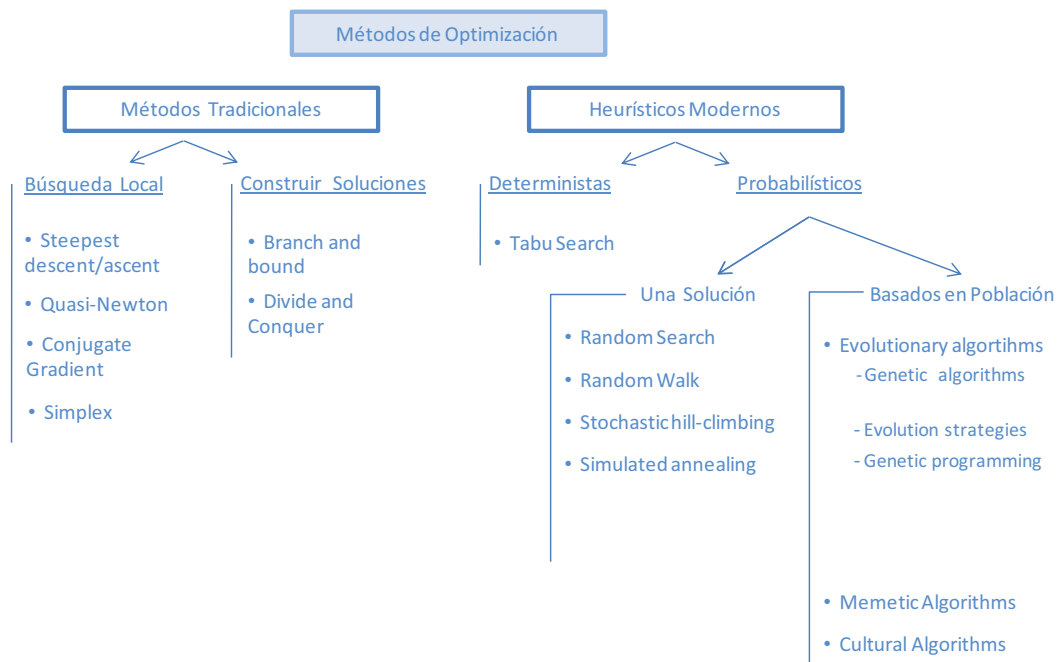


Figura 5.1. Clasificación de Métodos de optimización

Además del concepto de heurística, es habitual hablar de *metaheurística*, que se describe como un proceso iterativo maestro que guía y modifica las operaciones de heurísticas subordinadas para producir de forma eficiente soluciones de alta calidad. Las *heurísticas subordinadas* pueden ser procedimientos de alto o bajo nivel, un método de búsqueda local o simplemente un método constructivo [Vob99]. Aunque se suele considerar como metaheurística a toda aquella generalización de una determinada heurística para cualquier tipo de problema, en la práctica es necesario analizar detalladamente el problema a resolver para determinar cuál de ellas es la que puede tener un mayor éxito en la búsqueda de soluciones inicialmente ya que no se puede determinar con total seguridad si alcanzaremos dicho éxito.

A continuación se describen las características básicas de la metaheurística, según la descripción ofrecida por Blum y col. [Blum03].

- Son estrategias que guían el proceso de búsqueda.
- Exploran eficientemente el espacio de búsqueda con el objetivo de encontrar soluciones próximas al óptimo global.
- Las técnicas que constituyen las metaheurísticas varían entre métodos de búsqueda local simple a complejos métodos de aprendizaje.
- Pueden incorporar mecanismos para evitar quedar atrapado en óptimos locales del espacio de búsqueda.
- Permiten un nivel de descripción abstracto, no específico del problema.
- Pueden hacer uso de conocimiento del dominio específico de forma que las heurísticas son controladas por una estrategia de nivel superior.

Las metaheurísticas avanzadas utilizan la experiencia de búsqueda (haciendo uso de alguna forma de memoria) para guiar la búsqueda.

Entre las principales técnicas metaheurísticas de optimización [Glo03] se pueden encontrar las siguientes:

- Recocido simulado (Simulated Annealing, SA) [Kir83]
- Búsqueda tabú (Tabu Search, TS) ([Glo97a],[Glo97b])
- Algoritmos genéticos (Genetic Algorithms, GA) ([Hol75], [Gol89])
- Búsqueda dispersa (Scatter Search, SS) ([Glo97b], [Mar06])
- Algoritmos meméticos (Memetic Algorithms, MA) [Mos00]
- Búsqueda en vecindario variable (Variable Neighborhood Search, VNS) [Han99]
- Búsqueda local guiada (Guided Local Search, GLS) [Voud98]
- Procedimientos de búsqueda basados en procedimientos adaptativos aleatorizados avariciosos (Greedy Randomized Adaptive Search Procedures, GRASP) [Feo95]
- Optimización mediante colonias de hormigas (Ant Colony Optimization, ACO) [Dori99]
- Búsqueda local iterada (Iterated Local Search, ILS) [Ram01]
- Redes neuronales (Neural Networks, NN) [Smi99]

Además, se pueden incluir las técnicas híbridas que combinan aspectos de diferentes metaheurísticas [Tal02], así como versiones paralelas de dichos métodos [Cah04].

Hay diferentes clasificaciones que atienden a distintas características de la metaheurística. Una de las más aceptadas se encuentra en el trabajo Blum y Roli [Blum03].

Técnicas inspiradas versus no inspiradas en la naturaleza

Muchas metaheurísticas, como por ejemplo los algoritmos genéticos, recocido simulado, optimización mediante colonias de hormigas, etc. basan su funcionamiento en aspectos inspirados de la naturaleza. Otras, como por ejemplo búsqueda tabú o la búsqueda local guiada, no simulan ningún aspecto de la naturaleza.

Técnicas basadas en trayectorias versus poblacionales

Un aspecto diferenciador entre metaheurísticas radica en el número de soluciones que se utilizan en el proceso de optimización. Metaheurísticas como recocido simulado, o búsqueda tabú utilizan una sola solución durante el proceso de búsqueda, por lo que se suelen denominar métodos de trayectoria ya que la solución describe una trayectoria desde la solución de partida hasta encontrar la solución final. Por otro lado, técnicas como los algoritmos genéticos hacen uso de un conjunto de soluciones (población) que son optimizadas de forma simultánea durante la búsqueda. Normalmente los métodos poblacionales suelen conseguir soluciones de más calidad debido a la ventaja que supone explorar simultáneamente diferentes áreas del espacio de búsqueda.

Técnicas estáticas versus dinámicas

Otro aspecto diferenciador entre metaheurísticas radica en la función de aptitud utilizada. Mientras que en la mayoría de heurísticas utilizan la misma función objetivo durante todo el proceso de búsqueda otras, como la búsqueda local guiada, modifican dicha función en tiempo de ejecución, lo que ayuda a escapar de mínimos locales.

Técnicas basadas en estructuras de vecindario único versus vecindarios múltiples

La mayoría de los algoritmos trabajan con una estructura de vecindario simple, es decir, la topología del espacio objetivo no cambia durante la búsqueda. Sin embargo, existen metaheurísticas como la búsqueda en vecindario variable que diversifican la búsqueda mediante el uso de diferentes espacios de soluciones.

Metaheurísticas con memoria versus sin memoria

Uno de los criterios más utilizados para clasificar las metaheurísticas es el uso que hacen de su historia de búsqueda, es decir, si utilizan memoria o no. Heurísticas como el recocido simulado utilizan exclusivamente el estado actual del proceso de búsqueda a la hora de determinar la próxima forma de actuación. Otras técnicas como la búsqueda tabú utilizan información previa (memoria) del proceso de búsqueda a la hora de tomar nuevas decisiones. Existen dos formas principales de hacer uso de la memoria. Una de ellas consiste en incorporar memoria a corto plazo teniendo en cuenta las últimas decisiones tomadas (movimientos realizados, soluciones visitadas, etc.). En otros casos se hace uso de memoria a largo plazo, que considera toda o una gran parte de la búsqueda realizada.

5.1.3. Métodos de Optimización Heurísticos en Control PID

El control PID se ha definido como un problema de optimización, por muchos autores. Se pueden encontrar distintas referencias bibliográficas en las que se procede a la obtención de los parámetros de control del PID mediante el uso de métodos de optimización heurísticos. En todos ellos las características comunes son:

- Seleccionar un índice de comportamiento.
- Determinar el algoritmo a utilizar.
- Establecer los parámetros de entrada del algoritmo seleccionado.

Dentro de esta sección se revisan los avances que se están realizando en la aplicación de técnicas heurísticas en control y las características moldeables que poseen para adaptar distintos tipos de problemas, facilitando encontrar la solución.

Hasta la fecha, varias técnicas de optimización heurística han sido aceptadas y usadas para el diseño de controladores en aplicaciones de control industrial. Como por ejemplo, diseño de un controlador PID adaptativo usando algoritmos genéticos [Meh95], también este tipo de algoritmos se han aplicado en autosintonía de controladores PID [Mits99] y en el diseño de controladores PID de precisión finita [Whi99]. Otros métodos alternativos como el método de búsqueda Tabú adaptativo poseen como principal característica la propiedad de convergencia global [Pua04] ha aplicado en identificación de sistemas complejos lineales y no lineales [Pua02] y para la obtención de un control PID óptimo [Pua07].

Wang L. *et al* [WLZ01] propusieron una estrategia que combina el algoritmo del recocido simulado con los algoritmos genéticos para la sintonía de los parámetros del controlador PID. A partir del estudio se corrobora que la sintonía mediante el uso del recocido simulado proporciona un buen índice de ejecución con una sobreelongación aceptable y ajustado en tiempo. La única desventaja que se detecta es el tiempo de cómputo que se consume en ocasiones y depende de la propia naturaleza del algoritmo.

Como solución a este problema se suelen destacar dos:

- Mejorar y sintonizar el propio algoritmo del recocido simulado.
- Mejorar la estructura del controlador PID para acelerar el algoritmo de forma indirecta.

Algunos autores han desarrollado varios tipos de estructuras numéricas del controlador [Yac08] como por ejemplo el PID incremental (the increment PID, IPID) y el controlador PID con separación de la integral (the integral separation PID, ISPID) con la finalidad de mejorar el algoritmo.

En control se ha desarrollado el control de aprendizaje interactivo (Iterative learning control, ILC) que permite la realización de tareas de control sin el conocimiento exacto del modelo del proceso o de los parámetros ([Yu05], [Xu05]). Aprende a generar la acción de control directamente sin realizar la identificación del modelo, para ello utiliza acciones previas de control y señales anteriores de error. La aplicación en control PID ha sido realizada por diferentes autores ([Shou03], [WCL04], [Xu07], [Liu09]).

El problema del control óptimo se define como multi-objetivo o mono-objetivo, donde la función se construye a partir de una función de utilidad que describe la importancia relativa de cada objetivo ([Tak97], [Tak00]).

Ulungu *et al.* [Ulu99] propuso una herramienta para el algoritmo del recocido simulado multi-objetivo en la que adoptaba una estrategia que utilizaba una función objetivo construida mediante la suma de pesos junto con una probabilidad de aceptación de la solución. Para la obtención de soluciones no dominantes el algoritmo de RS modifica el peso de sus objetivos en cada paso de ejecución. Una variación uniforme en los pesos no garantiza el proporcionar una solución no dominante.

El algoritmo más utilizado es el algoritmo genético (GA) para el diseño de control PID ([Chen95], [Kro01], [Tak01], [Kit03]). Por ejemplo, Chen et al. [Chen95] utilizan GA para diseñar un tipo de control PID óptimo y Ho *et al.* [Ho04] adopta el uso del algoritmo del recocido simulado ortogonal mono-objetivo para diseñar un tipo de control PID óptimo ambos combinan las normas $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ eficientemente.

Krohling y Rey [Kro01] investigaron el mismo problema también con el uso de GA pero con distintos índices de ejecución, minimizar el cuadrado del error para un tiempo de asentamiento mínimo.

Kitsios *et al.* [Kit01] mejora la ejecución del método GA al incluir características multi-objetivo. Takahashi *et al.* [Tak01], emplea propiedades de grupo del conjunto de pareto construyendo un algoritmo GA multi-objetivo que mezcla el diseño óptimo de control combinando las normas $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ usando las soluciones de inecuaciones de matrices lineales (linear matrix inequalities) o matrices bilineales (bilinear matrix).

El Recocido Simulado es una de las metaheurísticas más clásicas. Su simplicidad y buenos resultados en numerosos problemas, incluido el diseño de controladores PID, la hacen una herramienta muy popular. Tiene como principal ventaja su sencillez en implementación sin olvidar la dificultad de ajuste de los parámetros que controlan el algoritmo y los altos tiempos de cálculo. La universalidad del método provoca que se seleccione para resolver el problema de sintonía del controlador PID-G que se plantea.

5.2. Recocido Simulado

El Recocido Simulado (RS) es una técnica de búsqueda local propuesta con el objetivo de evitar, en la medida de lo posible, quedar atrapados en óptimos locales. El origen del método se puede encontrar en el método de Monte Carlo propuesto en 1953 por Metrópolis *et al.* [Met53]. Como método de optimización el recocido simulado fue investigado por Kirkpatrick *et al.* en 1983 [Kir83]. Geman *et al.* [Gem84] proporcionaron una condición necesaria y suficiente para la convergencia del algoritmo a un mínimo global. Es posible demostrar que la heurística RS converge estadísticamente a la solución óptima, con independencia de la solución inicial, aunque la demostración requiere que el número de iteraciones tienda a infinito [Aar85].

El método tiene su origen en un comportamiento físico, que se describe a continuación junto con la aplicación del método en optimización con transiciones entre estados y el algoritmo propiamente dicho con sus distintas variaciones teóricas.

5.2.1. Fundamento físico

El funcionamiento de RS es similar al proceso de enfriamiento al que es sometido un metal fundido. Cuando el metal se funde, sus partículas toman configuraciones aleatorias siendo propenso a deformarse. Tras la fundición, su temperatura disminuye lentamente hasta alcanzar un estado de mínima energía, proceso durante el cual dichas partículas toman paulatinamente una configuración robusta, y por tanto se dificulta su deformación.

A nivel físico, el proceso comienza elevando la temperatura de la sustancia hasta su punto de fusión, para posteriormente proceder a su enfriamiento de forma muy lenta, permitiendo así a los átomos redistribuirse, alinearse y formar un cristal puro completamente ordenado, asociado con el estado de mínima energía. Tanto a nivel físico como computacional ya puede intuirse que la selección adecuada del esquema de enfriamiento es crítica.

En física de sólidos, las partículas vienen caracterizadas por una probabilidad $P\{E\}$ de estar en un estado E a temperatura T . La probabilidad viene dada por la función de distribución de Boltzmann:

$$P\{E\} = \frac{1}{Z(T)} \cdot e^{-E/(k_b \cdot T)} \quad (5.1)$$

Donde k_b es la *constante de Boltzmann* y $Z(T)$ es un factor normalizado dependiente de la temperatura. Es más probable que las partículas del sistema estén con alta energía a altas temperaturas que a bajas temperaturas [Met53].

Cuando una partícula se mueve a un lugar nuevo depende directamente de la variación local del total de la energía del sistema. RS intenta atravesar el espacio de soluciones modelando los cambios de energía que sufre un material durante el proceso de enfriamiento. Cada estado en una determinada temperatura se corresponde con una cierta solución y la energía asociada se relaciona a nivel computacional con el *fitness* o *calidad* de dicha solución.

5.2.2. Adaptación algorítmica general

La analogía en el campo computacional radica en que la técnica de recocido simulado trabaja con una solución inicial aleatoria, que se optimiza de forma que al inicio del proceso se permiten variaciones de las soluciones que empeoren la función de aptitud con el propósito de escapar de los óptimos locales, mientras que conforme el proceso avanza disminuye la probabilidad de aceptar soluciones que empeoren dicha función. Esta analogía ha sido probada con éxito en numerosos problemas de optimización ([JAMS89], [Cun99]).

La estructura básica de un algoritmo de recocido simulado se puede escribir de acuerdo con el siguiente pseudocódigo:

Algoritmo 5.1. Pseudo-código del algoritmo del Recocido Simulado

```
RS (Tini, Tenfri, Tparada)
  Inicio
  S <- generar_solucion_inicial();
  Temp <- Tini;
  Hacer
  Hacer
    s' <- obtener_solución_vecina (N(s));
    aceptar <- Metropolis(s,s',t);
    si (aceptar=true) entonces
      s<-s';
    finsi;
  mientras (numero_repeticiones)
  Temp <- nueva_temperatura(t,Tenfr);
  mientras (condición_parada(t,Tparada));
  devolver (s);
fin;
```

En este pseudocódigo se diferencian dos tipos de elementos que permiten afinar el algoritmo para que la ejecución del mismo sea la más eficaz en el tiempo de resolución, de acuerdo con el problema que se desea resolver [Mor07]:

- *Elementos genéricos.* Son aquellos que no tienen una dependencia directa del problema, aunque hay que afinarlos para el problema concreto que se desea resolver.
 - Valor inicial de la temperatura (T_{ini}^0) del parámetro de control llamado temperatura (t)
 - Proceso de enfriamiento, depende del *Coefficiente de enfriamiento* (T_{enfr})
 - Número de repeticiones (nm)
 - Condición de parada, depende de la *Temperatura de parada* (T_{parada}).

- *Elementos dependientes de problema.* Son los elementos que definen de forma directa el problema que se está resolviendo. Definen un modelo del problema y la estructura del espacio de soluciones para el mismo.
 - Espacio de soluciones: S
 - Solución inicial: S_0
 - Estructura de vecindad.
 - Función objetivo: $f(s)$

A continuación se definen los elementos genéricos y se desarrolla el funcionamiento del algoritmo junto con las características de convergencia que posee.

Los elementos dependientes del problema se describen con detalle en la siguiente sección, particularizados al problema concreto que se plantea.

Temperatura inicial

La temperatura inicial define el momento en el que se inicia el proceso de enfriamiento. Esta temperatura inicial debe ser suficientemente alta para permitir el libre cambio a soluciones vecinas y, sobre todo, que la solución final sea independiente de la solución inicial.

Una regla práctica que se le suele poner a la temperatura inicial es que debe tener un valor tal que la proporción inicial de vecinos aceptados (tanto de mejora como de no mejora) tenga un alto valor (90% - 95%). Es decir, inicialmente todos los vecinos se aceptan con una probabilidad cercana a 1.

Lógicamente hay que elegir esta temperatura con cuidado porque si se elige una temperatura inicial demasiado alta se perderá tiempo realizando muchos movimientos que se aceptan siempre, lo que no resulta de mucho interés pues no se está persiguiendo ningún valor concreto.

Por otra parte, si se elige una temperatura inicial demasiado baja el proceso se mueve poco desde la solución inicial por lo que se puede quedar atrapado desde un inicio en una región desde la que sólo se pueda llegar a un óptimo local, por lo que se perderá la posibilidad de explorar otras regiones donde se encuentre alguno de los óptimos globales del sistema.

Proceso de enfriamiento

El proceso de enfriamiento es el mecanismo por el que la temperatura tiende a cero. Es decir, la probabilidad de aceptación de soluciones peores tiende a cero. El proceso de enfriamiento, por tanto, determina cómo se modifica la temperatura durante la ejecución del algoritmo.

Algunos de los algoritmos de enfriamiento utilizados son los siguientes:

- Descensos constantes de temperaturas.
- Descenso exponencial: $t_{k+1} = (T_{enfr})^k \cdot T_{ini}^0$, ($0.8 \leq T_{enfr} \leq 0.99$)
- Criterio de Boltzmann: $t_k = T_{ini}^0 / (1 + \log(k))$
- Esquema de Cauchy: $t_k = T_{ini}^0 / (1+k)$

Hay que intentar durante el proceso de enfriamiento que haya una alta aceptación al principio (de forma que se pueda realizar un proceso de exploración inicial en el espacio de búsqueda) e ir reduciendo esta aceptación hacia el final (de forma que se fomente el proceso de explotación de vecindad para llegar a una solución lo mejor posible). En este trabajo se ha considerado el descenso exponencial por la sencillez del cálculo y la variable que determina el comportamiento de la temperatura es T_{enfr} .

Número de repeticiones

El número de repeticiones del bucle interno nos da el número de vecinos que se visitan antes de reducir la temperatura del sistema. Este proceso debe ser dinámico, de forma que se aumente el número de repeticiones según se reduce la temperatura. De esta forma se conseguirá explotar la vecindad hacia el final del proceso.

Un mecanismo habitual para conseguirlo es repetir el bucle hasta que se cumpla una de las siguientes condiciones:

- Se aceptan un cierto número de soluciones. Durante las primeras fases del proceso se aceptarán muchas soluciones mientras que en las últimas fases se aceptarán muy pocas. De esta forma según se desarrolla el algoritmo cada vez se analizan más vecinos.
- Se han visitado un cierto número de vecinos. De esta forma el bucle interno termina en algún momento, si se da el caso que se aceptan muy pocos vecinos, o ninguno, de acuerdo con la condición anterior.

Para que se pueda explorar con cierta completitud todos los vecinos el número de repeticiones debe ser del orden del tamaño de la vecindad.

Condición de parada

Esta condición indica cuando se considera finalizado el algoritmo de cálculo. Los factores que determinan el punto en el que detenerse se pueden definir a partir de distintos elementos. El descenso en la temperatura debe producirse hasta el valor determinado por la temperatura de parada (T_{parada}). Por otro lado las condiciones para terminar el algoritmo deberían tener en cuenta que ya se han realizado un determinado número de iteraciones sin mejorar la solución. La idea es evitar seguir insistiendo reiteradamente en la vecindad de una solución para la que ya se lleva tiempo intentado explotar.

Ejecución y convergencia del algoritmo

RS comienza con la inicialización de la temperatura $t = T_{ini}^0$ a un valor elevado, lo cual proporciona una probabilidad también alta de aceptar un movimiento que empeore el *valor de la función objetivo*, con la aspiración de escapar de óptimos locales. En cada iteración se reduce la temperatura, y con ello dicha probabilidad, de forma que inicialmente se realiza una diversificación de la búsqueda sin controlar demasiado el coste de las soluciones visitadas, mientras que conforme avanza el proceso se va intensificando la búsqueda en un área determinada del *espacio objetivo*.

La forma usual de reducir la temperatura consiste en multiplicar T_{enfr} por el valor actual de la temperatura en la cada iteración t . Estos parametros se deben ajustar en función del tipo y tamaño del problema a resolver. Tras esto, RS obtiene una solución inicial, s y a partir de esta se genera una nueva solución vecina perteneciente al entorno de s ($N(s)$). Se calcula la diferencia de valor de aptitud entre ambas soluciones, determinando posteriormente si se acepta o no la nueva solución candidata. Esta decisión se suele tomar haciendo uso del *Criterio de Metropolis* [Met53]. Este criterio probabilista, cuyo uso en problemas de optimización combinatoria se remonta a los años ochenta, se basa en aceptar nuevas soluciones en función de la mejora o empeoramiento en la calidad de la solución vecina con respecto a la original, y en función del valor actual de t .

Existen numerosos artículos que tratan sobre la convergencia del algoritmo RS y las condiciones necesarias y suficientes para que se dé el proceso de convergencia. Entre ellos uno de los más importantes en este sentido es el de Aarts y Lenstra [Aar97]. En él, se demuestra que el proceso converge al óptimo global siempre que la secuencia de nuevas soluciones se aproxime a una distribución estacionaria.

Para la convergencia al óptimo global es condición necesaria que la temperatura descienda de forma infinitamente lenta [Dee91]. Obviamente, esto no se puede implementar en una aplicación real en la que el procedimiento debe concluir en un tiempo finito. Por tanto, la elección de los valores de T_{ini}^0 , T_{enfr} y T_{parada} constituye un factor primordial para el éxito del enfriamiento simulado en un determinado problema. Trabajos anteriores han demostrado que el uso de valores próximos a la unidad de T_{enfr} ($0.8 \leq T_{enfr} \leq 0.99$) obtienen un buen rendimiento [Nou98]. Existen diferentes estrategias para establecer el número de iteraciones que se realizan con cada temperatura. Una posible estrategia es la de aplicar varias iteraciones con un número medio-bajo de temperaturas, que se determina en función del tamaño de la vecindad o del espacio de soluciones. Otra opción consiste en realizar pocas iteraciones, incluso a veces una sola, para muchas temperaturas distintas a cambio de decrementar la temperatura muy lentamente.

Una idea que se destaca Nourani y Andresen [Nou98] es en el hecho de que resulta más interesante invertir más tiempo en temperaturas bajas para asegurar que el óptimo local ha sido totalmente explorado. En teoría, la temperatura debería disminuir hasta cero, pero sin embargo en la práctica no hay necesidad de disminuirla tanto, ya que es suficiente con mantener un criterio de parada próximo a cero (p. ej.: $T_{parada} \approx 0.01$).

Asimismo se pueden tener en cuenta los trabajos de Cohn [Cohn99] en el que se realiza un análisis a temperatura fija, Theodosopoulos [The99] muestra que el uso de soluciones iniciales aleatorias puede mejorar el proceso de convergencia. Una revisión bastante completa se puede ver también en el trabajo de Aarts [Aar02].

No obstante, la experiencia adquirida en cada problema será la que determine el enfoque más conveniente a tomar.

5.3. Método de Sintonía General (GTM)

A partir de una sintonía de control clásica y utilizando el modelo de simulación desarrollado en este trabajo, se ha diseñado e implementado una metodología, denotada *Método de Sintonía General (GTM - General Tuning Method)*, que con la ayuda del algoritmo del RS, proporciona los parámetros de control PID-G (ganancias y periodos) para que el sistema alcance la respuesta deseada, mediante la realización de evaluaciones de acuerdo con un procedimiento de optimización que permite mejorar el comportamiento del lazo de control.

El problema que se ha planteado en este trabajo es el reajuste de los parámetros del controlador cuando un controlador diseñado bajo unas condiciones particulares se integra en un sistema en el que se producen variaciones temporales. La variación se representa dentro del entorno de simulación a través de los diferentes esquemas de muestreo, lo que provoca en la mayoría de los casos el deterioro en el comportamiento del sistema. La técnica posee la ventaja de no ser dependiente del tipo o estructura de control PID seleccionado y de un proceso determinado.

El planteamiento general del método es el indicado en la *figura 5.2*:

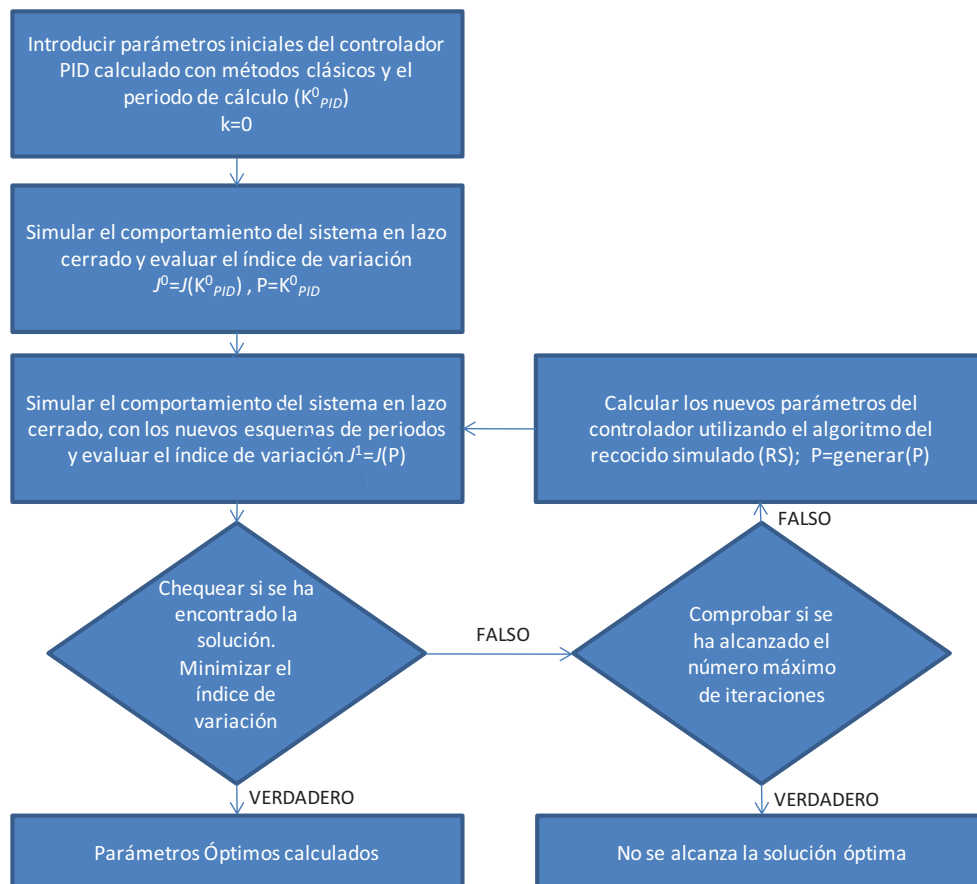


Figura 5.2. Algoritmo método general de sintonía

El desarrollo correcto del método es posible cuando se realizan los siguientes pasos:

PASO 1.- Considerar un conjunto de especificaciones con valores fijos.

PASO 2.- Seleccionar un periodo T para la sintonía inicial.

PASO 3.- Aplicar los métodos de sintonía clásicos que permiten encontrar los parámetros de control de un PID sintonizado a periodo T .

PASO 4.- Plantear el nuevo escenario a evaluar (que será una variación del clásico).

PASO 5.- Evaluar mediante la función objetivo (*índice de variación de respuesta*) y el modelo de simulación si se ha producido una pérdida de especificaciones de diseño.

PASO 6.- Resolver el problema de minimización de la función objetivo establecida aplicando el algoritmo del recocido simulado.

PASO 7.- Analizar el resultado alcanzado.

El método GTM aplicado a la sintonía de sistemas de control PID es general y aplicable sobre escenarios clásicos de control y ampliable a los presentados en este trabajo como sistemas con muestreo no convencional, ya que es posible considerar distintos esquemas de patrones de muestreo internos y externos al controlador.

Los elementos clave para el desarrollo de la metodología propuesta son:

- 1) Modelo de simulación para conocer la respuesta del sistema en lazo cerrado.
- 2) Selección de la función objetivo.
- 3) Búsqueda del valor que minimiza dicha función.

La salida del método propuesto, después de aplicar el algoritmo de optimización seleccionado (en nuestro caso RS), son los valores de los parámetros del controlador PID-G, compuestos por las ganancias del controlador y los esquemas uniformes de muestreo de cada acción del controlador.

Para el desarrollo del método, es necesario establecer de antemano una estructura para el controlador (por ejemplo interactivo, no interactivo...).

La construcción de la función objetivo se realiza para obtener una medida que indica hasta qué punto el funcionamiento efectivo del sistema se acerca al comportamiento deseado, se denota *índice de variación*. El objetivo final que se persigue es el siguiente: cuando, por el motivo que sea, el sistema no se comporta como el utilizado para la sintonía inicial, lo que se pretende es que la respuesta del sistema se acerque a dicha respuesta (inicial) o incluso la mejore.

Es importante puntualizar que, en general, un sistema de control bajo un determinado índice de variación no es óptimo bajo otros posibles índices de variación.

La técnica propuesta se puede aplicar no sólo a sistemas con muestreo no convencional, sino también a otros bajo los siguientes supuestos:

- El modelo de la planta no está definido y se usan técnicas de identificación para su cálculo o se aproximan a modelos de orden bajo para poder aplicar determinados métodos de sintonía.
- Las reglas de sintonía proporcionan valores iniciales que se deben resintonizar o reajustar para conseguir unas especificaciones deseadas.
- Se producen perturbaciones en la referencia o en la carga.
- Se modifican los periodos del sistema. Por ejemplo en el ámbito de los datos muestreados cuando cambia el periodo de muestreo del valor de T a T' o en los sistemas cuando existen desfases entre las distintas señales.

Además el algoritmo de control a considerar es el presentado en este trabajo, PID-G con sus distintas estructuras de control. Se trata de una generalización que permite considerar como caso particular el PID clásico (continuo o discreto).

El controlador *PID-G* se define a partir de los siguientes parámetros $K_{PID} = [K_p, K_i, K_d, T_{prp}, T_{int}, T_{der}] \in \mathbb{R}_+^6$, los tres primeros son las ganancias proporcional, integral y derivativa y los tres últimos los periodos de muestreo de cada una de las acciones de control.

El proceso que aquí se presenta pasa por un conjunto de *decisiones* que pueden determinar un mejor o peor comportamiento del método ya que afinan el comportamiento del algoritmo del RS. Estas decisiones están condicionadas por un conjunto de elementos dependientes del problema:

- 1) La selección de la tupla de valores iniciales a partir de la sintonía clásica del controlador y la selección del espacio de soluciones.

- 2) Definición de la función objetivo a partir de los objetivos parciales que se desean alcanzar.
- 3) Parametrización del algoritmo heurístico implementado.

A lo largo de esta sección se detallarán paulatinamente los conceptos, ejemplificándolos haciendo uso del *experimento base* que se ha analizado a lo largo de la memoria, con el objetivo de identificar numéricamente la información que se presenta. La función de transferencia del proceso considerado es:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2 \cdot s + 0.75}$$

5.3.1. Espacio de soluciones, solución inicial y estructura de vecindad

La definición del problema determinará la estructura del espacio de soluciones y, por tanto, la forma en que se puede recorrer el espacio de soluciones, los algoritmos que se pueden utilizar para crear soluciones, etc.

Resulta de gran importancia que el diseño elegido en la definición del problema disponga, por comodidad algorítmica, de algunas propiedades como que: el espacio de soluciones no genere soluciones degeneradas, no permita la generación de soluciones imposibles, etc.

Lógicamente para cada problema hay que estudiar de forma diferenciada cómo generar este espacio de soluciones, en relación con la facilidad para generar una vecindad y el cálculo de la función objetivo asociada a una determinada solución.

En nuestro caso el espacio de soluciones tiene dimensión seis. La definición de las variables dentro del problema se ha realizado distinguiéndolas en dos grupos. Las tres primeras variables calculadas podrán ser números reales y las tres últimas se definen con números naturales. Esta separación se realiza con el objetivo de poder utilizar el modelo de simulación, propuesto como parte de este trabajo, en el que los periodos de muestreo de las acciones de control se calculan como múltiplos del periodo de ejecución definido en el modelo.

Además, sobre las ganancias del controlador se limita a valores positivos. Dentro del código de cálculo se incluyen unos controles que obligan a que una nueva solución generada en la vecindad de la anterior solución, se genere con las restricciones impuestas.

Dada una solución, hay que poder conseguir una nueva solución mediante pequeños cambios en la solución original. Además la forma de generar una vecindad debe poder asegurar que a partir de una solución cualquiera se debe poder llegar a cualquier otra ya sea directa o indirectamente. Esta característica es vital para dar validez al proceso de convergencia del algoritmo.

Al ser un problema de optimización combinatoria, la solución inicial más sencilla es la que resulta de elegir una combinación aleatoria de elementos del problema que conformen una solución válida para el problema planteado, pero en nuestro caso se selecciona como punto de partida los parámetros de un controlador calculado desde la perspectiva clásica. La solución inicial puede ser cualquier solución válida del problema planteado en un supuesto clásico de control, con un controlador continuo o discreto en un escenario monofrecuencia. La motivación de esta selección viene determinada por el tipo de función objetivo que se define como parte del problema. Es necesario conocer el comportamiento del sistema en un estado de partida para posteriormente determinar el índice de variación.

Asimismo, la vecindad de una solución dada debería ser lo suficientemente pequeña como para poder realizar una búsqueda en pocas iteraciones, y lo suficientemente grande como para generar mejoras sustanciales en pocos movimientos.

Las propiedades que se han utilizado en la generación computacional de un vecino del espacio de soluciones son:

- Rapidez para que se puedan calcular un mayor número de vecinos por unidad de tiempo.
- El vecino generado debe ser siempre una solución factible.

En este apartado se describen algunos métodos propuestos en la literatura para el ajuste de parámetros de controladores PID clásico y que son aplicables para el cálculo de la *solución inicial* del algoritmo.

Se presentan los métodos en dos grupos distintos:

- *Métodos de sintonía convencional*: aquellos que disponen de unas reglas de sintonía y se reajustan posteriormente mediante prueba y error.
- *Métodos de optimización paramétrica*: aquellos que realizan el ajuste de los parámetros del PID de forma automática. Este grupo de métodos tienen en común minimizar una determinada función objetivo compuesta por uno o varios objetivos variables en función de los valores de los parámetros del PID.

Métodos de sintonía convencional

- 1) *Método de Ziegler y Nichols* (1942) [Zie42]. Consideran que el proceso se puede modelar como un sistema continuo de primer orden con retardo puro y como criterio de sintonía que la razón de amortiguamiento sea de $1/4$. Para el modelado del proceso se puede considerar métodos de ajuste empírico, que permite obtener el retardo y la constante de tiempo del modelo, y a partir de ellos ajustar los parámetros del controlador, o bien, el método de respuesta en frecuencia, que permite ajustar, los parámetros del controlador una vez conocida la ganancia crítica a la cual el sistema oscila y el período de oscilación mantenida.
- 2) *Método Chien–Hrones–Reswick* (CHR) [Chi52]. Especificado en el año 1952. Es una variante del método de Z-N en bucle abierto. Proponen ajustes diferentes de los parámetros en función de si se desea obtener la repuesta más rápida sin sobreoscilación o con 20 % de sobreoscilación. También es importante si prima la respuesta ante un cambio de consigna o ante perturbaciones en la carga. Comparado con el método de sintonía de Z-N, este utiliza de manera explícita la constante de tiempo del proceso.
- 3) *Método de Cohen y Coon* (1953) [Coh53]. Es una variante del método de Z-N que trata de eliminar la no unicidad en la determinación de los parámetros del controlador que lleva implícito el criterio de razón de amortiguamiento $1/4$. Para ello, en control PI lo complementa con minimizar la integral del error, y en control PID añade la condición entre los parámetros de control.
- 4) *Método de asignación de polos* [Ast88]. Una vez obtenido el modelo del proceso, se considera un determinado controlador y se ajustan sus parámetros de tal forma que las raíces de la ecuación característica se sitúen en ciertos lugares prefijados por las especificaciones de diseño. Este método es aplicable tanto en control continuo como discreto.
- 5) *Método MIGO* (M-constrained integral gain optimization) y *Método AMIGO* (Aproximate MIGO) [Ast05]. Aúnan brillantemente la sencillez de las reglas de sintonía de Z-N con la robustez de los métodos basados en especificaciones sobre la sensibilidad. Se desarrollan a partir de la simulación de un gran número de procesos y establecen la correlación que existe entre los parámetros de control y la característica de respuesta frente a un escalón. MIGO se basa su diseño en maximizar la ganancia integral restringida a la sensibilidad máxima y proporciona muy buenos resultados en los controladores PI.

El segundo, AMIGO, tiene un planteamiento similar pero usando ideas de lazos de control robustos, lo que permite adquirir un equilibrio entre ejecución y robustez. Es recomendable conocer información de la dinámica del proceso para la realización de una buena sintonía. El método aporta un conjunto de reglas sencillas de aplicar para un gran número de procesos.

Métodos de sintonía con optimización paramétrica

La *optimización paramétrica* es una línea metodológica desarrollada para la obtención de los parámetros de control cuando se dispone de un modelo paramétrico del proceso. Aunque no está muy utilizada, existen algunas excepciones para controladores PID discreto en tiempo ([Rad87], [Ise89]) y en continuo [Zhua91], donde se utiliza optimización mono-objetivo. El no practicar este tipo de metodologías puede estar motivado por la falta de herramientas software que permitan un diseño completamente automático.

El introducir las ideas de optimización multi-objetivo dentro del ámbito de la ingeniería de control ha abierto un gran interés en los problemas de optimización paramétrica para la resolución de problemas de control.

La optimización multi-objetivo ha sido aplicada en el diseño de sistemas de control basados en estrategias PID en diversas ocasiones. Algunos trabajos describen el diseño de un PI y PID como un problema de optimización multi-objetivo [Hut05]. Otros fijan como objetivo la sintonía del controlador PI tratando de satisfacer más de un objetivo en el diseño de control, el margen de fase y de ganancia mediante la maximización de la frecuencia resonante y la minimización del error cuadrático integral ISE (Integral of Square Error), [Koo99]. Otro ejemplo es el diseño de un controlador PID robusto con dos grados de libertad en base a una aproximación a un modelo de coincidencia parcial [Kaw99], en este caso se ha optimizado el seguimiento a la referencia y el rechazo a perturbaciones.

Calistru [Cal99], en uno de sus trabajos desarrolla un procedimiento de diseño para la sintonía de los parámetros de control PID utilizando un índice de ejecución óptimo basado en $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$, mediante el uso de algoritmos genéticos.

Todos los problemas mencionados precisan de varias funciones objetivo que tienen que satisfacerse para un controlador único (Single-Input/Single-Output, SISO o Multi-Input/Multi-Output MIMO) en un único lazo de control.

En el caso de múltiples lazos, también se pueden encontrar ejemplos en los que la optimización multi-objetivo se aplica en sistemas de tiempo continuo ([Gam06], [Wel06]) y en casos discretos [Gam07]. No se tratan en detalle, por no formar parte de este trabajo.

En todos los casos mencionados, se minimiza como función objetivo el índice ISE para obtener los parámetros del controlador. Uno de los principales motivos es su simplicidad y que hay algoritmos para calcularlo en tiempo infinito ([Ast70], [Gore91], [Wan95], [Cal99]).

Hay otros problemas como los propuestos por Popov [Pop05], que se definen en el dominio del tiempo y se calculan los errores ISE e IAE (Integral Absolute Error) para un periodo de simulación finito. Otro tipo de funciones objetivo no suelen usarse en particular por la dificultad de evaluarlas numéricamente.

Un estudio presentado por Gambier [Gam08] introduce nuevas herramientas computacionales para la evaluación numérica de índices más complicados.

Con independencia en que la optimización tenga un objetivo único o múltiple, este grupo de métodos está caracterizado por la minimización de un índice de ejecución, que en el caso SISO es:

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} f[e(k)] \quad (5.2)$$

sujeto a la restricción:

$$\sum_{k=1}^{\infty} g[u(k)] \leq 0 \quad (5.3)$$

Este tipo de problemas se replantea mediante la construcción de la función Lagrangiana:

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} (f[e(k)] + \lambda g[u(k)]) \quad (5.4)$$

siendo λ un nuevo parámetro de diseño libre en su valor.

El índice contiene una suma de pesos de forma que la ley de control digital puede plantearse como $u(k) = [k, e(k), \theta_c]$ donde θ_c representa el vector de parámetros del controlador y la señal de error $e(k) = r(k) - y(k)$ donde $y(k) = [k, u(k), \theta_p]$ es el modelo de la planta donde θ_p es el vector de parámetros del proceso y $r(k)$ es la señal de referencia predefinida.

Los parámetros del controlador se calculan mediante el uso de algoritmos de optimización numéricos donde se distinguen dos pasos que son determinantes:

- 1) *Selección de algoritmo de optimización*: como método de la derivada primera, segunda o métodos directos de búsqueda cuando por la naturaleza del problema es difícil calcular analíticamente el gradiente o el hessiano del índice de ejecución.
- 2) *Selección del índice de ejecución*: en este caso dependen del problema particular y además debe considerarse la facilidad que se tiene para la evaluación numérica del índice en cada iteración del algoritmo de optimización. Algunos de los índices clásicos se listan a continuación:

a) $ISE = \sum_{k=0}^{\infty} e^2(k)$ (Integral del error cuadrático)

b) $ITSE = \sum_{k=0}^{\infty} k \cdot e^2(k)$ (Integral del tiempo por el error cuadrático)

c) $ISTSE = \sum_{k=0}^{\infty} k^2 \cdot e^2(k)$ (Integral del tiempo al cuadrado por el error cuadrático)

d) $IAE = \sum_{k=0}^{\infty} |e(k)|$ (Integral del error absoluto)

e) $ITAE = \sum_{k=0}^{\infty} k \cdot |e(k)|$ (Integral del tiempo por el error absoluto)

Aplicando el modelo de simulación desarrollado en el capítulo 4, utilizando un controlador PID con los parámetros de control calculados mediante cualquiera de los distintos métodos de sintonía presentados, es posible calcular las características de las distintas respuestas.

La *tupla de valores iniciales* la determina el usuario y se define mediante una combinación entre las ganancias del controlador K_p^0 , K_i^0 y K_d^0 calculadas, junto con el periodo de muestreo al que se calcularon. Se pueden distinguir dos circunstancias distintas:

- 1) Si los valores de las ganancias se obtienen para un control PID continuo, los periodos iniciales toman el mismo valor que el periodo de ejecución h , $K_{PID}^0 = [K_p^0, K_i^0, K_d^0, h, h, h]$, este periodo es lo suficientemente pequeño para permitir simular el comportamiento en continuo del sistema en el modelo de simulación.
- 2) Si el PID discreto está sintonizado a un periodo T el punto de partida, como solución inicial en el algoritmo GTM, será de la forma $K_{PID}^0 = [K_p^0, K_i^0, K_d^0, T, T, T]$.

En principio se puede pensar que un periodo adecuado para realizar la sintonía inicial del controlador, es considerar el máximo de los que hay en el lazo de control y se calcula como $T = \max(T_y, T_u, T_{prp}, T_{int}, T_{der})$, como el caso extremo peor.

Solución inicial con el experimento base

Los valores iniciales varían en función al método de sintonía clásico seleccionado entre los expuestos anteriormente.

Los parámetros del controlador PID calculados se utilizan para construir una posible solución inicial del algoritmo y se muestran en la *tabla 5.4*.

Tabla 5.4. Valores iniciales para GTM según método clásico seleccionado

Método Clásico	$K_{PID}^0 = [K_p^0, K_i^0, K_d^0, h, h, h]$
Z-N	[10.4, 17.33, 1.56, 0.001, 0.001, 0.001]
CHR 0%	[0.83, 0.38, 0.22, 0.001, 0.001, 0.001]
CHR 20%	[1.32, 0.43, 0.34, 0.001, 0.001, 0.001]
AMIGO	[7.73, 13.81, 0.38, 0.001, 0.001, 0.001]
IAE	[12.17, 4.04, 0.55, 0.001, 0.001, 0.001]
ITAE	[10.35, 3.69, 0.39, 0.001, 0.001, 0.001]

La validez de los parámetros, para el controlador PID, calculados se pierde en la mayoría de los casos, al considerar un sistema con características de muestreo no convencional.

Por ejemplo cuando la señal de medida del proceso se realiza bajo un esquema de muestreo $T_y = [0.341, 0.03, 0.1]$ y la señal de control se aplica a periodo uniforme $T_u = 0.35$, en este caso el periodo máximo $T = \max(0.341, 0.03, 0.1, 0.35) = 0.35$, es muy elevado comparado con el periodo de ejecución, por lo que la situación ideal es partir de la implementación de un PID discreto a periodo $T = 0.35$ donde las ganancias del controlador deben recalcularse.

En este caso la combinación de las nuevas ganancias con el periodo máximo proporciona un nuevo valor inicial para el método GTM: $K_{PID}^0 = [7.17, 2.026, 2.19, 0.35, 0.35, 0.35]$.

En esta sección se ha mostrado la flexibilidad que existe en la selección del valor inicial en el método de sintonía, sin olvidar que se puede optar por la selección aleatoria de parámetros o escoger una tupla que sea válida en una situación clásica de control.

5.3.2. Función objetivo

La función objetivo mide la bondad de una solución, es una medida asociada a todos los elementos de una determinada solución. Una buena definición de dicha función implica que sea rápida de calcular, lo que implica poder generar un mayor conjunto de soluciones por unidad de tiempo. De hecho, el cálculo de la función objetivo suele ser uno de los aspectos más costosos en tiempo de cómputo del algoritmo.

Existen dos alternativas posibles a la hora de aplicar la optimización, que dependen directamente del tipo de función objetivo a considerar:

- La *optimización multi-objetivo* es el proceso de búsqueda de una o más soluciones que satisfagan de forma simultánea todas las restricciones y optimicen una determinada función que relaciona el espacio de decisión al que pertenecen las soluciones con el espacio objetivo. Para un problema con $i \geq 2$ objetivos, el proceso de optimización consiste en minimizar la función objetivo f :

$$\text{minimizar}(f_i(s)), \forall i \in [1, k]$$

Se transforman los vectores de decisión desde el espacio de búsqueda hacia un espacio objetivo de k dimensiones $Z \in \mathbb{R}^k$, $Z = f(s)$, $f(s) = \{f_1(s), f_2(s), \dots, f_k(s)\}$ con $k \in \mathbb{Z}$ y s dentro del conjunto de soluciones factibles.

- La optimización *mono-objetivo* donde la función a optimizar es unidimensional, se devuelve un valor escalar a cada solución.

En el escenario de trabajo planteado la función objetivo utiliza el modelo de simulación para calcular las características de la respuesta del sistema en lazo cerrado. Con el objetivo de ajustar la respuesta lo más posible a la deseada se plantea considerar varias especificaciones a cumplir como objetivos en la optimización. Este planteamiento propicia la construcción de una función multi-objetivo.

Para encontrar solución al problema planteado se opta por transformar el problema multi-objetivo en mono-objetivo con la construcción de una única función, utilizando los métodos de sumas o combinaciones de las funciones originales, a pesar de las dificultades de selección de los pesos o penalizaciones y asumiendo el otro problema que generan que es que no pueden encontrar la solución en una región cóncava. Se deja como una cuestión por resolver la aplicación de la optimización multi-objetivo al problema que se plantea, ya que muchas de las aproximaciones tienen en cuenta el concepto de población y esta es una alternativa no seleccionada en el presente trabajo.

