



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

**“EVALUACIÓN Y ANÁLISIS COMPARATIVO DE LAS
ESTRATEGIAS DE SINTONIZACIÓN, OPTIMIZACIÓN Y
APROXIMACIÓN DE CONTROLADORES DE ORDEN
FRACCIONARIO APLICADOS A SISTEMAS MECATRÓNICOS”**

LUIS ANÍBAL CÓRDOVA VIVANCO

Trabajo de Titulación modalidad: Proyectos de Investigación y Desarrollo, presentado ante el Instituto de Posgrado y Educación Continua de la ESPOCH, como requisito parcial para la obtención del grado de:

**MAGISTER EN SISTEMAS DE CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN
INDUSTRIAL**

**RIOBAMBA – ECUADOR
Enero 2020**



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

CERTIFICACIÓN

EL TRIBUNAL DE TRABAJO DE TITULACIÓN CERTIFICA QUE:

El trabajo de titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, titulado: “EVALUACIÓN Y ANÁLISIS COMPARATIVO DE LAS ESTRATEGIAS DE SINTONIZACIÓN, OPTIMIZACIÓN Y APROXIMACIÓN DE CONTROLADORES DE ORDEN FRACCIONARIO APLICADOS A SISTEMAS MECATRÓNICOS”, de responsabilidad del señor Luis Aníbal Córdova Vivanco, ha sido prolijamente revisado y se autoriza su presentación.

Tribunal:

Tribunal:

ING. JOSÉ LUIS MORALES GORDON; M.Sc.

PRESIDENTE

ING. CARLOS ALBERTO CALDERON CÓRDOVA; M.Sc.

DIRECTOR

ING. MIGUEL ÁNGEL CARABALLO NÚÑEZ; Ph.D.

MIEMBRO

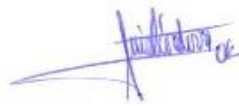
ING. ALFONSO JAVIER GUNSHA MORALES; M.Sc.

MIEMBRO

Riobamba, enero 2020

DERECHOS INTELECTUALES

Yo, LUIS ANIBAL CÓRDOVA VIVANCO, declaro que soy responsable de las ideas, doctrinas y resultados expuestos en el presente Trabajo de Titulación modalidad Proyectos de Investigación y Desarrollo, y que el patrimonio intelectual generado por el mismo pertenece exclusivamente a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.



Luis Aníbal Córdova Vivanco

C.I. 1103919328

© 2020, **Luis Aníbal Córdova Vivanco**

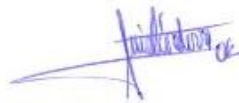
Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

DECLARACIÓN DE AUTENTICIDAD

Yo, Luis Aníbal Córdova Vivanco, declaro que el presente Proyecto de Investigación es de mi autoría y que los resultados del mismo son auténticos y originales. Los textos constantes en el documento que provienen de otra fuente están debidamente citados y referenciados.

Como autor, asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Proyecto de Investigación de maestría.

Riobamba, enero de 2020.



Luis Aníbal Córdova Vivanco

C.I: 1103919328

DEDICATORIA

A mi hija Milagros Monserrath que es mi fuerza y mi debilidad.

Luis Aníbal.

AGRADECIMIENTOS

El éxito no lo he obtenido yo, sino el poder del Espíritu Santo.

Luis Aníbal.

CONTENIDO

RESUMEN

SUMMARY

CAPÍTULO I

1	INTRODUCCIÓN	16
1.1	Planteamiento del problema.....	16
<i>1.1.1</i>	<i>Situación problemática</i>	<i>16</i>
1.2	Formulación del problema	17
1.3	Preguntas específicas	17
1.4	Justificación de la investigación.....	18
1.5	Objetivos de la investigación	19
<i>1.5.1</i>	<i>General:.....</i>	<i>19</i>
<i>1.5.2</i>	<i>Específicos:.....</i>	<i>19</i>
1.6	Hipótesis.....	20
<i>1.6.1</i>	<i>Hipótesis general.....</i>	<i>20</i>
<i>1.6.2</i>	<i>Hipótesis específicas.....</i>	<i>20</i>
	CAPÍTULO II	21
2	MARCO DE REFERENCIA	21
2.1.	Estado del arte.....	21
	CAPÍTULO III.....	38
3	DISEÑO DE INVESTIGACIÓN	38
3.1.	Motor DC	38
<i>3.1.1.</i>	<i>Criterios de selección</i>	<i>38</i>
<i>3.1.2.</i>	<i>Modelo matemático</i>	<i>39</i>
3.2.	Identificación del sistema	42
<i>3.2.1.</i>	<i>Métodos basados en la curva de reacción</i>	<i>42</i>
<i>3.2.1.1.</i>	<i>Método de recta tangente.....</i>	<i>42</i>
<i>3.2.1.2.</i>	<i>Método de Dos Puntos (1/4 - 3/4), Alfaro.....</i>	<i>43</i>
<i>3.2.2.</i>	<i>Métodos basados en herramienta computacional de Matlab</i>	<i>44</i>
<i>3.2.2.1.</i>	<i>Toolbox System Identification.....</i>	<i>45</i>
<i>3.2.2.2.</i>	<i>PID Tuner, Plant Identification.</i>	<i>46</i>
3.3.	Fundamento de cálculo y control fraccionario.	48
<i>3.3.1.</i>	<i>Definiciones.....</i>	<i>48</i>
<i>3.3.2.</i>	<i>Herramientas de Software</i>	<i>49</i>
<i>3.3.2.1.</i>	<i>@fotf.....</i>	<i>49</i>
<i>3.3.2.2.</i>	<i>CRONE Toolbox.....</i>	<i>49</i>

3.3.2.3.	<i>FOMCON</i>	50
3.3.2.4.	<i>Ninteger</i>	50
3.3.3.	<i>Diseño de controladores FOPID</i>	52
3.3.3.1.	<i>Métodos de sintonización</i>	53
3.3.3.2.	<i>Algoritmos de optimización</i>	58
3.3.3.3.	<i>Índices de desempeño</i>	62
3.3.3.4.	<i>Algoritmos de aproximación</i>	63
3.3.4.	<i>La prueba t-Student</i>	66
	CAPÍTULO IV	67
4	RESULTADOS Y DISCUSIÓN	67
4.1	Obtención de la función de transferencia del motor	67
4.1.1	<i>Selección del motor y simulación</i>	68
4.1.2	<i>Modelado matemático del motor DC</i>	69
4.1.3	<i>Modelado teórico</i>	70
4.2	Identificación del sistema	71
4.2.1	<i>Métodos basados en la curva de reacción</i>	71
4.2.2	<i>Métodos basados en la herramienta computacional de Matlab</i>	73
4.3	Validación del modelo	74
4.4	Diseño de controladores FOPID	76
4.5	Respuesta del sistema en lazo cerrado	83
4.5.1	<i>Datos paramétricos de la respuesta temporal: sobreelongación, tiempo de establecimiento e índices de desempeño</i>	83
4.5.2	<i>Determinar la función de transferencia de los controladores FOPID, usando métodos de aproximación continua</i>	91
4.6	Controladores de orden fraccionario con la mejor respuesta	158
4.6.1	<i>Análisis y comparación de resultados</i>	158
4.7	Análisis estadístico	160
	CONCLUSIONES	164
	RECOMENDACIONES	166
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Resumen de controladores y casos.....	22
Tabla 2-2: Resumen del Error cuadrático Medio de los controladores.	25
Tabla 2-3: Parámetros temporales de controladores de orden fraccionario.	26
Tabla 2-4: Índices de desempeño de controladores PID y PI de orden fraccionario.....	26
Tabla 2-5: Índices de desempeño de controladores FOPID y FOPI.....	29
Tabla 2-6: Especificaciones con diferentes algoritmos.	35
Tabla 3-1: Herramientas computacionales.	51
Tabla 3-2: Cálculo de K_p , T_i y T_d , en lazo cerrado.	53
Tabla 3-3: Cálculo de K_p , K_i y K_d , en lazo abierto.	54
Tabla 3-4: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización CHR1.....	56
Tabla 3-5: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización CHR2.....	56
Tabla 3-6: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización Cohen-Coon. ...	57
Tabla 3-7: Combinaciones de diseño de controladores PID fraccionario.	65
Tabla 4-1: Comparativa de valores de parámetros de motores preseleccionados.	67
Tabla 4-2: Velocidad angular de cada motor DC y su error en estado estacionario.	68
Tabla 4-3: Parámetros del motor DC.....	69
Tabla 4-4: Comparación de respuesta de salida de velocidad en simulación.....	75
Tabla 4-5: Parámetros de controladores PID.....	76
Tabla 4-6: Tabla de parámetros de controladores FOPID.	77
Tabla 4-7: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Ziegler-Nichols.....	84
Tabla 4-8: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basado en AMIGO.	85
Tabla 4-9: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Chien-Hrone-Reswick (regulación por set point).	86
Tabla 4-10: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Chien-Hrone-Reswick (rechazo a perturbaciones).....	87
Tabla 4-11: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Cohen-Coon.....	89
Tabla 4-12: Respuestas temporales de controladores (FTC=función de transferencia continua).	93
Tabla 4-13: Prueba t, Crone & Matsuda.....	161
Tabla 4-14: Prueba t, Crone & Carlson.	161

Tabla 4-15: Prueba t, Matsuda & Carlson.	162
Tabla 4-16: Prueba t, NM & IP.	162
Tabla 4-17: Prueba t, NM & SQP.....	163
Tabla 4-18: Prueba t, IP & SQP.....	163

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Control MIMO de nivel, sintonizado con PSO descentralizado.	23
Figura 2-2: Control MIMO de temperatura, sintonizado con PSO descentralizado.	23
Figura 2-3: Control MIMO de nivel, sintonizado con PSO centralizado.....	24
Figura 2-4: Control MIMO de temperatura, sintonizado con PSO centralizado.....	24
Figura 2-5: Respuesta optimizada con el controlador PID y FO-PID.....	28
Figura 2-6: Respuesta ocon el controlador PID y FO-PID.....	29
Figura 2-7: Respuesta en lazo cerrado de la planta simulada.....	30
Figura 2-8: Respuesta en lazo cerrado de la planta real.	31
Figura 2-9: Respuesta en el punto de ajuste de 85 °C.	31
Figura 2-10: Respuesta de PID versus FOPID	32
Figura 2-11: Ángulo con cambio de carril en carretera helada.	32
Figura 2-12: Ángulo con giro en J en carretera helada.	33
Figura 2-13: Curva de dinámica de datos en tiempo real.	33
Figura 2-14: Solución óptima de Pareto.	34
Figura 2-15: Respuesta del sistema con la función de costo MSQR.....	36
Figura 2-16: Respuesta del sistema con la función de costo MTSQR	36
Figura 2-17: Respuesta del sistema con la función de costo MMFAE	37
Figura 3-1: Circuito simplificado del motor DC controlado por la armadura.....	40
Figura 3-2: Diagrama de bloques del motor DC controlado por el inducido.....	41
Figura 3-3: Método de la recta tangente.....	43
Figura 3-4: Método de dos puntos de Alfaro.....	44
Figura 3-5: Panel principal de la función identificación.	45
Figura 3-6: PID Tuner.	46
Figura 3-7: PID Tuner, identificación de planta, estructura más retardo.	47
Figura 3-8: Proceso para el diseño de controladores fraccionarios.....	52
Figura 3-9: Pasos de diseño de controladores fraccionarios.	65
Figura 4-1: Simulación del modelo teórico del motor seleccionado.....	69
Figura 4-2: Respuesta por el método de la recta tangente.....	72
Figura 4-3: Respuesta por el método de dos puntos de Alfaro.....	73
Figura 4-4: Herramienta computacional Process Models.	73
Figura 4-5: Identificación por medio de PID Tuner.....	74
Figura 4-6: Comparación de modelos identificados.....	76

Figura 4-7: Controladores FOPID Ziegler Nichols: Parámetros temporales.	153
Figura 4-8: Controladores FOPID Ziegler Nichols: Índices de desempeño.....	154
Figura 4-9: Controladores FOPID AMIGO: Parámetros temporales.....	154
Figura 4-10: Controladores FOPID AMIGO: Índices de desempeño.	155
Figura 4-11: Controladores FOPID CHR1: Parámetros temporales.	155
Figura 4-12: Controladores FOPID CHR1: Índices de desempeño.	156
Figura 4-13: Controladores FOPID CHR2: Parámetros temporales.	156
Figura 4-14: Controladores FOPID CHR2: Índices de desempeño.	157
Figura 4-15: Controladores FOPID CC: Parámetros temporales.....	157
Figura 4-16: Controladores FOPID CC: Índices de desempeño.	158
Figura 4-17: Parámetros Temporales de mejores controladores FOPID.....	159
Figura 4-18: Índices de desempeño de mejores controladores FOPID.	160
Figura 4-19: Respuesta del sistema mejores controladores FOPID.	160

RESUMEN

Se realizó una evaluación comparativa del desempeño de los diferentes controladores PID de orden fraccionario (FOPID) aplicados a procesos FODPT, el proceso utilizado en este estudio es un motor DC. En el procedimiento de diseño de los controladores FOPID se utilizan cuatro etapas: métodos de sintonización, algoritmos de optimización, índices de desempeño y algoritmos de aproximación. En cada una de estas etapas existe una variedad de metodologías y algoritmos, lo cual vuelve complejo el diseño de un controlador FOPID aplicado a un proceso en particular. Para el análisis comparativo se utilizó cuatro (4) métodos de sintonización: Ziegler-Nichols, Amstrom-Hagglund (AMIGO), Chien-Hromes-Reswick (CHR) y Cohen Coon (CC); además se aplicó (3) algoritmos de optimización Nelder-Mead (NM), el punto interior (IP) y el algoritmo secuencial de programación cuadrática (SQP); con respecto a la fase de aproximación de orden fraccional a orden entero, se utilizó tres (3) algoritmos: Crone, Matsuday Carlson; y finalmente para cuantificar el desempeño de, método de sintonización e utilizaron cuatro (4) índices de error: ISE, IAE, ITSE e ITAE. Como resultado del presente trabajo se generaron 180 controladores FOPID, de los cuales se muestra que, al aplicar el algoritmo de sintonización de ZN, junto con el algoritmo de optimización SQP, seleccionando la métrica de desempeño ITAE y el algoritmo de aproximación Matsuda, se convierte en la comunicación óptima de estrategias aplicadas al diseño de controladores FOPID. La simulación en lazo cerrado entre este controlador y el proceso nos entregó los mejores resultados en la respuesta temporal, se obtuvo un porcentaje de sobre elongación de 1.07% y un tiempo de establecimiento de 1.3 milisegundos. Finalmente, se recomienda emplear la planta identificada por la herramienta PID Tuner, este modelo de primer orden con tiempo de retardo presenta mejores resultados de simulación en los parámetros temporales con respecto a los otros modelos.

Palabras clave: <TECNOLOGIA Y CIENCIAS DE LA INGENIERIA, CONTROL AUTOMATICO FOPID (CONTROLADOR)>, <METODOS DE SINTONIZACION>, <ALGORITMOS DE OPTIMIZACION>, <INDICE DE DESEMPEÑO>, <ALGORITMOS DE APROXIMACION >.



SUMMARY

A comparative evaluation of the performance of the different fractional order PID controllers (FOPID) applied to FODPT processes was performed, the process used in this study is a DC motor. Four steps are used in the design procedure of FOPID controllers: tuning methods, optimization algorithms, performance indexes and approximation algorithms. In each of these stages there is a variety of methodologies and algorithms, which makes the design of a FOPID controller applied to a particular process complex. For the comparative analysis four (4) tuning methods were used: Ziegler-Nichols, Amstrom-Hagglund (AMIGO), Chien-Hromes-Reswick (CHR) and Cohen Coon (CC); In addition, (3) Nelder-Mead optimization algorithms (NM), the internal point (IP) and the sequential quadratic programming algorithm (SQP) were applied; With respect to the phase of approximation of fractional order to whole order, three (3) algorithms were used: Crone, Matsuday Carlson; and finally to quantify the performance of the tuning method and used four (4) error rates: ISE, IAE, ITSE and ITAE. As a result of this work, 180 FOPID controllers were generated, of which it is shown that, when applying the ZN tuning algorithm, together with the SQP optimization algorithm, selecting the ITAE performance metric and the Matsuda approximation algorithm, it becomes in the optimal communication of strategies applied to the design of FOPID controllers. The closed loop simulation between this controller and the process gave us the best results in the temporal response, an elongation percentage of 1.07% was obtained and an establishment time of 1.3 milliseconds. Finally, it is recommended to use the plant identified by the PID Tuner tool, this first-order model with delay time has better simulation results in the temporal parameters with respect to the other models.

Keywords: <ENGINEERING TECHNOLOGY AND SCIENCES, FOPID AUTOMATIC CONTROL (CONTROLLER)>, <TUNING METHODS>, <OPTIMIZATION ALGORITHMS>, <PERFORMANCE INDEX>, <APPROXIMATION ALGORITHMS>.



CAPÍTULO I

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Planteamiento del problema

1.1.1 Situación problemática

En las últimas décadas tanto a nivel mundial, regional y local, en el área de control automático, el uso del cálculo fraccionario se ha incrementado de manera significativa, así lo demuestra su presencia en las distintas líneas de investigación propuestas por la academia para la automatización industrial, de ahí que los resultados pueden convertirse en innovadoras oportunidades de Spin Off.

Dentro de la industria, el uso de sistemas mecatrónicos presenta un amplio catálogo de problemas a resolver relacionados con el control, entre otros podemos mencionar: encendido electrónico, conducción asistida y producción en serie de vehículo (González-Palacios, 2011), domótica e implementaciones de Smart Cities, brazos robóticos, entre otros (A. Mahfouz, M. K., y A. Salem, 2013). Los sistemas mecatrónicos están formados por: sensores, actuadores, controladores e interfaces, que en todo momento procesan información y ejecutan programas con cierto grado de inteligencia (Arreguín, Vargas, José, Gorrostieta, y Efrén, 2018).

Uno de los componentes elementales en el análisis, diseño y desarrollo de sistemas mecatrónicos es sin duda el control preciso de los movimientos, dicho esto, la gestión de parámetros como: posición, velocidad y torque se convierte en una tarea esencial dentro del proceso (Mahfouz, M. K., y Salem, 2013). Es aquí dónde radica la

importancia que se debe dar al modelado adecuado y a la simulación de actuadores sobre aplicaciones de control de movimiento.