El método seleccionado, *estrategias basadas en funciones de agregación* ([Haj92], [Coe98]), consiste en sumar todas las funciones objetivo usando diferentes pesos para cada una de ellas. Esto significa que nuestro problema con objetivos múltiples se transforma en un problema de optimización simple de la forma:

$$\text{minimizar } \left(\sum_{i=1}^k \sigma_i \cdot f_i(s) \right), \quad \sum_{i=1}^k \sigma_i = \text{constante} \quad (5.5)$$

Donde σ_i representa la importancia i -ésima del k -ésimo objetivo. Esta técnica es muy eficiente desde el punto de vista de uso de recursos de cómputo, sin olvidar que los resultados pueden verse modificados en función de los pesos. Se sabe poco acerca de seleccionar esos pesos por lo que es también una tarea el resolver el mismo problema con distintos pesos y analizar los comportamientos. Tal y como están planteados estos pesos no reflejan la importancia relativa de los objetivos y también depende de las unidades en las que estén planteadas esas funciones.

La resolución de la importancia relativa de los objetivos, es resuelta por algunos autores usando una simple combinación lineal de los objetivos y posteriormente se genera una superficie de compromisos mediante la variación de los pesos [CZY98].

El método GTM se plantea como un problema de optimización mono-objetivo que define la función objetivo como un *índice de variación de respuesta* que mide la pérdida de prestaciones del lazo de control motivado por distintos factores, como por ejemplo la variación de los esquemas de muestreo de las señales involucradas en el lazo de control.

El problema del análisis teórico del modelo del lazo cerrado de control, mediante expresiones matemáticas complejas, se evita haciendo uso para la optimización del modelo de simulación propuesto. En cada paso del algoritmo se realiza el cálculo de la función objetivo mediante simulación computacional.

El objetivo del método que se presenta, *GTM*, es encontrar K_{PID}^* que minimice el siguiente *índice de variación de la respuesta*:

$$J(K_{PID}) = \sum_{i=1}^k (\sigma_i \cdot J_i(K_{PID})) \quad (5.6)$$

Donde J_i son distintos objetivos parciales, siendo posible considerar varios, y $\sigma_i \in \mathbb{R}$ con $0 \leq \sigma_i \leq 1$, son pesos que representan la relevancia que tienen sobre el *índice de variación total*.

Cada objetivo parcial se computa como

$$J_i(K_{PID}) = \left| \frac{f_i^s(K_{PID}) - f_i^e}{f_i^e} \right| \quad (5.7)$$

donde f_i^e es el valor deseado para la i -ésima función objetivo, que tomará un valor constante una vez determinada la solución deseada y f_i^s el valor obtenido por el algoritmo de simulación computacional para la i -ésima función objetivo en cada ejecución del modelo de simulación, que varía cuando el algoritmo determina el valor de los parámetros del PID.

La función definida será minimizada, lo que es equivalente a disminuir el error que se está produciendo, esto es, hacer lo más pequeño posible el alejamiento de la respuesta deseada que se calcula mediante la selección del controlador que proporciona el método de sintonía escogido.

El PID clásico que se obtiene se implementa en el lazo de control y proporciona una respuesta que tiene unas características medibles con independencia del método de sintonía escogido, como se ha revisado en la *sección 5.1.6*.

Entre las características medibles de la respuesta en lazo cerrado, se permite seleccionar, una o varias, entre los valores de los errores minimizados en los métodos de sintonía que aplican técnicas de optimización o especificaciones como:

- M_p : Máxima sobreelongación, máximo valor de pico de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad.
- t_p : Tiempo de pico, tiempo hasta que la respuesta alcanza el primer pico de sobreelongación.
- t_s : Tiempo de asentamiento, tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje de la tolerancia admisible.

Dada la dificultad del problema, los pesos se establecen sólo en función a los valores binarios $\{0,1\}$, para cada una de los objetivos parciales que forman la función única a optimizar, dejando como futuro desarrollo la importancia del valor de los pesos.

El problema referente a las unidades de medida de cada uno de los valores que definen la respuesta ha quedado resuelto en el diseño de la función objetivo, ya que se calcula en cada objetivo parcial el *error relativo porcentual*, que se produce entre los valores deseados y los valores obtenidos por el simulador.

La propia definición del índice de variación permite la aplicación de la metodología sobre cualquier lazo de control, siempre que se desee realizar un ajuste en la respuesta, con independencia de que el sistema sea o no de muestreo no convencional.

Construcción de la función objetivo con el experimento base

El comportamiento del sistema en lazo cerrado se determina al implementar el controlador cuyas ganancias se calculan aplicando un método de sintonía clásico y el tipo de respuesta en lazo cerrado que se obtiene varía en función del criterio de sintonía específico de cada método.

En la *figura 5.3* se representan las respuestas en lazo cerrado implementando los distintos controladores PID con las ganancias que proporciona cada método clásico de sintonía (ver *tabla 5.4*).

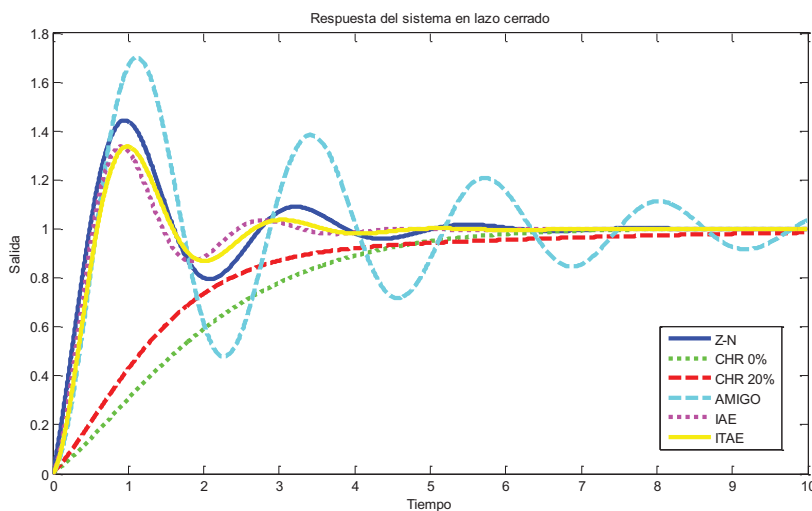


Figura 5.3. Respuesta del sistema en lazo cerrado implementando PID (ver tabla 5.4)

Las respuestas del sistema en lazo cerrado son distintas según el método clásico aplicado. La información que se requiere para la construcción del índice de variación, con independencia del método, son los valores de las características de cada respuesta en lazo cerrado, como las especificaciones o el valor de los errores, que se presentan en la *tabla 5.5*. Es posible seleccionar la que se considere más apropiada al ejemplo concreto que se defina.

Tabla 5.5. Características respuesta l.c. implementando PID clásico (ver tabla 5.4)

Método Clásico	M_p	t_p	t_s	ISE	IAE	ITSE	ITAE	Respuesta
Z-N	0.44	0.95	5.9	0.31	0.82	0.2	1.2	
CHR 0%	0.0016	10	6.7	1.2	2	1.1	3.2	
CHR 20%	-0.00083	20	11	0.87	1.8	0.68	3.8	
AMIGO	0.7	1.1	16	0.88	2.3	1.6	8.4	
IAE	0.34	0.9	4.1	0.27	0.61	0.095	0.58	
ITAE	0.34	0.99	4.5	0.31	0.67	0.11	0.65	

Los valores calculados son un ejemplo de características posibles para la respuesta y pueden ser incluidos dentro del índice de variación directamente o con otros valores si se desea ajustar la respuesta de otro modo e incluso realizar mejoras en el comportamiento del sistema.

En el experimento base, se ha seleccionado como ejemplo, la respuesta calculada cuando las ganancias del controlador PID se obtienen aplicando el método de Z-N. Sin olvidar, que el razonamiento a aplicar es el mismo con independencia del método seleccionado.

La construcción de la función objetivo pasa por la selección de las características de la respuesta deseada, como por ejemplo la especificación $t_s^e = 5.9 \text{ seg.}$, y el valor de los errores $ISE^e = 0.31$ e $ITAE^e = 1.1$. A partir de esta información se construye considerando la ecuación (5.6) el siguiente índice de variación:

$$J(K_{PID}) = \sigma_1 \cdot J_1 + \sigma_2 \cdot J_2 + \sigma_3 \cdot J_3 \quad (5.8)$$

Donde J_k define los distintos objetivos parciales y $\sigma_k \in \mathbb{R}$ con $\sigma_k = 1$, los pesos que representan misma relevancia de cada característica de la respuesta cuando $k = 1, 2, 3$. Cada objetivo parcial se computa como:

$$J_1(K_{PID}) = \left| \frac{t_s^s(K_{PID}) - t_s^e}{t_s^e} \right| \quad (5.9)$$

donde t_s^e es el valor deseado para la especificación tiempo de asentamiento y t_s^s el valor obtenido en cada ejecución del modelo de simulación.

$$J_2(K_{PID}) = \left| \frac{ISE^s(K_{PID}) - ISE^e}{ISE^e} \right| \quad (5.10)$$

donde ISE^e es el valor deseado para la integral del error cuadrático y ISE^s el valor obtenido en cada ejecución del modelo de simulación.

$$J_3(K_{PID}) = \left| \frac{ITAE^s(K_{PID}) - ITAE^e}{ITAE^e} \right| \quad (5.11)$$

donde $ITAE^e$ es el valor deseado para la integral del tiempo por el error absoluto y $ITAE^s$ el valor obtenido en cada ejecución del modelo de simulación.

5.3.3. Algoritmo heurístico implementado

En esta sección se presenta la parte del método GTM, que extiende el algoritmo del recocido simulado (ver *Algoritmo 5.1*) al ser aplicado tanto al control de sistemas con muestreo convencional como al no convencional. El algoritmo proporciona los parámetros del controlador PID-G.

PASO 1.- Determinar los parámetros del algoritmo, temperatura inicial (T_{emp}^0), temperatura final (T_{emp}), decremento en la temperatura (α) y el máximo número de iteraciones (nm) a cada temperatura.

PASO 2.- Evaluar $J^0 = J(K_{PID}^0)$.

PASO 3.- Perturbar aleatoriamente K_{PID}^0 para obtener K_{PID}^1

PASO 4.- Evaluar $J^1 = J(K_{PID}^1)$.

PASO 5.- Si $J^1 < J^0$ aceptar la solución y en otro caso aceptarla o rechazarla de acuerdo con el criterio Metropolis.

PASO 6.- Si se acepta $K_{PID}^0 = K_{PID}^1$ y $J^0 = J(K_{PID}^0)$.

PASO 7.- nm se decrementa y se repite el algoritmo desde el paso 3 tantas veces como venga determinado por el *máximo número de iteraciones* ($nm=0$) o se satisfaga la *condición de parada*.

PASO 8.- Aplicar el esquema de enfriamiento lo que proporciona un valor nuevo de temperatura $T_{new} = \alpha \cdot T_{old}$ y repetir desde el paso 3 hasta que se alcance la *temperatura final* o se satisfagan la *condición de parada*.

Además para mejorar el tiempo de cálculo del método optimizando su ejecución, se incluyen en el desarrollo computacional tres nuevos parámetros de control que determinarán la *condición de parada* incluida en el paso 7 y 8 del algoritmo. Las nuevas variables son:

- *Valor de parada del índice:* permite un margen de error para finalizar el algoritmo, no es necesario anular el índice, este valor proporciona una determinada tolerancia.
- *Máximo de rechazos consecutivos:* que detiene el algoritmo cuando de forma recurrente no se mejora el índice de variación.

- *Éxitos máximos para una determinada temperatura:* permite abandonar una temperatura y pasar a la siguiente aunque se sigan obteniendo mejoras en el algoritmo.

El algoritmo se aplica de forma análoga en el caso de un sistema con muestreo convencional cuando los métodos de diseño clásico no proporcionan la respuesta deseada. La única diferencia es la dimensión de los parámetros de entrada, que se restringe a las tres ganancias del controlador con todos los periodos internos iguales al periodo del control discreto que se desea diseñar.

La posibilidad de modificar el número de parámetros de salida del algoritmo RS ha permitido que en la aplicación del método GTM consideradas las siguientes *opciones* para la búsqueda de los parámetros del controlador PID-G:

- 1) Las ganancias del controlador PID discreto a un periodo T constante.
- 2) Los esquemas de muestreo internos de cada una de las acciones de control del PID discreto general.
- 3) Las ganancias y esquemas de muestreo de las acciones del controlador PID discreto general de forma conjunta.

El objetivo, que se persigue con esta agrupación en el cálculo de los parámetros, es permitir valorar junto con la eficiencia del método la aportación que tiene en la sintonía aumentar los parámetros de diseño del controlador y el efecto que se puede conseguir con la modificación de los esquemas de muestreo internos al controlador PID-G propuesto.

5.4. Análisis de aplicación del método GTM

A lo largo de la memoria se han desarrollado dos bloques de ejemplos denominados, experimento base y batería de pruebas.

El experimento base recoge un conjunto de experiencias que se generan al aplicar diferentes esquemas de muestreo sobre la señal de salida del proceso y la entrada al proceso, siendo este un proceso de segundo orden. La batería de pruebas determina sobre distintos procesos esquemas de muestreo que hacen que el sistema sea multifrecuencia.

Tabla 5.6. Procesos utilizados en el lazo de control

Nº	Sistema	Experiencia
0	$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2 \cdot s + 0.75}$	Experimento base
1	$G(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$	Batería de pruebas
2	$G(s) = 1/(1 + s)(1 + 0.2s)(1 + 0.04s)(1 + 0.008s)$	
3	$G(s) = \frac{e^{-15s}}{(s + 1)^3}$	
4	$G(s) = \frac{1}{s(s + 1)^2}$	
5	$G(s) = \frac{1 - 2s}{(s + 1)^3}$	
6	$G(s) = \frac{9}{(s + 1)(s^2 + 2s + 9)}$	
7	$G(s) = \frac{e^{-s}}{s}$	
8	$G(s) = \frac{100}{(s + 10)^2} \left(\frac{1}{s + 1} + \frac{0.5}{s + 0.5} \right)$	
9	$G(s) = \frac{150}{(s + 10)^2(s + 1)}$	
10	$G(s) = \frac{5}{(s + 1)(s^2 + 5s + 5)}$	
11	$G(s) = \frac{(s + 6)^2}{s(s + 1)^2(s + 36)}$	
12	$G(s) = \frac{a}{(s + a)(s - 1)}$	

Esta sección muestra los resultados tras aplicar el método GTM presentado y el análisis de los resultados. Inicialmente se presenta la parametrización a utilizar para configurar el algoritmo RS, en segundo lugar la tipología de los esquemas de muestreo existentes en el lazo de control y en tercer lugar las respuestas obtenidas por el método para los casos presentados. Termina la sección realizando un análisis de los resultados.

5.4.1. Parametrización del algoritmo RS

Todas las experiencias que se presentan, con independencia del tipo de sistema que constituyen, tienen en común los parámetros que se han utilizado para la búsqueda de la solución de sintonía del método GTM.

El índice de variación se define a partir de las características de la respuesta, por ejemplo para el experimento base (ver *tabla 5.5*) $t_s^e = 5.9 \text{ seg.}$, $ISE^e = 0.31$ e $ITAE^e = 1.1$:

$$J(K_{PID}) = \sigma_1 \cdot \left| \frac{t_s^s(K_{PID}) - t_s^e}{t_s^e} \right| + \sigma_2 \cdot \left| \frac{ISE^s(K_{PID}) - ISE^e}{ISE^e} \right| + \sigma_3 \cdot \left| \frac{ITAE^s(K_{PID}) - ITAE^e}{ITAE^e} \right|$$

Donde $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = 1$ son los pesos que representan misma relevancia de las especificaciones sobre el *índice de variación* total. t_s^s , ISE^s y $ITAE^s$ son los valores calculados en cada ejecución del modelo de simulación.

Los valores de t_s^e , ISE^e e $ITAE^e$ se calculan a partir de la respuesta en lazo cerrado de cada proceso y el controlador PID sintonizado bajo las condiciones iniciales establecidas dentro del marco del control clásico.

Los parámetros que configuran el algoritmo del recocido simulado son:

- Valor inicial: $T_{ini}^0 = 1$
- Coeficiente de enfriamiento: $T_{enfr} = 0.8$
- Número de nuevas soluciones a generar antes de decrementar la temperatura: $nm = 300$
- Temperatura de parada: $T_{parada} = 10^{-6}$

Y los parámetros vinculados a la condición de parada:

- Valor de parada del índice: 0.001.
- Máximo de rechazos consecutivos: 300.
- Éxitos máximos para una determinada temperatura: 40.

Con las parametrizaciones descritas se desarrollan cada uno de los casos planteados mediante la aplicación del método general de sintonía GTM.

5.4.2. Tipología de los esquemas de muestreo

Los experimentos que se realizan permiten la aplicación del método GTM sobre tres tipos de situaciones en función a los esquemas de muestreo que aparecen en el lazo de control: Monofrecuencia, multifrecuencia y cíclicos.

El espacio muestral está formado por 32 experimentos que se han seleccionado y analizado a lo largo del trabajo por representar situaciones extremas, en el sentido que el sistema bajo esos esquemas de muestreo con un controlador definido y sintonizado con la situación clásica de partida deteriora considerablemente su comportamiento, llegando incluso a inestabilizarse en algunos casos.

Los experimentos realizados (ver *tabla 5.7*) consideran varios de los procesos presentados en la *tabla 5.6*. Los casos cuyo nombre empiezan por S utilizan el proceso llamado 0. El nombre del experimento se acompaña de los esquemas aplicados al bloque A/D no convencional y D/A no convencional. Por último, la tipología marca el tipo de sistema que se construye.

Tabla 5.7. *Esquemas de periodos de muestreo en la medida y la actuación*

<i>Casos</i>	T_y	T_u	<i>Tipo</i>
<i>S1-I</i>	0.35	0.35	<i>mono</i>
<i>S2-I</i>	0.131	0.35	<i>MF-NCOC</i>
<i>S2-II</i>	0.215	0.35	
<i>S2-III</i>	0.35	0.105	<i>MF-NCIC</i>
<i>S2-VI</i>	0.35	0.214	
<i>S3-I</i>	0.35	0.1, 0.06	<i>NC</i>
<i>S3-II</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.35	
<i>S3-III</i>	0.341, 0.03, 0.1	0.341, 0.03, 0.1	
<i>1.1</i>	0.81	1	<i>MF-NCOC</i>
<i>2.1</i>	0.151	0.2	
<i>3.1</i>	12.7	20	
<i>4.1</i>	1.53	2	
<i>5.1</i>	6.7	10	
<i>6.1</i>	1.34	2	
<i>7.1</i>	0.286	0.4	
<i>8.1</i>	0.251	0.5	
<i>9.1</i>	0.188	0.25	
<i>10.1</i>	3.34	5	
<i>11.1</i>	1.17	1.5	
<i>12.1</i>	0.074	0.1	
<i>1.2</i>	1	0.99	<i>MF-NCIC</i>
<i>2.2</i>	0.2	0.199	
<i>3.2</i>	20	13.4	
<i>4.2</i>	2	1.99	
<i>5.2</i>	10	9.8	
<i>6.2</i>	1.98	2	
<i>7.2</i>	0.4	0.398	
<i>8.2</i>	0.5	0.498	
<i>9.2</i>	0.25	0.249	
<i>10.2</i>	5	4.88	
<i>11.2</i>	1.5	1.49	
<i>12.2</i>	0.1	0.074	

Otro elemento que puede definirse con una tipología variable es el controlador PID-G, por lo que a lo largo de las experiencias realizadas se ha utilizado el método GTM propuesto sobre tres escenarios distintos:

- 1) PID1 es el controlador PID discreto clásico a periodo máximo para el que GTM recalcula las ganancias de control.
- 2) PID2 es un controlador PID-G en el que alguno de sus periodos internos son distintos al periodo máximo con las ganancias de control prefijadas a las obtenidas por un método clásico.
- 3) PID3 es un controlador PID-G que recalcula sus seis parámetros para encontrar la solución óptima.

Por lo tanto el método se aplica en todos los modos de funcionamiento posible del controlador y sobre distintos tipos de escenarios de muestreo.

5.4.3. Resultados del método GTM

A partir de fijar los parámetros del algoritmo descritos y establecer la información referente al proceso a analizar, los esquemas de muestreo que determinan su comportamiento y el controlador PID clásico seleccionado como punto de partida, se aplica el método GTM para la obtención de los tres controladores: PID1, PID2 y PID3. La información de cada paso del algoritmo y la salida con los nuevos controlador calculados puede consultarse con detalle en el Anexo. La información se ha presentado en los dos anexos, el Anexo A agrupa la información para el experimento base y el Anexo B para la batería de pruebas.

Para los análisis posteriores se presenta la información de salida del algoritmo en la *tabla 5.7* (para el experimento base) y la *tabla 5.8* (para la batería de pruebas), contiene los valores de salida de los parámetros del controlador, el número de pasos que necesita el algoritmo para el cálculo de esos valores y por último el valor del índice de variación.

Las dos tablas señalan en color los parámetros del controlador PID-G que calcula el método GTM y señala para cada caso el mejor controlador calculado, entendido como aquel que obtiene el menor valor del índice de variación.

Tabla 5.8. Resumen de Información método GTM para experimento base

Experiencia	Controlador PID-G							Algoritmo	
Casos	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Nº pasos	J
S1- I	clásico	10.4	17.33	1.56	0.001	0.001	0.001	-	-
	1	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	1964	0.79
	2	10.4	17.33	1.56	0.35	0.13	0.175	1152	0.29
	3	6.68	6.16	2.88	0.35	0.179	0.35	2952	0.6265
S2- I	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	5.51	2.05	2.25	0.35	0.35	0.35	736	0.1482
	2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.568	0.35	1445	1.129
	3	6.51	3.28	1.93	0.35	0.53	0.35	962	0.037
S2- II	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	4.86	2.03	1.77	0.35	0.35	0.35	1218	0.0025
	2	7.17	2.03	2.19	0.272	0.814	0.175	1915	2.646
	3	5.38	3.04	2.16	0.103	0.416	0.35	2266	0.1156
S2- III	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	4.95	2.37	2.63	0.35	0.35	0.35	1473	0.136
	2	7.17	2.03	2.19	0.288	0.573	0.61	1990	0.14
	3	6.23	2.89	2.03	0.201	0.543	0.93	2004	0.013
S2- IV	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	3.32	2.19	2.54	0.35	0.35	0.35	1373	0.068
	2	7.17	2.03	2.19	0.569	0.643	0.095	2154	0.43
	3	4.56	2.09	1.87	0.35	0.7	0.35	1670	0.1154
S3- I	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	5.02	1.94	1.28	0.35	0.35	0.35	1378	0.16
	2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.765	0.14	1598	0.0416
	3	6.44	1.57	1.73	0.35	0.619	0.151	2408	0.094
S3- II	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	3.46	1.80	1.38	0.35	0.35	0.35	1658	0.028
	2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.962	0.35	2938	4.9
	3	6.48	2.87	2.13	0.35	0.356	0.171	1624	0.1084
S3- III	clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	-	-
	1	2.	1.39	1.39	0.35	0.35	0.35	1484	0.0993
	2	7.17	2.03	2.19	0.642	0.884	0.171	1421	1.483
	3	4.32	2.025	1.99	0.269	0.914	0.18	1436	0.17

La tabla contiene para cada caso una fila que se identifica con la palabra “clásico” en la columna Tipo PID, que incluye el controlador PID que se ha considerado como punto de partida, i.e. valor inicial, para el método GTM.

Tabla 5.9. Resumen de Información método GTM para batería de pruebas

Casos	Controlador PID-G							Algoritmo	
	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Nº pasos	J
1	clásico	1.38	0.52	0.66	1	1	1	-	-
1.1	1	1.27	0.42	0.94	1	1	1	1204	1.03
	2	1.38	0.52	0.66	0.58	0.68	0.41	910	0.29
	3	1.15	0.46	0.79	0.66	0.55	0.99	641	0.15
1.2	1	0.95	0.48	0.70	1	1	1	2320	0.42
	2	1.38	0.52	0.66	0.92	1.6	1	857	4.72
	3	1.09	0.38	0.50	0.86	1.51	1.05	1832	0.68
2	clásico	5.35	9.99	0.80	0.2	0.2	0.2	-	-
2.1	1	3.237	2.75	0.88	0.2	0.2	0.2	1118	0.59
	2	5.35	9.99	0.80	0.2	0.118	0.152	710	1.2
	3	5.004	9.94	1.24	0.170	0.243	0.2	1663	0.68
2.2	1	3.34	7.24	0.83	0.2	0.2	0.2	304	9.44
	2	5.35	9.99	0.80	0.221	0.379	0.182	161	7.95
	3	5.22	9.87	0.80	0.222	0.431	0.194	676	6.47
3	clásico	0.98	0.04	1.35	20	20	20	-	-
3.1	1	0.64	0.02	0.83	20	20	20	336	2.08
	2	0.98	0.04	1.35	19.9	19.1	19.9	146	20.74
	3	0.64	0.022	0.62	19.9	18.7	19.7	133	9.10
3.2	1	0.75	0.04	1.49	20	20	20	577	1.82
	2	0.98	0.04	1.35	20.7	21	20.1	117	7.87
	3	0.85	0.04	2.17	20.3	20.4	20	804	4.09
4	clásico	0.27	0.001	0.42	2	2	2	-	-
4.1	1	0.17	0.0002	0.61	2	2	2	503	0.13
	2	0.27	0.001	0.42	1.61	2.41	1.99	545	0.99
	3	0.18	0.0008	0.64	2.42	1.53	2	549	0.31
4.2	1	0.115	0.0002	0.27	2	2	2	649	0.12
	2	0.27	0.001	0.42	2.27	2.99	1.52	1012	4.65
	3	0.17	0.0008	0.28	0.8	1	1.62	1288	0.63
5	clásico	0.87	0.086	0.07	10	10	10	-	-
5.1	1	0.92	0.09	0.93	10	10	10	545	0.21
	2	0.87	0.086	0.07	9	9	11.6	237	0.152
	3	0.94	0.086	0.0002	9.3	9.8	10.1	309	0.0655
5.2	1	0.57	0.041	0.076	10	10	10	1322	8.055
	2	0.87	0.086	0.07	10.1	10	9.9	274	29.02
	3	0.977	0.0957	0.089	10.1	10.2	9.9	688	11.48
6	clásico	1.2	0.55	0.04	2	2	2	-	-
6.1	1	1.23	0.55	0.138	2	2	2	808	1.2234
	2	1.2	0.55	0.04	1.97	1.61	1.98	993	0.17
	3	1.18	0.51	0.028	1.96	1.8	2.39	1020	0.098
6.2	1	0.77	0.28	0.00007	2	2	2	1606	6.29
	2	1.2	0.55	0.04	1.16	2.67	1.33	773	14.4
	3	0.98	0.32	0.017	1.35	2.73	1.34	680	1.16

Tabla 5.9 (Cont). Resumen de información método GTM para batería de pruebas

Casos	Controlador PID-G							Algoritmo	
	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Nº pasos	J
7	clásico	3.74	4.08	0.0011	0.4	0.4	0.4	-	-
7.1	1	3.738	3.92	0.21	0.4	0.4	0.4	457	0.797
	2	3.74	4.08	0.0011	0.396	0.503	0.4	380	3.84
	3	2.92	2.64	0.25	0.13	0.756	0.283	404	0.986
7.2	1	2.82	2.77	0.27	0.4	0.4	0.4	176	1025
	2	3.74	4.08	0.0011	0.483	0.928	0.298	206	4498
	3	2.79	2.005	0.1287	0.4	0.808	0.336	600	7.55
8	clásico	1.64	1.35	0.11	0.5	0.5	0.5	-	-
8.1	1	1.65	1.33	0.099	0.5	0.5	0.5	1332	0.017
	2	1.64	1.35	0.11	0.308	0.581	0.385	1159	0.79
	3	1.42	1.35	0.13	0.431	0.519	0.482	732	0.4
8.2	1	0.79	0.87	0.216	0.5	0.5	0.5	577	0.28
	2	1.64	1.35	0.11	0.408	1.003	0.665	242	3.89
	3	1.31	1.057	0.16	0.5	0.688	0.376	367	1.34
9	clásico	1.93	1.5	0.21	0.25	0.25	0.25	-	-
9.1	1	1.54	1.13	0.29	0.25	0.25	0.25	489	0.5
	2	1.93	1.5	0.21	0.25	0.282	0.198	693	1.43
	3	1.61	1.24	0.18	0.25	0.173	0.194	460	0.04
9.2	1	1.04	1.28	0.14	0.25	0.25	0.25	227	0.54
	2	1.93	1.5	0.21	0.356	0.596	0.216	636	5.48
	3	1.42	1.04	0.1	0.306	0.524	0.196	783	0.46
10	clásico	0.96	0.19	0.06	5	5	5	-	-
10.1	1	1.1	0.214	0.038	5	5	5	369	0.3
	2	0.96	0.19	0.06	4.77	4.35	5.97	349	0.078
	3	0.968	0.195	0.127	4.86	4.8	5.07	465	0.08
10.2	1	0.997	0.194	0.005	5	5	5	313	1.407
	2	0.96	0.19	0.06	4.68	5	4.89	338	5.675
	3	0.97	0.19	0.11	4.71	5.06	4.92	409	0.457
11	clásico	0.33	6.14E-6	0.44	1.5	1.5	1.5	-	-
11.1	1	0.24	3.47E-5	0.52	1.5	1.5	1.5	673	0.78
	2	0.33	6.14E-6	0.44	1.25	1.19	1.49	377	5.9
	3	0.23	6.14E-6	0.325	1.35	2.34	1.49	518	0.36
11.2	1	0.14	6.14E-6	0.22	1.5	1.5	1.5	453	0.77
	2	0.33	6.14E-6	0.44	1.93	1.04	1.34	489	15.4
	3	0.13	6.14E-6	0.3	1.01	2.06	1.68	398	1.16
12	clásico	13.2	45.46	2.14	0.1	0.1	0.1	-	-
12.1	1	10.89	43.89	1.56	0.1	0.1	0.1	568	1.002
	2	13.2	45.46	2.14	0.098	0.101	0.1	394	1.35
	3	13.48	45.135	2.26	0.156	0.133	0.1	840	0.77
12.2	1	11.35	46.14	1.72	0.1	0.1	0.1	586	1.2
	2	13.2	45.46	2.14	0.113	0.13	0.1	327	2.53
	3	11.79	41.5	1.96	0.06	0.09	0.1	468	2.05

Es necesario resaltar que los resultados que se presentan han utilizado la misma parametrización del algoritmo GTM para comparar los casos, pero el valor del índice de variación puede ser mejorado con otras parametrizaciones más precisas adaptadas al tipo de proceso sobre el que se aplique.

5.4.4. Análisis de los resultados

Antes de pasar a analizar los resultados se ha realizado un análisis exploratorio de los datos mediante el uso de un conjunto de técnicas estadísticas cuya finalidad es conseguir un entendimiento básico de los datos y de las relaciones existentes entre las variables analizadas. Para conseguir este objetivo se han aplicado un conjunto de métodos sistemáticos sencillos que permiten organizar y preparar los datos, detectar fallos en el diseño y recogida de los mismos, tratamiento y evaluación de datos ausentes (missing), identificación de casos atípicos (outliers) y comprobación de los supuestos subyacentes en la mayor parte de las técnicas multivariantes (normalidad, linealidad, homocedasticidad). Algunos de los resultados obtenidos en este análisis se presentan como parte de esta sección.

A partir de las 32 experiencias que se han seleccionado se realiza un análisis de las siguientes variables: ganancias del controlador, periodos internos del controlador, número de pasos de cálculo del algoritmo GTM, valor del índice de variación, variación porcentual de las ganancias respecto a las consideradas como valor inicial, variación porcentual de los periodos internos del controlador respecto al periodo máximo y por último factor de eficiencia del algoritmo. Este último se ha calculado como cociente entre el índice de variación y los pasos de ejecución del algoritmo en porcentaje.

El análisis del valor del índice de variación para cada uno de los distintos tipos de controladores: PID1, PID2 y PID3 se presenta en la *figura 5.4* mediante el uso de tres histogramas se visualizan el total de experimentos que tienen un índice de variación entre 0 y 16.

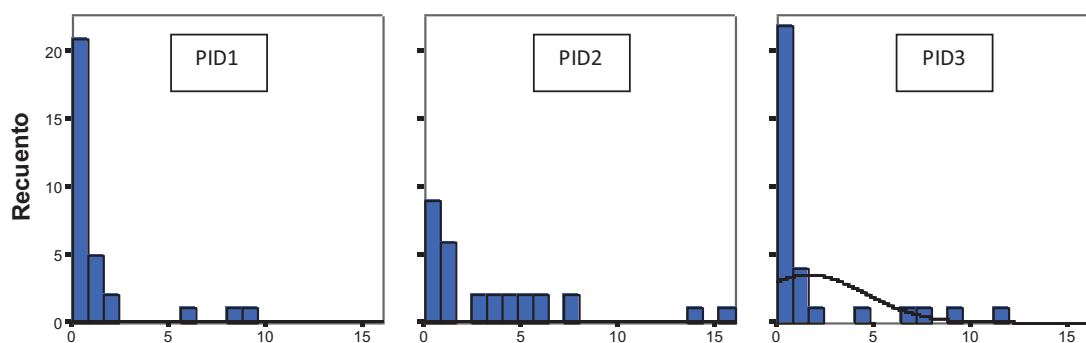


Figura 5.4. Histograma que agrupa el índice de variación calculado aplicando GTM

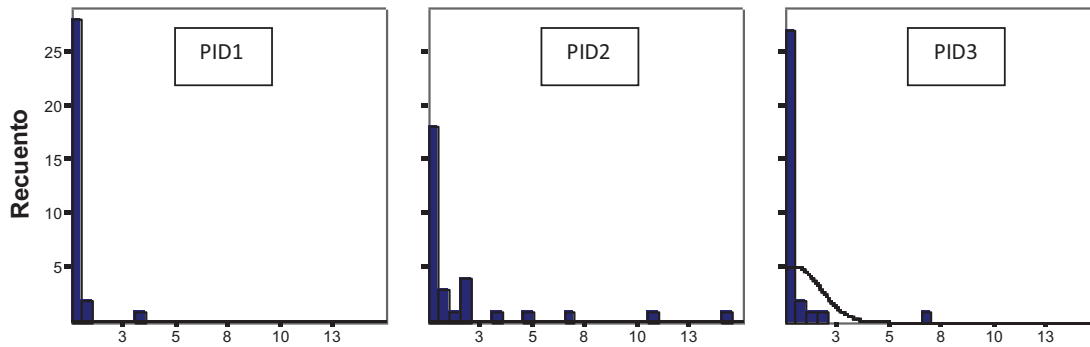


Figura 5.5. Histograma que agrupa el factor de eficiencia del algoritmo GTM

Observando las figuras 5.4 y 5.5 comprobamos que las respuestas son satisfactorias para la mayoría de los experimentos para todos los controladores calculados.

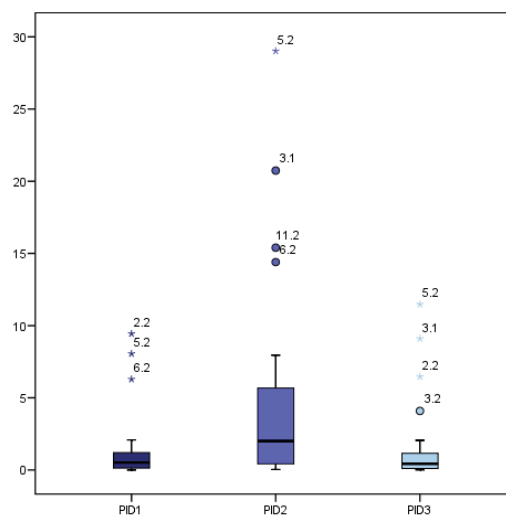


Figura 5.6. Diagrama de cajas de la variable índice de variación

La revisión de los datos y sus características ha permitido determinar que el experimento que se ha denotado 5.2 dentro de la batería de pruebas es un caso atípico para los tres procesos de aplicación de GTM, por lo que no se considera en el estudio posterior de los datos. Sin olvidar que es posible aplicando GTM encontrar una mejora del índice con otros parámetros de entrada en el algoritmo.

El análisis empírico a realizar pretende dar respuesta a alguna de las siguientes cuestiones:

- ¿En qué casos es posible encontrar un controlador PID-G, cuya respuesta sea la deseada, que tenga como ganancias iniciales las calculadas mediante un método clásico de sintonía pero alguno de los muestreadores de las acciones de control sean distintos del periodo máximo?
- ¿Existen mejoras en el índice de variación al considerar supuestos distintos en la aplicación de GTM? ¿Afecta a los tiempos de búsqueda del método?

- ¿Hay relación entre los controladores PID-G construidos para los casos en los que el índice de variación es aproximado? ¿Existe algún criterio en la búsqueda de los nuevos parámetros de control a partir de los clásicos?
- ¿Tiene un mejor funcionamiento el método GTM sobre los SMNC en su variedad de esquemas de control NCOC o NCIC?

El siguiente gráfico de barras permite analizar la primera de las cuestiones referente a la obtención aplicando GTM de un controlador PID-G tipo 2 que mejore sustancialmente el comportamiento del sistema. Se muestra la frecuencia de cada valor o categoría distinta como una barra diferente, permitiendo comparar las categorías de forma visual. Las barras están representadas a lo largo de una escala de intervalos iguales. La altura de cada barra es el recuento de los valores que están dentro del intervalo para una variable cuantitativa, en este caso el valor del índice de variación. Los histogramas muestran la forma, el centro y la dispersión de la distribución. La curva normal superpuesta en el histograma ayuda a determinar que los datos no están normalmente distribuidos, como es el caso presentado.

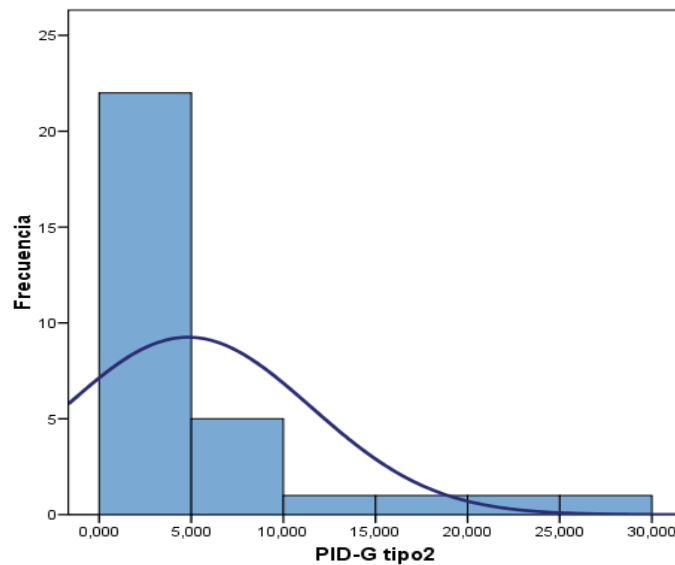


Figura 5.7. Histograma de la variable índice de variación para el controlador PID2

La mayoría de los casos presentados obtienen una buena respuesta como salida del método GTM para el controlador PID_G de tipo 2.

La segunda cuestión requiere un análisis más complejo que pasa por la realización de un test paramétrico o no paramétrico. La distinción se hace en función del nivel de conocimiento que tengamos sobre la distribución de los datos. La aplicación de los tests paramétricos asume una serie de condiciones sobre los datos, mientras que los no paramétricos pueden aplicarse de manera más flexible a todo tipo de datos. Por tanto es necesario un análisis previo para decidir cuál de las dos opciones es la más adecuada en nuestro caso (las conclusiones provenientes de un test paramétrico no serán correctas si los datos no cumplen los supuestos iniciales).

Para utilizar los test paramétricos es necesario que cumplan las siguientes condiciones:

- Independencia: En estadística, dos sucesos son independientes cuando el que haya ocurrido uno de ellos no modifica la probabilidad de ocurrencia del otro.
- Normalidad: Una observación es normal cuando su comportamiento sigue una distribución normal o de Gauss con una determinada media μ y varianza σ . Un test de normalidad sobre una muestra nos indica la presencia o no de esta condición sobre los datos observados. Utilizaremos dos tests de normalidad:
 - Kolmogorov-Smirnov: que compara la distribución acumulada de los datos observados con la distribución acumulada esperada por una distribución Gaussiana, obteniendo el valor de p basándose en la discrepancia entre ambas.
 - Shapiro-Wilks: que analiza los datos observados para calcular el nivel de simetría y curtosis (o forma de la curva) para después calcular su diferencia con respecto a los de una distribución Gaussiana, obteniendo el valor de p a partir de la suma de cuadrados de esas discrepancias.
- Heterocedasticidad: Esta propiedad indica que existe una violación de la hipótesis de igualdad de varianzas. El test de Levene se utiliza para comprobar si k muestras presentan o no esta homogeneidad en las varianzas.

En nuestro caso está clara la independencia de los sucesos puesto que son ejecuciones del algoritmo GTM independientes. A continuación mostramos un análisis de la normalidad, utilizando los test de Kolmogorov-Smirnov y Shapiro-Wilks [Gib97], junto a un análisis de heterocedasticidad utilizando el test de Levene [Lev60]. El test de Shapiro-Wilks se recomienda sobre todo cuando la muestra es pequeña.

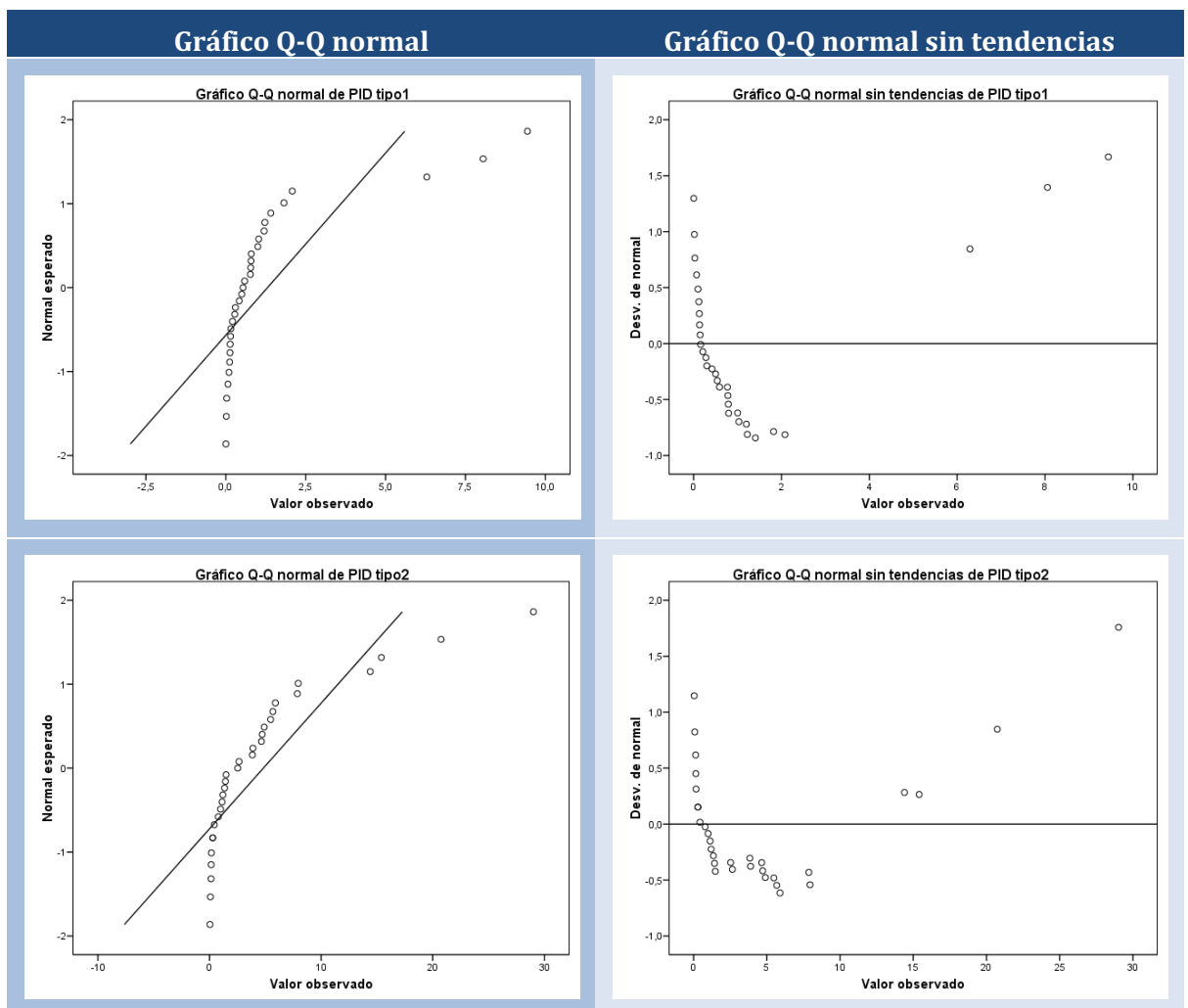
Aplicamos el test de normalidad de Kolmogorov-Smirnov y el de Shapiro-Wilks. El software utilizado ha sido SPSS. El p-valor (o nivel crítico) del test es muy pequeño en todos los casos (inferior a 0,001 y, por tanto, muy por debajo del nivel 0,05 que suele tomarse como referencia). Esto quiere decir que en todos los casos se rechaza con claridad la hipótesis nula de Normalidad. Se ha utilizado la corrección de Lilliefors porque se contrasta la aproximación a la mejor distribución normal posible, lo que supone la estimación de los parámetros media y varianza.

Tabla 5.10. Pruebas de normalidad para la variable Índice de variación

	Kolmogorov-Smirnov ^(a)			Shapiro-Wilks		
	Estadístico	gl	Sig.	Estadístico	gl	Sig.
PID1	,321	31	,000	,554	31	,000
PID2	,243	31	,000	,705	31	,000
PID3	,352	31	,000	,545	31	,000

a Corrección de la significación de Lilliefors

Se acompañan los estadísticos con gráficos de normalidad para cada uno de los tipos de PID-G presentados:



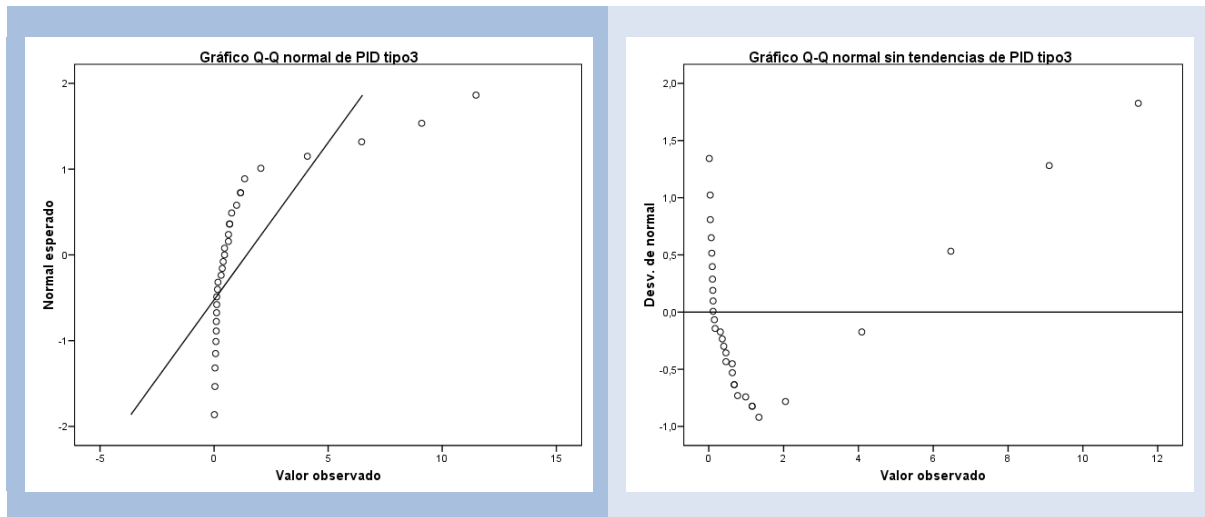


Figura 5.8. Gráficos de normalidad del índice de variación para PID1, PID2 y PID3

En el gráfico Q-Q normal, cada valor observado es comparado con la puntuación típica que teóricamente le correspondería a ese valor en una distribución normal estandarizada. El gráfico Q-Q normal sin tendencia muestra las diferencias existentes entre la puntuación típica observada de cada valor y su correspondiente puntuación típica normal. Es decir, muestra las distancias verticales existentes entre cada punto del gráfico Q-Q normal y la recta diagonal. Si la muestra procede de una población normal, esas diferencias deben oscilar de forma aleatoria en torno al valor cero (línea recta horizontal). La presencia de pautas de variación no aleatorias en los tres casos indica, de nuevo, desviaciones de la normalidad.

Además se puede contrastar el supuesto de homogeneidad de varianzas, aplicando el test de Levene y queda patente el incumplimiento tanto de las condiciones de normalidad como de homocedasticidad necesarias para el uso de test paramétricos.