Los motores de corriente continua (DC), son actuadores eléctricos que convierten la energía eléctrica en energía mecánica de rotación, los mismos se usan ampliamente en aplicaciones de control, de manera específica en manipuladores robóticos (Daniela, s. f.). Es por ello por lo que han recibido una atención considerable en estudios académicos por parte de investigadores interesados en desarrollar estrategias de control con mejor rendimiento. Los controladores diseñados para estos motores van desde los clásicos PID hasta algoritmos de control avanzados, que presentan problemas de robustez cuando surgen perturbaciones en la planta o cambios significativos de sus parámetros, es aquí donde se necesita que el PID convencional sea robusto, de todas las arquitecturas de PID robusto, una de las opciones es el controlador PID de orden fraccionario (FOPID), que introduce dos parámetros de ajuste adicionales (índice de integración e índice de derivación) con los que aumentan la robustez en lazo cerrado. Sin embargo, el diseño de los controladores FOPID se vuelve complejo, ya que existe una gran diversidad de metodologías de sintonización, algoritmos de optimización, métricas de desempeño y algoritmos de aproximación aplicados a estos controladores. Esto evidencia la necesidad de realizar un análisis comparativo para obtener las mejores estrategias de diseño de controladores FOPID para un sistema específico.

1.2 Formulación del problema

¿Cuál es la combinación óptima de metodologías involucradas en el diseño de controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC?

1.3 Preguntas específicas

¿Cuál es el método de sintonización más adecuado para controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC?

¿Cuál es el algoritmo de optimización más adecuado para controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC?

¿Cuál es la métrica de desempeño más adecuada para controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC?

¿Cuál es el algoritmo de aproximación más adecuado para controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC?

¿Cuál es la combinación óptima entre métodos de sintonización, algoritmos de optimización, índices de desempeño y algoritmos de aproximación para controladores FOPID?

1.4 Justificación de la investigación

Puesto que el uso de controladores PID se ha propagado de forma general en una amplia variedad de aplicaciones industriales y el impacto que han tenido en la solución de problemas de control se debe a las diversas ventajas que presentan como son: menor porcentaje de sobreelongación, escaso error de estado estacionario, simplicidad y fácil comprensión (Singhal, Padhee, & Kaur, 2012); no obstante, tienen sus propias limitaciones al intentar mantener la estabilidad de sus parámetros (constante de proporcionalidad K_p , constante de integración K_i y constante de derivación K_d) (Mishra & Narain, 2013), ante una perturbación significativa. Durante los últimos años el cálculo fraccionario ha sido considerado en aplicaciones de control, específicamente en el diseño de controladores FOPID, su importancia radica en que se agrega un grado extra de libertad, debido a los términos de orden fraccionario adicionales (orden de la derivada μ y el orden de la integral λ) para el ajuste del controlador, lo que hace que el controlador sea más complejo, y es precisamente esta complejidad lo que proporciona un aumento en el rendimiento de control haciendo más robusto que el controlador PID clásico (Thomas, Jose, Prasad, y Ravindran, 2014).

Considerando estos cinco parámetros independientes $\{K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu\}$, se requiere un ajuste óptimo en el diseño de controladores FOPID mediante métodos de sintonía (Khubalkar, Chopade, Junghare, y Aware, 2016). Normalmente, no existe una forma sistemática para establecer los parámetros de orden fraccional λ y μ en el hiperespacio de cinco dimensiones. Bajo este contexto, el control de velocidad del motor DC, se considera una oportunidad para exponer en un ambiente didáctico las variadas estrategias de control, considerando métodos de sintonía, algoritmos de optimización

y aproximación para finalmente comparar los resultados desde distintos puntos de vista (Jáuregui, 2016).

La presente investigación servirá para establecer un análisis comparativo de controladores PID de orden fraccionario, los resultados que se pretenden alcanzar es la combinación óptima entre las diferentes metodologías, algoritmos, y métricas de desempeño, para un controlador robusto que cumpla las condiciones de rendimiento requeridas para sistemas mecatrónicos basados en motores DC. Los beneficios de este aporte de ingeniería serán la comunidad académica, científica y productiva a nivel nacional y global.

1.5 Objetivos de la investigación

1.5.1 General:

Evaluar y analizar el comportamiento de los controladores de orden fraccionario diseñados en base a las diferentes estrategias de sintonización, optimización y aproximación.

1.5.2 Específicos:

- ✓ Definir y caracterizar analítica y experimentalmente el sistema mecatrónico de estudio.
- ✓ Definir métodos de sintonización, algoritmos de optimización, índice de desempeño y algoritmos de aproximación involucrados en el diseño de controladores FOPID.
- ✓ Diseñar los controladores FOPID aplicados al sistema de estudio.
- ✓ Determinar el comportamiento en lazo cerrado de los controladores FOPID diseñados.
- ✓ Caracterizar el desempeño de los controladores FOPID, en base a parámetros temporales e índices de error.

1.6 Hipótesis

1.6.1 *Hipótesis general*

Existe una combinación óptima de metodologías involucradas en el diseño de controladores FOPID aplicados a sistemas mecatrónicos basados en motores DC.

1.6.2 *Hipótesis específicas*

- ✓ Los métodos de sintonización combinados con un algoritmo de optimización y eligiendo un índice de error, muestran mejor desempeño que al utilizar otro algoritmo de optimización.
- ✓ Al mantener el algoritmo de sintonización e ir cambiando la métrica de desempeño, aumenta el tiempo de establecimiento.
- ✓ Seleccionando un índice de rendimiento y combinando con algoritmos de optimización, el porcentaje de sobreelongación disminuye.
- ✓ Para las aproximaciones de funciones de transferencia de orden fraccionario a sistemas de orden entero, la aproximación de Crone, es más precisa que la aproximación de Carlson.

CAPÍTULO II

2 MARCO DE REFERENCIA

2.1. Estado del arte

La literatura revisada sobre aplicaciones de ingeniería de control muestran un incremento en sistemas de orden fraccional, los controladores PID de orden fraccionario (FOPID) se prueban en algunos de trabajos de investigación recientes, por listar unos ejemplos tenemos: convertidores de potencia, sistemas de estanques, control de corriente de una máquina de inducción, control de velocidad de un motor, mejorar del rendimiento del calentamiento de un horno, planta de destilación a vapor de pequeña y mediana industria, estabilidad de derrape de un vehículo durante las curvas a una alta velocidad, sistema de carga hidráulica para una plataforma electromecánica, control de un arma, sistema de levitación magnética, entre otros.

En este apartado se realiza el análisis de al menos cuatro trabajos de investigación, así como también se expresa las principales conclusiones de al menos diez artículos científicos, en donde adoptan controladores FOPID con diferentes algoritmos y técnicas de sintonización.

Crespo (2017) presenta un estudio del uso de un controlador fraccionario proporcional integral (FOPI) para convertidores de potencia en una topología back-to-back, el primero del lado de la máquina eléctrica con un generador síncrono de imanes permanentes y otro de lado de la red en los cuales se emplea el control vectorial que permite realizar un control independiente de la corriente activa y reactiva. El primer convertidor se encarga de mantener la velocidad pese a posibles variaciones en el torque de entrada, mientras que el inversor del lado de la red se encarga de mantener el enlace de corriente continua;

de aquí que, se realiza una comparación con el controlador de orden entero proporcional integral (PI).

Tabla 2-1: Resumen de controladores y casos.

		FOPI					PI				
		ω		Dc-Link		% THD	ω		Dc-Link		% THD
		IAE	ISE	IAE	ISE		IAE	ISE	IAE	ISE	
Caso 1		0.024	0.01198	0.2378	1.096	0.6048	0.04741	0.08409	0.4767	3.405	0.5744
Caso 2	+ 15%	0.02731	0.01424	0.263	1.106	0.5514	0.05452	0.08598	0.5198	3.46	0.5173
	- 15%	0.02497	0.01221	0.2646	1.111	0.6795	0.05448	0.08598	0.5221	3.465	0.6396
Caso 3		0.03059	0.01586	0.2823	1.344	0.5516	0.1139	0.183	0.5987	4.016	0.5186
		FOPI-PI					PI-FOPI				
Caso 4		0.02378	0.01528	0.289	1.144	0.5686	0.04754	0.0793	0.4603	3.267	0.6055

Realizado por: (Crespo, 2017)

Para la comparación se emplean simulaciones en distintos escenarios y se obtiene que ambos controladores dan una respuesta muy aceptable ante la presencia de los cambios, no obstante, con la incorporación de controladores fraccionarios se logra que el sistema obtenga una mayor robustez, por consiguiente, la respuesta tiene menor sobreimpulso, mínimo error con la referencia establecida y disminuye el porcentaje armónico. Los criterios de rendimiento de cada uno de los controladores, basados en el error son: la integral del error absoluto (IAE) y la integral del error cuadrático (ISE), los valores de estos índices disminuyen con el uso de controladores FOPI, como se indica en la Tabla 2-1 (Crespo, 2017).

Por otra parte, en la investigación realizada por Jáuregui (2016), sobre la evaluación de estrategias de sintonización de controladores de la familia PID, compuestos por PI y PID en sus versiones de orden entero y fraccionario para un sistema de estanques, tanto en el caso SISO de control de nivel, como el caso MIMO que también toma en cuenta la temperatura del líquido, se intenta determinar los beneficios de considerar el orden de integración y derivación de controladores fraccionarios en un sistema de control.

En el caso del control SISO, la técnica de sintonización Lugar Geométrico de Raíces (LGR), sólo sirve para versiones enteras de controladores PI. Los métodos de sintonización Ziegler - Nichols (ZN), no ofrecen resultados favorables, tanto para los casos de orden entero como los de orden fraccionario; el método límite de estabilidad no otorga una solución factible de controladores PID de orden fraccionario, pero sí para el controlador PID de orden entero, aunque con resultados poco satisfactorios. En cambio, sí es posible entregar un controlador FOPID factible con el método Curva de Reacción, pero con resultados de control desfavorables, aun así presentan una leve ventaja con respecto a los PID (Jáuregui, 2016).

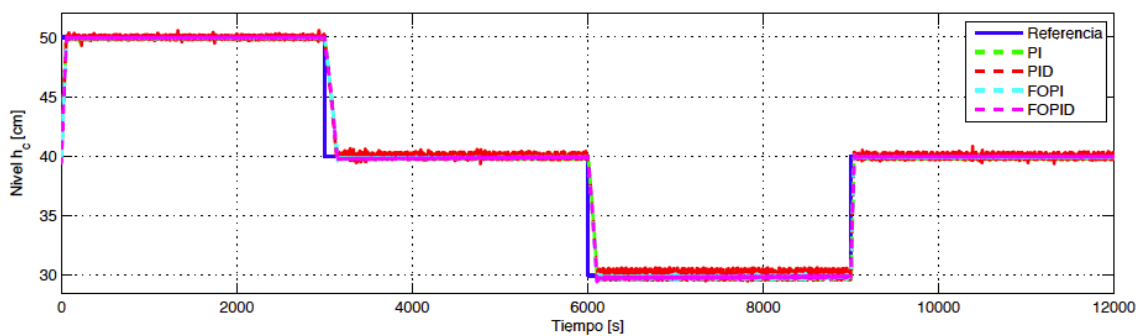


Figura 2-1: Control MIMO de nivel, sintonizado con PSO descentralizado.
Realizado por: (Jáuregui, 2016).

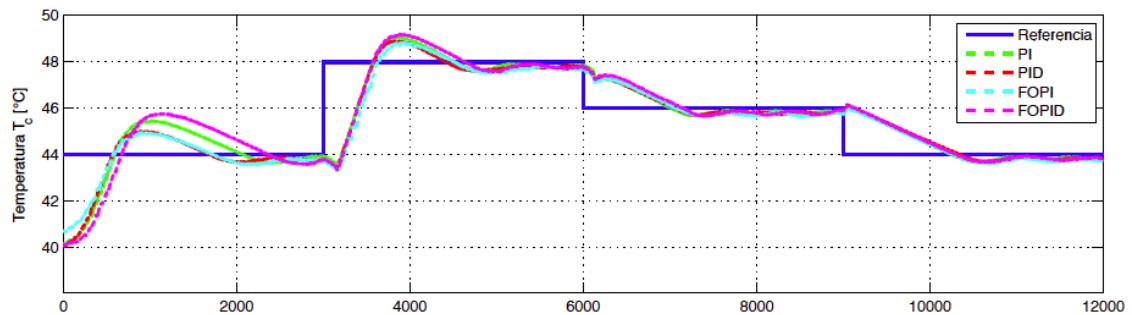


Figura 2-2: Control MIMO de temperatura, sintonizado con PSO descentralizado.
Realizado por: (Jáuregui, 2016)

En consecuencia, la investigación determina que en un modelo no lineal la herramienta más eficiente para la sintonización de parámetros es la optimización de enjambre de partículas (PSO), ya que hace uso de la dinámica completa sin recurrir a aproximaciones y es aplicable tanto al caso del sistema mono variable como para el sistema multivariable, los resultados experimentales se muestran en las Figura 2-1 y la Figura 2-2. Considerando los índices de desempeño IAE y la energía de control (ISI), para el primer caso, el mejor resultado corre por cuenta del control fraccionario y para el segundo caso toma en cuenta

además de los índices antes mencionados el porcentaje de máximo sobreimpulso (MOV), el mejor controlador es FOPI, en cuanto a la minimización del error y el sobreimpulso en la respuesta transitoria. El autor resalta, que en el método PSO la mayor ventaja es la sintonía precisa del orden de integración y derivación en los controladores fraccionarios, como se evidencia en la Figura 2-3 y Figura 2-4, a diferencia de los métodos de sintonización LGR Y ZN que no los consideran.

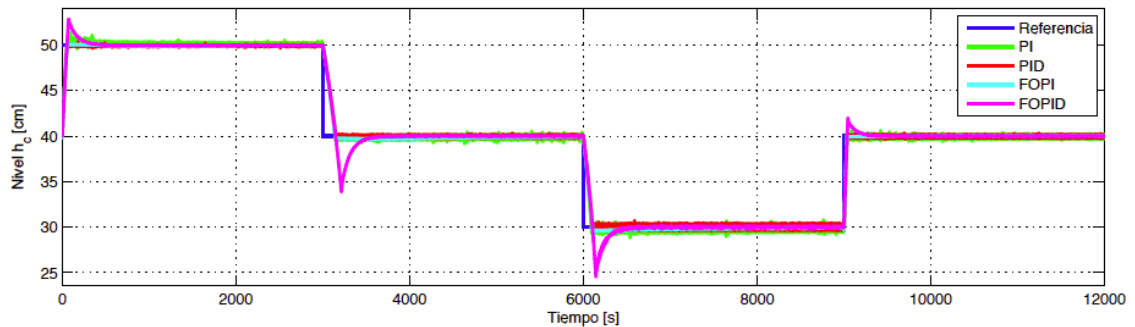


Figura 2-3: Control MIMO de nivel, sintonzado con PSO centralizado.
Realizado por: (Jáuregui, 2016).

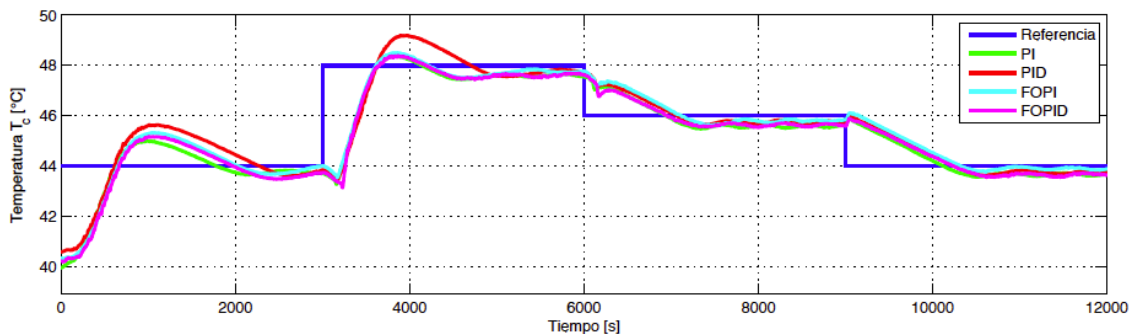


Figura 2-4: Control MIMO de temperatura, sintonzado con PSO centralizado.
Realizado por: (Jáuregui, 2016).

La investigación propuesta por Abril (2015), está orientada a indagar y evaluar el desempeño de un controlador fraccionario PI aplicado al lazo de control de corriente de una máquina de inducción, cuyo actuador es un inversor trifásico. Para evaluar el desempeño del controlador de orden fraccionario se compara con el controlador PI de orden entero y un controlador difuso. La Tabla 2-2 resume la respuesta de los controladores mediante el Error Cuadrático Medio para cada fase del motor.

En el área de control automático se aplica el cálculo fraccionario en sistemas de control dinámico y sistemas de control robustos para el modelado e identificación de los mismos,

evidenciando que al extender el cálculo fraccionario al control fraccionario presenta un instrumento más flexible. El autor menciona las herramientas de software basadas en Matlab que han sido desarrolladas para automatizar el análisis, la simulación y la implementación de sistemas de orden fraccionario entre ellas: CRONE, NINTEGER y FOMCON. Así como también, cita las aproximaciones de funciones de transferencia fraccionarias a funciones de transferencia de orden entero como: Crone, Carlson y Matsuda. Sin embargo, no se percibe el uso de las mismas en el desarrollo de la investigación.

Tabla 2-2: Resumen del Error cuadrático Medio de los controladores.

CONTROLADOR GANANCIA UNITARIA		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE	CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,5$		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE		
	A	4,8081	4,8142		24,07%	A	0,5024	0,4890	2,45%
	B	4,8220							
	C	4,8126							
	MÁXIMO	12,6841			MÁXIMO	2,1608	Kp = 0,095		
MÍNIMO	-14,5928		MÍNIMO	-2,4393	Ki = 5				
CONTROL PI CLÁSICO		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE	CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,3$		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE		
	A	0,6153	0,5984		2,99%	A	2,9514	2,9463	14,73%
	B	0,5779							
	C	0,6020							
	MÁXIMO	2,5737	Kp = 0,1		MÁXIMO	5,4131	Kp = 0,12		
MÍNIMO	-2,9698	Ki = 210	MÍNIMO	-6,2964	Ki = 0,055				
CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,81$		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE	CONTROL DIFUSO		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE		
	A	0,2484	0,2431		1,22%	A	3,5909	3,5059	17,53%
	B	0,2394							
	C	0,2416							
	MÁXIMO	1,4597	Kp = 0,075		MÁXIMO	10,1562			
MÍNIMO	-1,4905	Ki = 190	MÍNIMO	-13,3462					
CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,72$		PROMEDIO A-B-C	PORCENTAJE	CONTROLADOR GANANCIA UNITARIA				24,07%	
	A	0,2794	0,2725	1,36%	CONTROL PI CLÁSICO				2,99%
	B	0,2642			CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,81$				1,22%
	C	0,2739			CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,72$				1,36%
	MÁXIMO	1,5165	Kp = 0,085	CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,5$				2,45%	
MÍNIMO	-1,7023	Ki = 70	CONTROL FRACCIONARIO $\alpha = 0,3$				14,73%		
				CONTROL DIFUSO				17,53%	

Realizado por: (Abril, 2015).