Se presenta por tanto un estudio experimental utilizando los valores de los índices de variación para los tres tipos de controladores PID-G calculados aplicando la metodología GTM. Las pruebas que se presentan permiten analizar datos provenientes de diseños con medidas repetidas.

En este caso se presenta un diseño de un factor la variable, índice de variación, con tres niveles que son los que se alcanzan por los distintos controladores PID-G calculados aplicando el método GTM. Como para cada experimento se registra el valor del índice de variación se trata de factor de medidas repetidas.

En consecuencia, la prueba de Friedman es un estadístico apropiado para analizar esta situación. La hipótesis que permite contrastar es que los 3 promedios comparados son iguales en la población. Esta prueba puede considerarse como la versión no paramétrica de la más conocida ANOVA o ADEVA (Análisis de varianza).

La *tabla 5.12* ofrece algunos estadísticos descriptivos para las tres variables seleccionadas: el número de casos válidos, la media, la desviación típica, el valor menor y el más grande y los percentiles.

Tabla 5.11. *Estadísticos descriptivos de la variable Índice de variación*

	N	Media	Desviación típica	Mínimo	Máximo	75	25	50 (Mediana)
PID1	31	1,30430	2,304311	,003	9,440	,13600	,54000	1,2000
PID2	31	4,82499	6,681633	,042	29,020	,43000	2,5300	5,6750
PID3	31	1,42892	2,725132	,013	11,480	,10840	,45700	1,1600

La *tabla 5.13* recoge la prueba de Friedman. Contiene el número de casos válidos, el estadístico chi-cuadrado de Friedman, sus grados de libertad (gl) y el nivel crítico (Sig. Asintót). Puesto que el valor del nivel crítico es menor que 0.05, podemos rechazar la hipótesis de igualdad de promedios poblacionales y concluir que la bondad del método GTM no es la misma para los tres tipos de controladores PID-G calculados.

Tabla 5.12. *Prueba de Friedman aplicada al Índice de variación*

Rangos		Estadísticos de contraste ^(a)	
Rango promedio		N	31
PID1	1,71	Chi-cuadrado	21,484
PID2	2,68	Gl	2
PID3	1,61	Sig. asintót.	,000

a Prueba de Friedman

Para analizar las variables que difieren entre sí se puede utilizar la prueba de Wilcoxon o la prueba de los signos para dos muestras relacionadas, acompañado de la corrección de Bonferroni para controlar la tasa de error.

Con tres variables se han de realizar tres comparaciones dos a dos, por lo que basamos nuestras decisiones en un nivel de significación de 0.05/3. Es decir, se considera que los promedios de dos variables difieren significativamente cuando el nivel crítico obtenido sea menor que 0.0167.

La prueba de Wilcoxon aprovecha la información ordinal de los datos mientras que la prueba de los signos aprovecha de los datos sus propiedades nominales.

La *tabla 5.14* muestra el estadístico de Wilcoxon (Z) y su nivel crítico bilateral (Sig. Asintót. Bilateral). Puesto que el valor del nivel crítico es menor que 0,0167, se puede rechazar la hipótesis de igualdad de promedios y concluir que las variables comparadas difieren significativamente para las comparaciones entre PID1 y PID2 y las realizadas entre PID2 y PID3.

Tabla 5.13. *Estadísticos de contraste prueba de rangos con signos de Wilcoxon*

	PID2 – PID1	PID3 - PID2	PID3 - PID1
Z	-3,763 ^(a)	-4,644 ^(b)	-,118 ^(a)
Sig. asintót. (bilateral)	,000	,000	,906

a Basado en los rangos negativos.

b Basado en los rangos positivos.

La *tabla 5.15* contiene información relacionada con la prueba de los signos, puesto que el valor del nivel crítico es menor que 0,0167, se puede rechazar la hipótesis de igualdad de promedios y se concluye lo mismo que en el caso de Wilcoxon.

Tabla 5.14. *Estadísticos de contraste prueba de signos*

	PID2 – PID1	PID3 - PID2	PID3 - PID1
Z	-2,874	-4,311	,000
Sig. asintót. (bilateral)	,004	,000	1,000

A partir del análisis presentado se concluye la existencia de diferencias significativas en la aplicación del método GTM en su segunda forma, llamada PID2 y las otras dos, PID1 y PID3, proporcionando mejores resultados en estos dos últimos casos. Por el contrario no es posible determinar diferencias significativas en la aplicación de GTM sobre el índice de variación cuando el controlador es de tipo PID1 y PID3.

Otra cuestión que se ha planteado es la posibilidad de establecer características comunes en los nuevos parámetros calculados para el controlador. Con este objetivo se representan mediante un diagrama de barras la variación que han experimentado las ganancias del controlador PID-G para el primer modo de aplicación del método (ver *Figura 5.9*) GTM y los periodos internos del controlador PID-G que se define en la aplicación del método en su segundo modo (ver *Figura 5.10*)

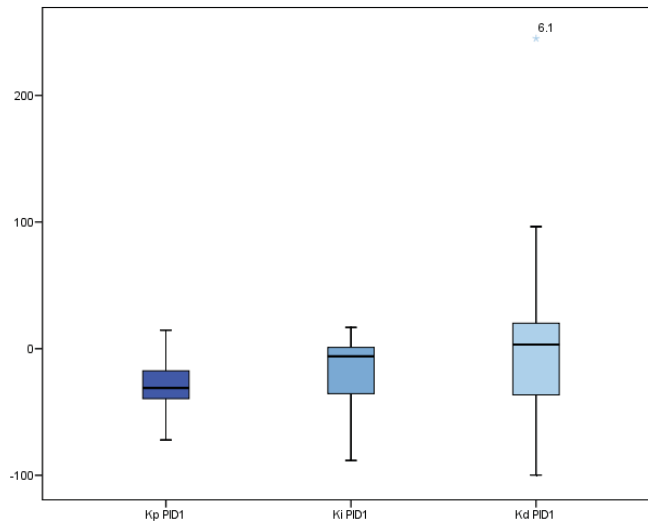


Figura 5.9. Variación de las ganancias del controlador PID1 respecto PID clásico

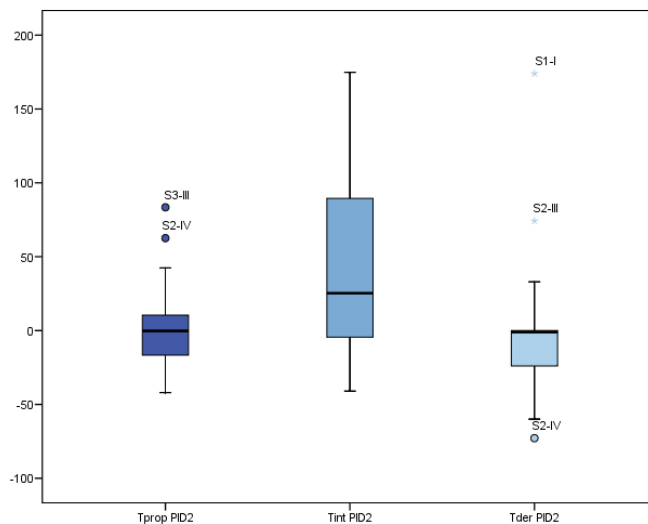


Figura 5.10. Variación de los periodos del controlador PID2 respecto PID clásico

En el caso del controlador PID1 se puede afirmar que la tendencia es disminuir la ganancia proporcional, la integral y la derivativa, pero en proporciones diferentes dependiendo de la ganancia a estudiar por la dispersión de los datos en las cajas. En concreto para la ganancia derivativa incluso se destaca un atípico para la experiencia 6.1. Las variaciones presentadas son porcentuales respecto a los valores iniciales del controlador PID considerado como punto inicial en el algoritmo RS.

La variación de los periodos internos de las acciones de control difiere a las ganancias, ya que dependiendo de si afecta a la acción proporcional, a la integral o a la derivativa. El periodo de la acción integral aumenta para casi todos los experimentos pero con distinta variabilidad como se comprueba en la *figura 5.10* que tiene una caja alargada.

Por otro lado la acción derivativa tiende a disminuir en casi todos los casos y los casos presentados como extremos atípicos los encontramos en los experimentos desarrollados en el grupo del denotado experimento base. La acción proporcional determina su momento de cálculo a un periodo cuya variabilidad respecto al periodo máximo se distribuye respecto a cero con el que coincide la mediana, con un conjunto de experimentos que aumentan el periodo y otros, casi iguales en número, que lo disminuyen. En ambos casos con una pequeña variación.

De forma análoga se plantean los diagramas de caja para el caso del PID3 y se comprueba que aparecen un mayor número de casos extremos o atípicos a considerar sobre todo en la ganancia integral donde aparece diferencias claras entre el comportamiento de las experiencias desarrolladas con el proceso del experimento base y las asociadas a la batería de prueba. El decremento de la ganancia proporcional e integral se observa en la figura 5.11 para la mayoría de los procesos, por el contrario para este tipo de PID, la ganancia derivativa es variable con aumentos y disminución respecto la inicial en diferentes casos.

El caso de los periodos internos de las acciones del controlador PID3 es también muy diferente a PID2, ya que en la mayoría de los casos disminuye el periodo de cálculo de las acciones proporcional y derivativa (ver *figura 5.12*) y por el contrario aumenta el periodo de cálculo de la acción integral como sucedía en el controlador PID2.

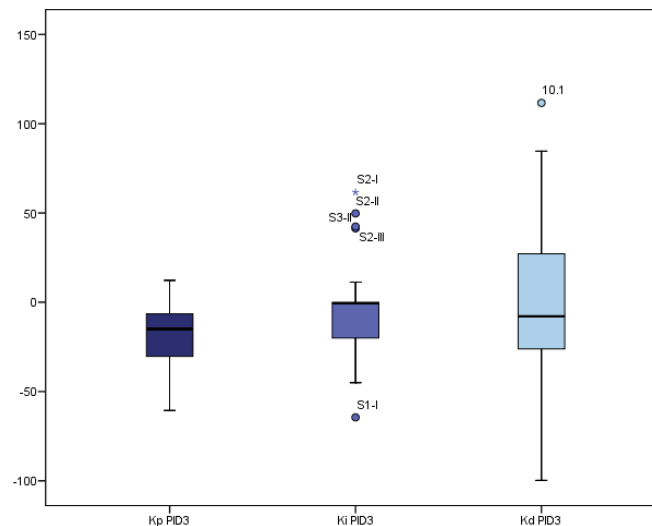


Figura 5.11. Variación de las ganancias del controlador PID3 respecto PID clásico

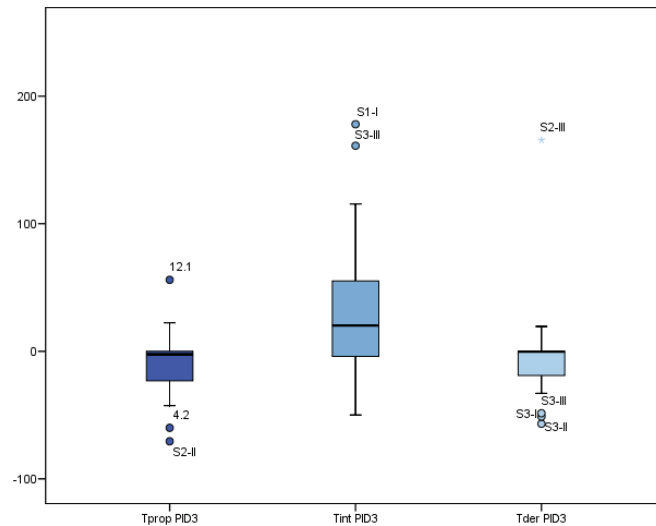


Figura 5.12. Variación de los periodos del controlador PID3 respecto PID clásico

Para terminar la sección, planteamos la última de las cuestiones que es sobre el caso multifrecuencia si es posible encontrar alguna diferencia entre aplicar el método GTM sobre los experimentos que tenían esquemas de muestreo que provocan el control en la variante NCOC o los de la variante NCIC.

Se presentan a continuación dos gráficas para comparar de forma agrupada cuales son los valores del índice de variación sobre los dos grupos.

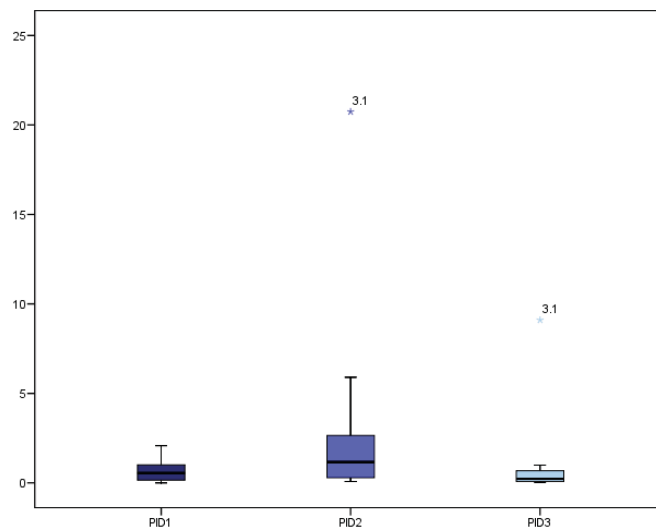


Figura 5.13. Diagrama de de cajas de índice de variación variante NCOC

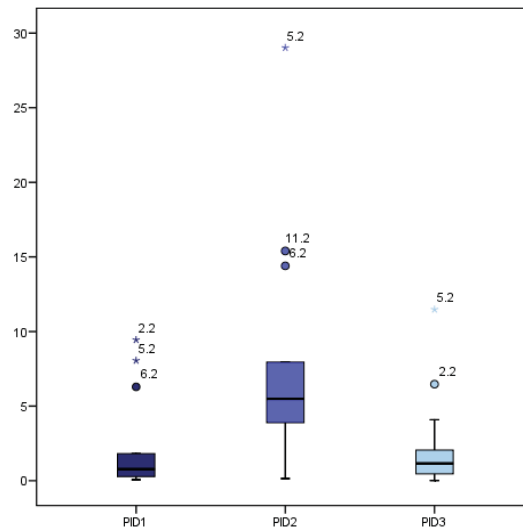


Figura 5.14. Diagrama de de cajas de índice de variación variante NCIC

En este caso se puede concluir que los índices de variación son más satisfactorios para las experiencias con esquemas multifrecuencia NCOC que con los esquemas multifrecuencia NCIC para los tres controladores que proporciona el método GTM presentado.

5.5. Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se ha tratado de forma general el problema de optimización combinatoria. A continuación se ha descrito con detalle la metaheurística del recocido simulado con sus características generales. En particular nos interesa el problema de convergencia asintótica del algoritmo al conjunto de soluciones óptimas. En este sentido esta metaheurística permite garantizar bajo ciertas condiciones que se puede llegar a obtener la solución óptima al problema.

Para finalizar se ha utilizado el Recocido Simulado como parte del Método de Sintonía GTM desarrollado en este trabajo como propuesta metodológica para sintonizar un controlador PID-G, en un lazo de control con muestreo no convencional. El método permite el cálculo de todos los parámetros que definen el controlador PID-G o un subgrupo de ellos.

Con el fin de analizar la bondad del método que se propone y la aportación que realiza el implementar un PID-G se han desarrollado un análisis empírico sobre los dos bloques de experimentos que han sido el hilo conductor a lo largo de la memoria.

El primer bloque que se ha presentado aplica GTM sobre el *Experimento Base* cuando distintos patrones de muestreo modifican el funcionamiento del lazo de control para un mismo proceso, que recoge situaciones con muestreo convencional y no convencional.

Los 8 casos analizados se han resuelto aplicando el método de sintonía GTM, las mejores respuestas sintonizan el PID-G modificando las ganancias para las situaciones multifrecuencia S2-CASO II, S2-CASO IV y en las situaciones no convencionales S3-CASO II y S3-CASO III. El mejor PID-G para las situaciones monofrecuencia S1 y no convencional S3-CASO I se obtiene con nuevos periodos internos para cada acción del controlador manteniendo las ganancias iniciales. Para las situaciones multifrecuencia S2-CASO I y S2-CASO III, se sintoniza el controlador al aplicar el método GTM modificando los seis parámetros del PID-G.

El ejemplo presenta al controlador PID-G con periodos internos distintos entre sí, como solución en el 50% de las situaciones planteadas.

El segundo bloque que se ha analizado es el conjunto de procesos que forman la *Batería de Pruebas* con situaciones multifrecuencia. Las conclusiones que se han extraído son las siguientes:

- En los 24 casos que se presentan con 12 procesos de distintas características hay 17 donde se consigue con una primera aplicación del método de sintonía GTM partiendo del control clásico un índice de variación menor a la unidad, destacando que en los restantes casos el sistema de partida era inestable o con tiempos de asentamiento muy elevados.
- En un 42% de las situaciones era valido el comportamiento del sistema con el control PID discreto recalculando las ganancias de control aplicando GTM y en las restantes, 58% de los ejemplos la mejor respuesta se obtiene variando los seis parámetros del controlador PID-G.
- Se destacan los ejemplos NCIC con los procesos 2, 7 y 10, ya que no son alcanzables las respuestas utilizando un PID discreto clásico y también es con el proceso 2 en el esquema de control NCOC donde el mejor valor del índice se consigue con la simple variación de los periodos internos del controlador, manteniendo las ganancias del controlador PID discreto clásico.

Globalmente se concluye que:

- El método GTM resulta sencillo de implementar y comprobar su eficiencia.

- Es necesaria una etapa de afinamiento del algoritmo RS que implementa GTM, que permitirá utilizar eficazmente los recursos computacionales disponibles.
- El algoritmo se comporta de forma muy robusta frente a cambios en los parámetros del mismo. Cambios en la temperatura inicial, la temperatura final, el número de repeticiones, etc. ha conducido de forma general a buenas soluciones sin variaciones significativas en el valor del índice de variación.
- GTM resulta un método de interés aplicable a un gran grupo de situaciones que se establecen como cualquier circunstancia en la que el comportamiento del sistema en lazo cerrado no es el esperado, incluyendo a los sistemas clásicos.

Capítulo 6

MNC-PIDLAB Herramienta de diseño SMNC

El presente capítulo se ha dedicado a presentar una nueva herramienta CASCD, MNC-PIDLAB, desarrollada en el entorno Matlab 7.

Así, la sección 6.1 introduce el objetivo del capítulo. La sección 6.2 presenta con detalle la herramienta MNC-PIDLAB a través de su interfaz, menús, controles y variables involucradas.

Posteriormente, la sección 6.3 muestra la versatilidad de la herramienta para la consecución de distintos objetivos. Entre otros, el análisis de los sistemas con muestreo no convencional o la sintonía del controlador PID-G propuesto en este trabajo. Finalmente la sección 6.4 presenta algunas de las experiencias que han sido desarrolladas utilizando la herramienta, mostrando la generalidad que tiene en su aplicación a distintas situaciones. El capítulo concluye con la sección 6.5 a modo resumen.

6.1. Introducción

En este capítulo se describe una herramienta cuyo principal objetivo consiste en integrar, en una única aplicación, un conjunto de funciones que permiten la sintonía de un controlador PID discreto general en un sistema SISO en el que hay señales muestreadas de distinta forma (multifrecuencia, no convencional, aleatoria...).

El software que se ha seleccionado, para su implementación, es Matlab cuyo prestigio se debe al gran número de funciones nativas que contienen sus toolboxes (librerías) y a su capacidad de cálculo numérico y matricial. Estas funciones incorporan la mayor parte de las técnicas de análisis y diseño de sistemas continuos, discretos, control óptimo y robusto.

En el ámbito multifrecuencia, otros autores han desarrollado funciones que calculan operadores de Kranc [Cam99], e incluso herramientas que facilitan la etapa de modelado de los sistemas con muestreo no convencional. Dentro del entorno gráfico Simulink, Vélez [Vel01] presenta una librería de componentes para diseñar sistemas con muestreo no convencional y Cuenca [Cue04a] modela el controlador PID multifrecuencia con diferentes estructuras, implementando una herramienta interactiva de simulación para sistemas multifrecuencia [Alb03]. Cuesta [Cues06b] desarrolla dos herramientas que denomina PIDMF, aplica los métodos de modelado y sintonía en el dominio frecuencial y temporal propuestos por el mismo autor. La primera, desarrollada en Matlab 6.0, posee un interfaz gráfico que facilita su manejo y la segunda que complementa la primera, está desarrollada en el entorno gráfico Sysquake, facilitando la simulación, el análisis y el diseño de sistemas de control. Ambas aplicaciones son validas solo para diseñar y analizar sistemas de control en los que un regulador PID multifrecuencia controla un proceso continuo precedido de un retenedor ZOH a periodo T/N_u y medido a periodo T , donde los periodos de muestreo de las acciones de control son uniformes con valores divisores de T .

Con el objetivo de superar las limitaciones de sus predecesores se ha diseñado y programado una serie de funciones que completan el modelo de simulación desarrollado en el capítulo 3 de esta memoria, incluyendo el PID general que se define en el capítulo 4, junto con el método de sintonía general basado en el algoritmo heurístico del Recocido Simulado que se propone en el capítulo 5 de este trabajo, conformando una herramienta completa para la simulación, análisis y diseño de sistemas de control.

Dichas funciones requieren el toolbox de sistemas de control (Control System Toolbox) y son ejecutables a partir de la versión 7 de Matlab. Además se complementa con el desarrollo de un interfaz gráfico realizado con GUIDE (Matlab's Graphics User Interfaz). Este entorno de desarrollo permite crear ventanas con cajas de texto, botones, menús desplegables, etc., de forma sencilla.

6.2. MNC_PIDLAB para MatLab 7

El nombre de la herramienta MNC_PIDLAB se debe a la motivación que existió para su construcción. El punto de partida fué el estudio de los sistemas con muestreo no convencional (SMNC). Las siglas PID se incluyen porque el controlador que se desarrolla se fundamenta en este tipo de elemento de control y LAB por permitir generar grandes conjuntos de datos a modo de laboratorio.

A continuación se detallan los elementos que componen el interfaz, los botones de comando que permiten automatizar un gran número de tareas además de mejorar el diseño y la apariencia del entorno y se completa la sección con la definición del menú de la aplicación y la descripción de las variables que se generan. Por último se describe el interfaz secundario que permite el análisis de variación en los esquemas de muestreo.

La aplicación se inicia dentro de Matlab, ejecutando en la línea de comando la instrucción:

```
>> MNC_PIDLAB
```

La aplicación que se propone está basada en el contenido teórico desarrollado a lo largo del presente trabajo.

La metodología utilizada para el diseño toma como base de partida las etapas que proponen Skogestad y Postlethwaite [Sko98] para el diseño de un sistema de control:

- 1) Estudiar el proceso que se desea controlar y obtener información adicional acerca de los objetivos de control.
- 2) Modelar un proceso (como una función de transferencia).
- 3) Analizar el modelo resultante; determinar sus propiedades.
- 4) Decidir, cuales son las variables que hay que controlar.
- 5) Decidir cuál es el tipo de controlador que se utilizará.
- 6) Seleccionar la configuración de control.

- 7) Decidir las especificaciones de diseño, tomando en consideración los objetivos globales de control.
- 8) Diseñar el controlador.
- 9) Analizar el sistema de control resultante para comprobar si se satisfacen las especificaciones y si no se cumplen modificar las especificaciones o el tipo de controlador.
- 10) Si es necesario, repetir los pasos anteriores desde el paso 2.
- 11) Seleccionar el hardware y el software apropiados e implementar el controlador.
- 12) Comprobar y validar el sistema de control y si es necesario sintonizar el controlador en línea.

La pantalla principal de la aplicación, con sus respectivos menús, se desarrolla con el objetivo de sistematizar y facilitar al usuario la ejecución de los pasos del 1 al 10 descritos anteriormente. A continuación se diseñan las pantallas y los cuadros de dialogo que permiten la interacción con el usuario para determinar los valores de entrada modificables gracias al uso de campos editables, y las pantallas que se generan para mostrar los análisis y las salidas. La mayoría de las acciones se integran, para tener una visión global de la herramienta, dentro del interfaz principal. A continuación se elaboran las rutinas y subrutinas que permiten la conexión entre pantallas y la simulación. Se complementa con un conjunto de gráficos para conseguir expresar de una forma intuitiva y visual los resultados.

En la interfaz se ubican varios botones que permiten el uso de la herramienta, ejecutando los programas desarrollados. El entorno tiene como característica principal que permite incluir diferentes escenarios temporales de interés y realizar la simulación, análisis y diseño del sistema resultante.

6.2.1. Interfaz Principal

La interfaz principal de la herramienta MNC_PIDLAB se muestra en la *figura 6.1* formada por distintas zonas que permiten estructurar la aplicación desde un punto de vista funcional.

A partir de la ventana principal, el usuario puede acceder a un análisis pormenorizado del comportamiento del sistema en lazo cerrado cuando hay variaciones en los esquemas de muestreo de las distintas señales.

El usuario tiene acceso a toda la información organizada en función a los distintos valores que se pueden asignar a los periodos que aparecen dentro de los esquemas de muestreo, que son los que determinan los distintos modos de funcionamiento del sistema de control en lazo cerrado.

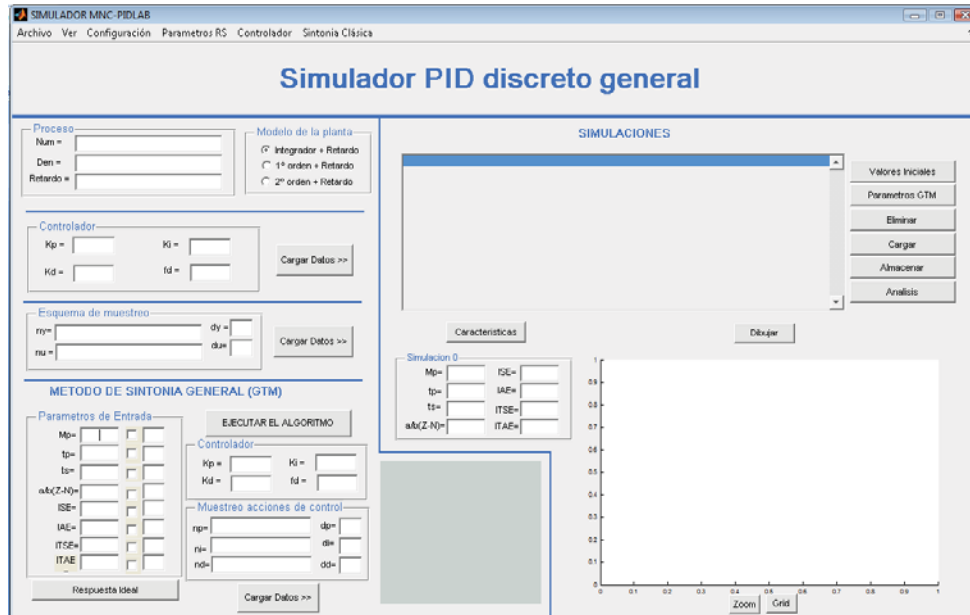


Figura 6.1. Interfaz de la herramienta MNC_PIDLAB para Matlab 7

A través de este interfaz se puede especificar:

- La función de transferencia del proceso continuo.
- Los valores de las ganancias del controlador PID-G: K_p , K_i , K_d . Distinguiéndose los que se aplican al caso de PID clásico (casi-continuo), que aparecen en la interfaz debajo del bloque proceso, y los que aparecen en la parte inferior del interfaz que son los valores que proporcionará el algoritmo del método de sintonía general o los introducidos por el usuario para simular una situación en la que el PID tiene un comportamiento no convencional. En ambos también es posible determinar el valor del factor de filtro derivativo, t_d .
- El esquema de muestreo utilizado, i.e.
 - Esquemas de muestreo externos al controlador: T_y y T_u , se especifican en el interface a través de sus componentes el esquema de muestreo y el desfase de la señal, n_y , d_y y n_u , d_u para la señal de medida y de actuación, respectivamente.
 - Esquemas de muestreo internos al controlador: T_{prop} , T_{int} y T_{der} . Están incluidas en el interface a partir del valor de las variables: n_p , d_p , n_i , d_i , n_d y d_d .

Además el interfaz muestra la respuesta escalón del proceso en lazo abierto y permite ajustar dicha respuesta, a uno de los siguientes modelos [Alf00]:

- Integrador con retardo.
- Sistema de primer orden con o sin retardo.
- Sistema de segundo orden con o sin retardo.

El objetivo es permitir la aplicación de los métodos de sintonía que se basan en los parámetros de un modelo de orden reducido y permite representar sistemas dinámicos de orden superior.

El interfaz se encuentra dividido en siete zonas que se clasifican en función a la tarea que desempeñan dentro de la herramienta y reciben los siguientes nombres:

Z1. Zona Proceso: permite incluir información referente al proceso a utilizar y el modelo concreto al que se quiere aproximar (solo en los casos en los que sea necesario para la aplicación del método de sintonía clásico)

Figura 6.2. Zona Proceso en MNC_PIDLAB

Z2. Zona Clásica: incluye los parámetros de control clásico casi-continuo y un botón para registrar datos para su posterior simulación.

Figura 6.3. Zona Clásica en MNC_PIDLAB

Z3. Zona Discreta: incluye los parámetros externos al controlador que determinan el comportamiento discreto del lazo y un botón para registro de los datos para su posterior simulación. Los campos editables permiten introducir esquemas de muestreo de las señales de medida (n_y) y actuación (n_u), junto con los posibles desfases de cada una de las señales respecto el origen en los campos d_y y d_u . En este caso el controlador se considera discreto al periodo máximo de los que forman los esquemas de muestreo de la medida y la actuación.

Figura 6.4. Zona Discreta en MNC_PIDLAB

Z4. **Zona NC** (no convencional): Se utiliza cuando el PID general posee distintos esquemas de muestreo internos para cada una de sus acciones de control o siendo iguales tienen un valor diferente al valor máximo considerado en el caso discreto. También se determina el valor de las especificaciones que se desean para la respuesta en lazo cerrado y la caja gris de la derecha, se reserva para mostrar información de interés para el usuario, i.e.:

- Parámetros del modelo aproximado.
- Parámetros de salida del algoritmo del recocido simulado al aplicar el método de sintonía GTM.

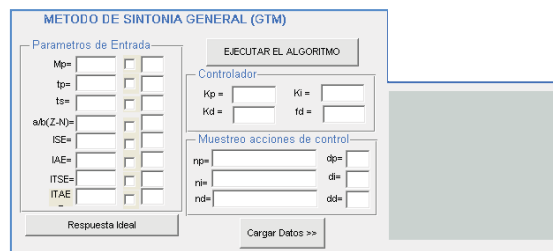


Figura 6.5. Zona NC en MNC_PIDLAB

Z5. **Zona Laboratorio**: Registra la información de las simulaciones, que se han considerado, para posteriormente realizar distintas operaciones: cargar los parámetros del controlador (botón Valores Iniciales), cargar los posibles valores para construir el índice a utilizar al aplicar GTM (botón Parámetros GTM), eliminar una simulación, cargar varias simulaciones desde un archivo, almacenar las simulaciones que se han realizado o abrir una ventana para realizar un análisis de una determinada simulación.

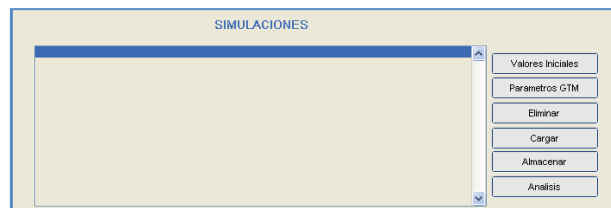


Figura 6.6. Zona Laboratorio en MNC_PIDLAB

Z6. **Zona Información**: Es posible calcular las características de la respuesta en lazo cerrado de cada una de las simulaciones que se han cargado en la *Zona Laboratorio* y mostrar la salida del sistema gráficamente. Esta última operación se puede realizar seleccionando más de una línea en las simulaciones.

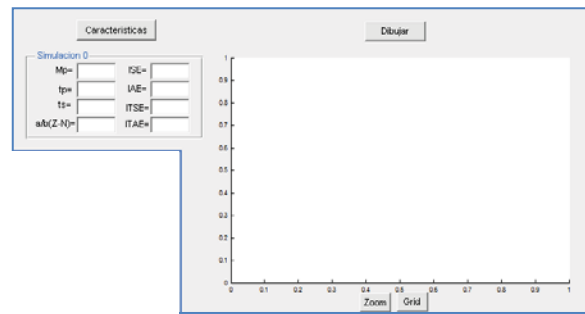


Figura 6.7. Zona Información en MNC_PIDLAB

Z7. Zona Menú: mediante el menú se accede a un conjunto de acciones (consúltese a continuación la *sección 6.2.2*).

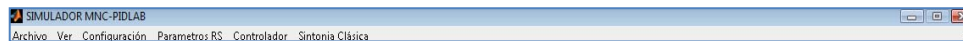


Figura 6.8. Zona Menú en MNC_PIDLAB

6.2.2. Menú de la aplicación

En este apartado se define el menú de la aplicación con todas las opciones y submenús que este contiene. Las tareas que se realizan a través del menú son:

- Gestión de archivos
- Configuración del entorno de simulación
- Configuración del algoritmo del Recocido Simulado
- Selección de métodos para la sintonía en el ámbito clásico

A continuación se concreta la descripción de las tareas mostrando todas las opciones que contiene el menú:

- **Archivo**

/Abrir: Carga el archivo de datos “mnc_pidlab.mat” y rellena los campos del interfaz con los valores almacenados en dicho archivo. En la *figura 6.9* se muestra la ventana de recuperación de datos almacenados previamente:

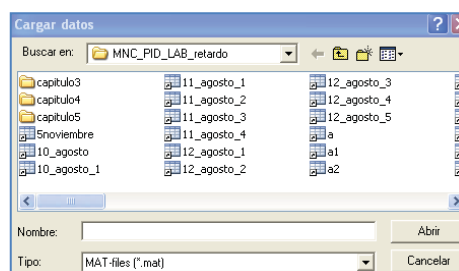


Figura 6.9. Ventana de recuperación de datos almacenados

/Guardar: Guarda el workspace en un archivo del que especificamos el nombre con extensión “*.mat”

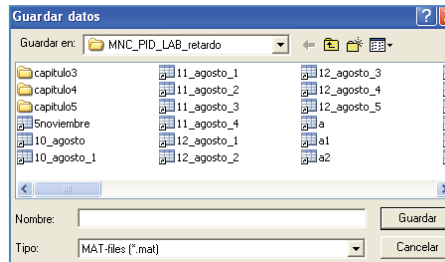


Figura 6.10. Ventana para guardar datos calculados

/Borrar valores: Limpia todos los campos del interfaz

/Benchmark según su respuesta escalón: Carga un proceso dado de entre una batería clasificada según su respuesta escalón. La elección de estos procesos ha sido propuesta por Aström ([Ast00a], [Ast04], [Ast06]).

/Monótona Creciente estable

1. Con n polos iguales en -1 . Carga la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{(s + 1)^n}$$

El valor n se elige entre los siguientes: {1, 2, 3, 4, 8} o bien libremente mediante dialogo.

2. Con 4 polos reales, en $\{-\alpha^0, -\alpha^1, -\alpha^2, -\alpha^3\}$ Carga la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{(s + 1)(s + \alpha)(s + \alpha^2)(s + \alpha^3)}$$

El valor α se elige entre los siguientes: {0.1, 0.2, 0.5, 1} o bien libremente mediante dialogo.

3. Dinámica rápida y polo lento. Carga la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{100}{(s + 10)^2} \left(\frac{1}{s + 1} + \frac{0.5}{s + 0.05} \right)$$

/Oscilatoria Estable. Carga la función de transferencia

$$G(s) = \frac{\omega^2}{(s + 1)(s^2 + 2\delta\omega s + \omega^2)}$$

El valor ω se elige entre {1, 2, 5, 10} o bien libremente mediante dialogo. El parámetro $\delta = 0.1$ (constante)

/Fase no mínima. Carga la función de transferencia

$$G(s) = \frac{1 - \alpha s}{(s + 1)^3}$$

El valor α se elige entre {0.1, 0.2, 0.5, 1.2, 5} o bien libremente mediante dialogo.

/Sistemas inestables. Ofrece dos posibilidades: el péndulo inestable, con función de transferencia:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 - 1}$$

O bien el sistema condicionalmente estable

$$G(s) = \frac{(s + 6)^2}{s(s + 1)^2(s + 36)}$$

/Proceso con integrador. Carga la función de transferencia

$$G(s) = \frac{0.5(s + 1)}{s^2}$$

- **Ver:** Proporciona gráficos de todas las señales involucradas en el lazo de control, respuesta del sistema, señal de error, señal del actuador, señal de medida, señal de control, señal de la acción proporcional, integral y derivativa. Se permite la visualización de todas o un subgrupo de las simulaciones incorporadas en el bloque simulaciones en la *Zona Laboratorio*.

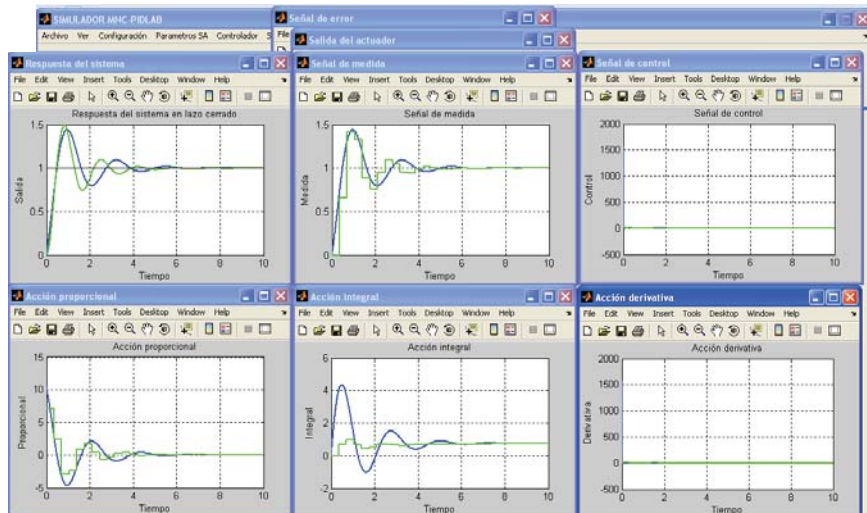


Figura 6.11. Gráficos de los datos de salida de los sistemas simulados

Además, cada una de las señales mostradas en la figura anterior se puede visualizar individualmente. Esta operación se realiza seleccionando cada una de las señales dentro del menú. Además es posible borrar las gráficas para no solapar las distintas representaciones.

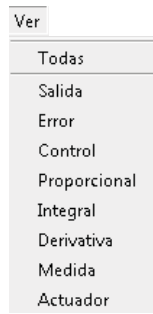


Figura 6.12. Selección posible en el menú Ver

- **Configuración:** Proporciona cuadros de diálogos para configurar las siguientes características:

/Tiempo de simulación. Duración de la simulación de la respuesta escalón en lazo cerrado del proceso con el controlador elegido.

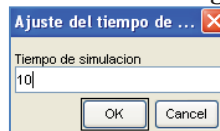


Figura 6.13. Cuadro de dialogo para modificar el tiempo de simulación

/Periodo de ejecución. Es el periodo a partir del cual se determinan los restantes periodos de muestreo y permite especificar la precisión de estos valores en distintas unidades de medida (*seg, ms, etc.*).

/Referencia. Cambio escalón unitario en el valor de consigna.

/Perturbaciones. Permite la inclusión de señales que afectan al funcionamiento del sistema. A través del siguiente cuadro de dialogo se puede seleccionar la perturbación en la carga o incluir ruido en la salida, modificando los parámetros que definen las señales a aplicar en ambos casos:

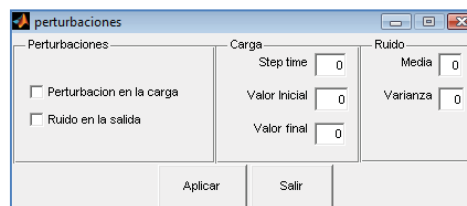
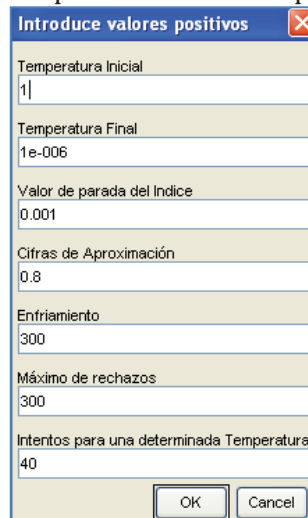


Figura 6.14. Cuadro de dialogo para gestión de perturbaciones

/Anti-windup. Admite a través de un cuadro de dialogo valor 0 y 1 para indicar la aplicación o no de anti-windup en la señal de control integral.

/Saturación. Admite a través de un cuadro de dialogo una tupla con cuatro valores: valor mínimo y máximo de saturación del actuador y valor mínimo y máximo de saturación de la salida. Cuando el valor mínimo y el máximo son iguales a cero no se aplica saturación en la señal correspondiente.

- **Parámetros RS:** Facilita una caja de diálogo o interfaz necesario para variar los parámetros del algoritmo del recocido simulado (RS) para la posterior aplicación del método general de sintonía presentado en el capítulo anterior.



The image shows a Windows-style dialog box titled "Introduce valores positivos" with a close button (X) in the top right corner. The dialog contains several input fields with the following labels and values:

Label	Value
Temperatura Inicial	1
Temperatura Final	1e-006
Valor de parada del Índice	0.001
Cifras de Aproximación	0.8
Enfriamiento	300
Máximo de rechazos	300
Intentos para una determinada Temperatura	40

At the bottom of the dialog are two buttons: "OK" and "Cancel".

Figura 6.15. *Parámetros del algoritmo Recocido Simulado.*

- **Controlador:** Proporciona diálogos para configurar la estructura de control a utilizar y los mecanismos en la discretización de cada una de las acciones del controlador.

/Estructura. Interactiva o No Interactiva para controladores PID, PI-D, I-PD.

/Discretización. Para cada una de las acciones de control: Proporcional, Integral y Derivativa permite aplicar un método de discretización seleccionado entre: Euler, Rectangular o Bilineal.

- **Sintonía Clásica:** Proporciona las ganancias K_p , K_i , K_d suponiendo que el controlador es continuo mediante el método de sintonía elegido:

/ Z-N a respuesta escalón para controladores P, PI y PID.

/ Z-N modificado para controladores PI y PID con la selección de dos valores fijos o la opción de elegirlo arbitrariamente.

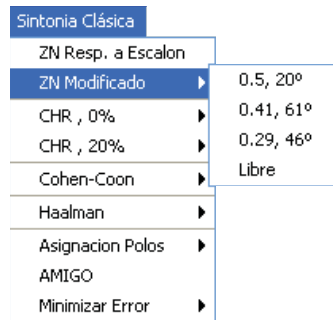


Figura 6.16. *Parámetros del método de sintonía Z-N modificado.*

/CHR 0% para controladores P, PI y PID.

/CHR 20% para controladores P, PI y PID.

/Cohen-Coon para controladores P, PI, PD y PID.

/Haalman para controladores PI y PID.

/AMIGO para controladores PI y PID.

/Asignación de Polos para controladores PI, PID.

/Minimización de error.

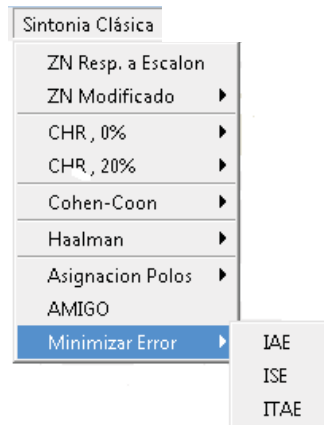


Figura 6.17. *Selección de distintos métodos para minimizar el error.*

6.2.3. Controles

Dentro del interfaz hay 11 botones que se pueden agrupar en dos bloques en función al tipo de acción que desarrollan. El primer bloque se corresponde a la gestión y análisis de los datos de las simulaciones realizadas y el otro bloque proporciona soporte al método de sintonía.

Bloque 1. Botones para la Gestión y Análisis de datos.

- **Cargar Datos:** Aparece tres veces en el interfaz y cada uno de ellos tiene una funcionalidad:

- El primero carga el bloque simulaciones con una línea de datos que permite simular el lazo de control casi-continuo con un PID clásico.
- El segundo habilita la posibilidad del lazo discreto, multifrecuencia o no convencional con un PID discreto clásico que se define al periodo máximo de los representados.
- El tercero carga en la zona de simulaciones un sistema que permite incluir un PID discreto general, esto es implementado en modo no convencional, donde cada uno de los esquemas de cada acción del controlador, puede tomar valores distintos.

A continuación, envía todos los datos que son parámetros variables en el entorno de simulación desarrollado, y por tanto determinan el comportamiento del sistema, a la zona de simulaciones. Cada una de las simulaciones que se desean realizar se cargan de forma ordenada utilizando la notación "*Run_num*" donde *num* se calcula de forma automática como una secuencia de números naturales, desde donde se puede ejecutar para realizar distintas acciones.

- **Características:** Calcula la respuesta escalón en lazo cerrado del sistema que se haya introducido a través del interfaz (tras pulsar "Cargar Datos") o bien que se haya cargado a través del menú. Una vez calculado representa el valor de las características de la respuesta del sistema en lazo cerrado en el espacio denotado *Zona Información*, de las que dependerá la función objetivo en el método de sintonía, si son seleccionadas. Los datos podrán ser modificados a lo largo del procedimiento.
- **Dibujar, Zoom y Grid:** El primero calcula la respuesta escalón en lazo cerrado del sistema que se haya seleccionado a través del interfaz (tras pulsar "Cargar Datos") o bien que se haya cargado a través del menú. Las respuestas de la simulación o simulaciones seleccionadas se muestran gráficamente en el espacio que tiene en la *Zona Información*. Los gráficos que se generan tendrán solo valor informativo para que el usuario pueda tomar decisiones en todo el proceso. Los botones "Zoom" y "Grid" ayudan a visualizar claramente los gráficos generados.
- **Almacenar:** Abre una nueva ventana que permite guardar el conjunto de simulaciones que están almacenadas en la *Zona Laboratorio* hasta ese momento. Se guardan en un fichero *.dat.
- **Eliminar:** Permite seleccionar una o más líneas dentro de la *Zona Laboratorio* para eliminar los casos que no aportan información necesaria al usuario o que se han incluido por error.

- **Cargar:** Permite recuperar la información de simulaciones salvadas anteriormente en un fichero y volcar la información dentro de la caja simulaciones de la *Zona Laboratorio*.
- **Análisis:** Abre un nuevo interfaz *GRÁFICO-COSTES* que permite analizar el comportamiento del sistema frente a variaciones uniformes de los periodos de los esquemas de muestreo que modifican el comportamiento del entorno de simulación. A partir de la selección, es posible modificar uno de los siguientes parámetros:
 - Periodo de medida.
 - Periodo de actuación.
 - Periodo de la acción proporcional.
 - Periodo de la acción integral.
 - Periodo de la acción derivativa.

El análisis de las dos primeras situaciones se completa con la posibilidad de comparar el comportamiento de un conjunto de experimentos cuando dentro del entorno de simulación se implementan distintos tipos de PID:

- PID discreto a periodo lento.
- PID discreto a periodo rápido.
- PID multifrecuencia con la acción proporcional e integral a periodo lento y la acción derivativa al periodo rápido.

Bloque 2. Botones para desarrollo del método de sintonía.

- **Valores Iniciales:** Actualiza las ganancias que aparecen en la zona clásica con las ganancias del controlador especificadas en una única línea del bloque simulaciones en la *Zona Laboratorio*.
- **Parámetros GTM:** Toma los valores de los parámetros de una única línea del bloque simulaciones en la *Zona Laboratorio*, y evalúa el rendimiento del bloque controlador-proceso en lazo cerrado con el posterior cálculo de especificaciones que junto con los parámetros seleccionados son volcados a la *Zona NC*.
- **Respuesta Ideal:** Realiza la sintonía de un controlador PID discreto en el dominio temporal usando un método clásico, seleccionado del menú de la herramienta. A través de un cuadro de dialogo (ver *figura 6.18*) determina el tipo de respuesta del modelo donde la definición puede realizarse de los siguientes modos:
 - Indicando la sobreelongación, en %, y el tiempo de pico.

- Indicando la sobrelongación, en %, y el tiempo de asentamiento con tolerancia del 5%.
- Indicando la sobrelongación, en %, y el tiempo de asentamiento con tolerancia del 2%.
- Indicando el coeficiente de amortiguamiento δ y la frecuencia natural ω_n .
- Indicando la función de transferencia directamente.

En los 4 primeros casos además se puede indicar la ganancia y el retardo, que por defecto toman el valor 1 y 0 respectivamente.

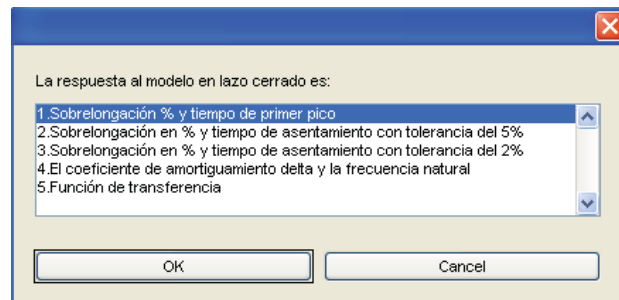


Figura 6.18. Ventana de selección de parámetros para respuesta el lazo cerrado.

El resultado es un gráfico con la respuesta en lazo cerrado de la que se calculan las características de la respuesta y posteriormente permite el ajuste de la respuesta del sistema.