A su vez, en el reciente estudio (Calderon, Sarango, Macas, Ramírez, & Hernandez, 2018), presentan el diseño e implementado de un controlador embebido PID de orden fraccionario, que es aplicable en la articulación del codo de una prótesis robótica para regular su velocidad.

Para la sintonización de los parámetros de los controladores PI y PID de orden entero se emplean las reglas de Ziegler-Nichols, Cohen-Coon y Chien-Hrones-Reswick. Por otra

parte, el ajuste del PI y PID de orden fraccionario, se hace mediante los métodos de sintonización: Ziegler-Nichols, Chien-Hrones-Reswick y Cohen-Coon, los métodos de optimización: Nelder-Mead e Interior Point y el índice de desempeño: integral del valor absoluto del error (IAE), integral del tiempo por el valor absoluto del error (ITAE), integral del cuadrado del valor absoluto (ISE) e integral del tiempo por el cuadrado del valor absoluto (ITSE). Para las aproximaciones de funciones de transferencia con operadores fraccionarios a funciones de transferencia de orden entero se emplean la aproximación Crone (Macas & Sarango, 2017).

Tabla 2-3: Parámetros temporales de controladores de orden fraccionario.

	Método	IAE	ITAE	ISE	ITSE
FOPID	Ziegler-Nichols, IAE	62.2225	156.2237	777.4197	1952.7950
	Ziegler-Nichols, ISE	61.9273	156.0065	771.2896	1947.4089
	Ziegler-Nichols, ITSE	62.5108	156.3666	784.3882	1956.5494
	Ziegler-Nichols, ITAE	63.0333	156.4876	802.9420	1960.6085
	Cohen-Coon, ITAE	62.2213	156.2288	778.8858	1953.0947
	FMINCON, ISE	63.1142	156.4029	807.2389	1959.7764
	FMINCON, IAE	62.5747	156.7369	788.9099	1967.5135
FOPI	Chien-Servomecanismo, ISE	62.5436	156.2501	786.8995	1954.3092
	Chien-Servomecanismo, ITAE	63.4061	157.2240	816.6179	1984.8189
	Ziegler-Nichols, ISE	62.8744	156.0980	803.5343	1953.5004

Realizado por: (Macas & Sarango, 2017).

Tabla 2-4: Índices de desempeño de controladores PID y PI de orden fraccionario.

	Método	Sobrelongación (%)	Tiempo de establecimiento (ms)
FOPID	Ziegler-Nichols / IAE	11.70	190
	Ziegler-Nichols / ISE	7.18	220
	Ziegler-Nichols / ITSE	14.95	590
	Ziegler-Nichols / ITAE	37.47	910
	Cohen-Coon / ITAE	13.86	480
	FMINCON / ISE	38.35	1490
	FMINCON / IAE	14.517	No existe
FOPI	Chien-Regulador / ISE	16.57	1980
	Chien-Regulador / ITAE	37.8	No existe
	Ziegler-Nichols / ISE	37.16	1790

Realizado por: (Macas & Sarango, 2017).

Para la evaluación experimental y comparación de los controladores Macas y Sarango (2017), se basan en los parámetros temporales: tiempo de establecimiento y porcentaje de sobrelongación; como se muestra en Tabla 2-3 y en los índices de error: IAE, ITAE, ISE

e ITSE, como se indica en la Tabla 2-4. Los autores concluyen que los controladores embebidos de mejor desempeño fueron del tipo FOPID.

Khubalkar, Junghare, Aware, Chopade, y Das (2018) por su parte, investigan el control de velocidad de un motor de corriente directa de imanes permanentes sin escobillas (PMBLDC) utilizando un controlador PID de orden fraccional (FOPID), se pretende proporcionar la posibilidad de desarrollar un motor de alto rendimiento.

Para sintonizar FOPID utiliza una combinación de métodos convencionales de Ziegler-Nicholas (ZN), Cohen Coon (CC) y Amstron-Hagglund (AH). Los algoritmos de optimización como: Nelder-Mead (NM), el Interior-Point (IP) y el Active-Set (AS) se utilizaron para corregir los órdenes de integración y diferenciación. El Tiempo Absoluto Integral (ITAE) se elige como un índice de rendimiento, mientras que el método de aproximación racional de dominio de frecuencia de banda limitado Oustaloup, fue usado para aproximar operadores de orden fraccional en el sentido de orden (Khubalkar et al., 2018).

Se comparan los resultados del motor PMBLDC controlado por PID convencional y FOPID, se observa en la Figura 2-5 que el controlador de orden fraccionario mejora el rendimiento transitorio del sistema, de manera que reduce el sobreimpulso máximo, el tiempo de asentamiento, el tiempo de subida, el IAE, el ISE y el ITAE (Khubalkar et al., 2018).

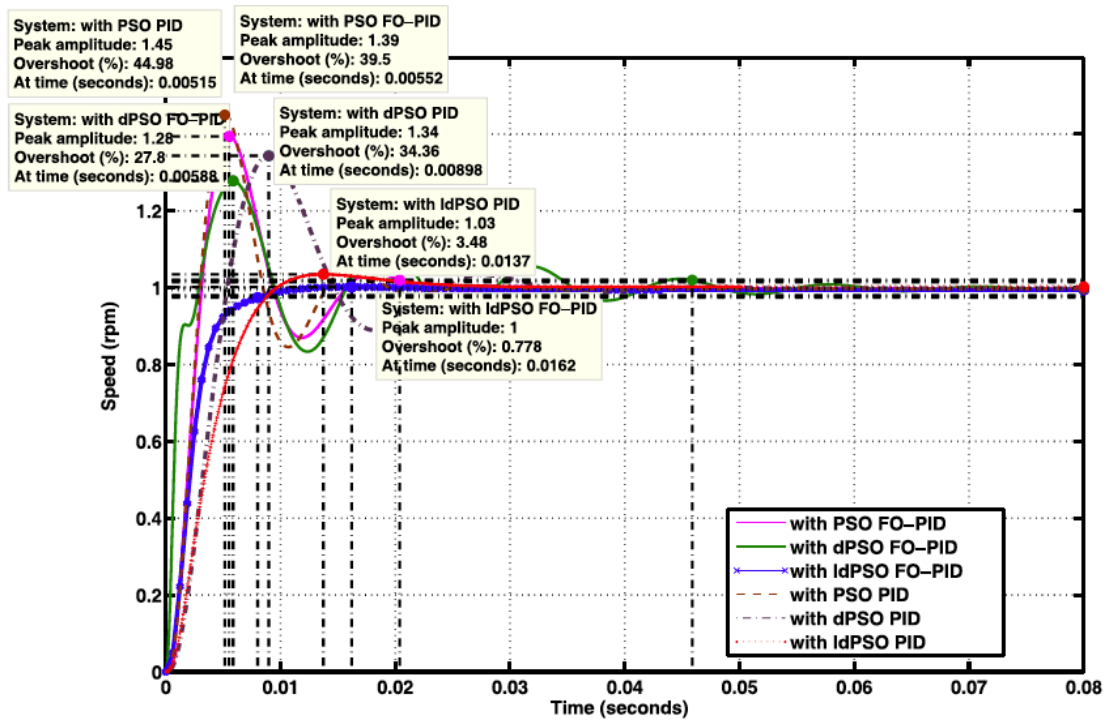


Figura 2-5: Respuesta optimizada con el controlador PID y FO-PID.
 Realizado por: (Khubalkar et al., 2018).

Basu, Mohanty, y Sharma (2017a), profundizan sobre los ajustes que requiere un controlador FOPID para mejorar el rendimiento del calentamiento de un horno, para ello se utiliza diversas técnicas de ajuste de parámetros del controlador como son: Astrom-Hagglund (AMIGO), Chien-Hrones-Reswick (regulación de punto de ajuste) CHR1, y Chien-Hrones-Reswick (rechazo de perturbación) CHR2, se menciona algunos algoritmos de optimización como por ejemplo Active-Set (AS), Interior-Point (IP), Sequential quadratic programming (SQP) y destaca por su desarrollo en la investigación Nelder-Mead (NM) para optimizar los órdenes de integración y diferenciación, mostrados en la Tabla 2-5, con el fin de diseñar el controlador FOPID más preciso que produzca los mejores resultados y ayude a la planta a aumentar su rendimiento.

Tabla 2-5: Índices de desempeño de controladores FOPID y FOPI.

Parameters	NM	AS	IP	SQP
K_p	100	88.418	99.908	100
K_i	0.61134	99.999	99.888	100
λ	0.99967	0.34319	0.34772	0.34865
K_d	99.998	99.996	98.41	100
μ	0.010014	0.01	0.010138	0.01

Realizado por: (Basu et al., 2017a).

La principal conclusión a la que llegan los investigadores precisa que, los controladores diseñados utilizando elementos fraccionarios con las técnicas eficientes mencionadas anteriormente, mejoraron el rendimiento del calentamiento del horno ya que los resultados presentaron porcentajes de casi cero sobreimpulso, mínimo error de estado estacionario y una respuesta muy rápida con un tiempo de establecimiento en el orden de los segundos.

Rajasekhar, Das, y Abraham (2013), trata sobre el diseño de controlador FOPID para el control de velocidad del motor DC que utiliza el algoritmo de colonia de abeja artificial (ABC), para llevar a cabo la tarea de optimización de parámetros reales en el hiperespacio de cinco dimensiones y encontrar las ganancias óptimas del controlador FOPID. Se consideran las funciones objetivas basadas en el error integral y los resultados se interpretan en términos de dominio de tiempo y frecuencia.

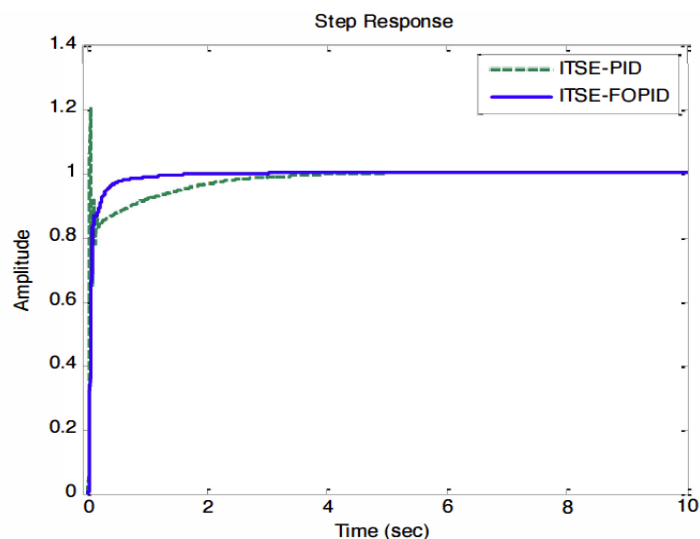


Figura 2-6: Respuesta ocon el controlador PID y FO-PID.

Realizado por: (Rajasekhar et al., 2013).

El rendimiento del controlador FOPID superó al controlador PID en términos de sobreimpulso (%) y también en el tiempo de establecimiento, como se indica en la Figura 2-6. Solo el tiempo de subida permaneció aceptable para el controlador PID y el resto de la respuesta transitoria es poco satisfactorio (Rajasekhar et al., 2013).

Gole, Barve, Kesarkar, y Selvagesan (2012), presenta en su artículo la aplicación del control fraccional para la configuración experimental de levitación magnética para probar su posible mejora sobre el control convencional. El ajuste del controlador fraccional está diseñado para minimizar los índices de rendimiento como: ISE, IAE y el esfuerzo de control mínimo (MCE). La técnica de aproximación utilizada fue Oustaloup. Con ello se logra comprobar la hipótesis que el controlador fraccional produce mejores respuestas que su contraparte basada en el controlador de orden entero.

En esta investigación, a más de la comparación de los controladores se realiza un contraste de la planta simulada, ver Figura 2-7 y de la planta real, ver Figura 2-8, con los índices de rendimiento antes mencionados.

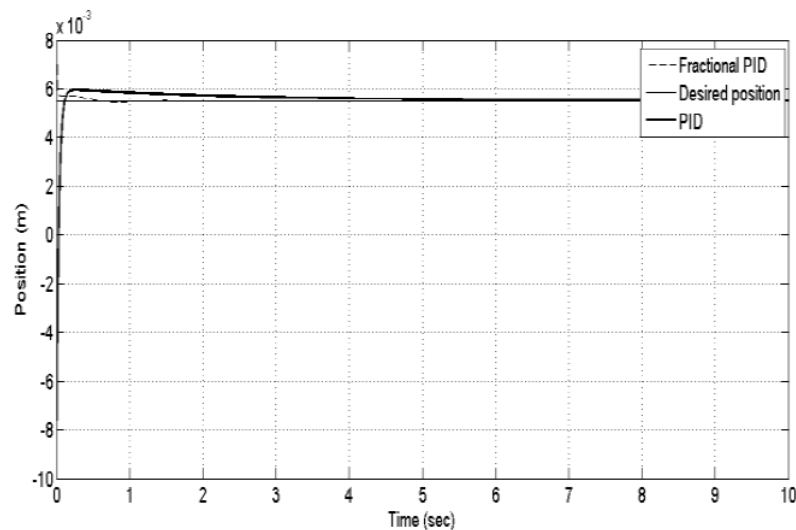


Figura 2-7: Respuesta en lazo cerrado de la planta simulada.
Realizado por: (Gole et al., 2012).

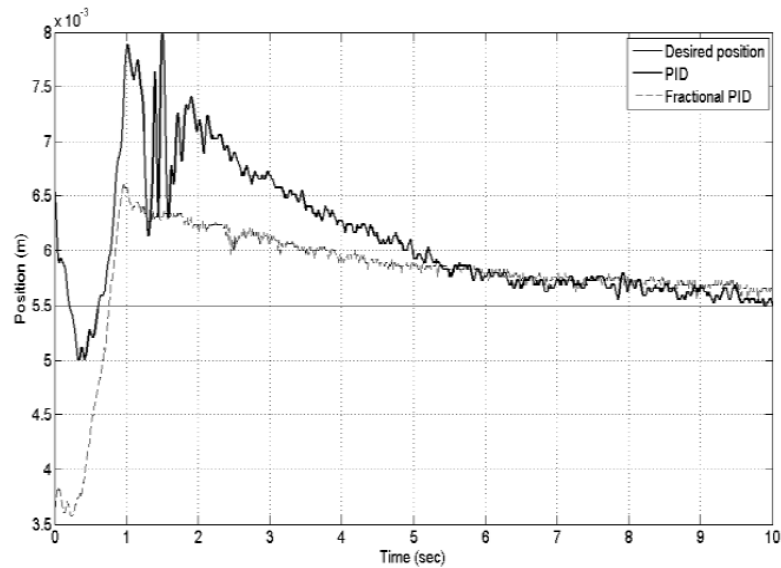


Figura 2-8: Respuesta en lazo cerrado de la planta real.
Realizado por: (Gole et al., 2012).

La evaluación del rendimiento de FOIP con filtro de error basado en tres criterios de rendimiento tales como: Integral of Square Error (ISE), Integral of Absolute Error (IAE) e Timeweighted Integral of Absolute Error (ITAE), realizada por Marzaki, Rahiman, Adnan, y Tajjudin (2016), en este artículo en la que los controladores se prueban a través de la simulación y al análisis concreto en la planta de destilación a vapor de pequeña y mediana industria o “Small-Medium Industry Steam Distillation Plant” (SMISD) para regular la temperatura de vapor de la planta, determinando el mejor controlador en base a los parámetros temporales como: el tiempo de subida, el tiempo de ajuste y el porcentaje de sobreimpulso. En la Figura 2-9 se indica la respuesta de simulación y en la Figura 2-10 la respuesta en tiempo real.

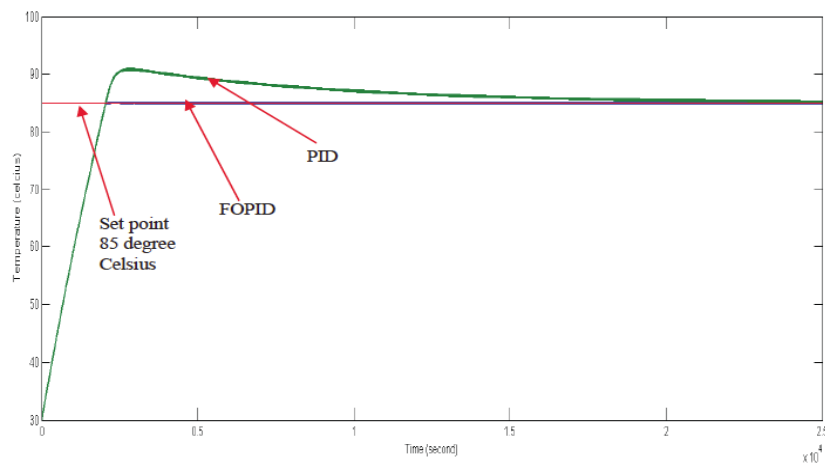


Figura 2-9: Respuesta en el punto de ajuste de 85 °C.
Realizado por: (Marzaki et al., 2016)

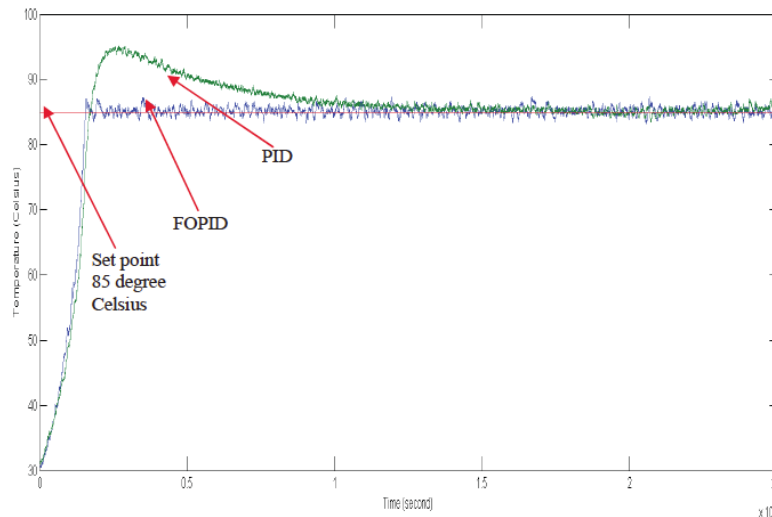


Figura 2-10: Respuesta de PID versus FOPID
 Realizado por: (Marzaki et al., 2016)

Behera, Mohapatra, Choudhary, y Chaudhary (2017), en su investigación desarrollaron una comparación de tres estrategias de control, a saber: dirección activa con control PID, dirección activa con control PID fraccional y un regulador cuadrático lineal (LQR) para el control de estabilidad de derrape de un vehículo durante las curvas a una alta velocidad en diferentes condiciones de carretera, el estudio incluye tanto superficie seca como mojada para evaluar la robustez de los controladores. Proponen dos condiciones de control necesarios para la estabilidad, las cuales son: deslizamiento con maniobra de cambio de carril, ver Figura 2-11 y deslizamiento con maniobra de giro en J, ver Figura 2-12. Concluyen que el LQR ofrece mejores características de control que las otras dos FOPID Y PID.