- **Ejecutar el algoritmo:** Abre un menú dialogo (ver figura 6.19) que permite iniciar el método de sintonía, sobre los parámetros que se indiquen, a partir de la selección de una de las tres alternativas que se plantean:
 - La variación de los parámetros de control.
 - La variación de los muestreadores de las acciones de control.
 - Variación de todos los parámetros (opción que considera las dos anteriores de forma conjunta).

La siguiente figura muestra el cuadro de dialogo que permite la selección mediante controles.

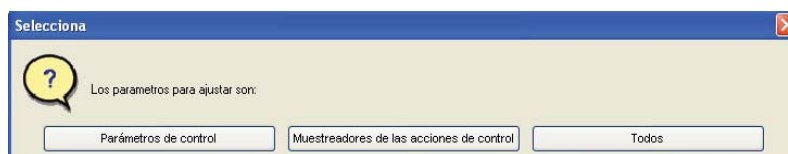


Figura 6.19. Ventana para selección de opciones en GTM.

6.2.4. Variables del Workspace

A lo largo del manejo del interfaz, este devuelve al workspace una serie de variables de modo que el usuario tenga acceso a la información más relevante desde la línea de comandos. Las variables que en un momento u otro se pueden generar son:

- **ID:** Esta variable contiene los identificadores de todos los elementos del interfaz. Se crea al mismo tiempo que la pantalla del interfaz principal.

- **dat:** Es una variable de tipo *struct* que se crea cuando se lanza el interfaz con los siguientes campos que se han agrupado en función a cual es su uso en las posteriores ejecuciones:

→ Datos de la simulación

h: especifica el valor periodo de simulación (que siempre será un submúltiplo del llamado periodo base)

nm: número de muestras para la simulación

→ Datos del proceso

num: coeficientes del numerador de la función de transferencia del proceso

den: coeficientes del denominador de la función de transferencia del proceso

to: retardo del proceso

Gp: función de transferencia del proceso

→ Datos de las señales

vnu: vector de periodos múltiplos enteros de h para el período variable de la señal de control

nu_r: retardo o desfase en la señal de control valor múltiplo entero de h

vny: vector de periodos múltiplos enteros de h para el período variable de la señal de medida

ny_r: retardo o desfase en la señal de medida valor múltiplo entero de h

satu: vector que indica la saturación de las señales, la primera y segunda componente son el valor mínimo y máximo de saturación del actuador respectivamente y la tercera y cuarta componente el valor mínimo y máximo de saturación de la salida

→ Datos del controlador

Parámetros de control

kp: ganancia proporcional del controlador

ki: ganancia integral del controlador

kd: ganancia derivativa del controlador

fd: constante del filtro de la acción derivativa

Tipo de funciones de transferencia para las acciones de control

dis_p: función de transferencia discreta de la acción ganancia proporcional
1=Euler, 2=rectangular, 3=bilineal

dis_i: función de transferencia discreta de la acción ganancia integral 1=Euler,
2=rectangular, 3=bilineal

dis_d: función de transferencia discreta de la acción ganancia derivativa 1=Euler,
2=rectangular, 3=bilineal

Periodos de las señales de las acciones de control

vnp: vector de periodos múltiples enteros de h para el período variable de la señal de control proporcional

np_r: retardo o desfase en la señal de control proporcional valor múltiplo entero de h

vni: vector de periodos múltiples enteros de h para el período variable de la señal de control integral

ni_r: retardo o desfase en la señal de control integral valor múltiplo entero de h

vnd: vector de periodos múltiples enteros de h para el período variable de la señal de control derivativa

nd_r: retardo o desfase en la señal de control derivativa valor múltiplo entero de h

Tipo de controlador

tipo_pid: identifica el tipo del controlador PID, PI-D o I-PD

estruct_pid: Especifica si el controlador es interactivo o no interactivo

t_pid: Indica el tipo de acciones que se están utilizando: P, PI, PD o PID

Efectos sobre el controlador

tref: incluir un cambio en la señal de referencia

tcarga: incluir una perturbación en la carga

twind: señal antiwindup

truido: incluir la señal de ruido

→ Datos de entrada para la ejecución del algoritmo de sintonía GTM

Verbosity: indica que tipo de salida que proporciona al terminar la ejecución del algoritmo, informe final, todos los pasos o nada

CoolSched: esquema de *enfriamiento*, que se aplica para generar el valor de la nueva temperatura inferior a la temperatura anterior

InitTemp: temperatura inicial que puede ser cualquier valor positivo. Por defecto es igual a 1

MaxConsRej: máximo número de rechazos consecutivos que están permitidos. Debe ser un número entero positivo

- MaxSuccess:** máximo número de éxitos que se permiten a una determinada temperatura antes de pasar a otra, con el objetivo de evitar los extremos locales. Debe ser un número entero positivo
- MaxTries:** máximo número de intentos con una determinada *temperatura*, debe ser un valor entero positivo
- StopTemp:** *temperatura de parada* que debe cumplir la restricción de ser positivo y menor que la *temperatura inicial*
- StopVal:** valor de la función para el que el algoritmo se detiene rápidamente por tratarse de un valor apropiado para la búsqueda
- tipo_GTM:** señala bajo que parámetros se ejecuta el método desarrollado mediante el valor numérico 0, 1 y 2 correspondiente a las opciones:
- Caso PID discreto clásico variando las ganancias de las acciones de control
 - Fijando las ganancias del controlador variar los periodos internos de muestreo de las acciones de control
 - Variación conjunta de ganancias y periodos de muestreo de las acciones de control del PID
- **Espe:** es una variable de tipo *struct* que contiene la información a partir de la cual se construye la función objetivo, sus campos son los valores de las especificaciones de respuesta deseados, los pesos sobre el valor de la función de las variaciones de la respuesta calculada respecto la deseada y la consideración o no de cada uno de esas especificaciones sobre la respuesta
 - **ResultsData:** se trata de una variable de tipo *struct* que posee tantas líneas como simulaciones aplicando el modelo de simulación se hayan generado e incluido en la *Zona Laboratorio*
 - **mat:** esta variable se crea al pasar por cualquiera de los programas que hacen una llamada a la función *especificaciones*. También es del tipo *struct* y sus campos son las características de la respuesta en lazo cerrado
 - **IDE:** esta variable contiene los identificadores de todos los elementos de la herramienta *GRÁFICO-COSTES*. Se genera al crear la pantalla del interfaz de análisis, al presionar el botón “Análisis” desde el interfaz principal y cuyo funcionamiento se describe en la *sección 6.2.5*.

6.2.5. Herramienta de Análisis (Interfaz secundario)

La aplicación que se presenta incluye una herramienta de gran utilidad dentro del análisis del comportamiento del sistema frente a variaciones de los periodos que conforman los esquemas de muestreo de cada una de las señales que aparecen en el sistema. La herramienta *GRÁFICO-COSTES* se denota con este nombre porque facilita información gráfica y analítica de las variaciones en valor de la función objetivo, índice de variación.

En esta sección se describe su utilización y la validez de su uso para los análisis y conclusiones desarrolladas en este trabajo.

La herramienta se inicializa desde el interfaz principal, mediante la activación del botón “Análisis”, siempre que se haya seleccionado una línea del bloque de simulaciones que es el punto de partida, las variables de entrada para la herramienta.

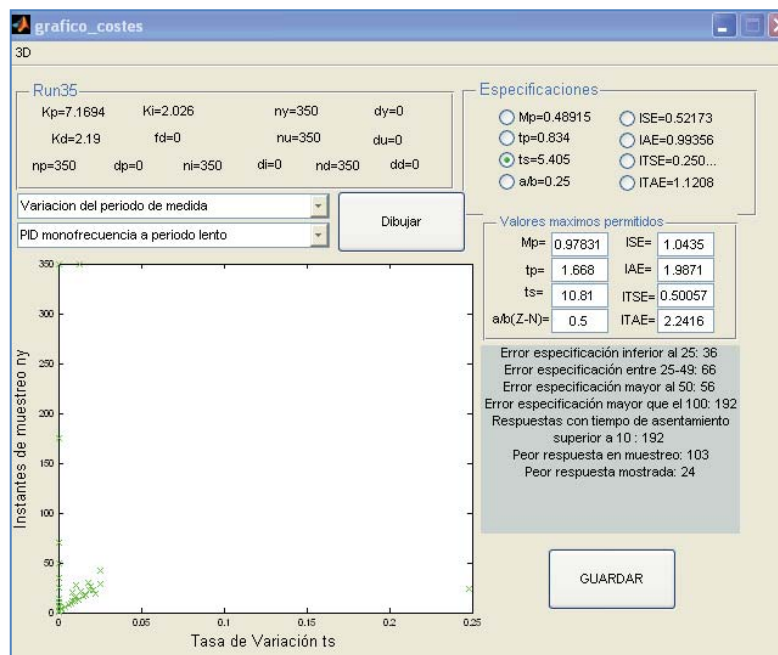


Figura 6.20. Interfaz *GRÁFICO-COSTES*

Del mismo modo que se ha dividido el interfaz principal de la aplicación para definir las funcionalidades de cada parte, en esta se pueden distinguir seis zonas que se describen a continuación:

C1. Zona Entorno Simulación: carga la información que recoge del interfaz principal y que determina el modelo dentro del entorno de simulación que se desea analizar, es información estática que viene identificada por una etiqueta superior que indica sobre qué modelo de los listados en la *Zona Información* se está utilizando. El ejemplo mostrado en la *figura 6.21* selecciona “Run 35”.

Run35			
Kp=7.1694	Ki=2.026	ny=350	dy=0
Kd=2.19	fd=0	nu=350	du=0
np=350	dp=0	ni=350	di=0
		nd=350	dd=0

Figura 6.21. Zona Entorno Simulación en GRÁFICO-COSTES

C2. Zona Especificaciones: incluye el valor de las especificaciones del modelo de simulación con botones de control, permite seleccionar la especificación respecto la que se analiza la variación en su valor cuando modificamos periodos que afectan a determinados parámetros del modelo.

Especificaciones	
<input type="radio"/> Mp=0.48915	<input type="radio"/> ISE=0.52173
<input type="radio"/> tp=0.834	<input type="radio"/> IAE=0.99356
<input checked="" type="radio"/> ts=5.405	<input type="radio"/> ITSE=0.250...
<input type="radio"/> a/b=0.25	<input type="radio"/> ITAE=1.1208

Figura 6.22. Zona Especificaciones en GRÁFICO-COSTES

C3. Zona Límites: incluye los límites que se consideran razonables para el comportamiento del sistema identificando un conjunto de intervalos de funcionamiento, desde cero hasta el valor especificado para cada especificación. De forma automática se calculan al doble del valor calculado, pero es posible modificar la información por tratarse de campos editables.

Valores maximos permitidos			
Mp=	0.97831	ISE=	1.0435
tp=	1.668	IAE=	1.9871
ts=	10.81	ITSE=	0.50057
a/b(Z-N)=	0.5	ITAE=	2.2416

Figura 6.23. Zona Límites en GRÁFICO-COSTES

C4. Zona Variación: Selecciona el parámetro de muestreo para el que varía el valor del periodo y permite considerar un PID-G distintas características: PID monofrecuencia a periodo lento, PID monofrecuencia a periodo rápido o PID multifrecuencia con la acción proporcional e integral muestreada a periodo lento y la derivativa a periodo rápido.

Variacion del periodo de medida		Dibujar
PID monofrecuencia a periodo lento		

Figura 6.24. Zona Variación en GRÁFICO-COSTES

C5. **Zona Output:** Muestra las dos salidas que produce la ejecución de los algoritmos de programación desarrollados. Las salidas son de distinto tipo: una gráfica que representa los valores de la especificación versus el periodo variable siempre que estén dentro del intervalo especificado anteriormente en la *Zona Límites* y una salida numérica que contabiliza el número de experimentos en función al valor de la especificación calculada en rangos.

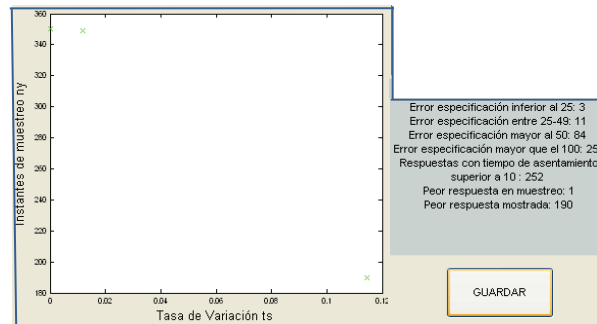


Figura 6.25. Zona Output en GRÁFICO-COSTES

Para interpretar la información que muestra la *figura 6.25* a la derecha es necesario vincularla a los datos registrados en la *figura 6.23* ya que la clasificación se hace a partir de los máximos permitidos para cada una de las especificaciones. En este caso se contabiliza la información de los 350 experimentos desarrollados en el ejemplo, estos son generados cuando el periodo de muestreo de la medida varía entre 1 y 350 ms. con incremento unitario de su valor. En este caso se considera constante el periodo de actuación en 350 ms.

La especificación que se computa es el tiempo de asentamiento y se considera dentro del intervalo $[0,10.81]$ seg. cuyo límite superior se especifica en la *Zona Límites* (ver *figura 6.23*). A partir del valor del tiempo de asentamiento de cada uno de los experimentos desarrollados, se clasifican dentro de los siguientes cuatro grupos, definidos entre los siguientes rangos:

- Inferior al 25% del valor máximo. En el ejemplo, entre $[0,2.7025]$ seg., se encuentran 3 experimentos.
- Entre el 25% y el 50% del valor máximo. En el ejemplo, entre $[2.7025, 5.4050]$ seg., se encuentran 11 experimentos.
- Entre el 50% del valor máximo y el máximo: Hay 84 experimentos con el valor de la especificación entre $[5.4050,10.81]$.
- Superior al valor máximo o con un tiempo de asentamiento superior al tiempo de simulación, un total de 252.

Esta información es relevante porque permite identificar de los casos en los que se produce un deterioro mayor de la respuesta del sistema medido respecto la especificación seleccionada.

C6. **Zona Gráfica_general:** El menú tiene una opción que se denota 3D (ver figura 6.20.) que genera un gráfico que recoge los valores de las distintas características de la respuesta que se han especificado, para cada uno de los experimentos que se generan con la herramienta análisis.

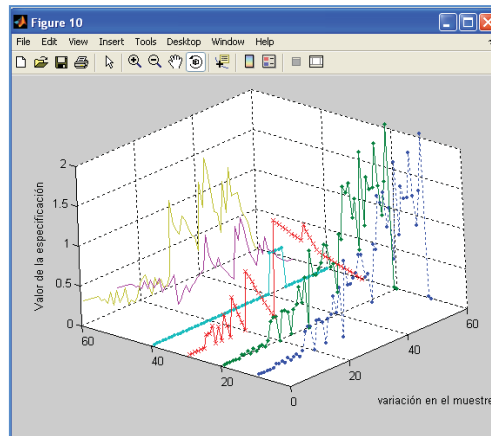


Figura 6.26. Valor Especificaciones frente a periodo variable en GRÁFICO-COSTES

El interfaz secundario proporciona 2 botones (ver figura 6.20) con distintas funcionalidades:

- **Botón Dibujar:** ejecuta la simulación de los sistemas que se obtienen variando las características del experimento de partida al seleccionar de los desplegables dos opciones posibles:

1) Variación de periodos:

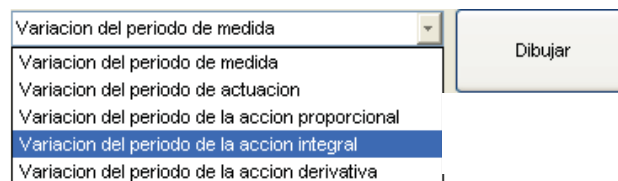


Figura 6.27. Selección de la señal con periodo variable en GRÁFICO-COSTES

2) Diferentes tipos de PID discretos implementados:

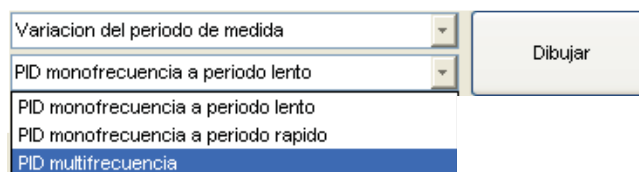


Figura 6.28. Selección de implementación de PID discreto con GRÁFICO-COSTES

- **Botón guardar:** permite almacenar en un archivo .xls información de todos los experimentos llevados a cabo por la herramienta, recoge información numérica de las variaciones de los periodos y sus especificaciones para el posterior tratamiento de la información.

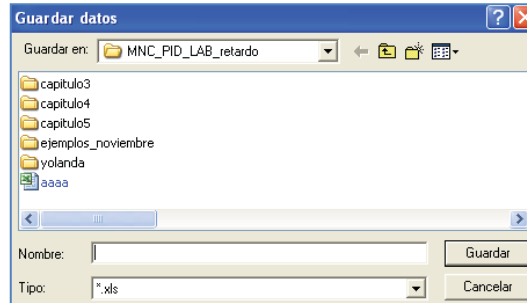


Figura 6.29. Almacenar información generada con GRÁFICO-COSTES

6.3. Manual de Uso

A lo largo de la tesis se han desarrollado un gran número de experimentos y análisis que han sido posibles gracias a la aplicación desarrollada.

En esta sección se muestra cómo hacer uso de la herramienta desarrollada con la que se pueden conseguir, entre otros, los siguientes objetivos:

- Comparar la respuesta del sistema en lazo cerrado en distintos escenarios.
- Analizar el comportamiento del sistema en el ámbito discreto frente a variaciones del periodo de muestreo.
- Permitir la simulación de lazos de control que soportan señales con distintas características temporales.
- Permitir la inclusión dentro del lazo de control de un PID general.
- Establecer cuál es el comportamiento del sistema cuando aparecen situaciones no clásicas, comparándolo con el comportamiento clásico. Estas pueden estar provocadas por distintas cuestiones como: desfases de señales, sistemas multifrecuencia, sistemas PVT (Periódicamente Variable con el Tiempo), sistemas con señales aleatorias o combinaciones de los casos indicados.
- Analizar las variaciones de los periodos involucrados en el sistema que producen sistemas con muestreo no convencional

- Desarrollar los pasos que conforman el método de sintonía GTM, incluyendo la definición mediante sus parámetros y la ejecución del algoritmo del recocido simulado.
- Sintonizar un controlador PID-G.

En las siguientes secciones se detalla el funcionamiento básico de la herramienta en sus componentes elementales: rendimiento del lazo de control, análisis de variación de esquemas de muestreo y método de sintonía GTM. La combinación de estas acciones permite en último término cumplir los objetivos detallados.

6.3.1. Respuesta del sistema en lazo cerrado

A partir de variaciones en los esquemas de muestreo de las señales de medida y actuación, se establece la posibilidad de simular distintos lazos de control y comparar el comportamiento del sistema en lazo cerrado con la *respuesta ideal*, que en nuestro caso es la que se obtiene en un lazo de control que implementa un controlador sintonizado mediante un método clásico y cuya respuesta en lazo cerrado se ajusta a la especificada o deseada por el usuario.

Por otro lado frente a las posibles variaciones en los esquemas de muestreo la herramienta incorpora, otra de las aportaciones del trabajo, el controlador PID-G, entendido como una generalización de otros controladores PIDMF, PID discreto o PID continuo.

Para simular y poder evaluar el rendimiento del lazo de control se desarrollan los siguientes pasos:

PASO1.- Introducir el proceso que deseamos sintonizar en la *Zona Proceso* del interfaz principal.

PASO2.- Introducir las ganancias del controlador. En este caso si se desea utilizar las ganancias de control obtenidas por métodos clásicos (*Zona Clásica*) las fija el usuario o calculan a través del menú de la herramienta y si el tipo de controlador es un PID-G se introducen las ganancias del controlador en la *Zona NC*.

PASO3.- Si se desea considerar un sistema continuo pulsar el botón “Cargar Datos” de la *Zona Clásica*.

PASO4.- Si se desea considerar un sistema con control discreto los valores introducidos como esquema de muestreo deben ser de igual valor y posteriormente pulsar el botón “Cargar Datos” de la *Zona Discreta*.

PASO5.- Si se desea considerar un sistema con muestreo no convencional con un controlador PID discreto, incluir o modificar los esquemas de muestreo de la señal de medida y actuación (*Zona Discreta*) y pulsar el botón “Cargar Datos” de la *Zona NC*.

PASO6.- Si se desea considerar un sistema con muestreo no convencional con un controlador PID general, incluir o modificar los esquemas de muestreo de las acciones del controlador y pulsar el botón “Cargar Datos” de la *Zona NC*.

PASO7.- Repetir desde del paso 2 tantas veces como situaciones se desee simular.

PASO8.- Seleccionar las simulaciones realizadas en la *Zona Laboratorio* y pulsar el botón “Dibujar” para ver las respuestas de cada sistema de forma gráfica.

ny	nu	dy	du
350	350	0	0
154	350	0	0
154 38	350	0	0
0	350	0	0

Figura 6.30. Variación de patrón de muestreo de la señal de medida

La figura 6.30 incorpora distintos valores en el campo editable de la variable n_y y deja constante $n_u = 350$ ms. Estos valores pueden ser unidimensionales o multidimensionales lo que proporciona la representación de distintos esquemas de muestreo (uniformes o no) periódicos. Si se anula, se corresponde con aplicar un patrón aleatorio, como se presenta en el cuarto caso en la figura anterior.

Cada uno de los ejemplos se translada a la *Zona Laboratorio* usando el botón “Cargar Datos” y en la *Zona Información* pulsando el botón “Dibujar” se representa gráficamente la respuesta del sistema en lazo cerrado como respuesta a una referencia de escalón unitario.

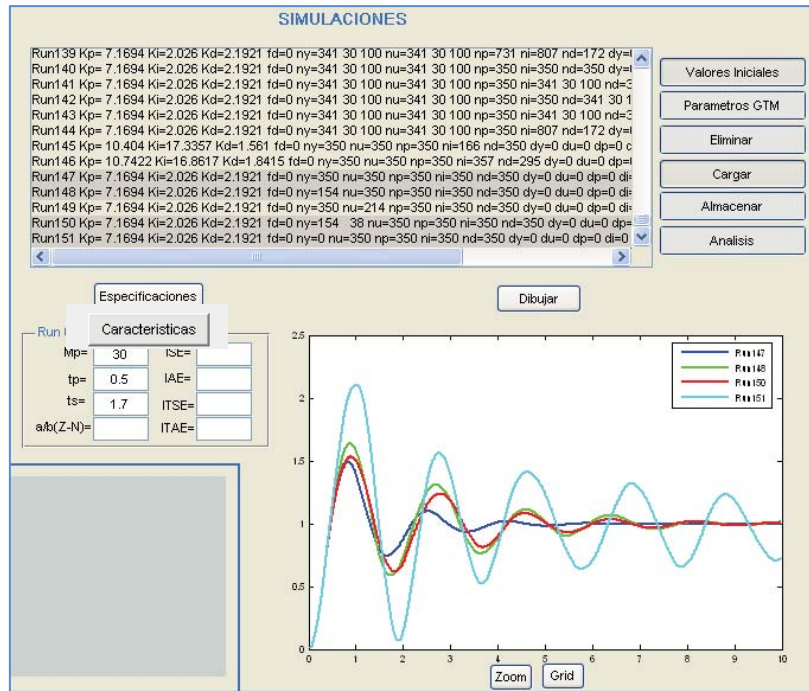


Figura 6.31. Simulaciones de sistemas con muestreo no convencional

El gráfico incrustado en la *figura 6.31* permite comprobar el deterioro del comportamiento del sistema para los distintos escenarios planteados y comparar las respuestas. El caso de muestreo aleatorio es, en el ejemplo presentado, la peor respuesta.

Utilizando el menú VER/MEDIDA, se visualiza la señal de medida muestreada tras aplicarle un retenedor de orden cero.

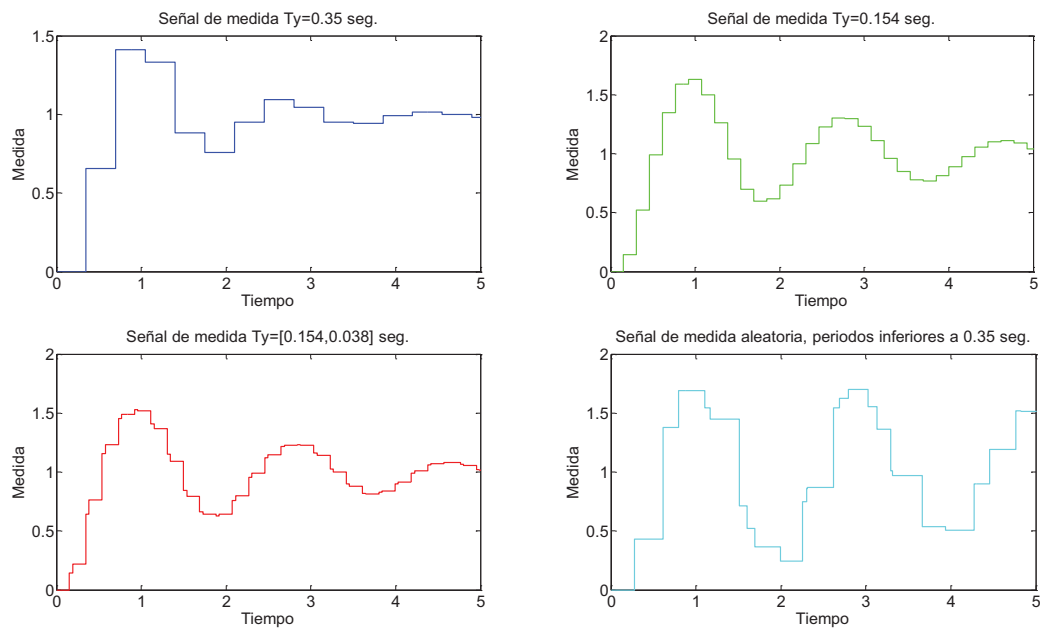


Figura 6.32. Señal de medida con distintos esquemas de muestreo

Se comprueba en cada caso como las muestras están espaciadas a distintos periodos, uniformes o no uniformes. La variación está determinada por el tipo de esquema de muestreo aplicado.

El mismo análisis es aplicable sobre variaciones en el esquema de muestreo de la señal de actuación o sobre la señal de medida y actuación a la vez.

Respecto al controlador, dentro de la *Zona NC* en la herramienta MNC_PIDLAB se permite modificar los seis parámetros que definen el PID discreto general, lo que permite utilizar distintos tipos de controladores PID y en consecuencia comparar el comportamiento del sistema al implementar distintos tipos que se denominan en conjunto controlador PID-G.

- *PID monofrecuencia (casi-continuo y discreto)*, como se ha especificado con anterioridad a partir de los parámetros de control clásicos generados, la selección de “Cargar Datos” desde la *Zona Clásica* o la *Zona Discreta* implica estar implementando un control PID clásico casi-continuo o discreto, generando como salida una línea en la *Zona Laboratorio* que parametriza el sistema para posteriores análisis.
- *PID multifrecuencia (periodos conmensurables o independientes respecto a los patrones de muestreo externos al controlador)*, en este caso es necesario incluir como información de entrada los valores de los periodos de cada uno de los esquemas de muestreo, unidimensionales, de cada una de las acciones de control.
- *PID no convencional*, esquemas de muestreo no uniformes en cada una de las acciones del controlador que se repiten de forma cíclica, como los denominados PVT, o esquemas que contienen periodos aleatorios a lo largo de la simulación. Se modifican los valores del bloque *muestreo acciones de control* (ver figura 6.33) en la *Zona NC*, y al menos uno de ellos tiene dimensión mayor a uno para el caso PVT o se anulan cuando se quiere incluir un esquema de muestreo aleatorio.

Controlador	
Kp =	7.1694
Ki =	2.026
Kd =	2.1921
fd =	0

Muestreo acciones de control	
np =	350
ni =	341 30 100
nd =	295
clp =	0
cli =	0
cld =	0

Figura 6.33. Parámetros PID-G dentro de la Zona NC

6.3.2. Análisis de variación de esquemas de muestreo

El análisis de cómo afecta al comportamiento del sistema los distintos esquemas de control, se puede realizar a partir de la comparativa de respuestas y cálculo de especificaciones de cada uno de los sistemas parametrizados en la *Zona Laboratorio* o si por el contrario se desea conocer el comportamiento del sistema en un gran conjunto de experimentos se utiliza la herramienta *GRÁFICO-COSTES* (consultese la sección 6.2.5).

Los pasos a realizar para utilizar la herramienta son los siguientes:

PASO1.- Seleccionar una línea de datos de la *Zona Laboratorio* y pulsar el botón “Análisis”.

PASO2.- Seleccionar la especificación que se medirá en cada experimento analizado en la *Zona Especificaciones*.

PASO3.- Determinar el valor máximo permitido de la especificación en la *Zona Límites*.

PASO4.- Seleccionar de los dos desplegados existentes en la *Zona Variación* el periodo de que señal se modifica y el tipo de PID que evaluar.

PASO5.- Repetir desde del paso 2 tantas veces como análisis se quieran analizar.

Las salidas que proporciona el método aplicado se han descrito en C5. *Zona Output* (ver figura 6.25).

6.3.3. Método de sintonía GTM

La motivación principal de esta aplicación fué disponer de una plataforma que permitiera el ajuste del controlador PID-G para sistemas con muestreo no convencional mediante el uso del método de sintonía desarrollado en el capítulo 5 de la tesis.

El punto de partida para la sintonía del controlador es conocer el comportamiento del lazo cerrado de control cuando se implementa un controlador clásico previamente sintonizado mediante métodos de sintonía clásicos, algunos de ellos han sido incluidos como parte de la herramienta.

La herramienta se presenta en esta sección como una guía en la aplicación del nuevo método de sintonía ya que permite la aplicación de la metodología sin que sea necesario conocer en profundidad las funciones internas que se aplican en cada una de las etapas de su desarrollo.

El deterioro del rendimiento del lazo de control, puede estar provocado por diferentes circunstancias, implica una variación en el valor de las características de la respuesta del lazo de control con el consecuente alejamiento de la *respuesta ideal*.

Los siguientes pasos permiten parametrizar e iniciar el método GTM con la consecuente obtención de los parámetros del controlador:

PASO1.- Seleccionar de los modelos simulados el que tiene la *respuesta deseada*.

PASO2.- Pulsar el botón “parámetros GTM”, para que proporcione las características de la respuesta deseada.

PASO3.- Determinar en la *Zona NC* el resto de parámetros que definen el índice de variación y/o modificar los valores obtenidos en el PASO 2 (estos pasan a ser las especificaciones requeridas al sistema).

PASO4.- Pulsar el botón “Ejecutar el Algoritmo” y seleccionar bajo que condiciones se busca la solución (variar solo las ganancias del controlador, los periodos de las acciones de control o ambos).

PASO5.- Pulsar “Cargar Datos” para trabajar con el nuevo controlador PID calculado.

La metodología GTM es aplicable a cualquier sistema de control con independencia del tipo de control PID seleccionado, a continuación se detallan las entradas y salidas del algoritmo y como en cada paso el entorno de simulación contribuye a facilitar los pasos al usuario.

Las entradas necesarias para la aplicación del método son:

- Determinar el proceso.
- Parámetros de control que se utilizan como valores iniciales del algoritmo GTM.
- Parámetros que son configuración del algoritmo del recocido simulado.

Los parámetros iniciales se pueden calcular utilizando los métodos clásicos seleccionados en el menú de la herramienta.

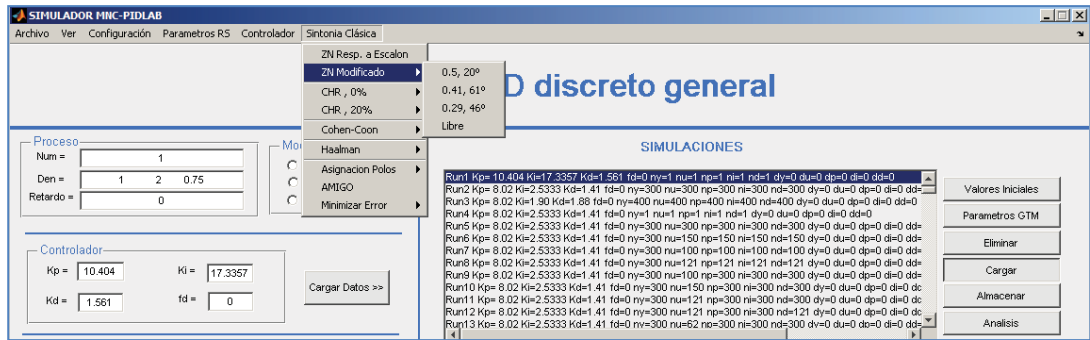


Figura 6.34. Selección en el menú de un método clásico de sintonía

A partir del modelo de simulación clásico definido a través de sus parámetros en la *Zona Laboratorio*, pulsando el botón “Parámetros GTM” se calculan las especificaciones de la respuesta y se envían a la *Zona NC* para permitir al usuario seleccionar las que desea incluir en la formación de la función objetivo.

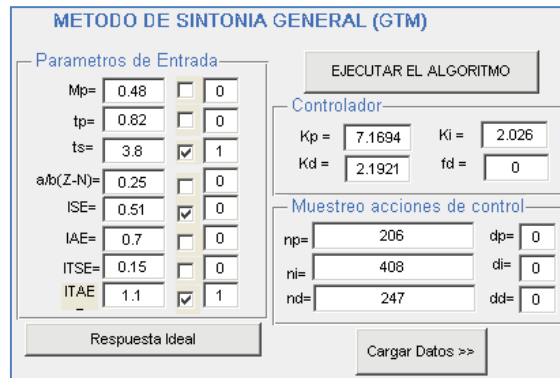


Figura 6.35. Parametrización de la función objetivo (der.) y salida del método GTM (izq.).

Otra forma posible es cargar los valores de las especificaciones mediante el uso del botón: “Respuesta Ideal”, con la posibilidad de selección entre las opciones que se presentan (ver figura 6.14).

A continuación, se pueden modificar los valores de las especificaciones, los pesos asignados a la variación de los valores de cada especificación respecto la función objetivo total, gracias a la inclusión de campos editables, y la marca delante del peso que indica si se considera para el cálculo del índice en el algoritmo. Esta opción se incluye con el objetivo de mantener parámetros en sucesivas simulaciones, seleccionando las especificaciones consideradas.

Además es necesario configurar los parámetros del algoritmo mediante el cuadro de dialogo presentado en la figura 6.15.

El cálculo de los nuevos parámetros de control se realiza al pulsar el botón, “Ejecutar el algoritmo” (ver figura 6.35) y las salidas dependiendo de la alternativa seleccionada son:

1) *Sintonía de ganancias del controlador*. Se selecciona de la ventana que se muestra en la *figura 6.19* el control “Ganancias de control” y la salida al aplicar el método es:

→ Un cuadro de texto donde figura información del algoritmo:

```
Temperatura Inicial:1 Temperatura  
Final:8.28353794973792e-007  
Número de llamadas :3284 Valor  
índice final:3.86923477425308
```

Figura 6.36. Caja de Texto con parámetros de salida GTM.

→ Una figura que contiene cuatro gráficos con las variaciones de las ganancias del controlador y de la temperatura en cada paso de ejecución del algoritmo. Especifican en el eje de abscisas el valor que toma cada uno de los parámetros del PID en cada paso de ejecución del algoritmo GTM, y en el eje de ordenadas el paso de la iteración del algoritmo.

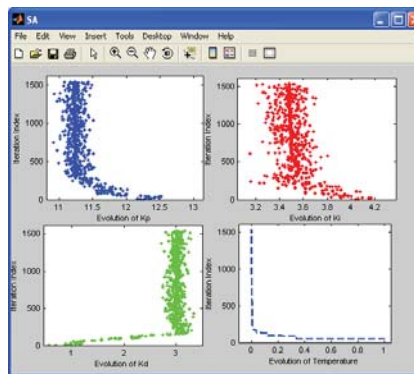


Figura 6.37. Evolución de los parámetros en cada iteración del algoritmo RS

→ Carga la información de las ganancias del controlador calculado en la *Zona NC* (ver *figura 6.35*):

EJECUTAR EL ALGORITMO			
Controlador			
Kp =	7.1694	Ki =	2.026
Kd =	2.1921	fd =	0

Figura 6.38. Ganancias del controlador PID-G salida del método GTM

2) *Sintonía de periodos internos del controlador*. Se selecciona de la ventana que se muestra en la *figura 6.19* el botón “Muestreadores de las acciones de control”, y la salida tras la ejecución del método es análoga al caso anterior: un cuadro de texto con información del algoritmo, la figura con cuatro gráficos con las variaciones de los periodos de muestreo que se han analizado y las temperaturas para cada paso del algoritmo y por último carga la salida del algoritmo en la *Zona NC* reservada para los periodos del controlador PID:

Muestreo acciones de control

np=	206	dp=	0
ni=	408	di=	0
nd=	247	dd=	0

Cargar Datos >>

Figura 6.39. Periodos internos del control PID-G salida del método GTM

3) Sintonía de los seis parámetros que configuran el controlador, correspondiente a las ganancias y periodos internos de cada acción del controlador. Se selecciona la tercera alternativa, el botón “Todos” (ver figura 6.19) y la salida que se obtiene es como en casos anteriores:

- Un cuadro de texto donde figura información del algoritmo: Temperatura inicial, final, número de llamadas y el valor del índice de variación de respuesta.
- Dos figuras que contienen cuatro gráficos con formato similar. La primera incluye las variaciones de los parámetros del controlador y de la temperatura en cada paso de ejecución del algoritmo (ver figura 6.37) y la segunda contiene los valores de los periodos de cada una de las acciones de control que se han evaluado y la temperatura para cada paso de ejecución del algoritmo del recocido simulado.
- Carga la información los seis parámetros del PID-G calculado (ganancias y periodos) en la Zona NC.

EJECUTAR EL ALGORITMO

Controlador

Kp =	3.7351	Ki =	1.6534
Kd =	2.3032	fcl =	0

Muestreo acciones de control

np=	206	dp=	0
ni=	408	di=	0
nd=	247	dd=	0

Cargar Datos >>

Figura 6.40. Parámetros del controlador PID-G salida del método GTM

6.4. Análisis Experimental Paso a Paso

A lo largo de la tesis se han desarrollado un gran número de análisis y experimentos que han sido posibles gracias a la herramienta.

Hay tres partes definidas en el contexto teórico que cubren los siguientes objetivos:

- Simular un lazo de control con distintas configuraciones (capítulo 3).

- Incluir una nueva configuración de un tipo de controlador PID general y analizar el efecto de las variaciones de los periodos internos del controlador (capítulo 4).
- Sintonizar la situación de perdida de requerimientos mediante el método GTM (capítulo 5).

A continuación, a lo largo de la sección se presenta, utilizando el *experimento base*, los pasos con la herramienta y la interpretación de los resultados.

6.4.1. Entorno de simulación de un lazo cerrado de control

La función de transferencia del proceso es:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 2 \cdot s + 0.75}$$

Se introduce en el interfaz la siguiente información:

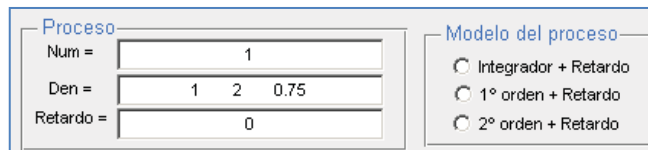


Figura 6.41. Ejemplo en la Zona Proceso

Posteriormente *MENU/Sintonía Clásica/ZN Resp. a escalón* y la salida se presenta en el interfaz:

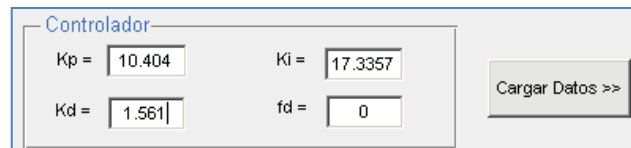


Figura 6.42. Ejemplo en la Zona Clásica

Los parámetros de control que han obtenido aplicando el procedimiento de sintonía clásico del tipo Ziegler-Nichols [Zie42] y son: $K_p=10.404$, $K_i=17.3357$ y $K_d=1.561$.

Mediante el botón “Cargar Datos” pasa a formar parte de los experimentos calculados dentro de la *Zona Laboratorio*.

Si el controlador que se desea implementar es un controlador digital con periodo de muestreo $T = 0.35$ seg., el sistema se inestabiliza.

Para comprobarlo solo hay que detallar el esquema de muestreo para la señal de medida y actuación, representado como un valor múltiplo entero del periodo de ejecución que en este caso es $h = 0.001 \text{ seg.}$, para las variables incluidas en la Zona Discreta, como se muestra en la figura 6.43.

Figura 6.43. Ejemplo en la Zona Discreta

Al presionar el botón “Cargar Datos” de esta zona se está implementando un controlador digital por lo que los parámetros del controlador calculados por un método de sintonía continuo dejan de ser validos.

Señalando ambos experimentos dentro de la Zona Laboratorio, y pulsando el botón “Dibujar”, se puede comprobar gráficamente el deterioro de la respuesta del sistema.

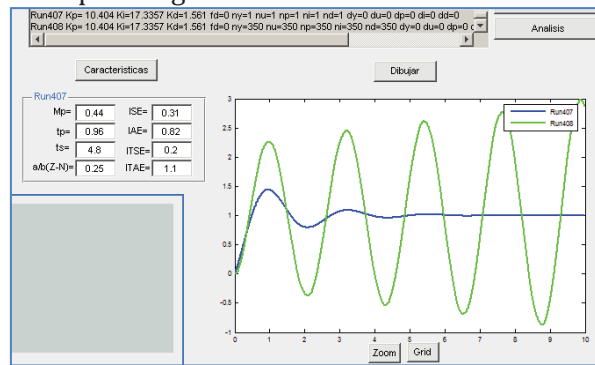


Figura 6.44. Ejemplo en la Zona Información

6.4.2. Variación periodo de medida y actuación multifrecuencia

En esta sección se muestra la versatilidad de la herramienta GRÁFICO-COSTES para analizar el efecto de la variación de los esquemas de muestreo de señal de medida y actuación sobre la respuesta en lazo cerrado.

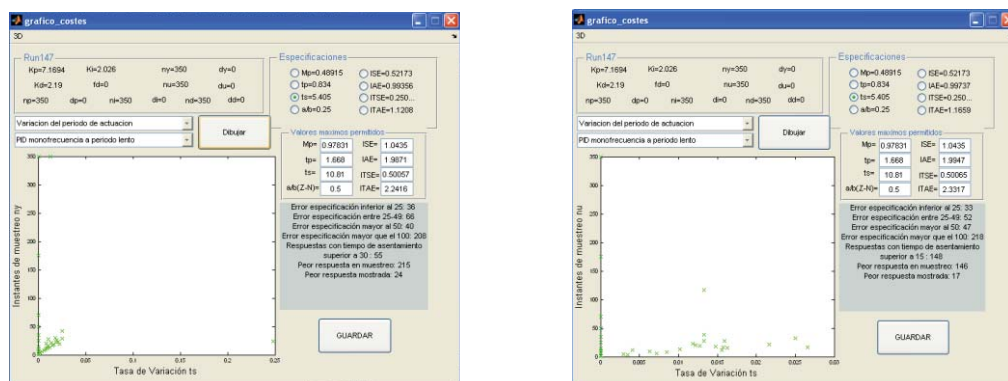


Figura 6.45. Ejemplo con GRAFICO-COSTES variando el periodo de medida y actuación

En la *figura 6.45* se presentan dos salidas de la herramienta. La primera salida es el efecto sobre la especificación señalada, tiempo de asentamiento, al variar el periodo de muestreo de la señal de medida desde 1 hasta 350 ms y la segunda cuando el periodo de muestreo de la señal de actuación varia desde 1 hasta 350 ms.

A partir de la interpretación de los gráficos es sencillo determinar en que casos el controlador implementado no es valido para que el sistema en lazo cerrado tenga el comportamiento deseado. Por otro lado la caja de texto nos indica cual es el peor valor del periodo de muestreo.

A continuación, en las siguientes secciones se han establecido dos posibilidades para mejorar la respuesta utilizando la herramienta. La primera utiliza el interfaz secundario *GRÁFICO-COSTES* para evaluar el comportamiento del sistema con variaciones individuales de los periodos internos de cada una de las acciones de control y la segunda aplica el método de sintonía GTM desarrollado.

6.4.3. Evaluar el PID discreto general

Dentro de este apartado se plantea como posible solución frente a un caso en el que se produce perdida de las especificaciones, hacer uso de la herramienta *GRÁFICO-COSTES* para mejorar el comportamiento del sistema variando individualmente los periodos de muestreo de cada una de las acciones de control.

En este primer caso se ha seleccionado la especificación ITAE (marcando en el interfaz el botón) y se varía el periodo de la acción proporcional (seleccionando en el primer cuadro de lista).

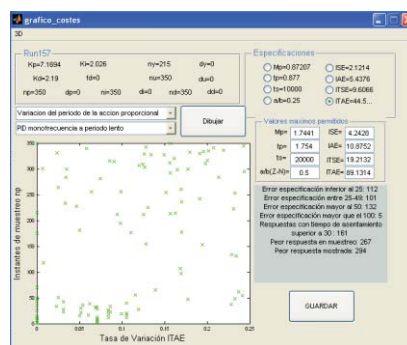


Figura 6.46. Ejemplo salida gráfica de la herramienta *GRAFICO-COSTES*

En el gráfico de la *figura 6.46* se presentan los experimentos en los que la respuesta del sistema tiene un error en la especificación inferior al 100% con el valor del índice de variación calculado para una única especificación.

De manera automática al final la ejecución se presenta un gráfico complementario (ver figura 6.47) que presenta en cada punto un par de valores correspondientes al periodo de muestreo de la señal seleccionada, en nuestro caso de la acción proporcional y el valor de la especificación seleccionada del sistema en lazo cerrado. La línea horizontal representa el valor de partida de la especificación, por lo que los puntos de la parte inferior se corresponden con periodos que mejoran la especificación, frente a los que quedan por encima de la línea que la empeoran. En este ejemplo el valor del periodo de muestreo de la acción proporcional para mejorar la especificación está en $T_{prop} = 80 \text{ ms}$.

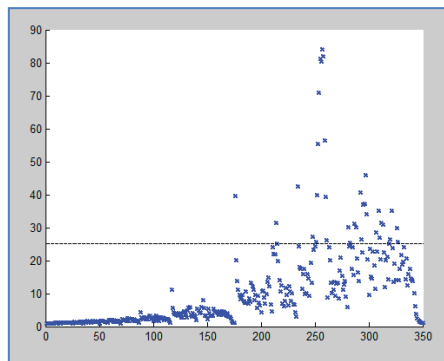


Figura 6.47. Variación del periodo de la acción proporcional en el ejemplo

Este mismo análisis se puede realizar con la acción integral y la acción derivativa, para los que la respuesta mejora para $T_{int} = 322 \text{ ms}$. y $T_{der} = 175 \text{ ms}$.

Las tres situaciones se reflejan como una línea más dentro de la *Zona Laboratorio* y se pueden comparar con la *respuesta ideal* considerada para el caso discreto clásico, simplemente pulsando el botón “Dibujar” o si se quiere disponer de los valores concretos de sus especificaciones para ver cual es la pérdida que se ha producido, solo es necesario pulsar el botón “Características” de la *Zona Información*.

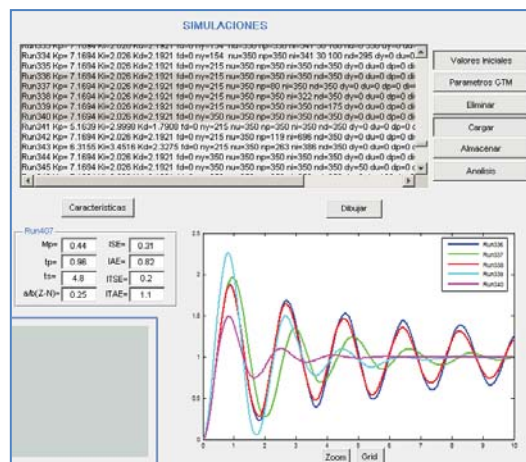


Figura 6.48. Respuestas del sistema para los experimentos seleccionados

La modificación del esquema de muestreo de la señal de actuación implica realizar un planteamiento análogo.

6.4.4. Sintonía del controlador aplicando método GTM

Cómo ayuda la plataforma a la aplicación del método GTM ha sido descrito en cada uno de sus pasos en la *sección 6.3.3* En esta sección se aplica sobre el ejemplo propuesto.

Sobre la línea de simulaciones que contiene los parámetros del modelo de simulación que proporciona una respuesta apropiada, se pulsa el botón “Parámetros GTM” y se completa de forma automática el valor de las especificaciones de esa respuesta en lazo cerrado en la *Zona NC* del interfaz principal. Se pueden variar los pesos de cada especificación y, marcarla o no, para indicar si se tiene en consideración para construir el índice de variación, función objetivo, del algoritmo.

Posteriormente se puede modificar la configuración del algoritmo a través del menú, en *Parámetros RS* y a continuación pulsando el botón “Ejecutar el algoritmo” dentro de la *Zona NC*, se permite la selección de tres posibles grupos de parámetros de cálculo del controlador: las ganancias del controlador PID, los periodos internos o todos en conjunto, mediante la ventana de selección (ver *figura 6.11*).

Como parte del método está el determinar los parámetros iniciales, la herramienta siempre parte de las ganancias que están determinados en la *Zona Clásica* y como periodo el máximo de los periodos establecidos en la *Zona Discreta*.

En este caso, se propone seleccionar las especificaciones tiempo de asentamiento, junto con ISE e ITAE, como muestra el gráfico de la *figura 6.49*.

Parametros de Entrada		
Mp=	0.49	<input type="checkbox"/> 0
tp=	0.83	<input type="checkbox"/> 0
ts=	5.4	<input checked="" type="checkbox"/> 1
a/b(Z-N)=	0.25	<input type="checkbox"/> 0
ISE=	0.52	<input checked="" type="checkbox"/> 1
IAE=	1	<input type="checkbox"/> 0
ITSE=	0.25	<input type="checkbox"/> 0
ITAE=	1.2	<input checked="" type="checkbox"/> 1
-		

Figura 6.49. Ejemplo en la Zona Información

Pulsando el botón “Ejecutar el algoritmo” y seleccionando la opción deseada se obtienen las salidas gráficas y numéricas que se especifican a continuación:

CASO I. Sintonía de las ganancias del controlador PID.

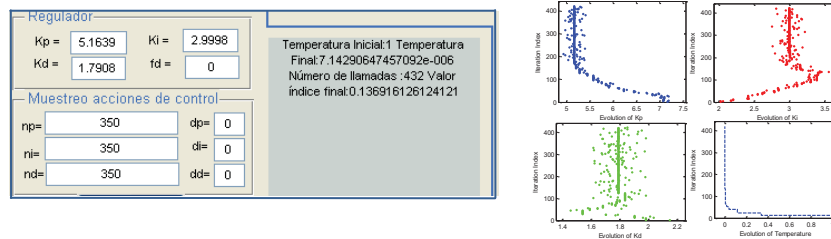


Figura 6.50. Salida de la herramienta para GTM variando ganancias del PID

CASO II. Sintonía de los periodos internos del controlador PID.

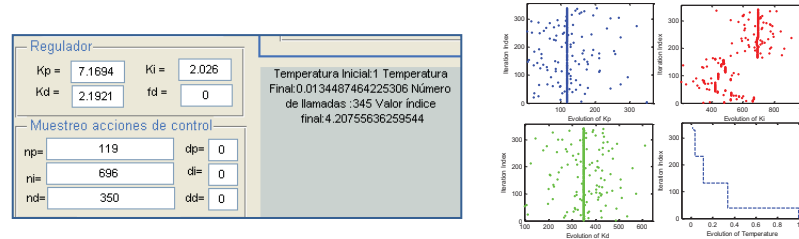


Figura 6.51. Salida de la herramienta para GTM variando periodos internos PID

CASO III. Sintonía de los seis parámetros del controlador PID.

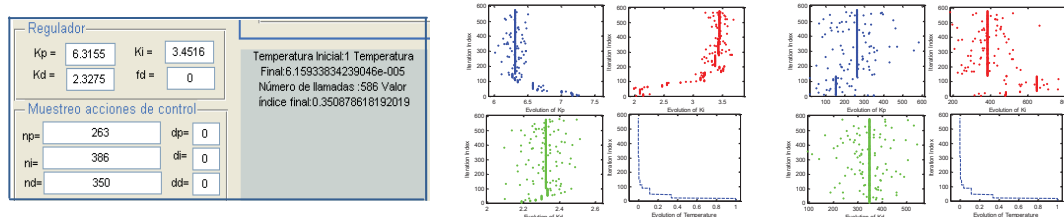


Figura 6.52. Salida de la herramienta para GTM variando ganancias y periodos internos PID

6.5. Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se describe una herramienta construida para el diseño y ajuste de controladores PID discretos generales que se aplican sobre sistemas con muestreo no convencional. Al tratarse de un caso particular dentro del esquema general planteado, esta herramienta también es de utilidad para los sistemas clásicos.

El capítulo muestra las partes que forman la herramienta y el tipo de información que genera, indicándose cómo interpretar sus resultados.

La aplicación MNC-PIDLAB permite el diseño, simula y analiza sistemas de control dentro de un mismo marco, donde todas las funcionalidades de la herramienta se proporcionan a través de un interfaz gráfico desarrollado con GUIDE, complementado con la posibilidad de realizar el diseño del controlador mediante la aplicación del método de sintonía GTM desarrollado como parte de este trabajo e implementado en la herramienta.

Las principales ventajas que posee son:

- Herramienta con interfaz de usuario y elementos interactivos para la sintonía de controladores PID continuo, discreto, multifrecuencia o no convencional.
- Posibilidad de cálculo y simulación de sistemas con muestreo de distintas características para el caso SISO.
- Posibilidad de desfases entre las entradas y salidas.
- Gran batería de pruebas incorporada para distintos esquemas de muestreo (uniformes o no en el tiempo) en el muestreador de la salida del controlador (entrada al proceso) o en el de entrada al controlador (salida del proceso).
- Comprobar el efecto que sobre el lazo de control tiene la implementación del controlador PID con variaciones en los esquemas de muestreo internos de cada una de sus acciones de control.
- Operaciones algorítmicas con grandes cálculos que se realizan internamente dejando al usuario la tarea de ingresar la información mínima necesaria.
- Posibilidad de analizar el comportamiento intermuestreo de las diferentes señales involucradas en el sistema.
- Utilizar el método de sintonía para el cálculo de los parámetros que definen el control PID discreto general bajo distintas características del lazo de control.

Capítulo 7

Conclusiones y Trabajos futuros

7.1. Propósito

En esta tesis se plantea el diseño de un controlador PID discreto y su sintonía en sistemas con muestreo no convencional (SMNC), incluyendo la posibilidad de desfases entre las distintas señales.

El tipo y los valores de los esquemas de muestreo de las señales de medida y actuación son determinantes en el comportamiento del sistema de control. Existen situaciones donde los esquemas multifrecuencia uniformes con periodos conmensurables son controlables por el PID discreto clásico frente a otras en las que es necesario el uso de un controlador como el desarrollado en este trabajo, el controlador PID discreto general (PID-G), que proporciona muy buenos resultados en los casos analizados. El PID-G está definido a partir de seis parámetros: las ganancias proporcional, integral y derivativa y los esquemas de muestreo interno de cada una de las acciones de control.

La sintonía de este controlador se puede realizar considerando los seis parámetros de control o de forma independiente las ganancias o los esquemas internos de muestreo, con el objetivo de analizar la suficiencia en la aplicación del controlador PID discreto. En todos los casos los resultados se obtienen aplicando el método de sintonía desarrollado, GTM (General Tuning Method), que implementa el algoritmo del Recocido Simulado para minimizar el denominado índice de variación de la respuesta, calculando la lejanía respecto a las especificaciones de una situación ideal considerada. Por este motivo esta metodología no está limitada a los SMNC, pudiendo ser aplicada también a situaciones de control clásico.

7.2. Aportaciones

Las aportaciones del trabajo realizado son:

- Revisar el tipo de esquemas de muestreo a considerar en el lazo de control con muestreo no convencional. Esto permite analizar un tipo de circunstancias no planteadas por otros autores, tanto desde el punto de vista externo al controlador como interno, por ejemplo en la aplicación del controlador PIDMF se limitaba o condicionaba el funcionamiento de los esquemas de muestreo interno a los externos.

- Identificar y generalizar los esquemas MRIC (Multi-Rate Input Controller) y MROC (Multi-Rate Output Controller). Estos son respectivamente NCIC (Non-conventional Input Control) y NCOC (Non-conventional Output Control) y denotan esquemas donde la relación numérica entre los periodos involucrados en el sistema de control no se restringe a ser periodos conmensurables donde uno de los periodos de muestreo, de la señal de medida o de la señal de actuación coincide con el valor del periodo marco.
- Desarrollar un modelo de simulación para obtener el comportamiento en lazo cerrado del sistema de control con muestreo no convencional, considerando como parte del lazo el controlador PID-G, extensión del PIDMF, propuesto en sus distintas estructuras de control. Permite también considerar el efecto de perturbaciones en la medida y/o en la carga, el desfase de señales y el efecto de saturación en la señal de control.
- Analizar el efecto que se produce en el sistema al considerar variaciones individuales de todos los esquemas de muestreo uniformes en el lazo de control.
- Diseñar el controlador PID-G cuyas propiedades son diferentes del PID continuo. Se presentan situaciones en las que el control clásico no proporciona la respuesta deseada siendo alcanzable por el nuevo controlador utilizando sus seis grados de libertad.
- Diseñar una metodología de sintonía basada en optimización paramétrica, que implementa un algoritmo heurístico, el recocido simulado, que es aplicable a cualquier situación práctica en la que el sistema deteriora su comportamiento por variaciones respecto a situaciones clásicas controladas. En concreto se presenta la validación de la metodología sobre sistemas con muestreo no convencional.
- Implementar una herramienta de diseño, desarrollada en Matlab, que permite mediante simples cambios en los campos editables desarrollar un gran banco de pruebas y comparar las experiencias al dotarlo de gráficos con análisis intuitivos.
- Ampliar la herramienta incluyendo los factores que determinan el funcionamiento del método de sintonía propuesto en la tesis y un entorno para el análisis de la variabilidad de los esquemas de muestreo internos y externos al controlador.
- Diseño y análisis de un conjunto de experimentos sobre los que aplicar la herramienta para establecer conclusiones sobre la bondad del modelo y la metodología de sintonía desarrollada.

Los objetivos cumplidos en este trabajo han dado lugar siguientes publicaciones internacionales:

- Lopez, I.; Cerezo, Y., (2007). "*Some practical aspects about performance and tuning of a multirate discrete PID controller,*" Control & Automation, 2007. MED '07. Mediterranean Conference, vol.1, pp.1-6.
- Cerezo, Y; López, I; Cuesta, A; Grau, L. (2008) "*CACSD Tool for simulation and performance of Multi-Rate Sampled Data Systems,*" 21st European Modeling and Simulation Symposium EMSS. Amantea (CS), vol. 2, pp. 96-101.
- Cerezo, Y; Cuesta, A; López, I; Grau, L. (2009) "*Simulated Annealing Tuning Method for MultiRate PID Controllers*" 6th International Mediterranean and Latin American Modeling Multi-Conference. Tenerife (Spain), vol. 1, pp. 90-96.
- Cerezo, Y.; Lopez, I.; Cuesta, A.; Grau, L. (2009) "*Methodology for tuning a multirate PID controller based on heuristic optimization,*" Industrial Electronics. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE , pp.1800-1804.

7.3. Conclusiones

Las conclusiones derivadas del trabajo se pueden dividir en tres grupos:

- La simulación y análisis de los sistemas con muestro no convencional implementando un tipo de controlador PID general para sus distintas estructuras.
- El método de sintonía del controlador PID-G propuesto.
- El desarrollo de una herramienta con interfaz de usuario y elementos interactivos que permiten el diseño y estudio de los sistemas con muestreo no convencional.

El controlador PID-G aúna dos importantes líneas de investigación en la ingeniería de control. Por un lado el estudio de los sistemas con muestreo no convencional que por sus particularidades resulta de gran interés en numerosas industrias. Por otro el interés aun vigente en los controladores PID, debido fundamentalmente a su extensa utilización.

Los beneficios que aporta el control con muestreo no convencional y la eficacia de los controladores PID permite esperar del controlador PID-G unos resultados que mantengan un compromiso con los obtenidos mediante un PID monofrecuencia, esto es con un periodo de muestreo constante.

Dicho compromiso se alcanza del siguiente modo: El controlador PID-G se mantiene como herramienta estándar en el control de procesos y permite diseñar el controlador considerando en la etapa de modelado los distintos retrasos en el tratamiento de las distintas señales que intervienen debido, entre otras razones, a los retrasos producidos por los tiempos de cómputo y medios compartidos de manera que el comportamiento sea el esperado cuando se utilice la planta real.

Los sistemas con muestreo no convencional son difíciles de estudiar desde el punto de vista analítico, debido a que en ellos intervienen procesos continuos y controladores basados en tiempo junto con esquemas de muestreo de distintas características, por lo que la simulación permite el análisis de la ejecución del sistema integrado. Sin embargo, utilizando simulación es posible analizar el comportamiento global del sistema. Es por ello que la simulación constituye un entorno apropiado para trabajar con controladores no convencionales, permitiendo evaluar las ventajas de trabajar con ellos.

El método de sintonía general (GTM- General Tuning Method) ha demostrado ser eficiente para el diseño de cualquier tipo de control PID discreto que forma parte de un lazo de control en el que el comportamiento del lazo no es el esperado por el diseñador.

La herramienta MNC-PIDLAB es la única que permite el análisis y simulación de sistemas con muestreo no convencional junto con el posible diseño del controlador con independencia del tipo de sistema considerado.

7.4. Líneas de investigación futuras

Tras la realización de este trabajo son varios los aspectos que quedan abiertos a futuras mejoras y estudios.

- Estudio detallado de los sistemas con muestreo aleatorio y diseño de controladores PID funcionando con esquemas aleatorios.
- Obtención de reglas de sintonía que aseguren un cierto comportamiento temporal siendo flexibles y dependientes de los valores de los esquemas de muestreo.
- Modificar la función de coste del método de sintonía para obtener una nueva ley de control. Actualmente se persigue que la salida futura en el horizonte considerado siga una determinada señal de referencia y puede complementarse esta propiedad con penalizar el esfuerzo de control requerido para hacerlo.

- El algoritmo del Recocido Simulado ha demostrado ser efectivo en la resolución de problemas de sintonía del control PID-G, pero sería interesante aplicar otros algoritmos evolutivos, como por ejemplo estrategias genéticas, para manejar estos problemas y completar los resultados, para reducir el tiempo de ejecución.
- Incorporar análisis en frecuencia en la herramienta MNC-PIDLAB.
- Buscar la aplicación en campos de investigación e implementación práctica de controladores PID-G sobre un entorno real.
- Extensión al caso multivariable.

Bibliografía

- [Aar85] AARTS, E.H.L.; VAN LAARHOVEN, P.J.M. (1985) "*Statistical cooling: a general approach to combinatorial optimization problems*" Philips Journal of Research, Vol. 40, pp. 193-226.
- [Aar97] AARTS, E.H.L.; KORST, J.H.M.; VAN LAARHOVEN, P.J.M. (1997) "*Local Search in Combinatorial Optimization*", John Wiley and Sons, pp. 91-120.
- [Aar02] AARTS, E.H.L.; KORST, J.H.M. (2002) "*Selected Topics in Simulated Annealing*" en P. Hansen y C.C. Ribeiro (Eds), Essays and Surveys on Metaheuristics, Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers, pp. 1-37.
- [AHCM01] ALBERT, S., HIDDEN, H., CONLIN, A., MARTIN, E.B., MONTAGUE, G.A., MORRIS, A.J. (2001) "*Inferential quality assessment in breakfast cereal production*" Journal of Food Engineering, Vol. 50, pp. 157-166.
- [Alb90] ALBERTOS, P. (1990) "*Block Multirate Input-Output model for sampled-data control systems*" IEEE Trans. on Autom Control. Vol 35, No. 9, pp. 1085-1088.
- [Alb91] ALBERTOS, P. (1991) "*Input-Output Model for Unconventional Sampled-Data Control Systems*" in Pichler, F. and Moreno, R. (ed.) Computer Aided Systems Theory. Lectures Notes in Computer Science, Vol. 585, Springer-Verlag, pp. 614-625.
- [Alb03] ALBERTOS, P.; SALT, J.; DORMIDO S.; CUENCA, A. (2003) "*An interactive simulation tool for study of multirate sampled data systems*" IFAC Symposium on Advances Control Education. ACE'03. Oulu, Finlandia.
- [Alf00] ALFARO, V. (2000) "*Identificación de procesos sobreamortiguados utilizando técnicas de lazo cerrado*" Revista Ingeniería, Vol. 11, No. 2, pp. 27-40.
- [Alm03] ALMUTAIRI, N.B.; CHOW, M.Y. (2003) "*Stabilization of Networked PI Control System Using Fuzzy Logic Modulation*" Proceedings of American Control Conference (ACC), Denver, Colorado, June 4-6, Vol. 1-2, pp. 975-980.
- [Ami00] AMIRTHALINGAM, R.; SUNG, S. W.; LEE, J. H. (2000) "*A two step procedure for data-based modeling for inferential predictive control system design*" A.I.Ch.E. Journal, Vol. 46, pp. 1974-1988.

- [Ana09] ANAND, D.M.; MOYNE, J.R.; TILBURY, D.M. (2009). "Performance evaluation of wireless networks for factory automation applications" In Proceedings of the Fifth Annual IEEE international Conference on Automation Science and Engineering (Bangalore, India, August 22 - 25, 2009). IEEE Press, Piscataway, NJ, pp. 340-346.
- [Ans83] ANSLEY, C. F.; KOHN, R. (1983) "Exact likelihood of vector autoregressive-moving average process with missing or aggregated data" *Biometrika*, Vol. 70, No. 1, pp. 275-278
- [Arm03] ARMESTO, L.; TORNERO, J. (2003) "Dual-rate high order holds based on primitive functions" American Control Conference, 2003, Vol. 2, No. 4-6, pp. 1140- 1145.
- [Arm04a] ARMESTO, L.; CHROUST, S.; VINCZE, M.; TORNERO, J. (2004) "Multi-rate fusion with vision and inertial sensors" In Int. Conf. on Robotics and Automation, pp. 193-199.
- [Arz00] ARZEN, K.E.; CERVIN, A.; EKER, J.; SHA, L. (2000) "An introduction to control and scheduling co-design" Proceedings of the 39th IEEE conference on decision and control, Sydney (Australia), pp. 4865-4870.
- [Ast70] ÅSTRÖM, K.J.; JURY, E.I.; AGNIEL, R.G. (1970) "A numerical method for the evaluation of complex integrals" *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-15, pp. 468-471.
- [Ast88] ÅSTRÖM, K.J.; WITTENMARK, B. (1988) "Sistemas controlados por Computador" Ed. Paraninfo, Madrid.
- [Ast90] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (1990) "Computer-controlled systems: theory and design" 2nd ed. Prentice-Hall, Inc. New York
- [Ast95] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (1995) "PID controllers: Theory, design and tuning" Instrument society of America. Research triangle park, NC.
- [Ast00a] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (2000) "Benchmark systems for PID control" IFAC Workshop on Digital Control - Past, present, and future of PID Control. Terrassa, Spain.
- [Ast00b] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (2000) "The future of PID control" PID'00, IFAC workshop on digital control, Barcelona, pp. 19-30.
- [Ast01] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (2001) "The future of PID control" *Control engineering practice*. Vol. 9, No. 11, pp. 1163-1175.
- [Ast04] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (2004) "Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control" *Journal of process control*. Vol. 14, No.6, pp. 635-650.
- [Ast06] ÅSTRÖM, K.J.; HÄGGLUND, T. (2006) "Advanced PID control" *Instrumentation, Systems and Automation Society*.
- [Bam91] BAMIEH, B; PEARSON, J.B; FRANCIS B.A; TANNENBAUM A. (1991) "A lifting technique for linear periodic systems with applications to sampled-data control" *Systems and Control Letters*, Vol. 17, pp 79-88.
- [Bam92a] BAMIEH, B; PEARSON, J.B (1992) "A general Framework for Linear Periodic Systems with Applications to H_∞ Sampled-Data Control" *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-37, No. 4, pp. 418-435.

- [Bañ06] BAÑOS, R. (2006) *"Meta-heurísticas Híbridas para optimización Mono-objetivo y Multi-objetivo. Paralelización y Aplicaciones"* Tesis Doctoral, Universidad de Almería.
- [Bau03] BAUER, P.H.; LORAND, C. (2003) *"Stability of interconnected discrete-time systems with synchronization errors"* Proceedings of the 2003 IEEE International symposium on circuits and systems, Bangkok (Thailand), Vol. IV, pp. 568-571.
- [Bel00] BELDIMAN, O.; WALSH, G.C. (2000) *"Predictors for networked control systems"* Proceedings of the 19th american control conference, Chicago (EEUU), pp. 2347-2351
- [Bel01] BELDIMAN, O.; BUSHNELL L.G.; WALSH, G.C.; WANG, H.O.; HONG, Y. (2001) *"Perturbations in networked control systems"* Proceedings of the 2001 ASME IMECE symposium on networked control systems.
- [Ber60] BERGEN, A.R. (1960) *"On the statistical design of linear random sampling systems"*. Proc. 1st IFAC Congr., Moscow, pp. 430-436.
- [Berg88] BERG, M.C.; AMIT, N.; POWELL, J.D. (1988) *"Multirate digital control systems"* IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 33, No. 12, pp. 1139-1150.
- [Blum03] BLUM C.; ROLI, A. (2003) *"Metaheuristics in Combinatorial Optimization: Overview and Conceptual Comparison"* ACM Computing Surveys, Vol. 35, No. 3, pp. 268-308.
- [Bra97] BRANICKY, M.S. (1997) *"Stability of hybrid systems: State of the art"* Proc. IEEE Conf. on Decision and Control, San Diego, pp. 120-125.
- [Bra98] BRANICKY, M.S.; BORKAR, V.S.; MITTER, S.K. (1998) *"A unified framework for hybrid control: Model and optimal control theory"* IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 43, No. 1, pp. 31-45.
- [Bra00] BRANICKY, M.S.; PHILLIPS, S.M.; ZHANG, W. (2000) *"Stability of networked control systems: Explicit analysis of delay"* Proc. American Control Conf., Chicago, IL, pp. 2352-2357.
- [Bra05] BRANICKY, M.S. (2005) *"Introduction to hybrid systems"* in D. Hristu-Varsakelis and W.S. Levine (eds.), Handbook of Networked and Embedded Control Systems, Boston: Birkhauser, pp. 91-116.
- [Cah04] CAHON, S.; MELAB, N.; TALBI, E-G. (2004) *"ParadisEO: a Framework for the Flexible Design of Parallel and Distributed Hybrid Metaheuristics"* Journal of Heuristics, Vol. 10, No. 3, pp. 357-380.
- [Cal99] CALISTRU, C.N. (1999) *"Mixed H_2/H_∞ PID robust control via genetic algorithms and MATHEMATICA facilities"* Proc. of the 2nd European Symposium on Intelligent Techniques, Crete.
- [Cam99] CAMIÑA, C. (1999) *"Modelado y respuesta en frecuencia de los sistemas muestreados multifrecuencia"*. Tesis doctoral. Dpto de Ingeniería de sistemas y Automática, Univ. Politécnica de Valencia.
- [Can97] CANTONI, M.W.; GLOVER, K. (1997) *" H_∞ Sampled-Data Synthesis and Related Numerical Issues"* Automatica. Vol. 33, No. 12, pp. 2233-2241.

- [Cas99] CASANOVA, V.; SALT, J. (1999) "First approximation on the design of a multirate control loop for an iccs" In ISPE/IEE International conference on CAD/CAM, robotics and factories of the future.
- [Cas00] CASANOVA, V.; SALT, J. (2000) "Multirate control for an iccs environment. Part I : The random access delays" In IFAC Workshop on linear time delay systems.
- [Cas02] CASANOVA, V.; SALT, J. (2002) "Real-Time implementation of multirate control techniques for an ICCS" 15th IFAC World Congress. Barcelona (España).
- [Cas06a] CASANOVA, V.; SALT, J.; CUENCA, A.; MASCARÓS, V. (2006) "Networked Control Systems over Profibus-DP: Simulation Model" in Proc. of the International Conference on Control Applications. pp. 1337-1341.
- [Cas06b] CASANOVA, V.; SALT, J.; CUENCA, A.; MASCARÓS, V. (2006) "Irregular actuation and sampling in a networked control system over Profibus-DP" Proceedings of the 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Paris, France, pp. 4616-4621.
- [Cas09] CASANOVA, V.; SALT, J.; CUENCA, A.; PIZA, R. (2009) "Networked Control Systems: control structures with bandwidth limitations" Int. J. Syst., Control Commun. Vol. 1, No. 3, pp. 267-296.
- [Cer08] CEREZO, Y.; LOPEZ, I.; CUESTA, A.; GRAU, L. (2008) "CACSD Tool for simulation and performance of Multi-Rate Sampled Data Systems" in Proc. 5th International Mediterranean and Latin American Modeling Multi-Conference, Briatico-Italy.
- [Cer09a] CEREZO, Y.; LOPEZ, I.; CUESTA, A.; GRAU, L. (2009) "Simulated Annealing Tuning Method for MultiRate PID Controllers" in Proc. 6th International Mediterranean and Latin American Modeling Multi-Conference, Tenerife-Spain.
- [Cer09b] CEREZO, Y.; LOPEZ, I.; CUESTA, A.; GRAU, L. (2009) "Methodology for tuning a multirate PID controller based on heuristic optimization" Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, pp. 1800-1804.
- [Chen95] CHEN, B.S.; CHENG, Y.M.; LEE, C.H. (1995) "A genetic approach to mixed H_2/H_∞ optimal PID control" IEEE Control Syst. Mag., Vol. 15, No. 5, pp. 51-60.
- [Che91] CHEN, T.; FRANCIS, B.A. (1991) " H_2 -optimal sampled-data control" IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. 36, No. 4, pp. 387-397.
- [Che94] CHEN, T.; QIU, L. (1994) " H_∞ design of general multirate sampled-data control systems" Automática. Vol. 30, No.7, pp. 1139-1152.
- [Che97] CHEN, T.; QIU, L. (1997) "Linear periodically time-varying discrete-time systems: Aliasing and LTI approximations" Systems and Control Letters, Vol. 30, pp. 225-235.
- [Ch09] CHEN, Y. (2009) "SGALAB 1003 Beta 5.0.0.8 (Matrix Variable Inputs)" Genetic Algorithms Toolbox for Multi-Objective Problems with Fuzzy Logic Controller Applications.

- [Chi52] CHIEN, K.L. ; HRONES, J.A. ; RESWICK, J.B. (1952) "On the automatic tuning of generalized passive systems" Trans. ASME, Vol. 74, pp. 175-185.
- [Coe98] COELLO, C.A. (1998) "An Updated Survey of GA-Based Multiobjective Optimization Techniques", Technical Report Lania-RD-98-08, Laboratorio Nacional de Informática Avanzada (LANIA), Mexico.
- [Coe03] COELLO, C.A.; LANDA, R. (2003) "Evolutionary Multi-Objective Optimization using a Cultural Algorithm" In 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium, IEEE Service Center, Indianapolis, Indiana, USA, pp. 6-13.
- [Cohn99] COHN, H.; FIELDING, M. (1999) "Simulated Annealing: Searching for an Optimal Temperature Schedule" SIAM Journal of Operational Research, Vol. 135, No. 1, pp 83-96.
- [Col04] COLEMAN, C.M.; ROTHWELL, E.J.; ROSS, J.E. (2004) "Investigation of simulated annealing, ant-colony optimization, and genetic algorithms for self-structuring antennas". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, No. 4, pp. 1007-1014.
- [Cook71] COOK, S. (1971) "The Complexity of Theorem Proving Procedures" In Proceedings of the 3rd Annual ACM Symposium on Theory of Computing, May 1971, pp. 151-158.
- [Cor87] CORANA, A.; MARCHESI, M.; MARTINI, C.; RIDELLA, S. (1987) "Minimizing multimodal functions of continuous variables with the "simulated annealing" algorithm". ACM Transactions on Mathematical Software, Vol. 13, No. 3, pp. 262-280.
- [Cue04a] CUENCA, A. (2004) "Modelado, análisis y diseño de sistemas de control con muestreo no convencional" Tesis doctoral. Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática. Univ. Politécnica de Valencia.
- [Cue04b] CUENCA, A. (2004) "Consideración del esquema de muestreo no convencional como parámetro de diseño para controladores del tipo P-I-D" XXV Jornadas de automática. Ciudad Real
- [Cue06] CUENCA, A.; SALT, J.; ALBERTOS, P.; CASANOVA, V. (2006) "Algebraic Design of Multi-rate Control Systems for Environments with Limited Random Delays" IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on , pp. 448-453.
- [Cues04] CUESTA, A.; GRAU L. (2004) "Modelado de Reguladores PID Multifrecuencia" XXV Jornadas de Automática, Ciudad Real.
- [Cues05] CUESTA, A.; GRAU L. (2005) "Sintonía de reguladores PID multifrecuencia en el dominio frecuencial y temporal" XXVI Jornadas de Automática, Alicante.
- [Cues06a] CUESTA, A. (2006) "Contribuciones al Modelado y Sintonía de Reguladores PID Multifrecuencia" Tesis Doctoral. UNED.
- [Cues06b] CUESTA, A.; GRAU, L. (2006) "Matlab and Sysquake tools for tuning multi-rate PID controllers" Proc. of 7th IFAC Symposium on Advances in Control Education. Madrid, Spain.
- [Cues07a] CUESTA, A.; GRAU, L.; LÓPEZ, I. (2007) "Control de sistemas multi-rate con reguladores PID" in 6ª Conferencia Iberoamericana en Sistemas, Cibernética e Informática - CISCI'07. Orlando, Florida, USA.

- [Cues07b] CUESTA, A.; GRAU, L.; LÓPEZ, I. (2007) "PID control under sampling period constraints" *Research in Computing Science*, 31, pp. 63-72 (ISSN: 1870-4069).
- [Cues07c] CUESTA, A.; GRAU, L.; LÓPEZ, I. (2007) "Generalised tuning method for multi-rate PID controllers" *CSC 2007*. Marruecos.
- [Czy98] CZYZAK, P.; JASZKIEWICZ, A. (1998) "Pareto Simulated Annealing - a Metaheuristic Technique for Multiple-objective Combinatorial Optimization" *Journal of Multi-Criteria Decision Analysis* 7(1) pp. 34-47.
- [Diaz96] DÍAZ, A.; GLOVER, F.; GHAZIRI, H.M.; GONZALEZ, J.L.; LAGUNA, M.; MOSCATO, P.; TSENG, F.T. (1996). "Optimización Heurística y Redes Neuronales". Ed. Paraninfo. Madrid.
- [Dori99] DORIGO, M.; DI CARO, G. (1999) "The Ant Colony Optimization Metaheuristic" In *New Ideas in Optimization*, F. Glover (ed.), McGraw-Hill, pp. 11-32.
- [Dor73] DORMIDO, S.; MELLADO, M. (1973) "Sistemas de muestreo adaptativo mediante un criterio de diferencias de amplitudes constante". *Revista de Automática*. Vol. 16. pp. 13-17
- [Dor77] DORMIDO, S.; MELLADO, M. (1977) "A study on fixed difference scheme". *Application and Research in Information System and Sciences*. Vol. 2, pp. 496-500.
- [Dor91] DORMIDO, S.; GRAU, L. (1991) "A PID autotuner based on the Åström and Hägglund method's using non-uniform sampling". *IEEE MELECOM 91*, Vol. 2, pp. 812-814.
- [Dul95] DULLERUD, G.E.; GLOVER, K. (1995) "Analysis of Structured LTI Uncertainty in Sampled-data Systems" *Automatica*, Vol. 31, No. 1, pp. 99-113.
- [Dul96a] DULLERUD, G.E.; GLOVER, K. (1996) "Robust Performance of Periodic Systems" *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No. 8, pp. 1146-1159.
- [Feng99] FENG, W.; LI, Y. (1999) "Performance indexes in evolutionary CACSD automation with application to batch PID generation" in *Proc. 10th IEEE Int. Symp. Computer Aided Control System*, Hawaii, pp. 486-491.
- [Feo95] FEO, T.; RESENDE, M. (1995) "Greedy Randomized Adaptive Search Procedures" *Journal of Global Optimization*, Vol. 6, pp. 109-133.
- [Fra90] FRANKLIN, G.; POWEL, J.; WORKMAN, M. (1990) "Digital control of dynamic systems" 2nd Ed. Addison-Wesley
- [Gam06] GAMBIER, A.; WELLENREUTHER, A.; BADREDDIN, E. (2006) "A new approach to design multiloop control systems with multiple controllers" *Proc. of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego.
- [Gam07] GAMBIER, A.; WELLENREUTHER, A.; BADREDDIN, E. (2007) "Multi-loop control system design: A game theoretical approach for computer-controlled systems" *Proc. of the 46th IEEE Conference on Decision and Control*, New Orleans, Dec. 12-14.

- [Gam08] GAMBIER, A. (2008) "Digital PID controller design based on parametric optimization" Control Applications, 2008. CCA 2008. IEEE International Conference on , pp. 792-797.
- [Gar79] GAREY, M.R.; JOHNSON, D.S. (1979) "Computers and Intractability: A Guide to the Theory of NP-Completeness" W.H. Freeman & Company, San Francisco.
- [Gem84] GEMAN, S.; GEMAN, D. (1984) "Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions, and the Bayesian Restoration of Images" Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on , Vol. 6, No. 6, pp. 721-741.
- [Gen01] GENDREAU, M.; LAPORTE, G.; SEMET, F. (2001) "A Dynamic Model and Parallel Tabu Search Heuristic for Real-time Ambulance Relocation" Parallel Computing, Vol. 27, No. 12, pp. 1641-1653.
- [Gib97] GIBBONS, J. D. (1997) "Nonparametric Methods for Quantitative Analysis" (Third ed.). Syracuse, N.Y.: American Sciences Press.
- [Gla82] GLASSON, D.P. (1982) "A new technique for multirate digital control" AIAA Journal of Guidance and Control Dynamics, Vol. 5, pp. 379-382.
- [Gla83] GLASSON, D.P. (1983) "Development and applications of multirate digital control". IEEE Contr. Syst. Mag., Vol. 3, pp. 2-8.
- [Glo93] GLOVER, F.; LAGUNA, M.; DOWSLAND K.A. (1993) "Modern Heuristic Techniques for Combinatorial Problems" C.R. Reeves (ed.), Blackwell, London.
- [Glo97a] GLOVER, F.; LAGUNA, M. (1997) "Tabu search" Kluwer Academic Publishers, Boston.
- [Glo97b] GLOVER, F. (1997) "Heuristics for Integer Programming using Surrogate Constraints" Decision Sciences, Vol. 8, No. 1, pp. 555-568.
- [Glo01] GLOVER, F.; GUTIN, G.; YEO A.; ZVEROVICH, A. (2001) "Construction Heuristics for the Asymmetric TSP" European Journal of Operational Research, Vol. 129, pp. 555-568.
- [Glo03] GLOVER, F.; KOCHENBERGER, G.A. (2003) "Handbook of Metaheuristics" Springer, International Series in Operations Research Management Science, 57.
- [Gol89] GOLDBERG, D.E. (1989) "Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning" Addison Wesley, New York.
- [Gon03] GONZÁLEZ, R.; LÓPEZ, I.; MORILLA, F.; PASTOR, R. (2003) "Sintolab: the REPSOL-YPF PID tuning tool" in Control Engineering and Practice Science. Award winning applications. Vol. II, pp. 1469-1480.
- [Gor99] GORDON, D.B.; MAYO S.L. (1999) "Branch-and-terminate: A Combinatorial Optimization Algorithm for Protein Design" Structure Vol. 7, No. 9, pp. 1089-1098.
- [Gore91] GORECKI, H.; POPEK, L. (1991) "Calculation of the integral squared error for large dynamic systems with many commensurate delays" Control and Cyber., Vol. 20, No. 2, pp. 33-67.
- [Grau94] GRAU, L. (1994) "Autosintonía de reguladores PID mediante sistemas de muestreo adaptativo" Tesis doctoral. Dpto. Informática y Automática. UNED.

- [Gro95] GROTSCHER, M. (1995) "Combinatorial Optimization" In Handbook of Combinatorics, Vol. 2, R. Graham y col. (eds.), North-Holland, pp. 1541-1597.
- [Gu99] GU, Y.; TOMIZUKA, M.; TORNERO, J. (1999) "Digital redesign of continuous-time controller by multirate sampling and high order holds" In Conference on Decision and Control.
- [Gu00b] GU, Y.; TOMIZUKA, M. (2000) "Digital redesign and multirate control for motion control. A general approach and application to hard disk drive servo system" in Proc. of Advanced motion control, pp. 246-251.
- [Gudi95] GUDI, R.D.; SHAH, S.L.; GRAY, M.R. (1995) "Adaptive multirate state and parameter estimation strategies with application to a bioreactor". A.I.Ch.E. Journal, Vol. 41, No. 11, pp. 2451-2464.
- [Gul88] GULANDOUST, M.T.; MORRIS, A.J.; THAM, M.T. (1988) "Adaptive estimation algorithm for inferential control". Industrial and Engineering Chemistry Research, Vol. 27, pp. 1658-1664.
- [Hag90] HAGIWARA, T; FUJIMURA, T.F; ARAKI, M. (1990) "Generalized multirate-output controllers". Int. Journal of Control. Vol 52, No. 3, pp. 597-612
- [Haj92] HAJELA, P; Y-LIN, C. (1992) "Genetic Search Strategies in Multi-criterion Optimal Design", Structural Optimization 4, pp. 99-107.
- [Hara98] HARA, S.; TOMIZUKA, M. (1998) "Multi-rate controller for Hard-disk drive with redesign of state estimator" Proceedings of american control conference, pp. 3033-3037.
- [Han99] HANSEN, P.; MLADENOVIC, N. (1999) "An Introduction to Variable Neighborhood Search" In Metaheuristics, Advances and Trends in Local Search Paradigms for Optimization, S. Voss (ed.), Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, pp. 433-458.
- [Har98] HARTNETT, M.K.; LIGHTBODY, G.; IRWIN, G.W. (1998) "Dynamic inferential estimation using principal components regression (PCR)" Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems, Vol. 40, pp. 215-224.
- [Hay94] HAYAKAWA, Y.; HARA, S.; YAMAMOTO, Y. (1994) " H_{∞} type problem for sampled-data control systems—a solution via minimum energy characterization" IEEE Trans. Autom. Control, Vol. 39, No. 11, pp. 2278-2284.
- [Her09] HERNANDEZ, N.; SOTO, F.; CABALLERO, A. (2009) "Modelos de simulación de cultivos: Características y usos". Cultivos Tropicales, Vol. 30, No.1.
- [Herr00] HERREROS, A. (2000) "Diseño de controladores Robustos Multiobjetivo por medio de Algoritmos Genéticos" Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería de Sistemas Automática, Universidad de Valladolid, España.
- [Ho04] HO, S.J.; HO, S.Y.; SHU, L.S. (2004) "OSA: Orthogonal simulated annealing algorithm and its application to designing mixed H_2/H_{∞} optimal controllers" IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. A, Syst., Humans, Vol. 34, No. 5, pp. 588-600.
- [Hol75] HOLLAND, J. (1975) "Adaptation in Natural and Artificial Systems" MIT Press.

- [Hov91] HOVESTADT, E. (1991) "Multirate control algorithms for time-variable sampling periods" IFAC Design Methods of Control Systems, pp. 105-110.
- [Hu07] HU, S.; YAN, W. (2007) "Brief paper: Stability robustness of networked control systems with respect to packet loss" Automatica Vol. 43, No. 7, pp. 1243-1248.
- [Hung08] HUNG, M.H. ; SHU, L.S. ; HO, S.J. ; HWANG, S.F.; HO, S.Y. (2008) "A Novel Intelligent Multiobjective Simulated Annealing Algorithm for Designing Robust PID Controllers" Systems, Man and Cybernetics, Part A: Systems and Humans, IEEE Transactions on , Vol. 38, No. 2, pp. 319-330.
- [Hut05] HUTAURUK, N.B.C.; M. BROWN (2005) "Directed multi-objective optimization for controller design" Proc. International Conference on Instrumentation, Communication and Information Technology, Bandung, Indonesia, August 3-5, pp. 751-756.
- [Hus03] HUSTER, A.; ROCK, S.M. (2003) "Relative position sensing by fusing monocular vision and inertial rate sensors" Int. Conf. on Advanced Robotics, pp. 1562-1567.
- [Isa93] ISAKSSON, A. J. (1993) "Identification of ARX-models subject to missing data" IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, pp. 813-819.
- [Ise89] ISERMANN, R. (1989) "Digital Control Systems". Springer Verlag, Berlin
- [JAMS89] JOHNSON, D.S.; ARAGON, C.R.; MCGEOCH, L.A.; SCHEVON, C. (1989) "Optimization by Simulated Annealing: An Experimental Evaluation. Part I, Graph Partitioning" Operations Research, Vol. 37, No. 6, pp. 865-892.
- [Joh05] JOHNSON, M.A.; MORADI, M.H. (2005) "PID control: New identification and design methods" Springer, London.
- [Jon80] JONES, R. H. (1980) "Maximum likelihood fitting of ARMA models to time series with missing observations" Technometrics, Vol. 22, pp. 389-395.
- [Kal59] KALMAN, R.E; BERTRAM, J.E. (1959) "A unified approach to the theory of sampling systems" J. Franklin Institute, Vol. 267, pp. 405-436.
- [Kaw99] KAWABE, T.; TAGAMI, T. (1999) "A new genetic algorithm using Pareto partitioning method for robust partial model matching PID design with two degrees of freedom" Proc. of the 3rd Internat. Computer Science Conventions Symposia on Intelligent Industrial Automation and Soft Computing (SOCO'99), pp. 562-567.
- [KMT98] KELLY, F.P.; MAULLOO A.K.; TAN, D.K. (1998) "Rate Control in Communication Networks: Shadow Prices, Proportional Fairness and Stability" Journal of the Operational Research Society, Vol. 49, 237-252.
- [Kir83] KIRKPATRICK, S.; GELATT, C.D.; VECCHI, M.P. (1983). "Optimization by simulated annealing" Science, Vol. 220, No. 4598, pp. 671-680.
- [Kit01] KITSIOS, I.; PIMENIDES, T.; GROUMPOS, P. (2001) "A genetic algorithm for designing H_∞ structured specified controllers" in Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl., Mexico City, Mexico, pp. 1196-1201.

- [Kit03] KITSIOS, I.; PIMENIDES, T. (2003) "Structured-specified robust-multivariablecontroller design for practical applications using genetic algorithms" Proc. Inst. Electr. Eng.—Control Theory Appl., Vol. 150, No. 3, pp. 317–323.
- [Koo99] KOOKOS, I.K.; ARVANITIS, K.G.; KALOGEROPOULOS, G. (1999) "PI controller tuning via multiobjective optimization" Proceedings of the 7th Mediterranean Conference on Control and Automation, Haifa, Israel, Paper TM2-6
- [Kra57] KRANC, G.M. (1957) "Input-output analysis of multirate feedback systems" IEEE Trans. on Automatic Control. Vol. AC-3, pp. 21-28.
- [Kre94] KRESTA, J.V.; MARLIN, T.E.; MACGREGOR, J.F. (1994) "Development of inferential process models using PLS" Computers and Chemical Engineering, Vol. 18, No. 7, pp. 597-611.
- [Kro01] KROHLING, R.A.; REY, J.P. (2001) "Design of optimal disturbance rejection PID controllers using genetic algorithms" IEEE Trans. Evol. Comput., Vol. 5, No. 1, pp. 78–82.
- [Kub02] KUBALIK, J.; LAZANSKI, J.; ZIKL, P. (2002) "Layout Problem Optimization Using Genetic Algorithms" In Proceedings of the 5th IFIP/IEEE International Conference on Information Technology for Balanced Automation Systems in Manufacturing and Services (BASYS'02), pp. 493-500.
- [Kur01] KUROSE, J.; ROSS, K. (2001) "Computer Networking". Addison-Wesley
- [Lag04] LAGUNAS, J.R.F. (2004) "Sintonización de controladores PID mediante un algoritmo genético multiobjetivo (NSGA-II)" PhD thesis, Departamento de Control Automático, CINVESTAV-IPN, México, D.F.
- [LGM92] LEE, H.; GELORMINO, M.S.; MORARI, M. (1992) "Model predictive control of multirate sampled-data systems: a state-space approach" International Journal Control, Vol. 55, No. 1, pp. 153-191.
- [Lee93] LEE, J.J.; XU, Y. (1993) "A multiple rate control scheme of robot manipulators" Journal of System Eng., Vol. 3, No. 1, pp. 22-33.
- [Lev60] LEVENE, H. (1960) "In Contributions to Probability and Statistics: Essays in Honor of Harold Hotelling", I. Olkin et al. eds., Stanford University Press, pp. 278-292.
- [LiF98] LI, Y.; FENG, W.; TAN, K.C.; ZHU, X.K.; GUAN, X.; ANG, K.H. (1998) "PIDEasy and automated generation of optimal PID controllers" in Proc. 3rd Asia-Pacific Conf. Control and Measurement, Dunhuang, P.R. China, pp. 29–33.
- [Li01] LI, D.; SIRISH, S.; CHEN, T. (2001) "Identification of fast-rate models from multirate data" Int. Journal of control. Vol. 74, No. 7, pp. 680-689.
- [Lian01] LIAN, F.L. (2001) "Analysis, design, modeling and control of networked control systems" Tesis doctoral. University of Michigan. Michigan (EEUU).
- [Lian02a] LIAN, F.L.; MOYNE, J.R.; TILBURY, D.M. (2002) "Network design consideration for distributed control systems" IEEE transactions on control systems technology, Vol. 10, No. 2, pp. 297-307.

- [Lian02b] LIAN, F.L.; MOYNE, J.R.; TILBURY, D.M. (2002) "Optimal controller design and evaluation for a class of networked control systems with distributed constant delays". Proceedings of the 21st american control conference, Anchorage (EEUU), pp. 3009-3014.
- [Lin07] LIN, B.; RECKE, B.; KNUDSEN, J.K.H.; JORGENSEN, S.B. (2007) "A systematic approach for soft sensor development" Computers and Chemical Engineering, Vol. 31, No. 5, pp. 419-425.
- [Lina00] LINARES, P.; ROMERO, C. (2000) "A Multiple Criteria Decision Making Approach for Electricity Planning in Spain: Economic versus Environmental Objectives" Journal of the Operational Research Society, Vol. 51, pp. 736-743.
- [Liu09] LIU, B.; HAO, Y. (2009) "PD-I(PD)-Type ILC for a Class of Nonlinear Systems" Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2009. ICMTMA '09. International Conference on , Vol. 1, pp. 832-835.
- [Lop94a] LÓPEZ, I. (1994) "Contribución al Control Digital de Procesos con el Período de Muestreo utilizado como Compensador" Tesis Doctoral. Dpto. Informática y automática. UNED.
- [Lop94b] LÓPEZ, I.; DORMIDO, S.; MORILLA, F. (1994) "The Sampling Period as a Control Parameter" inIFAC Preprints Intelligent Components and Instruments for Control Applications pp. 416-421. SICICA'94.
- [Lop01] LÓPEZ, I. (2001) "Control de procesos continuos mediante un sistema de control muestreado multifrecuencia con controlador PID multifrecuencia" Documento interno del departamento de Informática y Automática de la UNED.
- [Lop07] LÓPEZ, I.; CERESO, Y. (2007) "Some practical aspects about performance and tuning of the multirate discrete PID controller" in Proc. of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, Atenas, Grecia, pp. 1-6.
- [Lor00] LORAND, C.; SICHITIU, M.; BAUER, P.H.; SCHMIDT, G. (2000) "Stability of first order discrete time systems with time-variant communication delays in the feedback path" Proceedings of the 2000 IEEE Asia Pacific conference on circuits and systems, Tianjin (China), pp. 283-287.
- [Lor03a] LORAND, C.; BAUER, P.H. (2003) "A model for closed loop discrete systems with small clock frequency drifts" Proceedings of the 22nd american control conference, Denver (EEUU), pp. 3317-3322.
- [Lor03b] LORAND, C.; BAUER, P.H. (2003) "Stability analysis of closed-loop discrete systems with clock frequency drifts" Proceedings of the 22nd american control conference, Denver (EEUU), pp. 3323-3328.
- [LSL00] LU, L.; SONG, Z.; LI, P. (2000) "A weighted band-wise identification method for multirate sampled-data systems based on wavelet multiresolution analysis" The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference, Tianjin, P.R. China, pp. 752-755.
- [LYGW04] LU, N.Y.; YANG, Y.; GAO, F.R.; WANG, F.L. (2004) "Multirate dynamic inferential modeling for multivariable processes" Chemical Engineering Science, Vol. 59, No. 4, pp. 855-864.