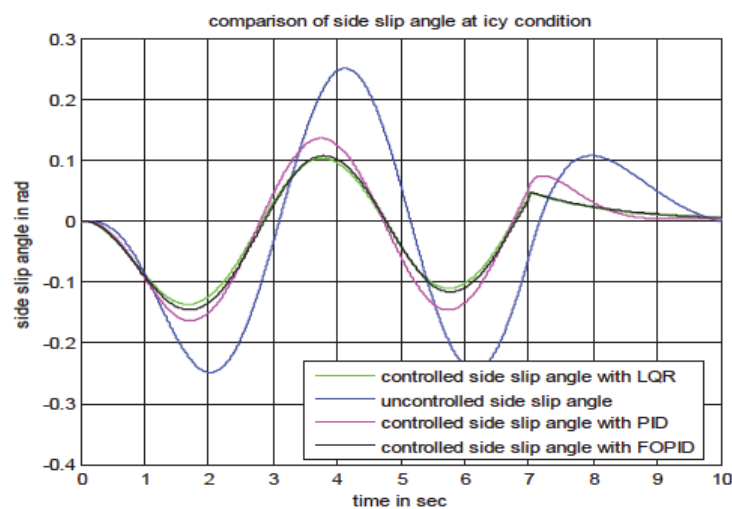


Figura 2-11: Ángulo con cambio de carril en carretera helada.
 Realizado por: (Behera et al., 2017)

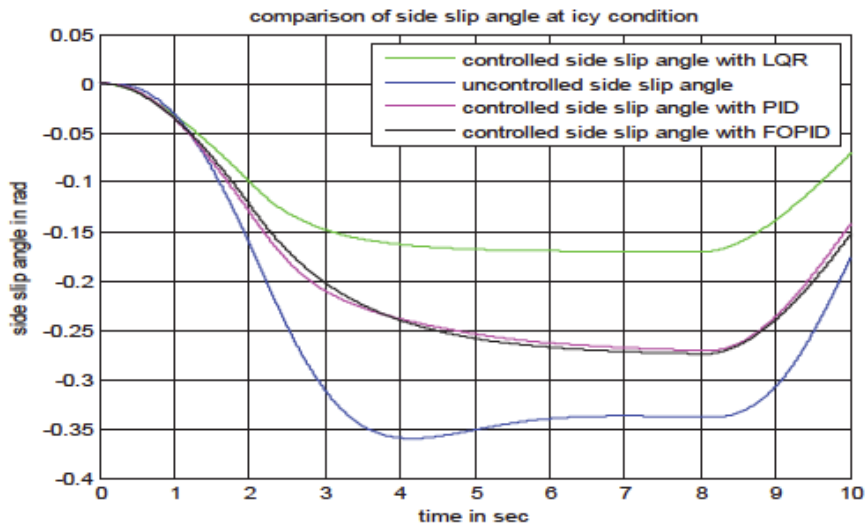


Figura 2-12: Ángulo con giro en J en carretera helada.
 Realizado por: (Behera et al., 2017)

En la literatura, Wang, Wang, Li, Tang, y Hou (2018), propusieron una estrategia de control PID y FOPID en un sistema no lineal de carga hidráulica para una plataforma electromecánica, los controladores se diseñaron utilizando el método de ajuste basado en el índice de rendimiento ITAE. Sus rendimientos se comparan en el dominio del tiempo y la frecuencia, cuyos resultados muestran una superioridad del controlador FOPID, con una mayor velocidad de respuesta y un menor sobreimpulso, como se indica en la Figura 2-13, verificando su efectividad en el rendimiento del sistema de carga hidráulica.

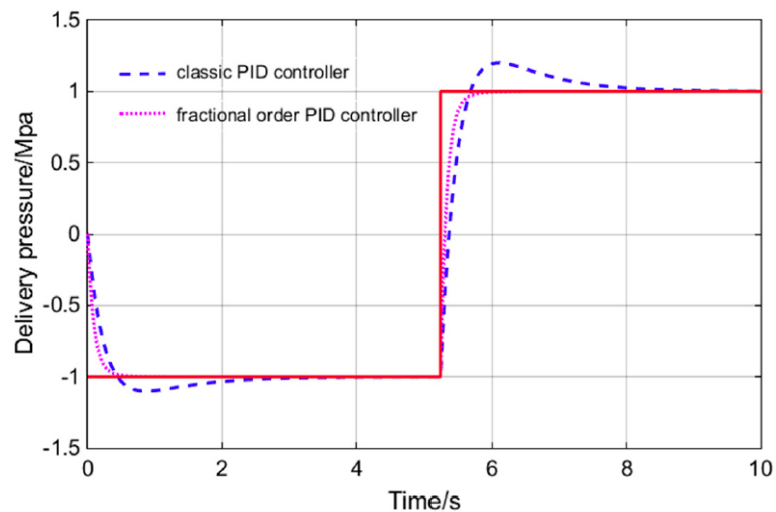


Figura 2-13: Curva de dinámica de datos en tiempo real.
 Realizado por: (Wang et al., 2018)

Gao, Chen, Wang, Xu, y Hou (2013), emplearon la estrategia de control FOPID para el sistema de control de un arma, se propone un nuevo algoritmo de evolución diferencial multiobjetivo basado en la solución óptima de Pareto. En el proceso de optimización, se

incorpora un método de aprendizaje basado en la oposición. A través de la simulación, se obtienen los frentes de Pareto y se escoge la solución óptima, los resultados muestran en la Figura 2-14 el sistema puede seguir prontamente la señal de control con alta precisión y robustez. Además, se puede obtener una fuerte atenuación de las perturbaciones externas.

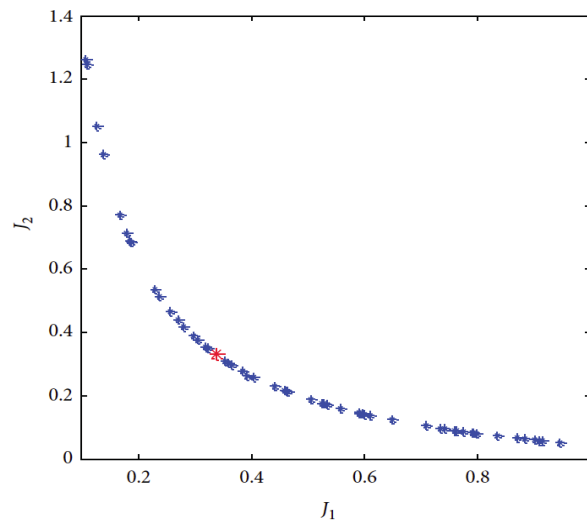


Figura 2-14: Solución óptima de Pareto.
Realizado por: (Gao et al., 2013)

En su investigación de un Sistema de levitación magnética (Maglev), Sain, Swain, Kumar, y Mishra (2018), revelan el diseño de controladores PID de orden entero como de orden fraccional de 1 a 2 grados de libertad. La optimización de parámetros de los controladores se alcanza con el Algoritmo Genético (GA), la Optimización de Enjambre de Partículas (PSO), la Optimización de Enjambre de Partículas Híbridas (PSO Híbrido) y el Algoritmo Jaya. El análisis de los resultados de la simulación muestra que cuando el controlador se mueve de 1 a 2 DOF, el rendimiento del sistema junto con la señal de control mejora. En la Tabla 2-6 muestra la respuesta del sistema.

Tabla 2-6: Especificaciones con diferentes algoritmos.