- [LF89] LU, W.; FISHER, D.G. (1989) "*Least-squares output estimation with multirate sampling*" IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No. 6, pp. 669-672.
- [LF92] LU, W.; FISHER, D.G. (1992) "*Multirate adaptive inferential estimation*". IEE Proceedings-D, Control Theory and Application, Vol. 139, pp. 181-189.
- [LKP00] LU, Z.; KIM, D.Y.; PEARLMAN, W.A. (2000) "*Wavelet Compression of ECG Signals by the Set Partitioning in Hierarchical Trees Algorithm*" IEEE Trans Biomed Eng, Vol. 47, No. 7, pp. 849-856.
- [Luck89] LUCK, R. (1989) "*Observability and delay compensation of integrated communication and control systems*". Ph.D. thesis, Dept. of Mechanical Engineering, Pennsylvania State University, U.S.A.
- [Luck90] LUCK, R.; RAY, A. (1990) "*An observer-based compensator for distributed delays*" Automatica, Vol. 26, No. 5, pp. 903-908.
- [Luck94] LUCK, R.; RAY, A. (1994) "*Experimental verification of a delay compensation algorithm for integrated communication and control systems*" International journal of control, Vol. 59, No. 6, pp. 1357-1372.
- [Mar03] MARTI, R.; (2003) "*Algoritmos heurísticos en optimización combinatoria*" Dpto. de Estadística e Investigación Operativa, Facultad de Ciencias Matemáticas. Univ. de Valencia.
- [Mar06] MARTI, R.; LAGUNA, M.; GLOVER, F. (2006) "*Principles of Scatter Search*" European Journal of Operations Research, Vol. 169, No. 2, pp. 359-372.
- [Meh95] MEHRDAD, S.; GREG, C. (1995) "*An Adaptive PID Controller based on Genetic Algorithm Processor*" Proc. IEE Conf. on Genetic Algorithm in Engineering System, pp. 88-93.
- [Mei98] MEIJER, C.A. (1998) "*Simulated annealing in the design of thinned arrays having low sidelobe levels*". Proceedings of the South African Symposium on Communications and Signal Processing, Rondebosch (South Africa), pp. 361-366.
- [Mej91] MEJDELL, T.; SKOGESTAD, S. (1991) "*Estimation of distillation compositions from multiple temperature measurements using partial-least-squares regression*" Industrial and Engineering Chemistry Research, Vol. 30, pp. 2543-2555.
- [Met53] METROPOLIS, N.; ROSENBLUTH, A.W.; ROSENBLUTH, M.N.; TELLER, A.H.; TELLER, E. (1953) "*Equation of state calculation by fast computing machines*" J. Chem. Phys. Vol. 21, No. 6, pp. 1087-1092.
- [Mita85] MITA, T. (1985) "*Optimal digital feedback control systems counting computation time of control laws*" I.E.E.E.Trans. on Auto. Control. Vol. 30, No. 6, pp. 542-548.
- [Mits99] MITSUKURA, Y.; YAMAMOTO, T.; KANEDA, M. (1999) "*A Design of Self-tuning PID Controller using a Genetic Algorithm*" Proc. American Control Conference, pp. 1361-1365.

- [Miz07] MIZUMOTO, I.; CHEN, T.; OHDAIRA, S.; KUMON, M.; IWAI, Z. (2007) *"Adaptive output feedback control of general MIMO systems using multirate sampling and its application to a cart-crane system"*. Automatica, Vol. 43, No. 12, pp. 2077-2085.
- [Mol87] MOLER, C.; LITTLE, J.; BANGERT, S.; KLEINMAN, S. (1987) *"MATLAB User's Guide"* The MathWorks, Inc., Cohitac Plac, 24 Prime Park Way, Natick, MA, 01760, August.
- [Mon03] MONTESTRUQUE, L.A.; ANTSAKLIS, P. (2003) *"Stochastic stability for model-based networked control systems"* In Proceedings of the American Control Conference '03, Vol. 5, pp. 4119-4124.
- [Mon04] MONTESTRUQUE, L.A.; ANTSAKLIS, P. (2004) *"Stability of model-based networked control systems with time-varying transmission times"* IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 49, pp. 1562-1572.
- [Moo93] MOORE, K.L.; BHATTACHARYYA, S.P.; DAHLEH, M. (1993) *"Capabilities and limitations of multirate control schemes"* Automatica, Vol. 29, No. 4, pp. 941-951.
- [Mor07] MORENO, P.; HUECAS, G., SÁNCHEZ, J.; GARCÍA, A. (2007) *"Metaheurísticas de optimización combinatoria: uso de Simulated Annealing para un problema de calendarización"* Tecnología y desarrollo, ISSN 1696-8085, Nº. 5.
- [Mos00] MOSCATO, P. (2000) *"Memetic Algorithms"* In Handbook of Applied Optimization, P.M. Pardalos y M.G.C. Resende (eds.), Oxford University Press.
- [Moy07] MOYNE, J.R.; TILBURY, D.M. (2007) *"The emergence of industrial control networks for manufacturing control, diagnostics and safety data"* Proceedings of the IEEE, Vol. 95, pp. 29-47.
- [Nil98] NILSSON, J.; BERNHARDSSON, B.; WITTENMARK, B. (1998) *"Some topics in real-time control"* Proceedings of the 17th american control conference, Philadelphia (EEUU), pp. 2391-2395.
- [Nou98] NOURANI, Y.; ANDRESEN, B. (1998) *"A Comparison of Simulated Annealing Cooling Strategies"* Journal of Physics A: Mathematical and General, Vol. 31, No. 41, pp. 8373-8385.
- [Odw03] O'DWYER, A. (2003) *"Handbook of PI and PID"* Ed. Imperial College Press.
- [Osm96] OSMAN, I.H.; KELLY, J.P. (1996) *"Theory and Applications"*, Eds. Meta-Heuristics: Kluwer Academic: Boston.
- [Ota02] OTANEZ, P.G.; MOYNE, J.R.; TILBURY, D.M. (2002) *"Using deadbands to reduce communication in networked control systems"* Proceedings of the 21st american control conference, Anchorage (EEUU), pp. 3015-3020.
- [Pal96] PALENCIA, J.C. (1996) *"Análisis de planificabilidad de sistemas distribuidos de tiempo real basados en prioridades fijas"* Tesis doctoral. Dpto. de Electrónica y Computadores. Universidad de Cantabria.
- [Par00] PARDALOS, P.M.; RESENDE, M.G.C. (2000) *"Handbook of Applied Optimization"* Oxford University Press.

- [Piza03] PIZA, R. (2003) *“Percepción, Modelado del Entorno y Localización de Robots Móviles Autónomos mediante Técnicas de Muestreo No Convencional”* PhD thesis, Dept. de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad Politécnica de Valencia, España.
- [Pri86] PRITSKER, A. (1986) *“Simulation Modeling and Analysis”* (2^a ed.). McGraw-Hill.
- [Pop05] POPOV, A.; FARAG, A.; WERNER, H. (2005) *“Tuning of a PID controller using a multi-objective optimization technique applied to a neutralization plant”* Proc. of the 45th IEEE Conference on Decision and Control, Seville, pp. 7139-7143.
- [Pua02] PUANGDOWNREONG, D.; AREERAK, K.N.; SRIKAEW, A.; SUJITJORN, S.; TOTARONG, P. (2002) *“System Identification via Adaptive Tabu Search”* Proc. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT’02), Vol. 2, pp. 915-920.
- [Pua04] PUANGDOWNREONG, D.; KULWORAWANICHPONG, T.; SUJITJORN, S. (2004) *“Finite Convergence and Performance Evaluation of Adaptive Tabu Search”* Lecture Notes in Artificial Intelligence, Vol. 3215, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, pp. 710-717
- [Pua07] PUANGDOWNREONG, D.; SUJITJORN, S. (2007) *“Obtaining an Optimum PID Controller Via Adaptive Tabu Search”* Proceedings of the 8th international conference on Adaptive and Natural Computing Algorithms, Part II, April 11-14, Warsaw, Poland.
- [Puc05] PUCHINGER, J.; RAIDL, G. (2005) *“Combining Metaheuristics and Exact Algorithms in Combinatorial Optimization: A Survey and Classification”* Springer, Lecture Notes in Computer Science, No. 3562, pp. 41-53.
- [Qiu98] QIU, L.; TAN, K. (1998) *“Direct State Space Solution of Multirate Sampled Data H2 Optimal Control”* Automatica, Vol. 34, No. 11, pp. 1431-1437.
- [Rad87] RADKE, F.; ISERMANN, R. (1987) *“A parameter-adaptive PID controller with stepwise parameter optimization”* Automatica, pp. 449-451.
- [Ram01] RAMALHINO, H.; MARTIN, O.; STUTZLE, T. (2001) *“Iterated Local Search, In Handbook of Metaheuristics”* F. Glover y G. Kochenberger (eds.), Kluwer Academic Publishers, Norwell, pp. 321-353.
- [Ras03] RASTELLO, F.; RAO, A.; PANDE, S. (2003) *“Optimal Task Scheduling to Minimize Inter-Tile Latencies”* Parallel Computing, Vol. 29, No. 2, pp. 209-239.
- [Ray88] RAY, A.; HALEVI, Y. (1988) *“Integrated Communication and Control Systems: Part I—Analysis, and Part II—Design Considerations”*. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control, Vol. 110, pp. 367-381.
- [Ray94] RAY, A. (1994) *“Optput feedback control under randomly varying distributed delays”* AIAA journal of guidance, control and dynamics, Vol. 17, No. 4, pp. 701-711.
- [Rit89] RITCHEY, S.; FRANKLIN, G. (1989) *“A stability criterion for asynchronous multirate linear systems”* IEEE Transactions on Automatic Control, pp. 529-535.

- [Roc00] ROCKAFELLAR, R.T.; URYASEV, S. (2000) "Optimization of Conditional Value-at-risk" Journal of Risk, Vol. 2, No. 3, pp. 21-41.
- [Ruiz09] RUIZ, C.A. (2009) "Real Time Industrial Process Systems: Experiences from the Field" Computer Aided Chemical Engineering, Vol. 27, pp. 133-138.
- [Sag98] SAGFORS, M.F. (1998) "Optimal sampled-data and multirate control" Ph.D. Dissertation, Akademi University.
- [Sala05] SALA, A. (2005) "Computer control under time-varying sampling period: An LMI gridding approach" in Automatica. Vol. 41, No. 12, pp. 2077-2082.
- [Sala07] SALA, A. (2007) "Improving Performance Under Sampling-Rate Variations via Generalized Hold Functions" Control Systems Technology, IEEE Transactions on , Vol. 15, No. 4, pp. 794-797.
- [Sala09] SALA, A.; CUENCA, A.; SALT, J. (2009) "A retunable PID multi-rate controller for a networked control system" in Information Sciences, Vol. 179, No. 14, pp. 2390-2402.
- [Salt92] SALT, J. (1992) "Control de procesos industriales con muestreo no convencional" Tesis doctoral. Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática. Univ. Politécnica de Valencia.
- [Salt00] SALT, J.; ALBERTOS, P. (2000) "Multirate controllers design by rate decomposition" Proc. Conference on decision and control. Sydney.
- [Salt05] SALT, J.; ALBERTOS, P. (2005) "Model-based multirate controllers design" in IEEE Trans. on control systems technology. Vol. 13, No. 6, pp. 988-997.
- [Salt06] SALT, J.; CUENCA, A.; CASANOVA, V.; MASCARÓS, V. (2006) "A PID dual rate controller implementation over Networked Control System" in Proc. of the Intl. Conf. on Control Applications. pp. 1343-1349.
- [San07] SANCHIS, R.; PEÑARROCHA, I.; ALBERTOS, P. (2007) "Design of robust output predictors under scarce measurements with time-varying delays" in Automatica. Vol. 43, pp. 281-289.
- [Sand07] SANDOVAL, J.; SALT, J. (2007) "Calculation of the Approximated Frequency Response of Sampled-Data Systems using Kranc Operators" In Proceedings of the Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference (September 25-28, 2007). CERMA. IEEE Computer Society, Washington, DC, pp. 118-122.
- [Sand08] SANDOVAL, J.; SALT, J. (2008) "Elimination of Intersample Ripple in Control Systems with Dual-Rate Regulators through Frequency Domain Compensation" Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA '08 , pp. 367-372.
- [Sen81] DE LA SEN, M.; DORMIDO, S. (1981) "Aperiodic sampling and identifiability" VIII World Congress of IFAC, paper 26.6, pp. VI-71-VI-76. Japón.
- [Sen87] DE LA SEN, M.; LÓPEZ-ABADÍA, C. (1987) "Multirate adaptive control with applications to the lateral dynamics of aircraft" Int. Journal Control, Vol. 45, pp. 759-778.

- [Shou03] SHOU, J.; PI, D.; WANG, W. (2003) "Sufficient conditions for the convergence of open-closed-loop PID-type iterative learning control for nonlinear time-varying systems" *Systems, Man and Cybernetics*, 2003. IEEE International Conference on, Vol.3, pp. 2557- 2562.
- [Sil03] SILVA, G.J.; DATTA, A.; BHATTACHARYYA, S.P. (2003) "PID controllers for time delay systems" Birkhäuser, Cambridge, MA.
- [Skl55] SKLANSKY, J; RAGAZZINI, J.R. (1955) "Analysis of errors in sampled-data feedback systems" *AIEE Trans.*, Vol. 74, part II, pp. 65-71.
- [Sko98] SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, Y. (1998) "Multivariable feedback control" *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 18, No. 3, pp. 26-32.
- [Smi99] SMITH, K. (1999) "Neural Networks for Combinatorial Optimization: A Review of More Than a Decade of Research" *INFORMS Journal on Computing*, 11, pp. 15-34.
- [Sri05] SRIVASTAVA, A.; SYLVESTER, D.; BLAAUW, D. (2005) "Statistical Analysis and Optimization for VLSI: Timing and Power" In Series on Integrated Circuits and Systems, Springer.
- [Ste84] STEPHANOPOULOS, G.; SAN, K.Y. (1984) "Studies on on-line bioreactor Identification. I, Theory" *Biotechnology and Bioengineering*, Vol. 26, No. 10, pp. 1176-1188.
- [Sun96] SUN, F.; SUN, Z.; ZHANG, R.; ZHANG, F. (1996) "A multirate adaptive composite controller for flexible-link robots using neural networks" *IEEE International Conf. on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 2, pp. 1036-1041.
- [Tak97] TAKAHASHI, R.H.C.; PERES, P.L.D.; FERREIRA, P.A.V. (1997) "Multiobjective H_2/H_∞ guaranteed cost PID design" *IEEE Control Syst. Mag.*, Vol. 17, No. 5, pp. 37-47.
- [Tak00] TAKAHASHI, R.H.C.; CAMINO, J.F.; ZAMPIERI, D.E.; PERES, P.L.D. (2000) "Multiobjective weighting selection for optimization-based control design" *Trans. ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control*, Vol. 122, No. 3, pp. 567-570.
- [Tak01] TAKAHASHI, R.H.C.; PALHARES, R.M.; DUTRA, D.A.; GONCALVES, L.P.S. (2001) "Synthesis and characterization of Pareto-optimal solutions for the mixed H_2/H_∞ control problem" in *Proc. 40th IEEE CDC*, Vol. 4, pp. 3997-4002.
- [Tal02] TALBI, E.G. (2002) "A Taxonomy of Hybrid Metaheuristics" *Journal of Heuristics*, Vol. 8, No. 5, pp. 541-564.
- [Tham91a] THAM, M.T.; VAGI, F.; MORRIS, A.J.; WOOD, R.K. (1991) "Multivariable and multirate self-tuning control: A distillation column case study" *IEEE Proceedings - D*, Vol. 138, No. 1, pp. 9-24.
- [Tham91b] THAM, M.T; MONTAGUE, G.A.; MORRIS, A.J.; LANT, P.A. (1991) "Soft-sensors for process estimation and inferential control" *Journal of Process Control*, Vol. 1, pp. 3-14.
- [The99] THEODOSOPOULOS, T.V. (1999) "Some Remarks on the Optimal Level of Randomization in Global Optimization", en P. Pardalos, S. Rajasekaran y J. Rolim (eds). *Randomized Methods in Algorithm Design en DIMACS Series in Discrete Mathematics and Theoretical Computer Science*. American Mathematical Society, pp. 303-318.

- [Tho86] THOMPSON, P.M. (1986) "Gain and phase margins of multirate sampled-data feedback systems" *Int. Journal of Control*, Vol. 44, No. 3, pp. 833-846
- [Tho88] THOMPSON, P.M. (1988) "Program CC, Ver. 4: Reference Manual, Tutorial and User's Guide" Systems Technology Inc. Hawthorne, CA.
- [Tian08] TIAN, Y.; LEVY, D. (2008) "Dealing with network complexity in real-time networked control" *Int. J. Comput. Math.*, Vol. 85, No. 8, pp. 1235-1253.
- [Tip03] TIPSUWAN, Y.; CHOW, M.Y. (2003) "Control methodologies in networked control systems" *Control Eng. Pract.*, Vol. 11, pp. 1099-1111.
- [Tip04a] TIPSUWAN, Y.; CHOW, M.Y. (2004) "Gain scheduling middleware: a methodology to enable existing controllers for networked control and teleoperation I: network control" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, pp. 1218-1227
- [Tip04b] TIPSUWAN, Y.; CHOW, M.Y. (2004) "On the gain scheduling for networked PI control over IP network" *IEEE Trans. Mechatron.*, Vol. 9, pp. 491-498.
- [Toi98a] TOIVONEN, H.T.; SAGFORS, M.F. (1998) "Robust control of a class of sampled-data systems against LTI uncertainties" *Proceedings of the 1998 American Control Conference*, Vol. 6, pp. 3550-3554.
- [Toi98b] TOIVONEN, H.T. (1998) "A mixed H_2/H_∞ control problem for sampled-data systems" *Int. J. Control*, Vol. 70, No. 4, pp. 579-602.
- [Tom04] TOMIZUKA, M. (2004) "Multi-rate control for motion control applications" in *Proc. 8th IEEE Intl. Workshop on Advanced Motion Control*. March 25-28, Kawasaki, pp. 21-29.
- [Tor86] TORNERO, J.; ALBERTOS, P. (1986) "A new methodology for modelling, analysis and control design of non-conventional sampled data systems" *Proc. of the IFAC Symp. on Software for Computer Control*. Graz, Austria.
- [Tor87] TORNERO, J.; ALBERTOS, P. (1987) "An Event Oriented Simulation Method" *Int. Symposium on AI, Expert Systems and Languages in Modelling and Simulation*, pp. 126-137.
- [Tor03] TORNERO, J.; ARMESTO, L. (2003) "A general formulation for generating multi-rate models" *American Control Conference*, 2003, Vol. 2, No. 4-6, pp. 1146- 1151.
- [Törn95] TÖRNGREN, M. (1995) "Modeling and design of distributed real-time control applications" Ph. D. thesis, Dept. of Machine Design, The Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden.
- [Törn98] TÖRNGREN, M. (1998) "Fundamentals of implementing real-time control applications in distributed computer systems" *Real-Time Systems*, Vol. 14, No. 3, pp. 219-250.
- [Tsao94] TSAO, T.; HUTCHINSON, S. (1994) "Multi-rate analysis and design of visual feedback digital servo-control" *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, Vol. 116, No. 1, pp. 45-55.
- [Tuk77] TUKEY, J. (1977) "Exploratory Data Analysis" Addison-Wesley Publishing Company.

- [Uch86] UCHIDA, K.; SHIMEMURA, E. (1986) "Closed-loop properties of the infinite-time linear-quadratic optimal regulator for systems with delays" *Int. J. Control*, Vol. 43, No. 3, pp. 773-779.
- [Ulu99] ULUNGU, L.E.; TEGHEM, J.; FORTEMPS, P.H.; TUYTTENS, D. (1999) "MOSA Method: A tool for solving multiobjective combinatorial optimization problems" *J. Multi-Criteria Decis. Anal.*, Vol. 8, No. 4, pp. 221-236.
- [Van95] VAN WILLIGENBURG, L.G; DE KONING, W.L. (1995) "Derivation and computation of the digital LQG regulator and tracker in the case of asynchronous and aperiodic sampling". *C-TAT*. Vol. 10, No. 4, pp. 1-13.
- [Vel98] VÉLEZ, C.M.; SALT, J. (1998) "Métodos, conceptos y perspectivas del diseño de controladores multifrecuencia" VIII Congreso Latinoamericano de Control Automático, Viña del Mar, Chile, Vol. 2, pp. 541-546.
- [Vel01] VÉLEZ, C.M. (2001) "Modelado y simulación de sistemas con muestreo no convencional" Tesis doctoral. Dpto. de Ingeniería de sistemas y automática (DISA), Universidad Politécnica de Valencia, Valencia.
- [Vel04] VÉLEZ, C.M; SALT, J. (2004) "Control multifrecuencia en tiempo real utilizando herramientas CACSD" *Revista iberoamericana de automática e informática industrial*. Vol. 1, No.3, pp. 43-52.
- [Vis06] VISIOLI, A. (2006) "Practical PID Control" Springer-Verlag, London.
- [Vob99] VOB, S.; MARTELLO, S.; OSMAN, I.H.; ROUCAIROL, C. (1999) "Meta-Heuristic Advances and Trends in Local Search Paradigms for Optimization" Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands.
- [Voud98] VOUDOURIS, C.; TSANG, E.P.K. (1998) "Guided Local Search" *European Journal of Operational Research*, Vol. 113, No. 2, pp. 80-110.
- [Vou96] VOULGARIS, P.G. (1996) "Optimal l_∞ to l_∞ estimation for periodic systems". *IEEE Trans. On Automatic control*. Vol. AC-41, No. 9, pp.1392-1396.
- [Wal01a] WALSH, G.C.; YE, H. (2001) "Scheduling of networked control systems" *IEEE control systems magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 57-65.
- [Wal01b] WALSH, G.C.; BELDIMAN, O.; BUSHNELL L.G. (2001) "Asymptotic behaviour of nonlinear networked control systems" *IEEE transactions on automatic control*, vol. 46, no. 7, pp. 1093-1097.
- [Wal02a] WALSH, G.C.; BELDIMAN, O.; BUSHNELL L.G. (2002) "Error encoding algorithms for networked control systems" *Automatica*, Vol. 38, No. 2, pp. 261-267.
- [Wal02b] WALSH, G.C.; YE, H.; BUSHNELL L.G. (2002) "Stability analysis of networked control systems" *IEEE transactions on control systems technology*, Vol. 10, No. 3, pp. 438-446.
- [Wan95] WAN, K.C.; SREERAM, V. (1995) "Solution of Bilinear Matrix Equation using Astrom-Jury-Agniel Algorithm" *IEE Proc. Part-D, Control Th. and App.* 142, pp. 603-610.

- [Wang03a] WANG, J.; CHEN, T.; HUANG, B. (2003) "Closed-loop identification via output fast sampling" *Journal of process control*. Vol.14, No.5, pp. 555-570.
- [Wang03b] WANG, J.; CHEN, T.; HUANG, B. (2003) "Multirate sampled-data systems: computing fast-rate models" *Journal of process control*. Vol. 14, No.1, pp. 79-88.
- [Wang04] WANG, J.; CHEN, T.; HUANG, B. (2003) "Identification of multirate sampled-data systems" *AdChem'04*, Hong Kong.
- [WLZ01] WANG, L.; LIW, F.; ZHENG, D.Z. (2001) "Estimating model-parameter and tuning controller-parameter by a class of hybrid strategy" *Control and decision*, Vol. 16, No. 5, pp. 530-534.
- [WCL04] WANG, Y.C.; CHIEN, C.J.; LEE, D.T. (2004) "An adaptive PID-type iterative learning controller unknown nonlinear systems" *Control, Automation, Robotics and Vision Conference, 2004. ICARCV 2004 8th*, Vol.1, pp. 607- 612.
- [WLS94] WANG, Z.; LUNDSTRÖM, P.; SKOGESTAD, S. (1994) "Representation of uncertain time delays in the H1 framework" *Int. J Control*, Vol. 59, No. 3, pp. 627-638.
- [Wel06] WELLENREUTHER, A.; GAMBIER, A.; BADREDDIN, E. (2006) "Parameter tuning of multiple controllers for multiloop systems using game theory" *Proceedings of the 6th Asian Control Conference*, Bali, 18-21 July, pp. 773-779.
- [Whi99] WHIDBORNE, J.F. (1999) "A Genetic Algorithm Approach to Design Finite-Precision PID Controller Structures" *Proc. American Control Conference*, pp. 4338-4342.
- [Wit95] WITTENMARK, B.; NILSSON, J.; TÖRNGREN, M. (1995) "Timing problems in real-time control systems: Problem formulation" *Proceedings of the 14th american control conference*, Seattle (EEUU), pp. 2000-2004.
- [Wit98] WITTENMARK, B.; BASTIAN B.; NILSSON, J. (1998) "Analysis of time delays in synchronous and asynchronous control loops". *Proceedings of the 37th conference on decision and control*, Tampa (EEUU), pp. 283-288.
- [Xu05] XU, J. (2005) "Recent advances in iterative learning control" *Acta Automatica Sinica*, Vol. 31, No. 1, pp. 132-142.
- [Xu07] XU, J.; HUANG, D. (2007) "Optimal Tuning of PID Parameters Using Iterative Learning Approach" *Intelligent Control, 2007. ISIC 2007. IEEE 22nd International Symposium on*, pp. 226-231.
- [Yac08] YACHEN, Z.; YUEMING, H. (2008) "On PID controllers based on simulated annealing algorithm" *Control Conference, 2008. CCC 2008. 27th Chinese*, pp. 225-228.
- [Yam94] YAMAMOTO, Y.; ARAKI, M. (1994) "Frequency response of sampled-data systems. Their equivalence and relationships" *Linear Algebra and its Applications*, Vol. 205-206, pp. 1319-1339.

- [Yang07] YANG, L.; YANG, S.H. (2007) *"Multirate control in Internet-Based control systems"* in IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics-Part C. Applications and Reviews, Vol. 37, No. 2, pp. 185-192.
- [Yook01] YOOK, J.K.; TILBURY, D.M.; SOPAKAR, N.R. (2001) *"A design method for distributed control systems to optimize in the presence of time delays"* International journal of control, Vol. 74, No. 1, pp. 58-76.
- [Yook02] YOOK, J.K.; TILBURY, D.M.; SOPAKAR, N.R. (2002) *"Trading computation for bandwidth: reducing communication in distributed control systems using state estimators"* IEEE transactions on control systems technology, Vol. 10, No. 4, pp. 503-518.
- [Yu05] YU, S.J.; QI, X.D.; WU, J.H. (2005) *"Iterative Learning Control Theory & application"* Machine Publishing, Beijing.
- [ZMMK97] ZHANG, J.; MARTIN, E.B.; MORRIS, A.J.; KIPARISSIDES, C. (1997) *"Inferential estimation of polymer quality using stacked neural networks"* Computers & Chemical Engineering, Volume 21, Supplement 1, Supplement to Computers and Chemical Engineering, 6th International Symposium on Process Systems Engineering and 30th European Symposium on Computer Aided Process Engineering, 20 May 1997, pp. S1025-S1030.
- [Zhan01] ZHANG, W.; BRANICKY, M.S.; PHILLIPS, S.M. (2001) *"Stability of networked control systems"* IEEE Control Systems Magazine, Vol. 21, No. 1, pp. 84-99.
- [Zhu94] ZHU, K.Y.; LING, K.V. (1994) *"Multirate control for a gasification process"* American Control Conference, Vol. 3, pp. 3268-3272.
- [Zhua91] ZHUANG, M.; ATHERTON, D.P. (1991) *"Tuning PID controllers with integral performance criteria"* Proceedings of IEE Conference on Control 91, pp. 481-486.
- [Zie42] ZIEGLER, J.G.; NICHOLS, N.B. (1942) *"Optimum setting for automatic controllers"* ASME Trans., Vol. 64, pp. 759-768.

Anexo

Anexo A

Resultados del método GTM aplicado al experimento base

Este anexo presenta los resultados obtenidos tras aplicar el método GTM para cada uno de los casos vinculados al experimento base (ver *capítulo 3, sección 3.4*). Se realiza a través de de dos tablas y un gráfico. La primera tabla recoge los parámetros de salida del método GTM para cada alternativa de variación de los parámetros del controlador, junto con los parámetros de control clásico que determinan el valor inicial del algoritmo, la segunda expresa la evolución de los parámetros del controlador y la temperatura en cada paso de ejecución del algoritmo y por último se grafican las respuestas del sistema al implementar los controladores propuestos.

La primera tabla tiene señalado en color los parámetros que han sido calculados a partir de la aplicación del método GTM, resaltando en negrita los parámetros que proporcionan la mejor respuesta.

La segunda tabla contiene varios gráficos por celda que presentan la evolución de cada parámetro del PID-G en cada paso de ejecución del algoritmo del RS. PID1 indica el ajuste variando las ganancias del controlador: el primer gráfico (azul) con la variación de la ganancia proporcional, el segundo (rojo) con la variación de la ganancia integral, el tercero (verde) variando la ganancia derivativa y por último el valor de la temperatura en cada paso de ejecución. Bajo el nombre PID2 aparece la salida del algoritmo siendo los parámetros los periodos de las acciones del PID-G: la variación del periodo de la acción proporcional, de la acción integral y de la acción derivativa en azul, rojo y verde respectivamente acompañados por el gráfico de la temperatura utilizada en cada iteración del algoritmo. Dentro de la caja de PID3 se muestra la variación conjunta de los seis parámetros, la tercera forma de ajuste posible.

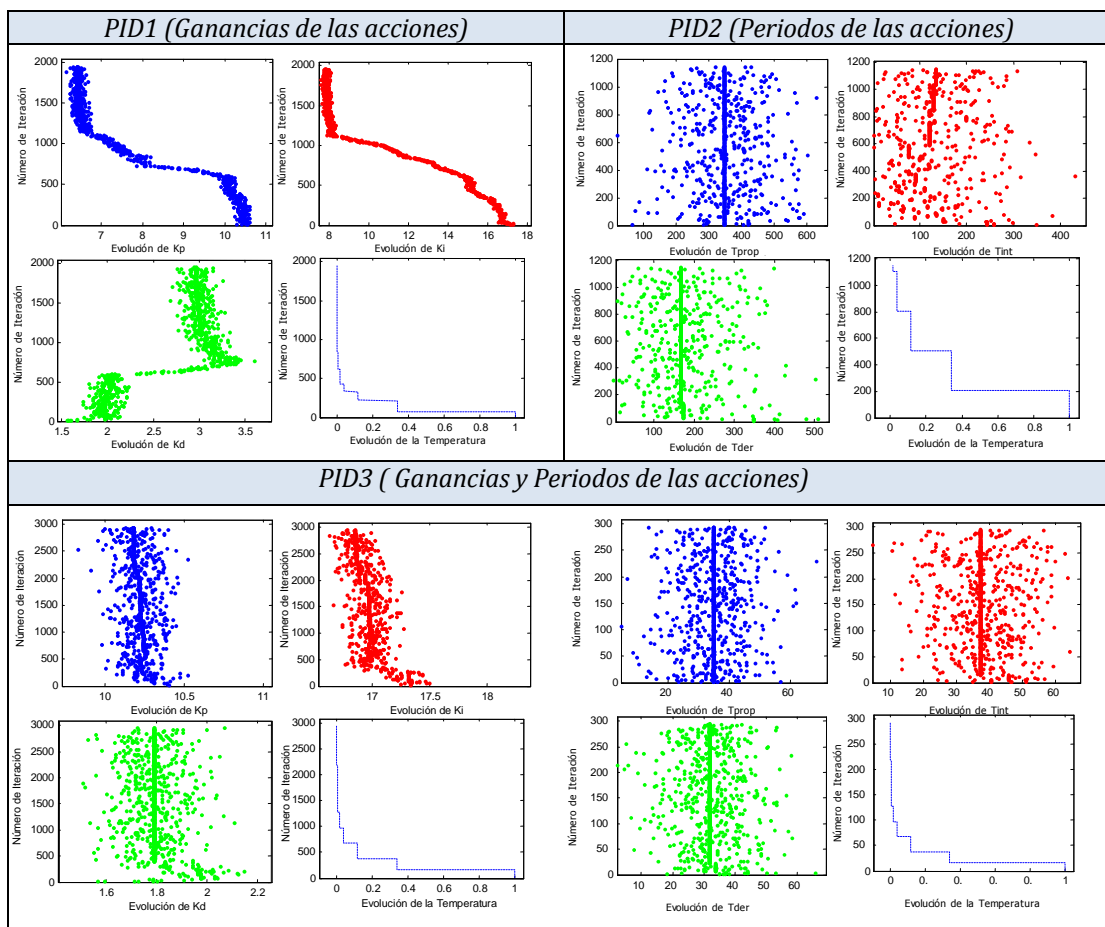
El gráfico presenta la respuesta del sistema en lazo cerrado considerando cada uno de los controladores PID-G calculados por el algoritmo.

S1. Sistema monofrecuencia ($T_y = 0.35, T_u = 0.35$)

Tabla A.1. *Parámetros PID-G caso S1-monofrecuencia*

<i>S1-monofrecuencia</i>								<i>Algoritmo</i>	
<i>Tipo PID</i>	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	<i>Respuesta</i>	N° pasos	J
clásico	10.4	17.33	1.56	0.001	0.001	0.001		-	-
1	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		1964	0.79
2	10.4	17.33	1.56	0.35	0.13	0.175		1152	0.29
3	6.68	6.16	2.88	0.35	0.179	0.35		2952	0.6265

Tabla A.2. *Iteraciones del método GTM aplicado a S1 en sus tres formas: PID1, PID2, PID3*



Respuesta del sistema en lazo cerrado

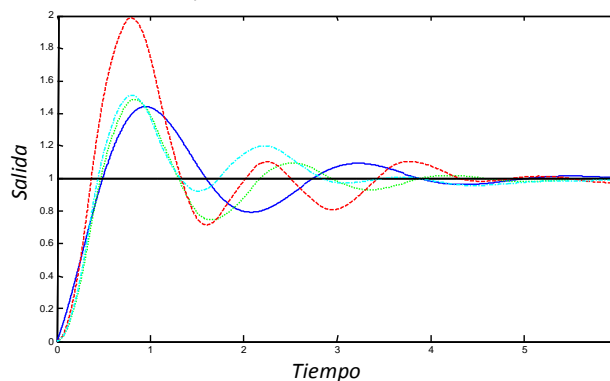


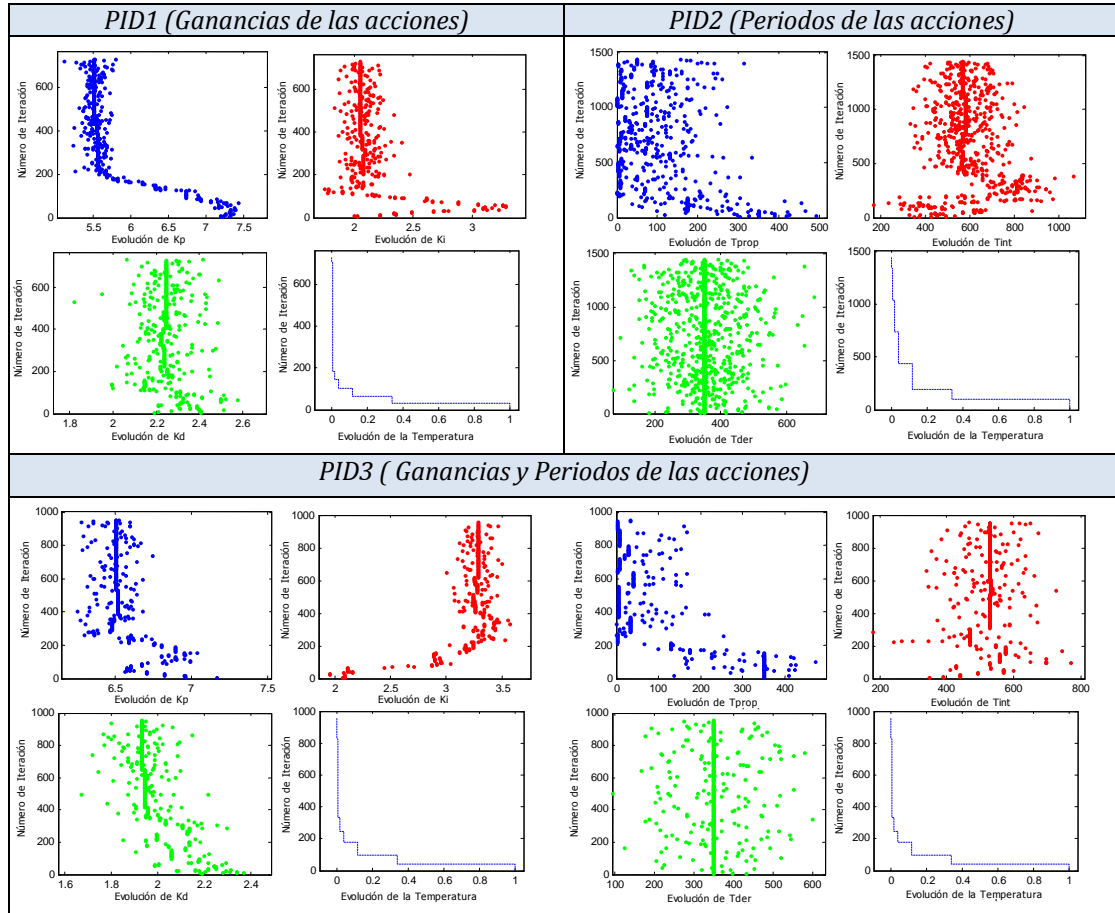
Figura A.1. *Respuesta del sistema para los PID-G caso S1-monofrecuencia*

S2. Sistema multifrecuencia - CASO I- ($T_y = 0.131, T_u = 0.35$)

Tabla A.3. Parámetros PID-G S2-caso I

S2. MF-caso I							Algoritmo		
Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	—	-	-
1	5.51	2.05	2.25	0.35	0.35	0.35	—	736	0.1482
2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.568	0.35	—	1445	1.129
3	6.51	3.28	1.93	0.35	0.53	0.35	—	962	0.037

Tabla A.4. Iteraciones del método GTM aplicado a S2-caso I en sus tres formas: PID1, PID2, PID3



Respuesta del sistema en lazo cerrado

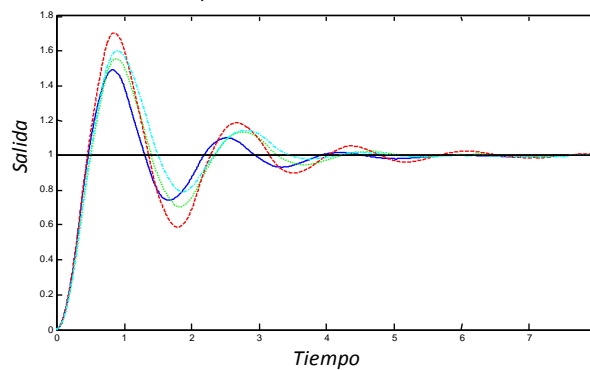


Figura A.2. Respuesta del sistema para los PID-G caso S2-caso I

S2. Sistema multifrecuencia - CASO II- ($T_y = 0.215, T_u = 0.35$)

Tabla A.5. *Parámetros PID-G S2-caso II*

<i>S2. MF- caso II</i>							<i>Algoritmo</i>		
<i>Tipo PID</i>	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	<i>Respuesta</i>	N° pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		-	-
1	4.86	2.03	1.77	0.35	0.35	0.35		1218	0.0025
2	7.17	2.03	2.19	0.272	0.814	0.175		1915	2.646
3	5.38	3.04	2.16	0.103	0.416	0.35		2266	0.1156

Tabla A.6. *Iteraciones del método GTM aplicado a S2-caso II en sus tres formas: PID1, PID2, PID3*

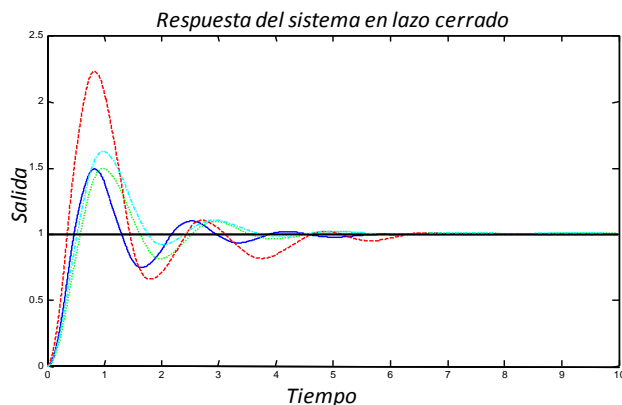
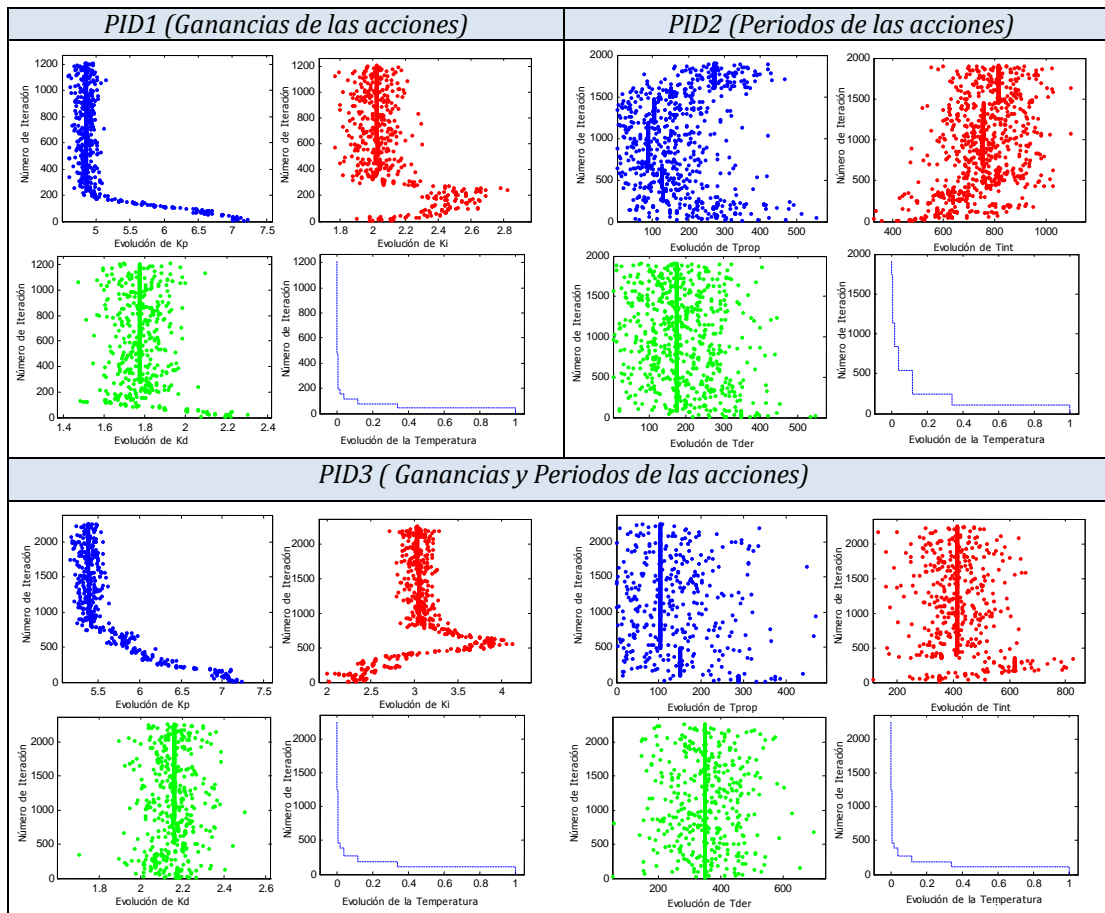


Figura A.3. *Respuesta del sistema para los PID-G caso S2-caso II*

S2. Sistema multifrecuencia - CASO III - ($T_y = 0.35, T_u = 0.105$)

Tabla A.7. Parámetros PID-G S2-caso III

S2. MF- caso III								Algoritmo	
Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		-	-
1	4.95	2.37	2.63	0.35	0.35	0.35		1473	0.136
2	7.17	2.03	2.19	0.288	0.573	0.61		1990	0.14
3	6.23	2.89	2.03	0.201	0.543	0.93		2004	0.013

Tabla A.8. Iteraciones del método GTM aplicado a S2-caso III en sus tres formas: PID1, PID2, PID3

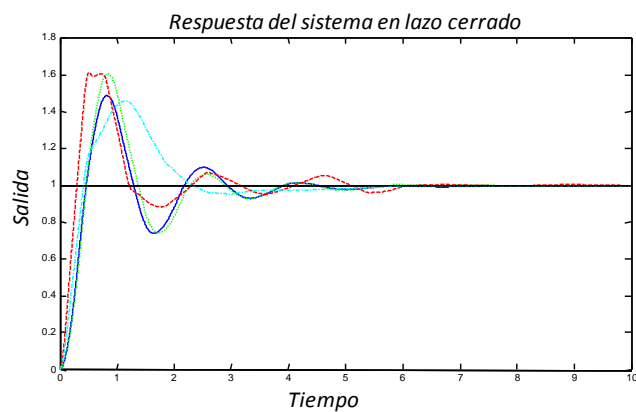
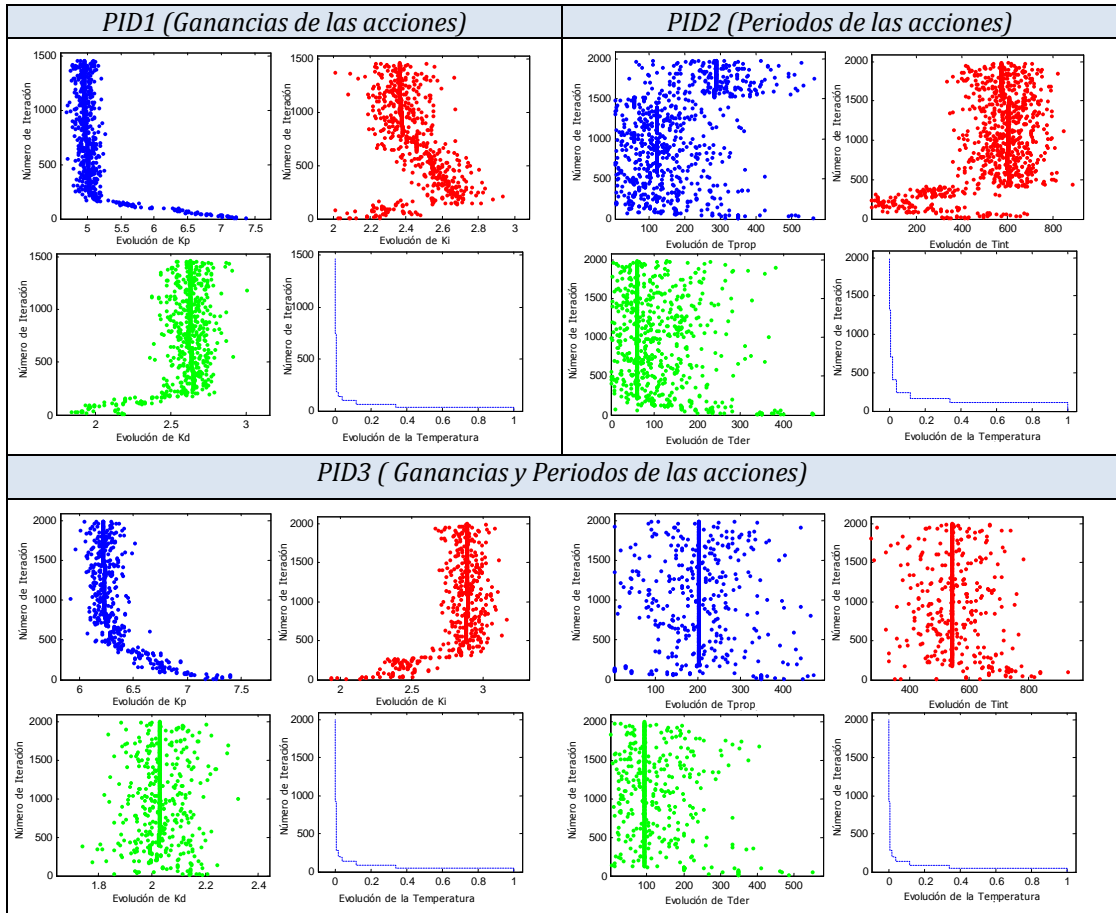


Figura A.4. Respuesta del sistema para los PID-G caso S2-caso III

S2. Sistema multifrecuencia - CASO VI - ($T_y = 0.35, T_u = 0.214$)

Tabla A.9. *Parámetros PID-G S2-caso IV*

S2. MF- caso IV							Algoritmo		
Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		-	-
1	3.32	2.19	2.54	0.35	0.35	0.35		1373	0.068
2	7.17	2.03	2.19	0.569	0.643	0.095		2154	0.43
3	4.56	2.09	1.87	0.35	0.7	0.35		1670	0.1154

Tabla A.10. *Iteraciones del método GTM aplicado a S2-caso IV en sus tres formas: PID1, PID2, PID3*

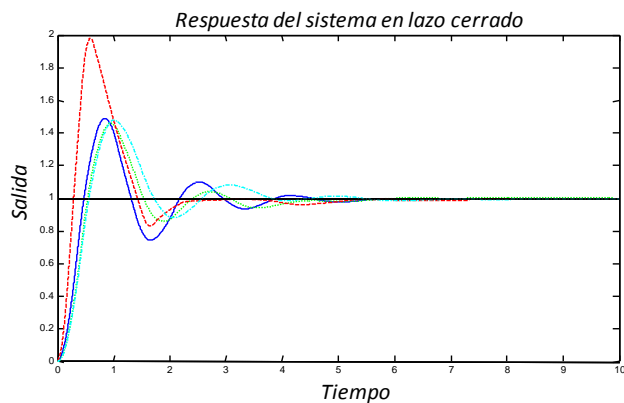
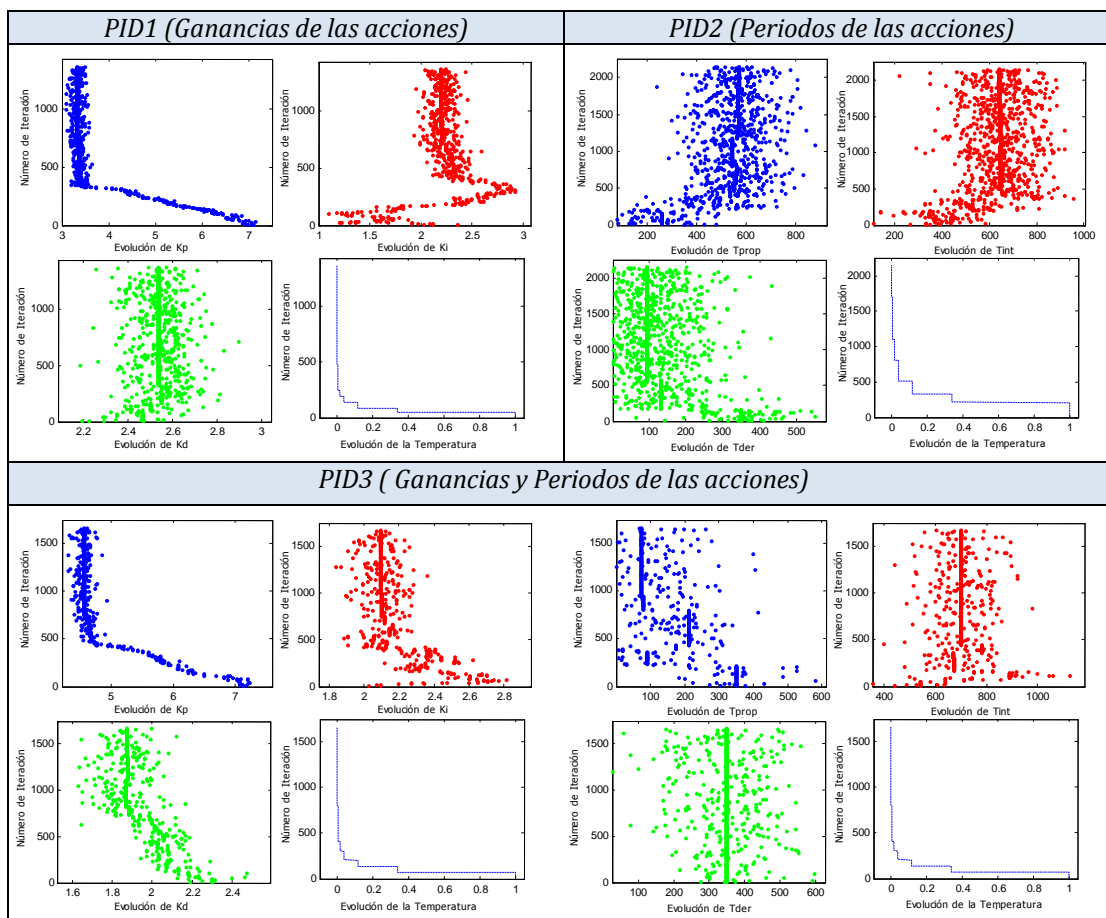


Figura A.5. *Respuesta del sistema para los PID-G caso S2-caso IV*

S3- SMNC - CASO I - ($T_y = 0.35$, $T_u = [0.1, 0.06]$)

Tabla A.11. Parámetros PID-G S3-caso I

S3. SMNC- caso I							Algoritmo		
Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35	—	-	-
1	5.02	1.94	1.28	0.35	0.35	0.35	—	1378	0.16
2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.765	0.14	—	1598	0.0416
3	6.44	1.57	1.73	0.35	0.619	0.151	—	2408	0.094

Tabla A.12. Iteraciones del método GTM aplicado a S3-caso I en sus tres formas: PID1, PID2, PID3

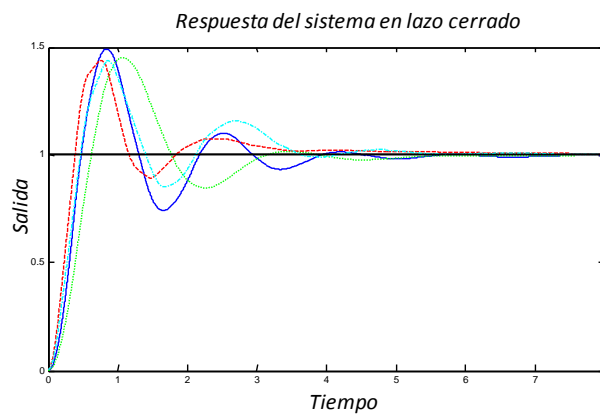
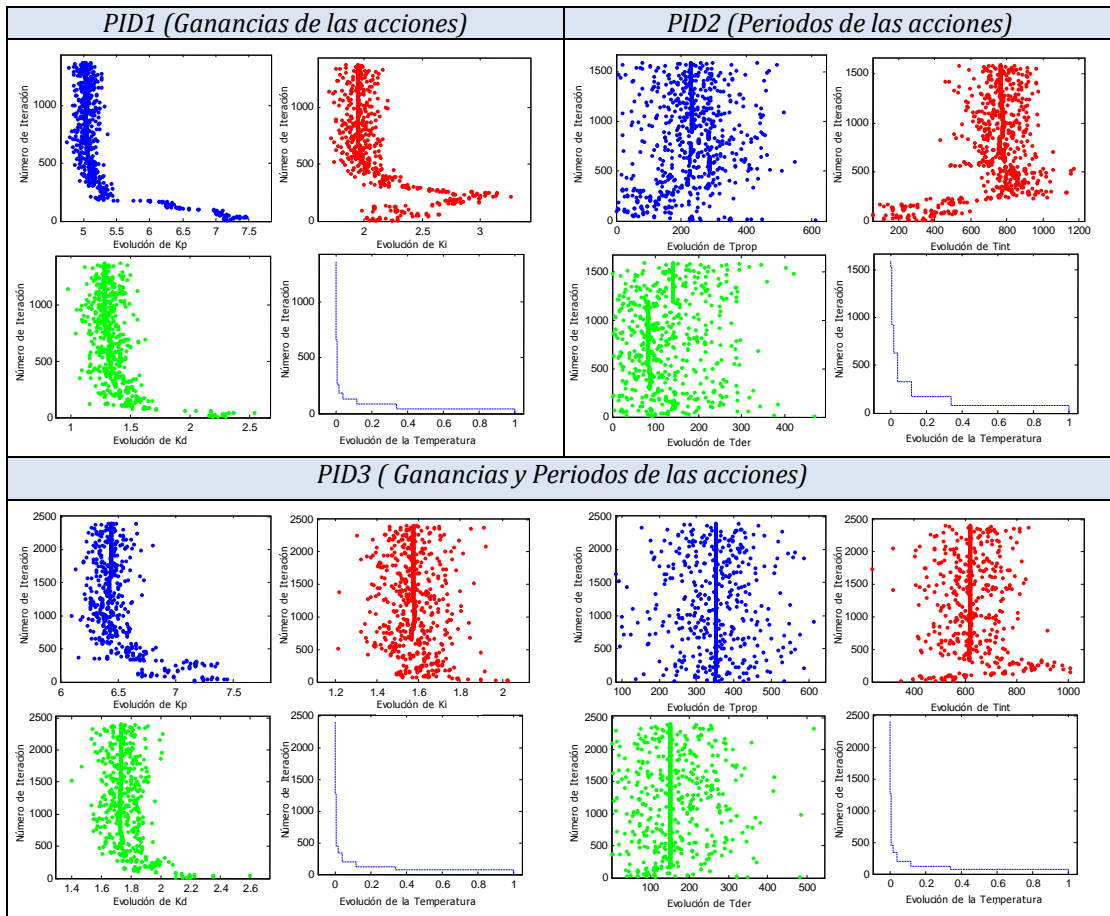


Figura A.6. Respuesta del sistema para los PID-G caso S3-caso I

S3- SMNC - CASO II - ($T_y = [0.341, 0.03, 0.1]$, $T_u = 0.35$)

Tabla A.13. *Parámetros PID-G S3-caso II*

<i>S3. SMNC- caso II</i>							<i>Algoritmo</i>		
<i>Tipo PID</i>	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	<i>Respuesta</i>	N° pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		-	-
1	3.46	1.80	1.38	0.35	0.35	0.35		1658	0.028
2	7.17	2.03	2.19	0.35	0.962	0.35		2938	4.9
3	6.48	2.87	2.13	0.35	0.356	0.171		1624	0.1084

Tabla A.14. *Iteraciones del método GTM aplicado a S3-caso II en sus tres formas: PID1, PID2, PID3*

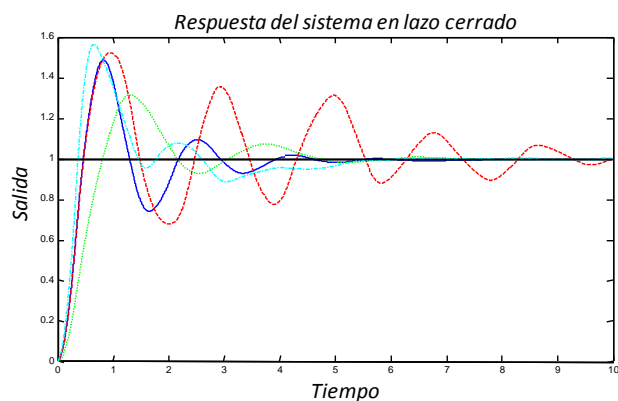
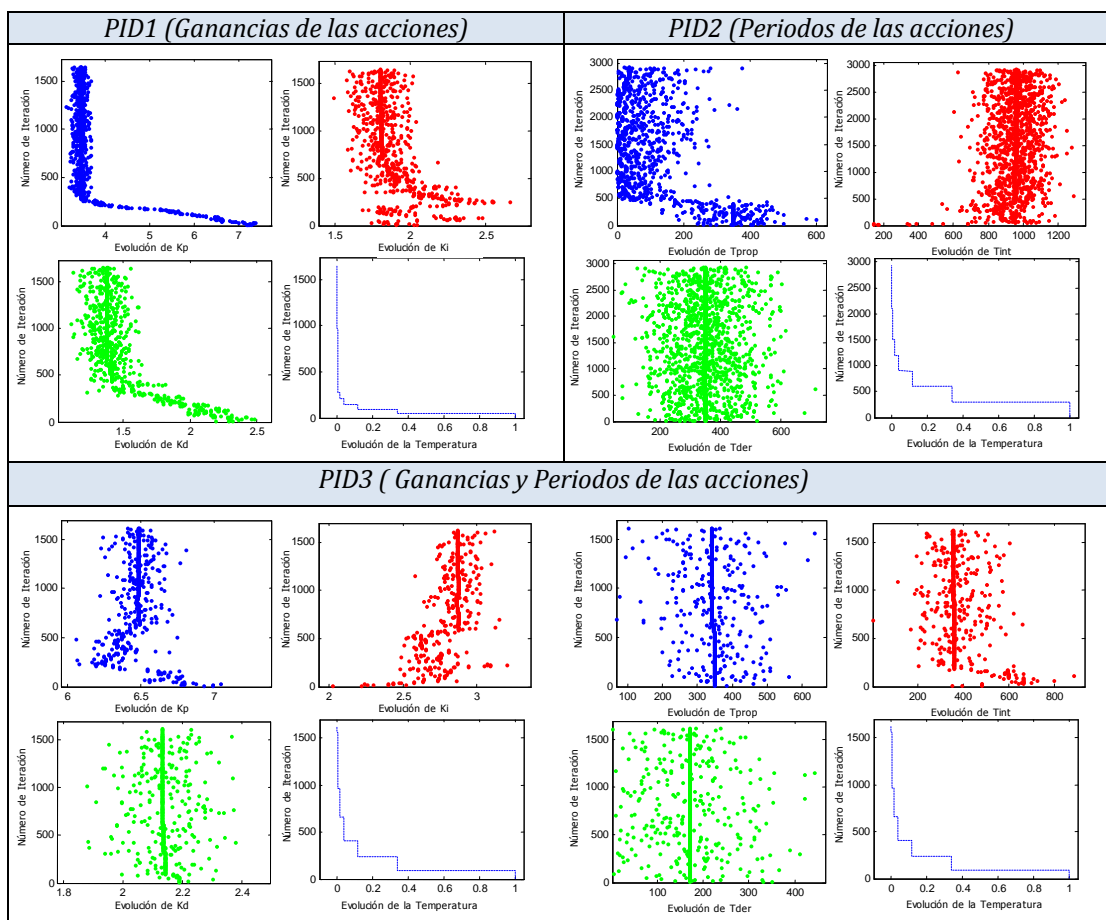


Figura A.7. *Respuesta del sistema para los PID-G caso S3-caso II*

S3- SMNC - CASO III - ($T_y = T_u = [0.341, 0.03, 0.1]$)

Tabla A.15. Parámetros PID-G S3-caso III

S3. SMNC- caso III							Algoritmo		
Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
clásico	7.17	2.03	2.19	0.35	0.35	0.35		-	-
1	2.	1.39	1.39	0.35	0.35	0.35		1484	0.0993
2	7.17	2.03	2.19	0.642	0.884	0.171		1421	1.483
3	4.32	2.025	1.99	0.269	0.914	0.18		1436	0.17

Tabla A.16. Iteraciones del método GTM aplicado a S3-caso III en sus tres formas: PID1, PID2, PID3

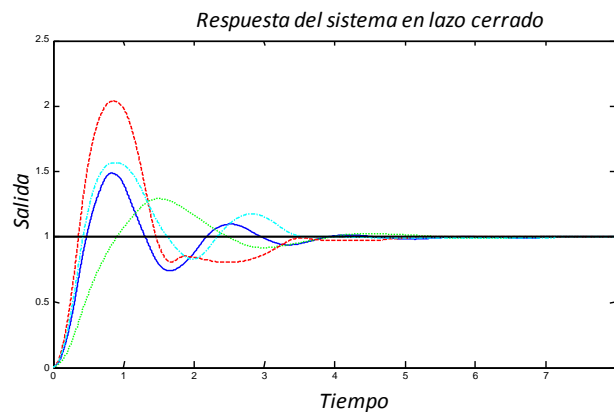
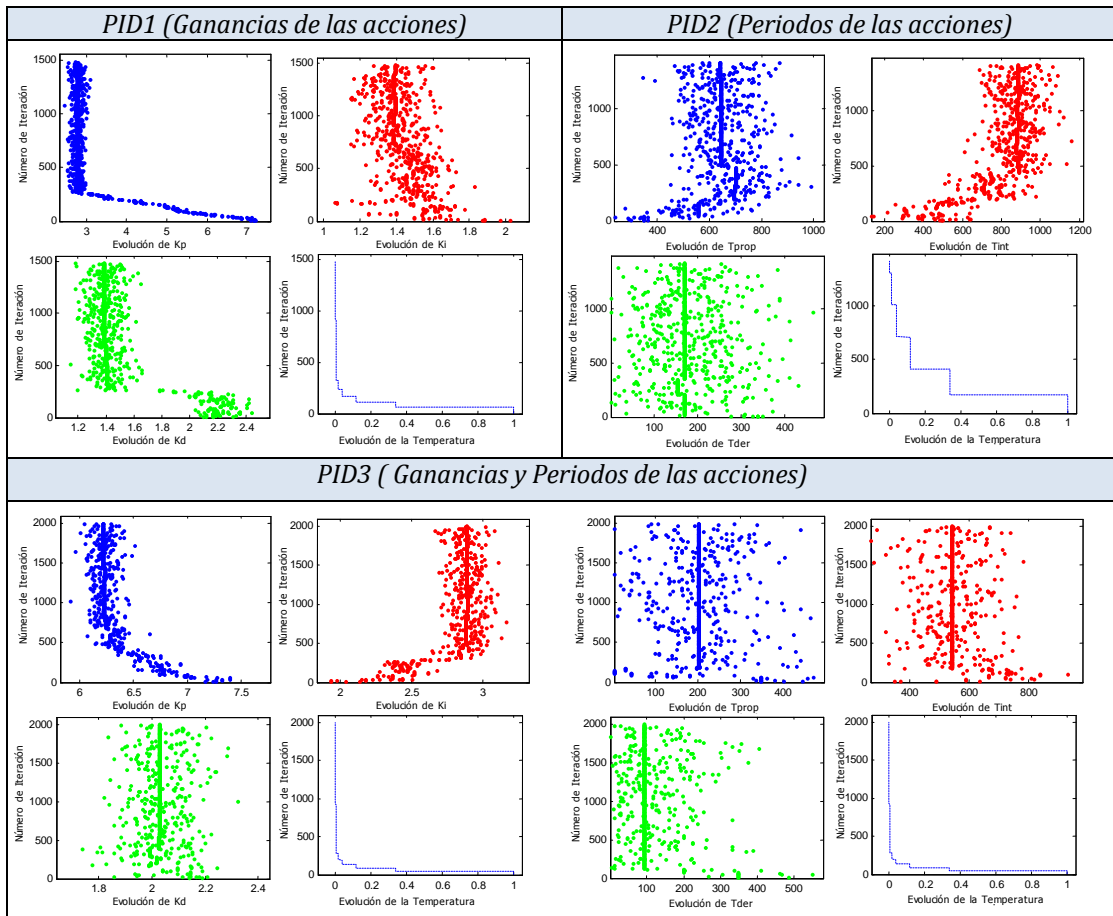


Figura A.8. Respuesta del sistema para los PID-G caso S3-caso III

Anexo B

Resultados del método GTM aplicado a la batería de pruebas

Se presentan en este anexo el conjunto de datos de salida al aplicar el método GTM sobre escenarios multifrecuencia con distintos procesos.

La especificidad de los ejemplos se ha determinado a partir de las propuestas analizadas en capítulos anteriores (ver *capítulo 3, sección 3.5*). Para cada ejemplo se aplica el método sobre dos situaciones NCOC (Non-Conventional Output Control) y NCIC (Non-Conventional Input Control) con nuevos esquemas de muestreo que provocan, al ser incluidos en el lazo, el deterioro de la respuesta.

La información que se genera y analiza para cada uno de los sistemas se presenta de forma esquemática siguiendo el formato de la *figura B.1*, con la información relevante asociada al proceso de sintonía aplicando GTM bajo sus distintas opciones.

Para cada caso se presentan dos situaciones de muestreo no convencional, que se indican en la primera tabla de la *figura B.1* con la información de salida al aplicar GTM variando las ganancias del controlador, variando los periodos internos del controlador o ambos. Posteriormente el gráfico representa las respuestas del sistema en lazo cerrado para cada situación planteada, comparando las tres propuestas de controladores PID-G que proporciona el método GTM.

La segunda tabla contiene 6 bloques de gráficos, que presentan la evolución de los parámetros calculados en cada caso. Cada punto de los gráficos es el valor en evolución de cada parámetro en cada paso de ejecución del algoritmo del recocido simulado, junto con la evolución del valor de la temperatura.

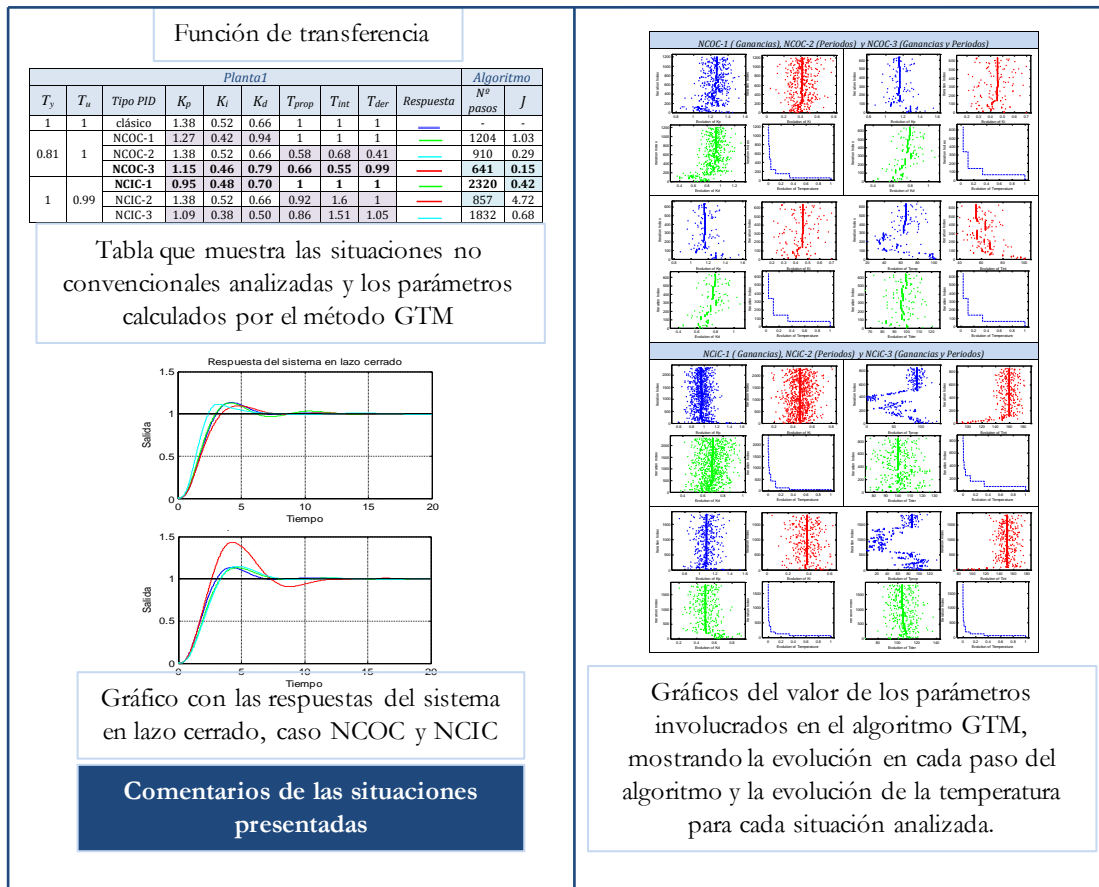









Figura B.1. Esquema de los resultados aplicando GTM por proceso

B.1. Sistema con múltiples polos iguales

$$G(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$$

Tabla B.1. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso1

Proceso1										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
1	1	clásico	1.38	0.52	0.66	1	1	1		-	-
0.81	1	NCOC-1	1.27	0.42	0.94	1	1	1		1204	1.03
		NCOC-2	1.38	0.52	0.66	0.58	0.68	0.41		910	0.29
		NCOC-3	1.15	0.46	0.79	0.66	0.55	0.99		641	0.15
1	0.99	NCIC-1	0.95	0.48	0.70	1	1	1		2320	0.42
		NCIC-2	1.38	0.52	0.66	0.92	1.6	1		857	4.72
		NCIC-3	1.09	0.38	0.50	0.86	1.51	1.05		1832	0.68

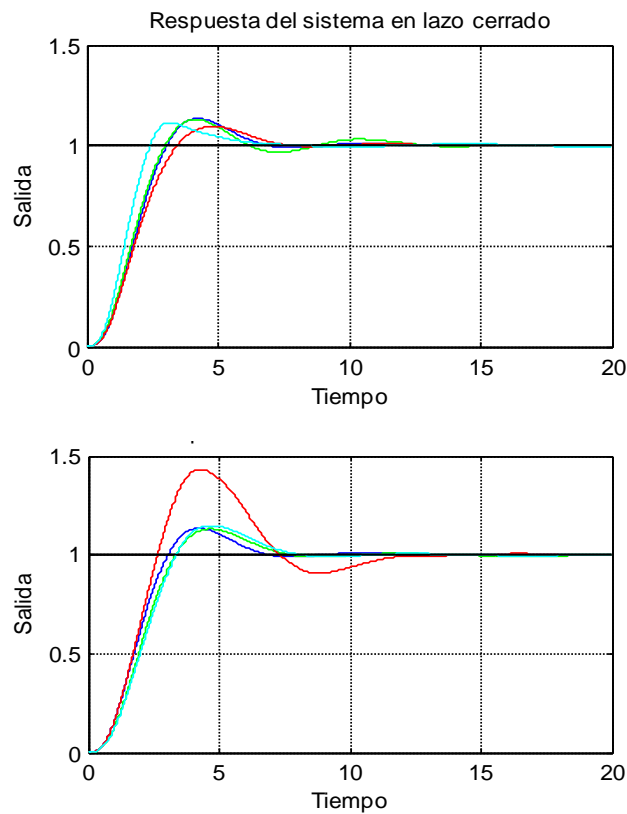
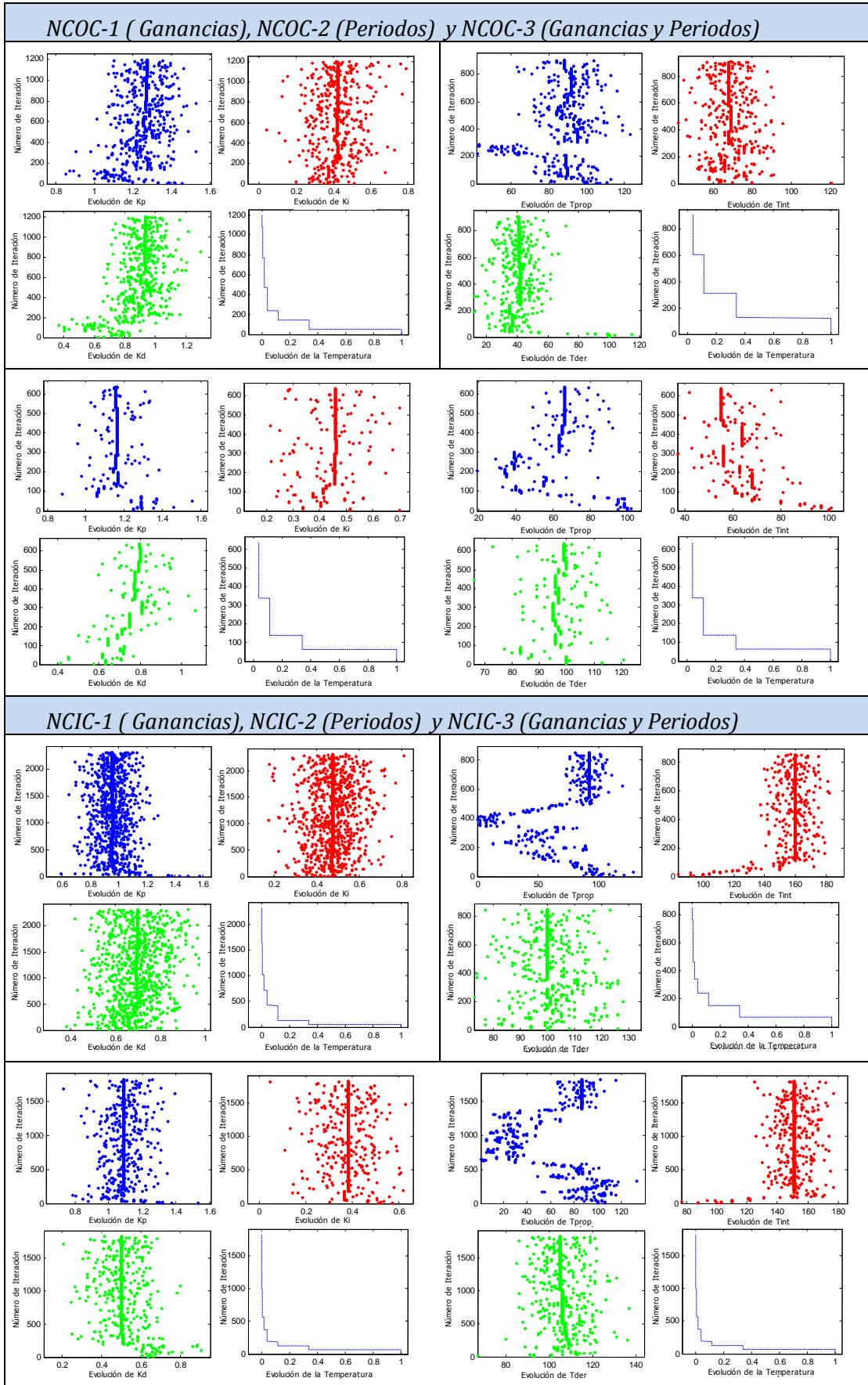


Figura B.2. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso1

Los objetivos de estabilizar el sistema y acercar el comportamiento de la respuesta del sistema al caso clásico se han conseguido en las dos situaciones con muestreo no convencional planteadas. El ajuste es mejor, el valor del índice calculado es menor, para el caso NCOC con el PID-G que varía los seis parámetros que lo definen.

Tabla B.2. Iteraciones del método GTM con el proceso1



B.2. Sistema de cuarto orden

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+\alpha s)(1+\alpha^2 s)(1+\alpha^3 s)}, \text{ con } \alpha = 0.2$$

Tabla B.3. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso2

Proceso2										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
0.2	0.2	clásico	5.35	9.99	0.80	0.2	0.2	0.2		-	-
0.151	0.2	NCOC-1	3.237	2.75	0.88	0.2	0.2	0.2		1118	0.59
		NCOC-2	5.35	9.99	0.80	0.2	0.118	0.152		710	1.2
		NCOC-3	5.004	9.94	1.24	0.170	0.243	0.2		1663	0.68
0.2	0.199	NCIC-1	3.34	7.24	0.83	0.2	0.2	0.2		304	9.44
		NCIC-2	5.35	9.99	0.80	0.221	0.379	0.182		161	7.95
		NCIC-3	5.22	9.87	0.80	0.222	0.431	0.194		676	6.47

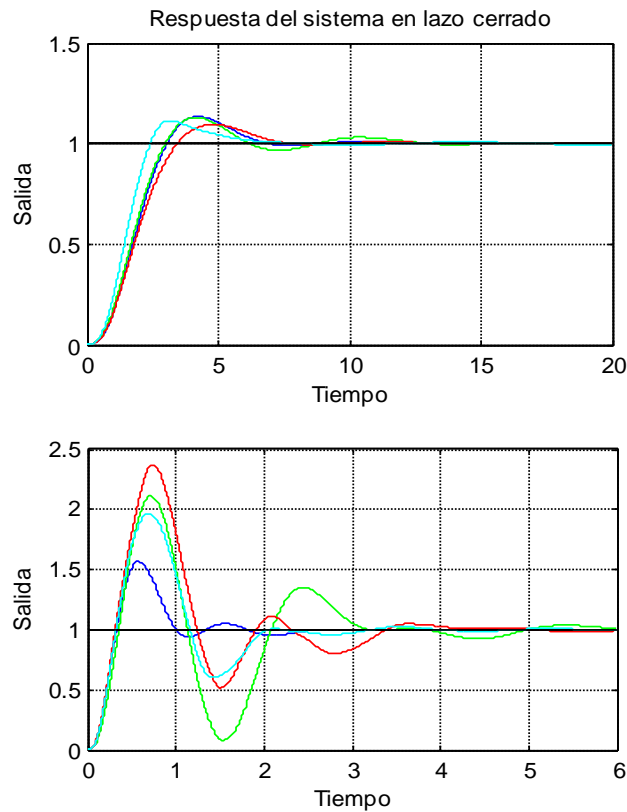
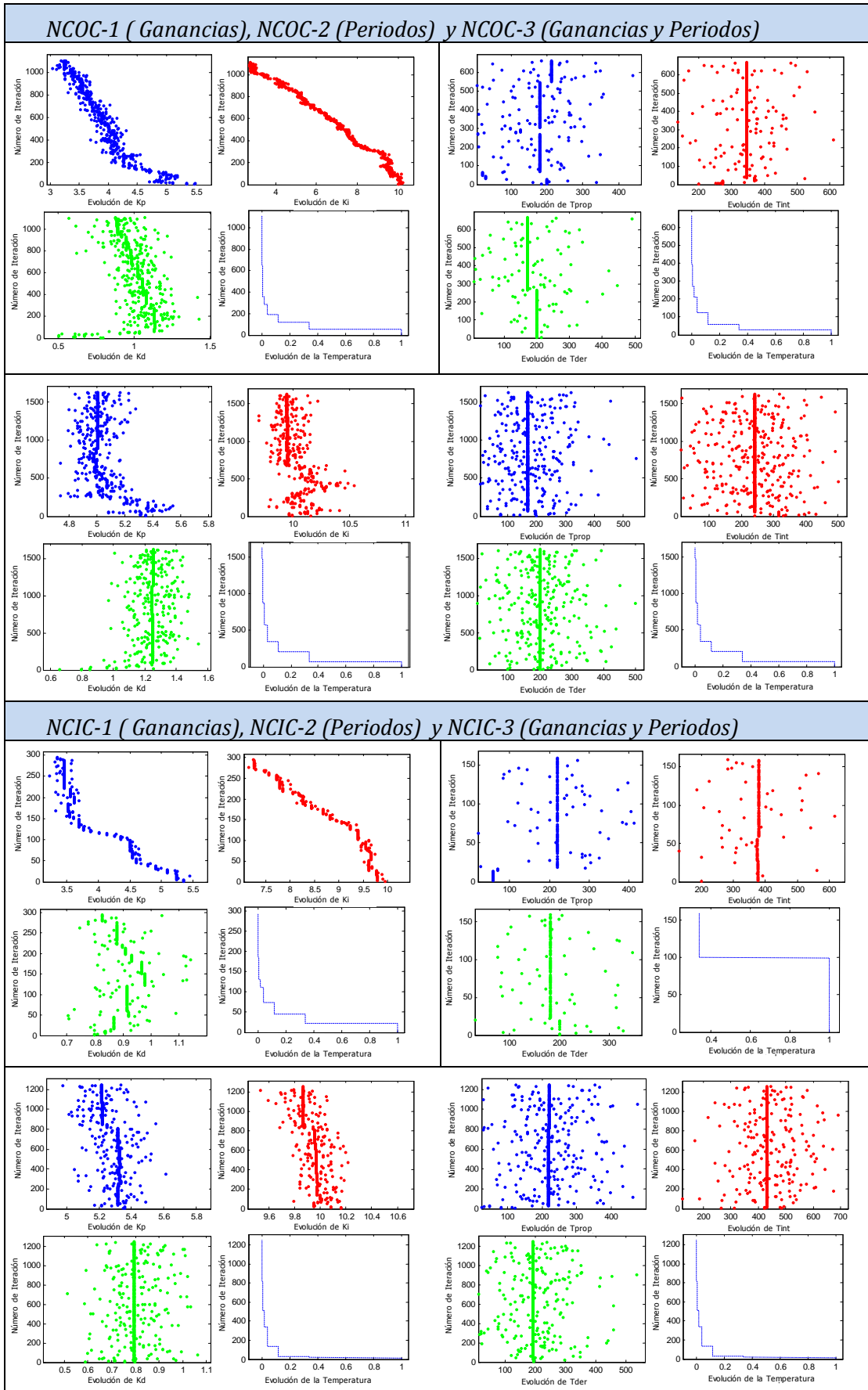


Figura B.3. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso2

El comportamiento en NCIC destaca por el valor del índice, anteriormente la respuesta era inestable por lo que la mejora del controlador propuesto, podría considerarse satisfactoria. Es destacable que en estos casos es posible aplicar de nuevo el método GTM variando el valor inicial. Considerando los parámetros de NCIC-3 y aplicando nuevamente GTM en la forma ganancias se obtiene un índice de variación de 0.47 en 1698 iteraciones con $K_p = 5.18, K_i = 9.98$ y $K_d = 0.82$. Esta alternativa es siempre aplicable y permite mejorar la respuesta.

Tabla B.4. Iteraciones del método GTM con el proceso2



B.3. Sistema de tercer orden con retardo

$$G(s) = \frac{e^{-15s}}{(s + 1)^3}$$

Tabla B.5. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso3

Proceso3										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	N° pasos	J
20	20	clásico	0.98	0.04	1.35	20	20	20		-	-
12.7	20	NCOC-1	0.64	0.02	0.83	20	20	20		336	2.08
		NCOC-2	0.98	0.04	1.35	19.9	19.1	19.9		146	20.74
		NCOC-3	0.64	0.022	0.62	19.9	18.7	19.7		133	9.10
20	13.4	NCIC-1	0.75	0.04	1.49	20	20	20		577	1.82
		NCIC-2	0.98	0.04	1.35	20.7	21	20.1		117	7.87
		NCIC-3	0.85	0.04	2.17	20.3	20.4	20		804	4.09

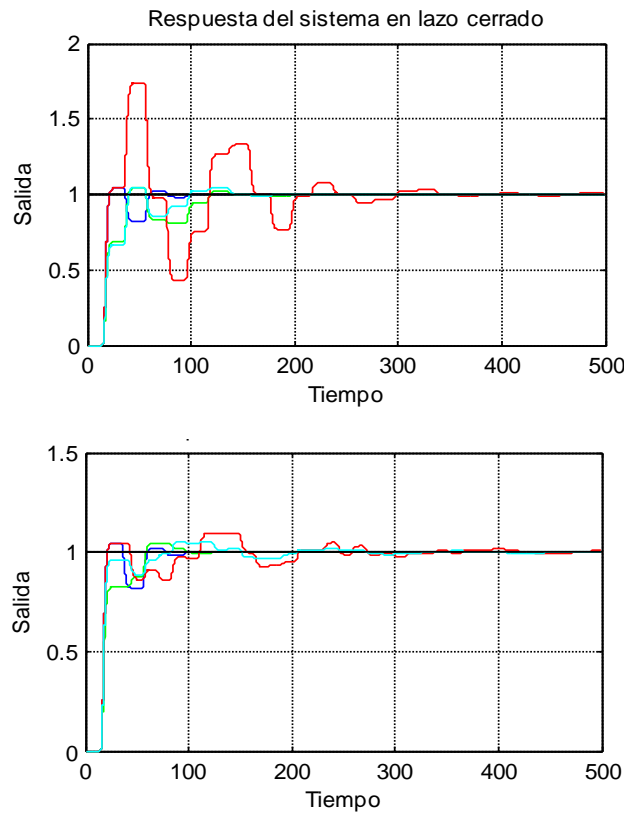
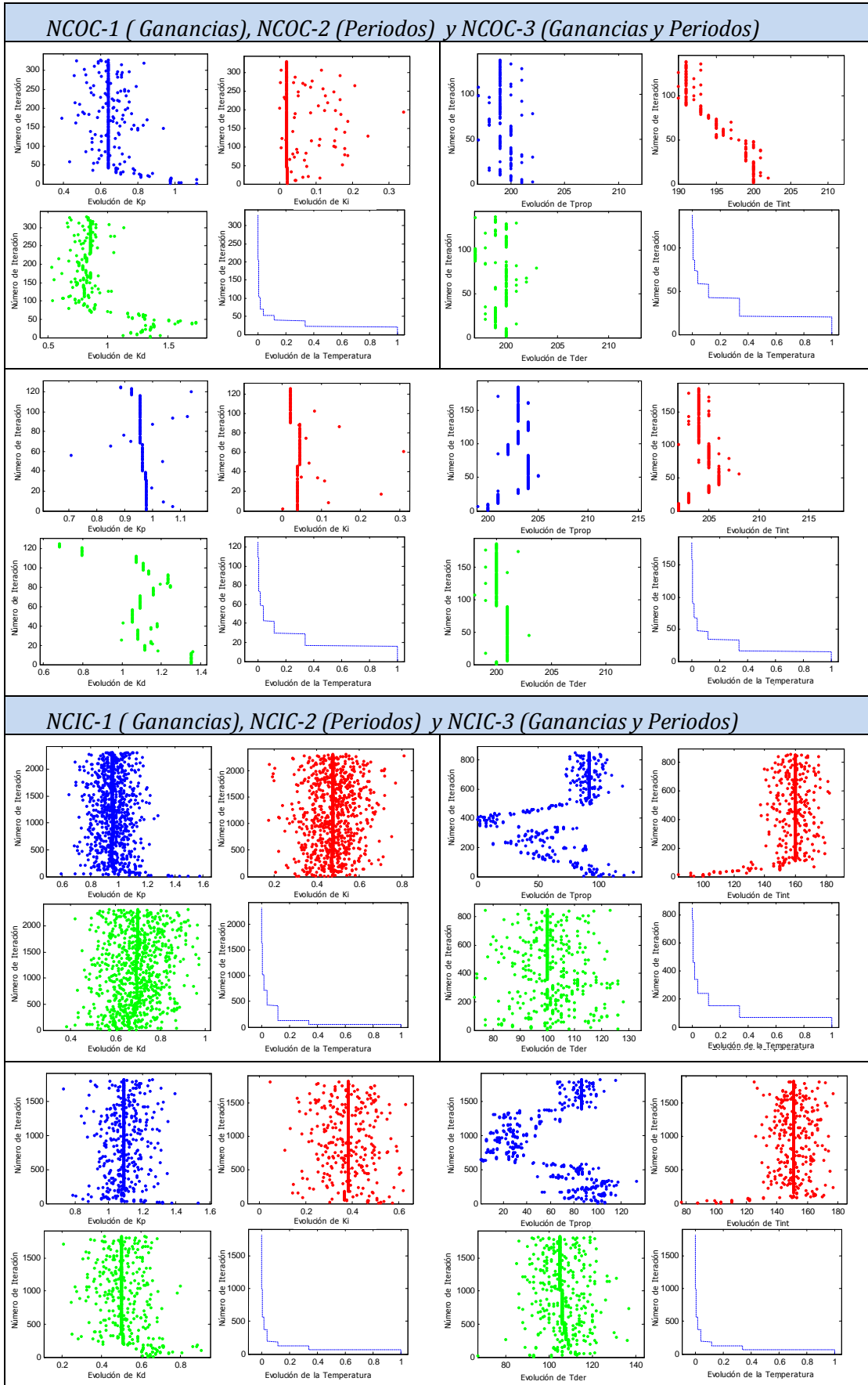


Figura B.4. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso3

Los objetivos no se han conseguido totalmente, pero se realiza un buen ajuste y en los dos casos multifrecuenciales es un controlador PID discreto, con el recálculo de las ganancias mediante el método GTM, la mejor alternativa encontrada. En estos casos también es posible volver aplicar GTM modificando el valor inicial lo que mejora las respuestas. En los casos que se presentan se trabaja solo con una iteración en la aplicación del método con el fin de comparar en el mismo marco de trabajo los resultados obtenidos.








Tabla B.6. Iteraciones del método GTM con el proceso3



B.4. Sistema de tercer orden con un polo en el origen

$$G(s) = \frac{1}{s(s+1)^2}$$

Tabla B.7. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso4

Proceso4										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
2	2	clásico	0.27	0.001	0.42	2	2	2		-	-
1.53	2	NCOC-1	0.17	0.0002	0.61	2	2	2		503	0.13
		NCOC-2	0.27	0.001	0.42	1.61	2.41	1.99		545	0.99
		NCOC-3	0.18	0.0008	0.64	2.42	1.53	2		549	0.31
2	1.99	NCIC-1	0.115	0.0002	0.27	2	2	2		649	0.12
		NCIC-2	0.27	0.001	0.42	2.27	2.99	1.52		1012	4.65
		NCIC-3	0.17	0.0008	0.28	0.8	1	1.62		1288	0.63

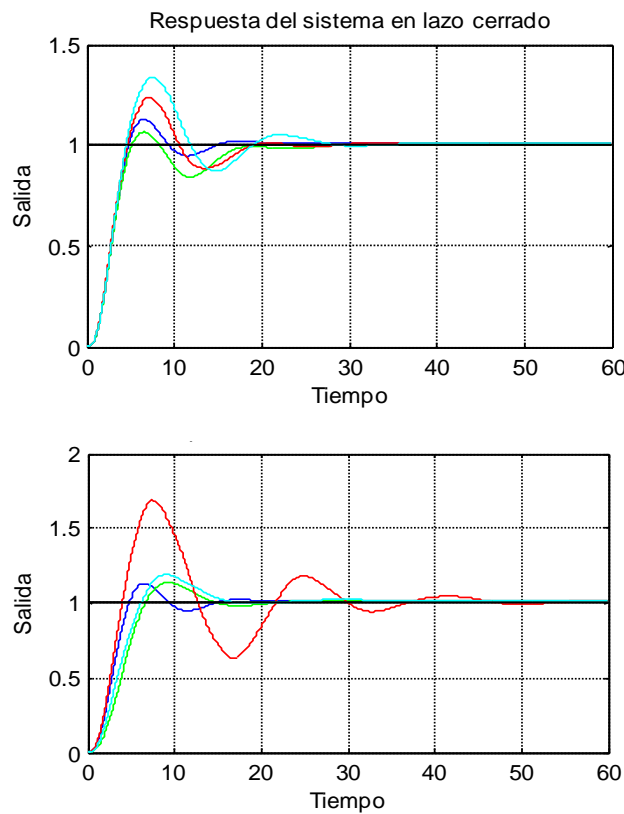
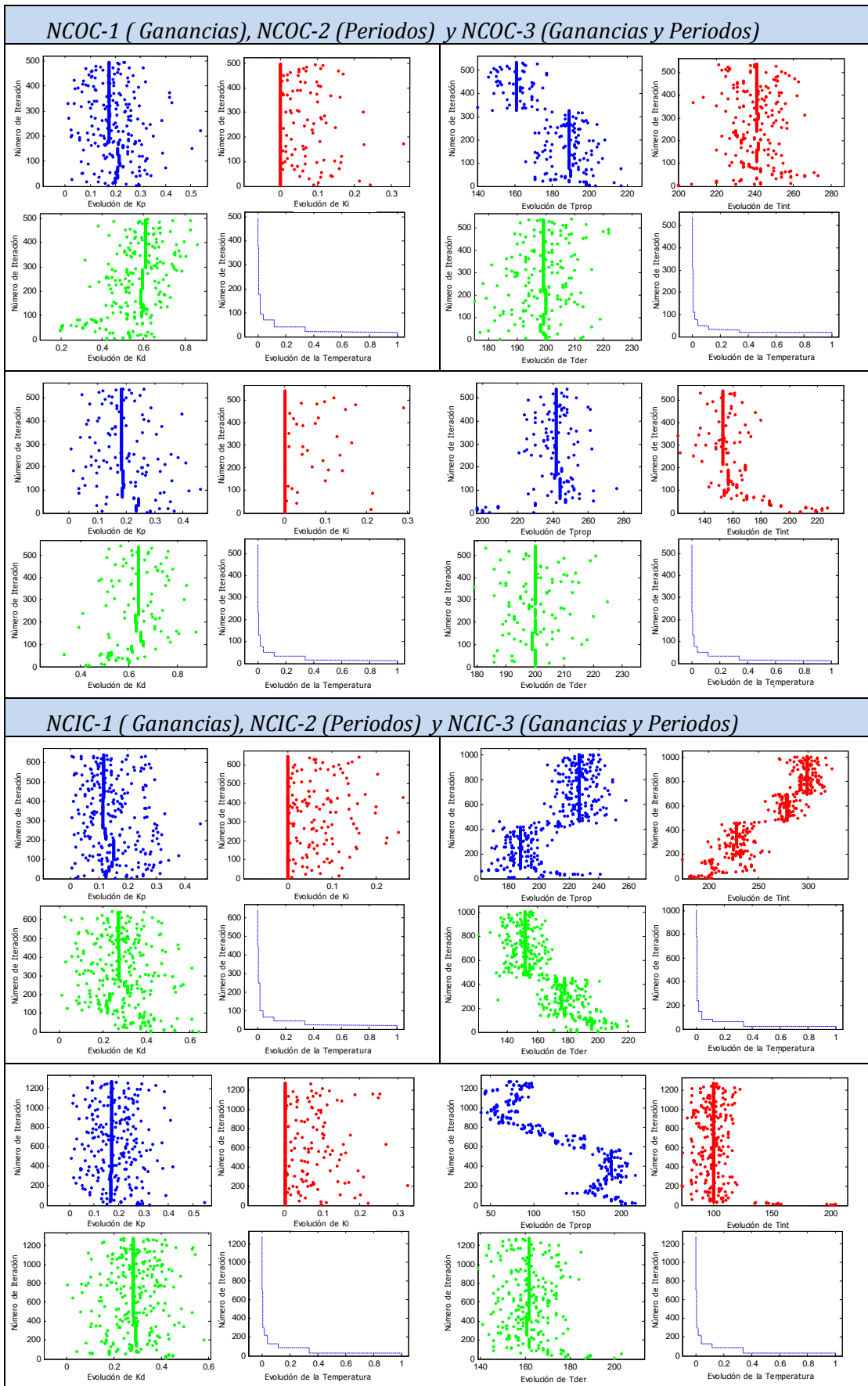


Figura B.5. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso4

Los objetivos se alcanzan en los dos casos multifrecuencia planteados y es un controlador PID discreto clásico con nuevas ganancias calculadas aplicado el método GTM la mejor alternativa encontrada, tanto en el caso NCOC como NCIC.

Tabla B.8. Iteraciones del método GTM con el proceso4



B.5. Sistemas de fase no mínima (con un cero positivo)

$$G(s) = \frac{1 - \alpha_0 s}{(s + 1)^3}, \text{ con } \alpha_0 = 2$$

Tabla B.9. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso5

Proceso5										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
10	10	clásico	0.87	0.086	0.07	10	10	10	—	-	-
6.7	10	NCOC-1	0.92	0.09	0.93	10	10	10	—	545	0.21
		NCOC-2	0.87	0.086	0.07	9	9	11.6	—	237	0.152
		NCOC-3	0.94	0.086	0.0002	9.3	9.8	10.1	—	309	0.0655
10	9.8	NCIC-1	0.57	0.041	0.076	10	10	10	—	1322	8.055
		NCIC-2	0.87	0.086	0.07	10.1	10	9.9	—	274	29.02
		NCIC-3	0.977	0.0957	0.089	10.1	10.2	9.9	—	688	11.48

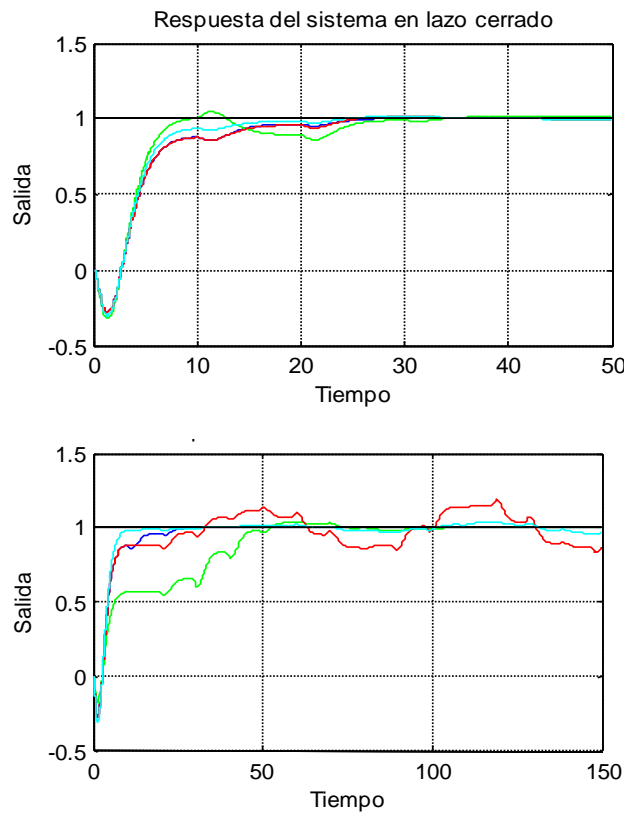
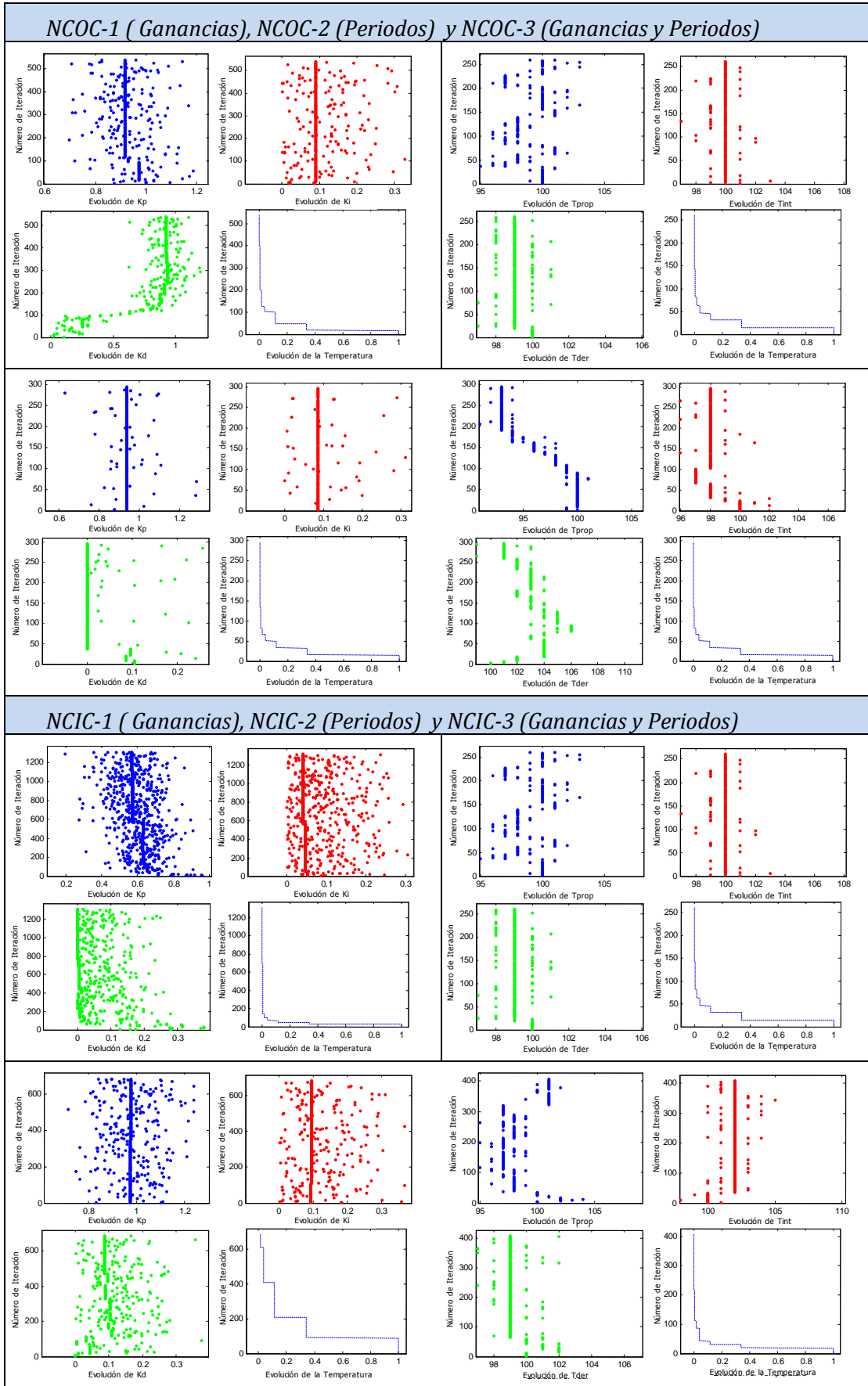


Figura B.6. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso5

El caso multifrecuencia NCOC se sintoniza con un controlador PID-G ajustando los seis parámetros que lo definen y en el caso NCIC no se consigue alcanzar el objetivo propuesto pero el ajuste más cercano lo proporciona GTM en el controlador PID discreto con el recalcu de las ganancias del controlador. Aplicando de nuevo GTM considerando como valores iniciales los obtenidos en NCIC-1 es posible disminuir el valor del índice a 1.29 con $K_p = 0.514$, $K_i = 0.041$ y $K_d = 0.38$ y los periodos internos $T_{prop} = 9.8$, $T_{int} = 9.6$ y $T_{der} = 10.1$.

Tabla B.10. Iteraciones del método GTM con el proceso5



B.6. Sistema con modos rápidos y lentos

$$G(s) = \frac{9}{(s + 1)(s^2 + 2s + 9)}$$

Tabla B.11. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso6

Proceso6										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
2	2	clásico	1.2	0.55	0.04	2	2	2		-	-
1.34	1	NCOC-1	1.23	0.55	0.138	2	2	2		808	1.2234
		NCOC-2	1.2	0.55	0.04	1.97	1.61	1.98		993	0.17
		NCOC-3	1.18	0.51	0.028	1.96	1.8	2.39		1020	0.098
1	1.98	NCIC-1	0.77	0.28	0.00007	2	2	2		1606	6.29
		NCIC-2	1.2	0.55	0.04	1.16	2.67	1.33		773	14.4
		NCIC-3	0.98	0.32	0.017	1.35	2.73	1.34		680	1.16

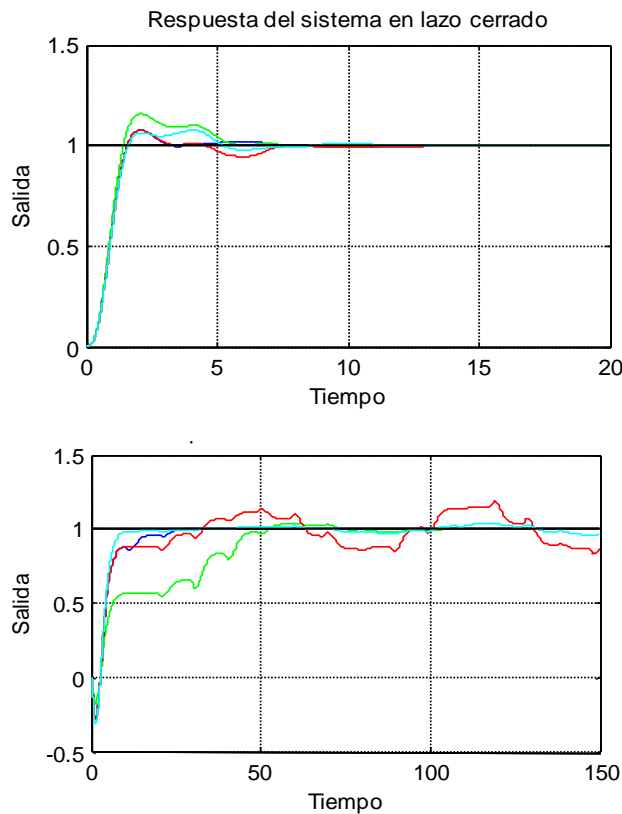
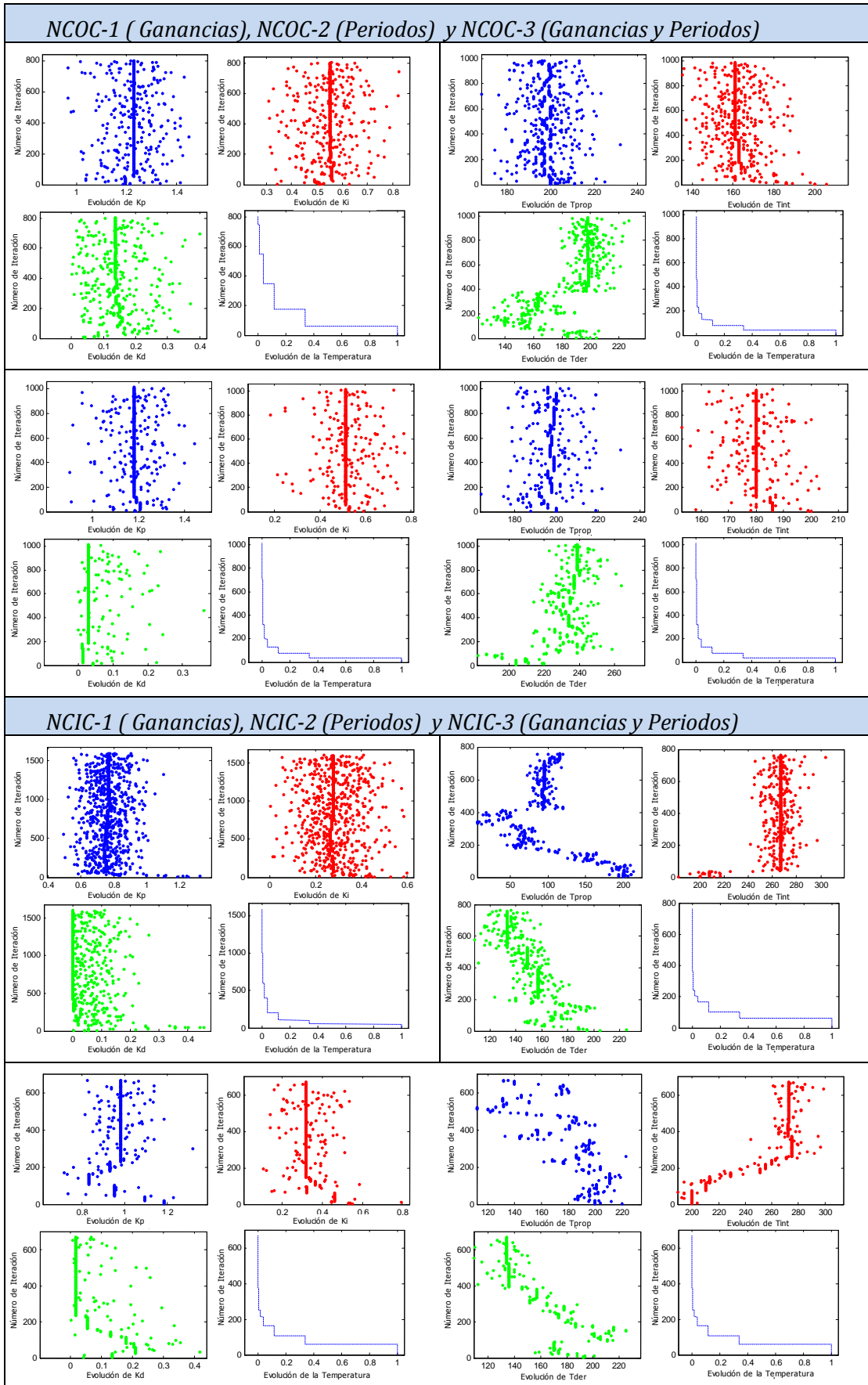


Figura B.7. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso6

El caso multifrecuencia NCOC, que era inestable, se sintoniza mejor con un controlador PID-G ajustando los seis parámetros que lo definen y en el caso NCIC se alcanza la mejor sintonía aplicando también un controlador general. En ambos casos destaca la periodicidad de cálculo de una de las acciones de controlador, aumenta el periodo de la acción derivativa para NCOC y el de la acción integral para NCIC.

Tabla B.12. Iteraciones del método GTM con el proceso6



B.7. Sistema con integrador puro y un tiempo de retardo

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{s}$$

Tabla B.13. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso7

Proceso7										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
0.4	0.4	clásico	3.74	4.08	0.0011	0.4	0.4	0.4		-	-
0.286	0.4	NCOC-1	3.738	3.92	0.21	0.4	0.4	0.4		457	0.797
		NCOC-2	3.74	4.08	0.0011	0.396	0.503	0.4		380	3.84
		NCOC-3	2.92	2.64	0.25	0.13	0.756	0.283		404	0.986
0.4	0.398	NCIC-1	2.82	2.77	0.27	0.4	0.4	0.4		176	1025
		NCIC-2	3.74	4.08	0.0011	0.483	0.928	0.298		206	4498
		NCIC-3	2.79	2.005	0.1287	0.4	0.808	0.336		600	7.55

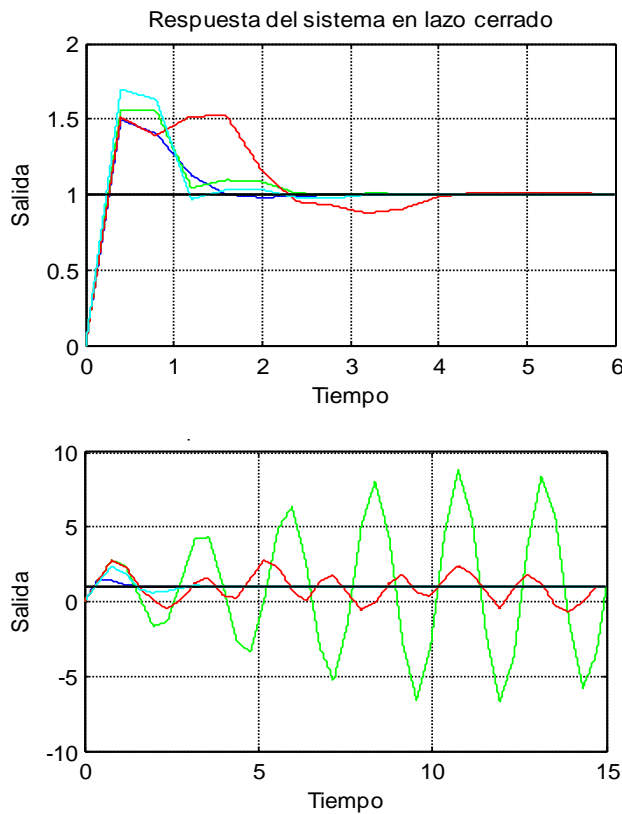
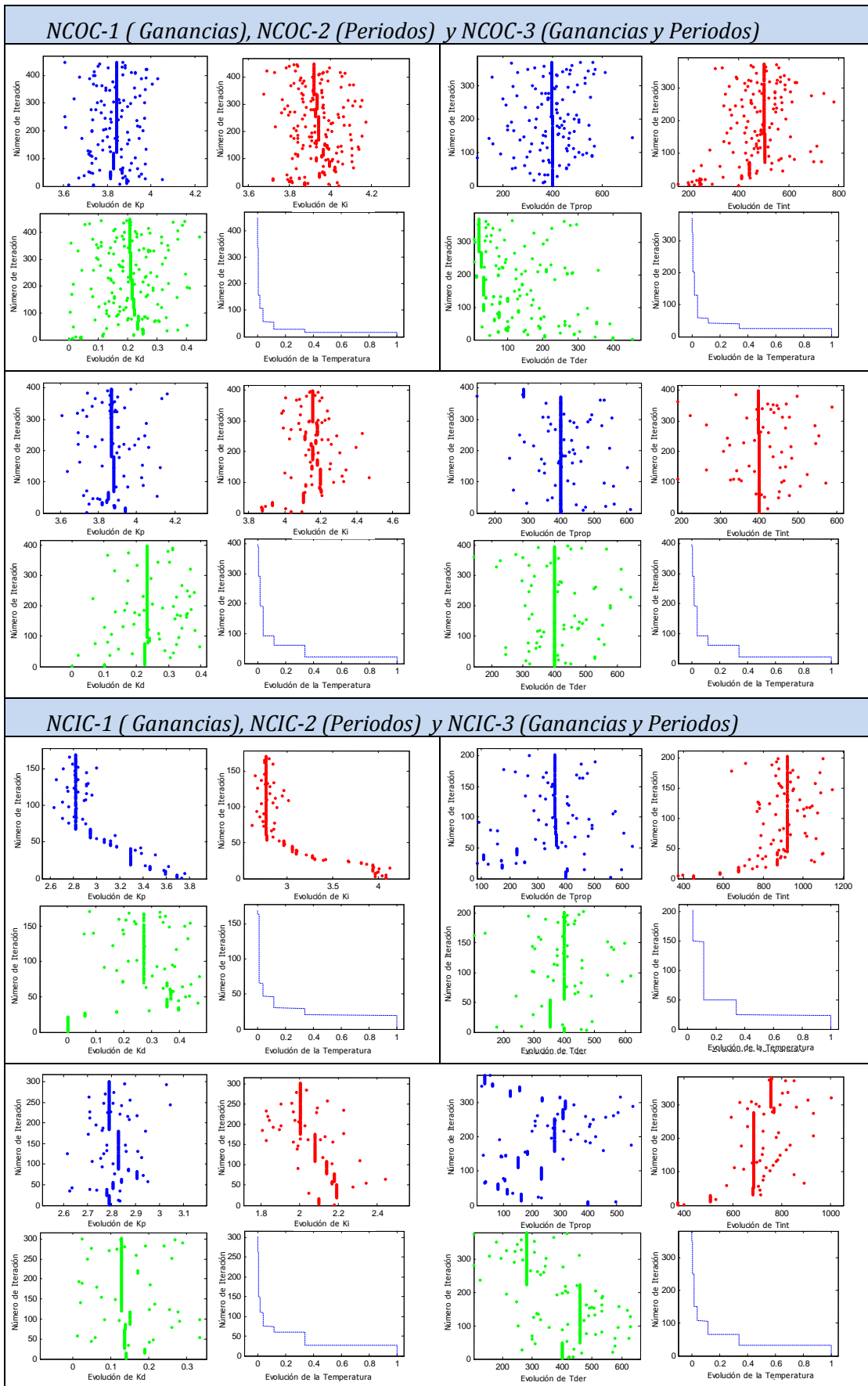


Figura B.8. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso7

El caso multifrecuencia NCOC, que era inestable, se sintoniza con un controlador PID-G ajustando los seis parámetros que lo definen y en el caso NCIC se alcanza la mejor sintonía aplicando también un controlador general variando los 6 parámetros. El caso que proporciona un valor del índice alto, NCIC, se puede mejorar aplicando de forma iterada el método GTM.

Tabla B.14. Iteraciones del método GTM con el proceso 7



B.8. Sistema con modos rápidos y lentos

$$G(s) = \frac{100}{(s + 10)^2} \left(\frac{1}{s + 1} + \frac{0.5}{s + 0.5} \right)$$

Tabla B.15. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso8

Proceso8										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
0.5	0.5	clásico	1.64	1.35	0.11	0.5	0.5	0.5		-	-
0.251	0.5	NCOC-1	1.65	1.33	0.099	0.5	0.5	0.5		1332	0.017
		NCOC-2	1.64	1.35	0.11	0.308	0.581	0.385		1159	0.79
		NCOC-3	1.42	1.35	0.13	0.431	0.519	0.482		732	0.4
0.5	0.489	NCIC-1	0.79	0.87	0.216	0.5	0.5	0.5		577	0.28
		NCIC-2	1.64	1.35	0.11	0.408	1.003	0.665		242	3.89
		NCIC-3	1.31	1.057	0.16	0.5	0.688	0.376		367	1.34

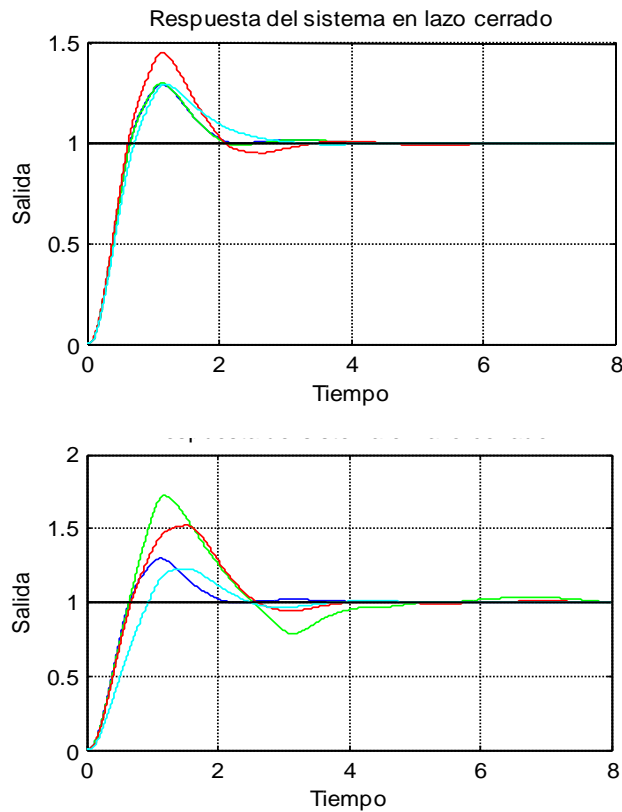
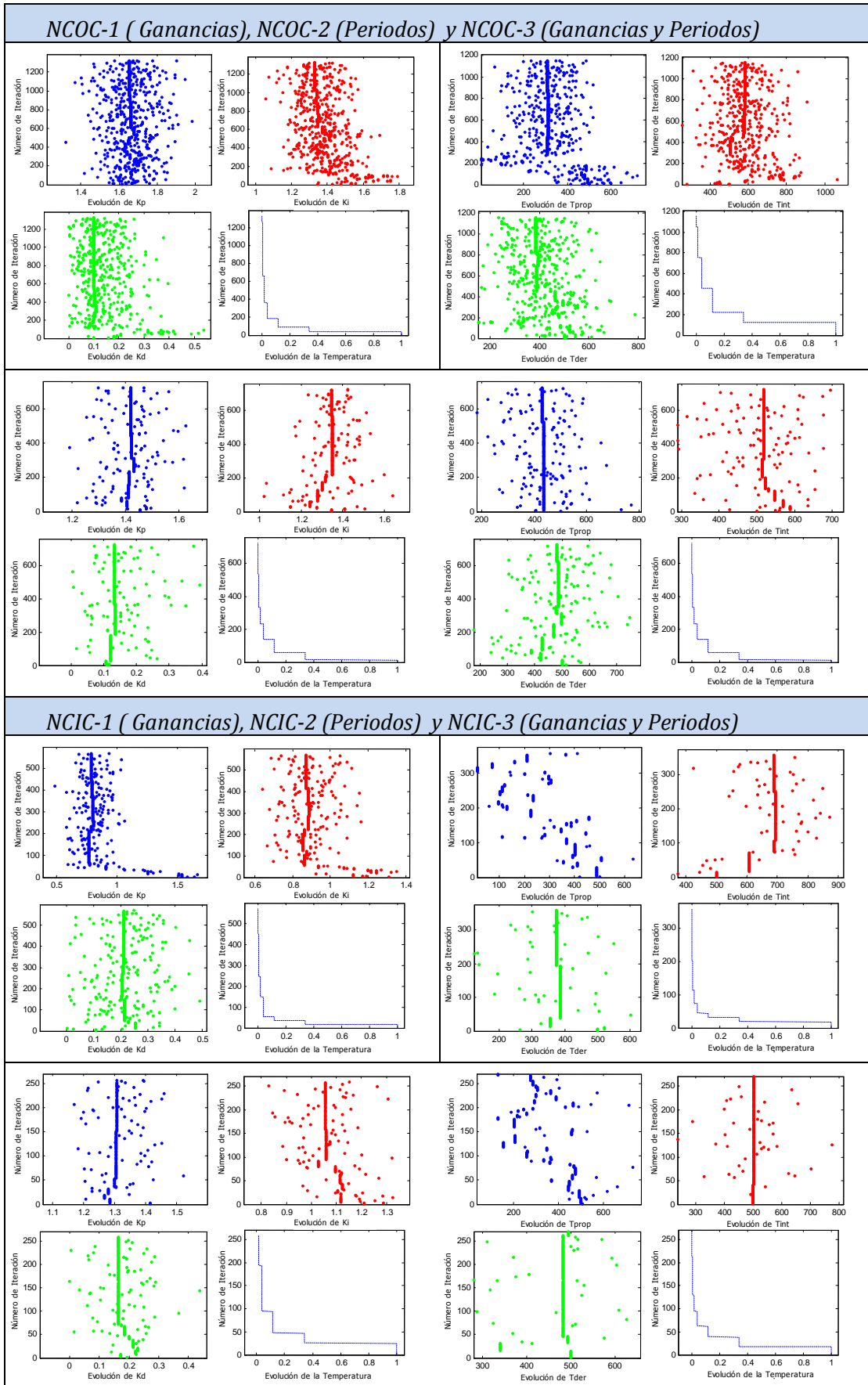


Figura B.9. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso8

Los objetivos se alcanzan en los dos casos multifrecuencia planteados y es un controlador PID discreto clásico con nuevas ganancias calculadas aplicado el método GTM la mejor alternativa encontrada, el caso NCIC es especialmente complejo al ser inestable inicialmente.

Tabla B.16. Iteraciones del método GTM con el proceso8



B.9. Sistema anterior eliminando el modo más lento

$$G(s) = \frac{150}{(s + 10)^2(s + 1)}$$

Tabla B.17. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso9

Proceso9										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
0.25	0.25	clásico	1.93	1.5	0.21	0.25	0.25	0.25		-	-
0.188	0.25	NCOC-1	1.54	1.13	0.29	0.25	0.25	0.25		489	0.5
		NCOC-2	1.93	1.5	0.21	0.25	0.282	0.198		693	1.43
		NCOC-3	1.61	1.24	0.18	0.25	0.173	0.194		460	0.04
0.25	0.249	NCIC-1	1.04	1.28	0.14	0.25	0.25	0.25		227	0.54
		NCIC-2	1.93	1.5	0.21	0.356	0.596	0.216		636	5.48
		NCIC-3	1.42	1.04	0.1	0.306	0.524	0.196		783	0.46

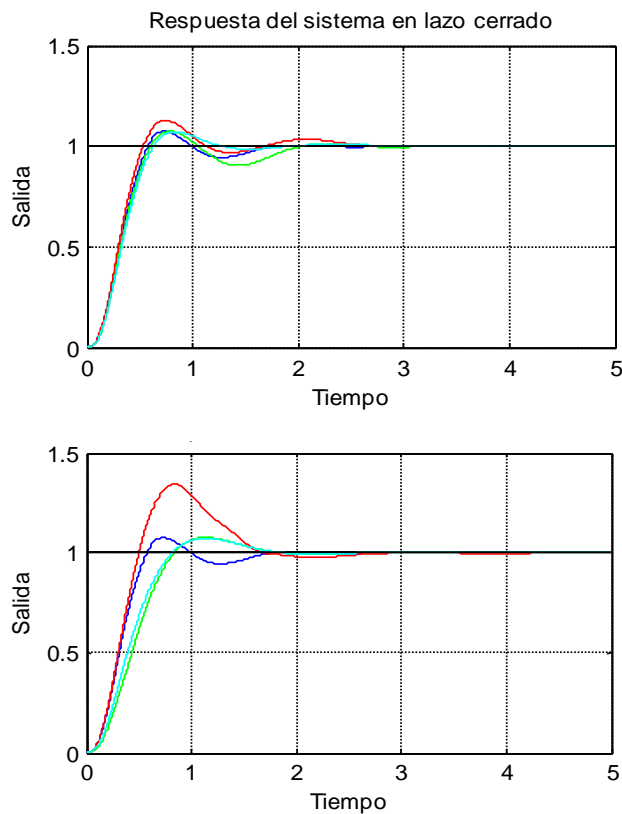
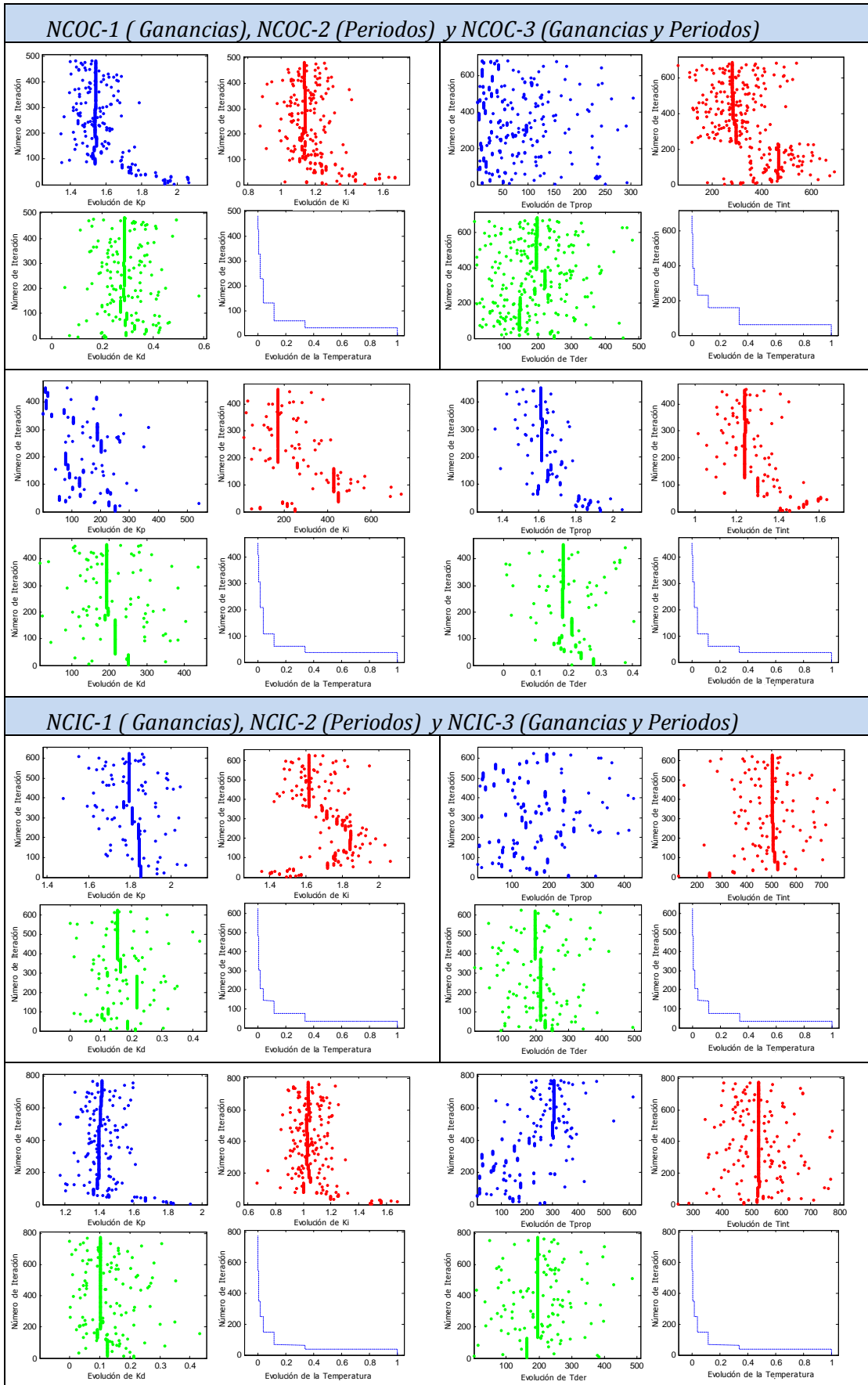


Figura B.10. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso9

Los objetivos se alcanzan en los dos casos multifrecuencia planteados y es un controlador PID-G implementado el que proporciona la respuesta deseada del sistema los seis parámetros del controlador se obtienen aplicando el método de sintonía GTM. En el caso NCIC donde las respuestas son parecidas con distintos controladores existe la posibilidad de buscar equivalencias entre el funcionamiento del controlador discreto monofrecuencia y general sintonizado.

Tabla B.18. Iteraciones del método GTM con el proceso9



B.10. Sistemas oscilatorios estables

$$G(s) = \frac{9}{(s + 1)(s^2 + 9)}$$

Tabla B.19. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para Proceso10

Proceso10										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
5	5	clásico	0.96	0.19	0.06	5	5	5		-	-
3.34	5	NCOC-1	1.1	0.214	0.038	5	5	5		369	0.3
		NCOC-2	0.96	0.19	0.06	4.77	4.35	5.97		349	0.078
		NCOC-3	0.968	0.195	0.127	4.86	4.8	5.07		465	0.08
5	4.88	NCIC-1	0.997	0.194	0.005	5	5	5		313	1.407
		NCIC-2	0.96	0.19	0.06	4.68	5	4.89		338	5.675
		NCIC-3	0.97	0.19	0.11	4.71	5.06	4.92		409	0.457

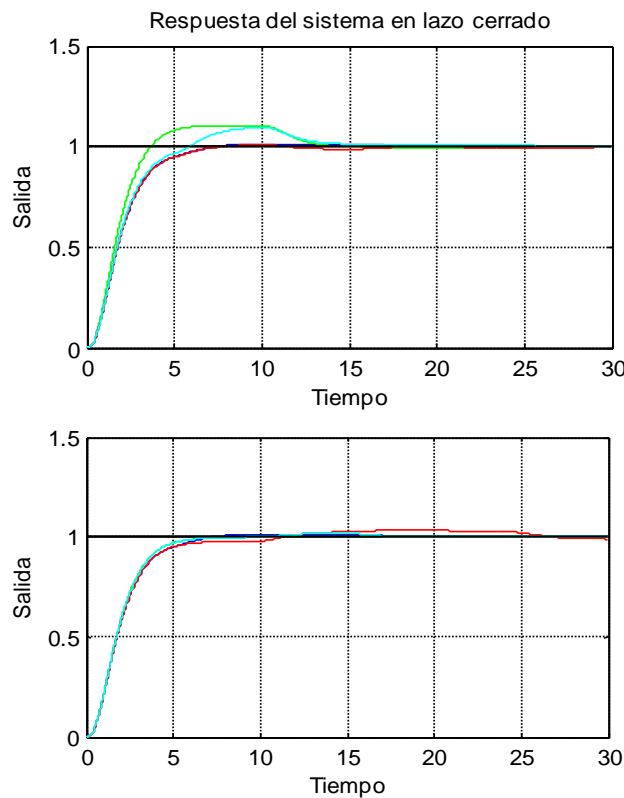
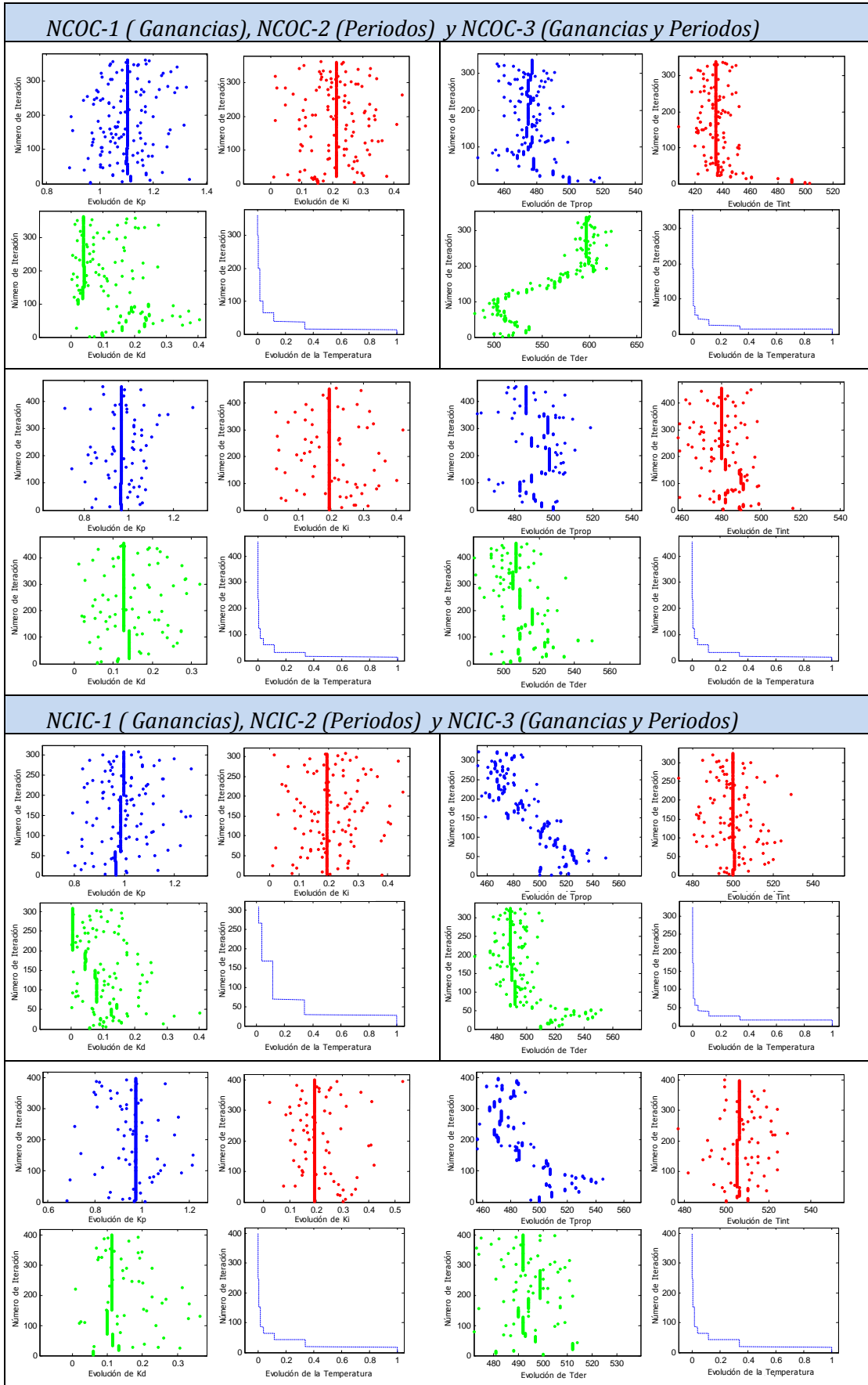


Figura B.11. Respuesta lazo cerrado control NCOC y NCIC Proceso10

Los objetivos se alcanzan en los dos casos multifrecuencia planteados. En el caso NCOC-2 el índice de variación es ligeramente inferior al obtenido en NCOC-3 donde destaca el aumento del periodo de muestreo de la acción derivativa, superior al periodo monofrecuencia. En el caso de NCIC-3 la respuesta es mucho mejor que en los otros dos controladores calculados. El caso que suele proporcionar valores elevados de la función objetivo es la sintonía de PID donde se modifican los periodos de cálculo (NCIC-2) provocado por la activación de la condición de parada del algoritmo RS.

Tabla B.20. Iteraciones del método GTM con el proceso10



B.11. Sistema condicionalmente estable

$$G(s) = \frac{(s + 6)^2}{s(s + 1)^2(s + 36)}$$

Tabla B.21. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso11

Proceso11										Algoritmo	
T_y	T_u	Tipo PID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	N° pasos	J
1.5	1.5	clásico	0.33	6.14E-6	0.44	1.5	1.5	1.5		-	-
1.17	1.5	NCOC-1	0.24	3.47E-5	0.52	1.5	1.5	1.5		673	0.78
		NCOC-2	0.33	6.14E-6	0.44	1.25	1.19	1.49		377	5.9
		NCOC-3	0.23	6.14E-6	0.325	1.35	2.34	1.49		518	0.36
1.5	1.49	NCIC-1	0.14	6.14E-6	0.22	1.5	1.5	1.5		453	0.77
		NCIC-2	0.33	6.14E-6	0.44	1.93	1.04	1.34		489	15.4
		NCIC-3	0.13	6.14E-6	0.3	1.01	2.06	1.68		398	1.16

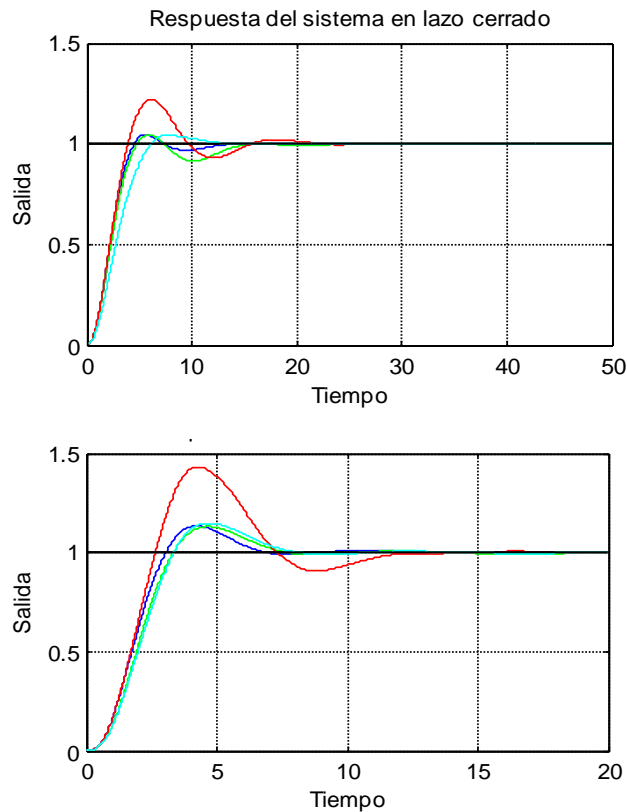
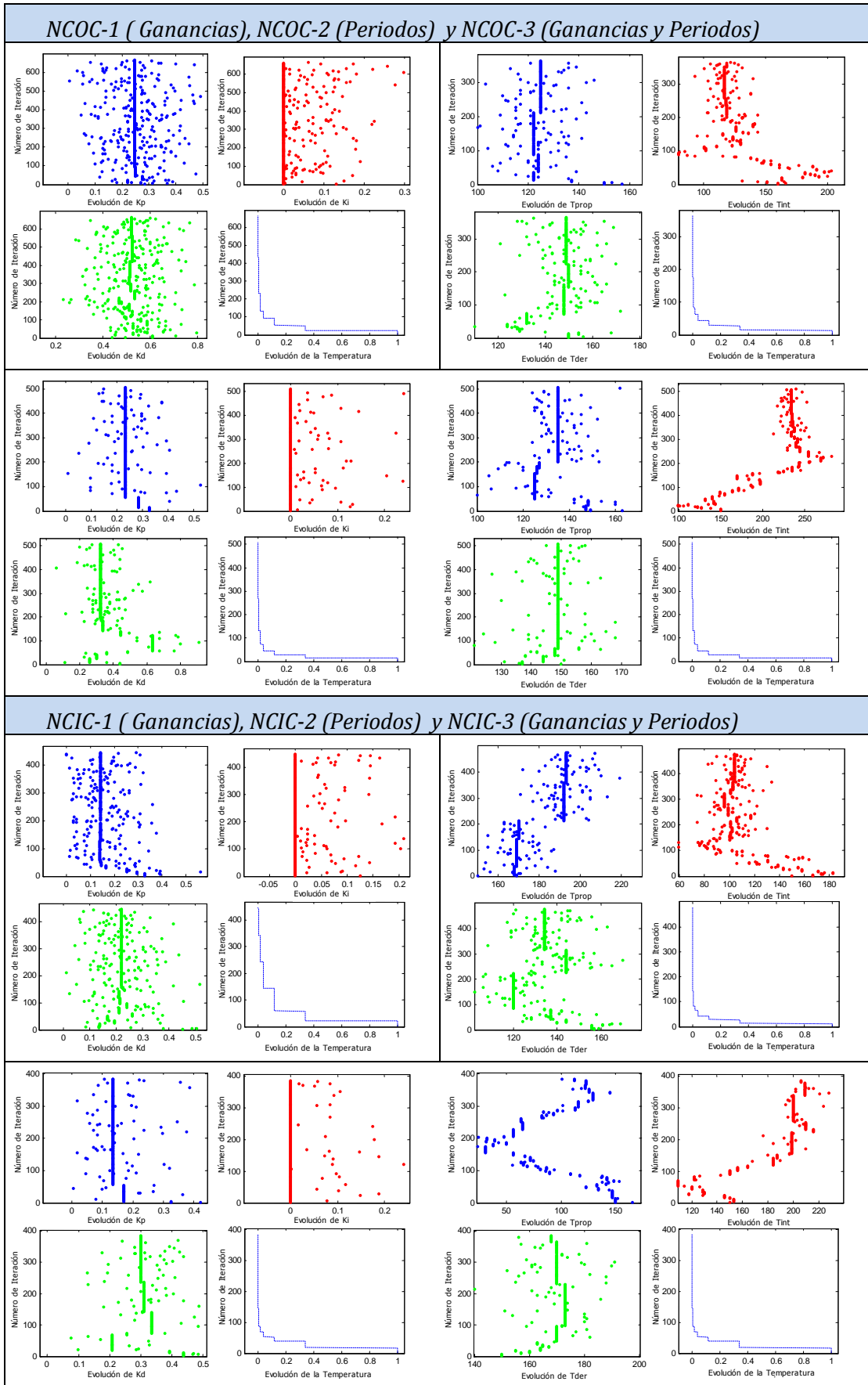


Figura B.12. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso11

Con la ganancia de la acción integral prácticamente nula, los objetivos se alcanzan en los dos casos multifrecuencia planteados siendo un controlador PID-G calculado variando los seis parámetros el que proporciona mejor índice de variación para el caso NCOC frente al PID digital calculado aplicando GTM solo con la variación de las ganancias del controlador para el caso NCIC.








Tabla B.22. Iteraciones del método GTM con el proceso 11



B.12. Sistema Inestable

$$G(s) = \frac{5}{(s + 5)(s - 1)}$$

Tabla B.23. Situaciones planteadas y parámetros PID-G para proceso12

Proceso12										Algoritmo	
T_y	T_u	TipoPID	K_p	K_i	K_d	T_{prop}	T_{int}	T_{der}	Respuesta	Nº pasos	J
0.1	0.1	clásico	13.2	45.46	2.14	0.1	0.1	0.1		-	-
0.074	0.1	NCOC-1	10.89	43.89	1.56	0.1	0.1	0.1		568	1.002
		NCOC-2	13.2	45.46	2.14	0.098	0.101	0.1		394	1.35
		NCOC-3	13.48	45.135	2.26	0.156	0.133	0.1		840	0.77
0.1	0.074	NCIC-1	11.35	46.14	1.72	0.1	0.1	0.1		586	1.2
		NCIC-2	13.2	45.46	2.14	0.113	0.13	0.1		327	2.53
		NCIC-3	11.79	41.5	1.96	0.06	0.09	0.1		468	2.05

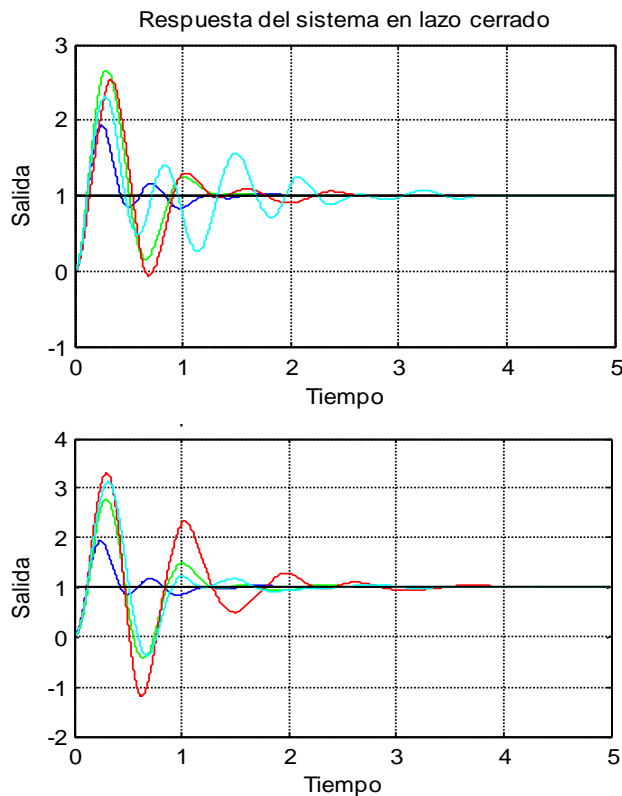


Figura B.13. Respuesta lazo cerrado con controlador NCOC y NCIC con el proceso12

Con muy ligeras variaciones en las ganancias calculadas aplicando GTM en su tercera forma, variando los seis parámetros, se obtiene un buen comportamiento del sistema en el caso NCIC mientras que el caso NCOC se consigue mejorar el comportamiento del sistema con un valor del índice de variación ligeramente superior a la unidad, con el aumento de la ganancia integral y disminuyendo las ganancias integral y derivativa. Si se desea ajustar más la respuesta se puede aplicar de nuevo el método de sintonía variando el valor inicial el algoritmo al calculado en NCIC-1.

Tabla B.24. Iteraciones del método GTM con el proceso12