Specification				
Controller	Maximum overshoot (%)	Settling time (sec)	Rise time (sec)	Peak time (sec)
	Analytical	method [22]		
1-DOF IOPID	24.7201	1.6746	0.0014	0.4278
2-DOF IOPID	1.5382	1.5682	0.9759	2.1644
	Nonlinear	interior point optimization [20]		
1-DOF IOPID	23.7337	1.6645	0.0014	0.4278
1-DOF FOPID	17.6100	2.4305	0.0029	0.1656
2-DOF IOPID	0	2.4659	1.3215	4.4633
2-DOF FOPID	0	1.5632	0.7135	2.2058
GA				
1-DOF IOPID	17.4892	0.8603	0.0030	0.1430
1-DOF FOPID	19.7	0.708	0.00105	0.239
2-DOF IOPID	0	1.2341	0.6668	2.1671
2-DOF FOPID	1.0923	0.9485	0.4969	1.8290
PSO				
1-DOF IOPID	18.1038	0.8290	0.0029	0.1511
1-DOF FOPID	20.3	0.695	0.00105	0.249
2-DOF IOPID	0	1.1264	0.6134	2.3066
2-DOF FOPID	1.0644	0.7709	0.4485	1.7650
Hybrid PSO				
1-DOF IOPID	17.9	0.837	0.00299	0.15
1-DOF FOPID	20.2	0.699	0.00105	0.248
2-DOF IOPID	0	1.1506	0.6253	2.5085
2-DOF FOPID	1.0789	0.8018	0.4583	1.7727
Jaya				
1-DOF IOPID	17.5718	0.8504	0.0033	0.1298
1-DOF FOPID	19.8	0.689	0.00105	0.226
2-DOF IOPID	0	1.2521	0.6748	2.1070
2-DOF FOPID	1.0890	1.0115	0.5093	1.8614

Realizado por: (Sain et al., 2018)

Bingul y Karahan (2018), realizaron un estudio comparativo de los algoritmos enjambre de partículas (PSO) y colonia de abejas artificiales (ABC), que se aplicaron para sintonizar los parámetros de los controladores PID en el orden entero y fraccional, la validez de los algoritmos de optimización se comprobó en dos sistemas: un sistema de segundo orden y un sistema integrador, ambos con retraso de tiempo. Para el proceso de ajuste de los parámetros de los controladores, los autores consideran tres funciones de costo que son: media del error al cuadrado (MSQR), ver Figura 2-15, media del error al cuadrado del tiempo (MTSQR), ver Figura 2-16 y media del error absoluto ponderado y señal de control (MMFAE), ver Figura 2-17. Se analizan los parámetros temporales de

los sistemas como: el tiempo de establecimiento, el tiempo de subida, el sobreimpulso y el error de estado estacionario. Los resultados indican que los controladores optimizados por ABC ofrecen mejores prestaciones dinámicas y un mejor rendimiento en un proceso con retraso del tiempo que los controladores sintonizados por PSO. En consecuencia, los parámetros del controlador sintonizados por ABC son más robustos bajo perturbaciones internas y externas.

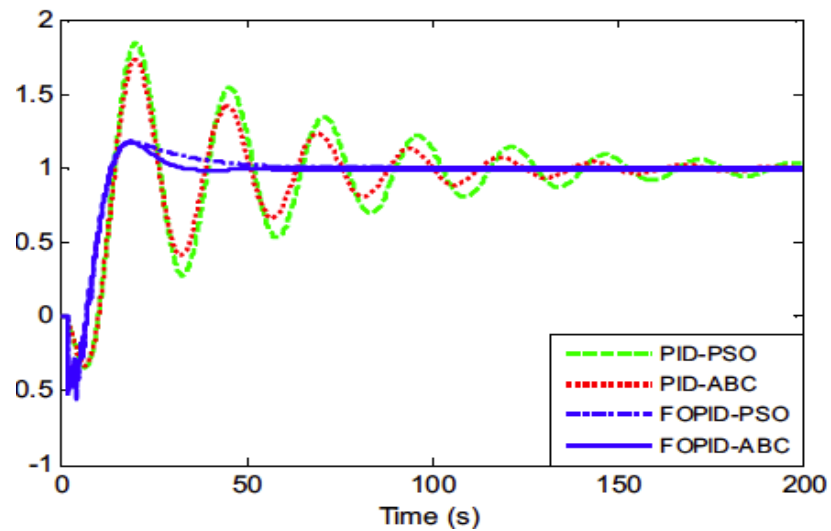


Figura 2-15: Respuesta del sistema con la función de costo MSQR
Realizado por: (Bingul & Karahan, 2018)

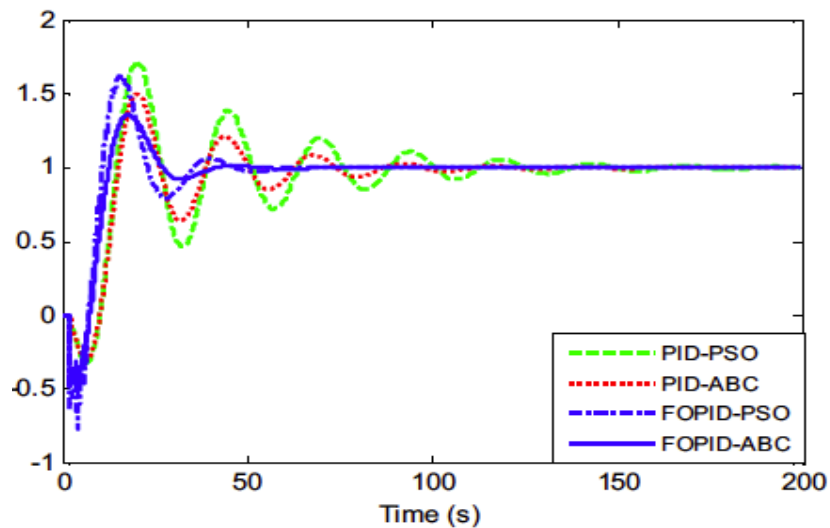


Figura 2-16: Respuesta del sistema con la función de costo MTSQR
Realizado por: (Bingul & Karahan, 2018)

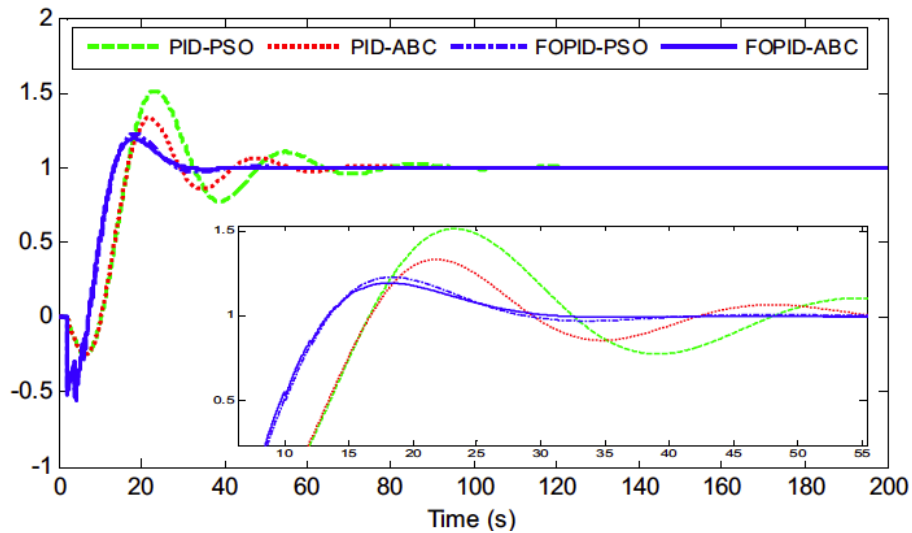


Figura 2-17: Respuesta del sistema con la función de costo MMFAE
Realizado por: (Bingul & Karahan, 2018)

Como se mencionó anteriormente, entre las principales razones para el uso de controladores FOPID está el lograr especificaciones deseadas como: abundancia del ruido de alta frecuencia, perturbaciones de la carga de la planta, inexistencia de error en estado estacionario, entre otros. De acuerdo con la indagación previa se puede deducir que no existen métodos universales para determinar de manera óptima los parámetros de un controlador FOPID, debido a la complejidad de las operaciones de orden fraccional.

Por consiguiente, la contribución de este trabajo de investigación es el análisis comparativo de las metodologías de diseño de controladores PID de orden fraccionario, utilizando técnicas de optimización multiobjetivo, los resultados que se pretenden presentar es la combinación óptima entre las diferentes metodologías, algoritmos, y métricas de desempeño, para un controlador robusto que cumpla las condiciones de rendimiento requeridas para sistemas mecatrónicos basados en motores DC.

CAPÍTULO III

3 DISEÑO DE INVESTIGACIÓN

3.1. Motor DC

3.1.1. Criterios de selección

Para elegir los motores DC se basó en los siguientes criterios de selección:

- ✓ Previamente se haya realizado un estudio sobre el motor DC y permita realizar una comparación con los resultados de simulación.
- ✓ Verificación de valores de parámetros del motor DC en catálogo del fabricante y documento del estudio realizado.
- ✓ Eficiencia del motor mayor al 80%.
- ✓ Menor error de estado estacionario.
- ✓ El estudio realizado este asociado a control, mecatrónica, FPGA, modelamiento de motor DC o afines.

Los motores de los fabricantes Faulhaber y Maxon fueron preseleccionados debido a que la mayoría de las especificaciones y parámetros del sistema se encuentran en las hojas de datos del motor, esto es beneficioso para realizar la simulación del modelo teórico del motor DC y poder realizar una comparación de sus respuestas transitorias con el estudio realizado previamente. De ahí que, se especifican los modelos de cinco motores y los estudios donde fueron aplicados.

Motor 1: Manjunatha, Parvathi, y Bhaskar (2012), exponen las especificaciones del motor, que es un micromotor de la marca Faulhaber 2642W series, modelo 012CR, coinciden con los parámetros en el catálogo del fabricante Motion (2018).

Motor 2: es un micromotor de la marca Faulhaber 0615N series, modelo 1.5S el motor 2, que se obtuvo de un modelo de demostración de Simscape de Matworks (MathWorks, s. f.-a), que permite construir modelos de sistemas físicos como motores eléctricos dentro del entorno de Simulink para probar su rendimiento.

Motor 3: es un micromotor de la marca Faulhaber 2342S series, modelo 012CR se encuentra en el en el estudio de Bacác, Slukić, Puskarić, Stih, Kamenar, y Zelenikat (2014).

Motor 4: es de la marca Maxon, modelo RE 25 de 10 W, es nombrado en la investigación de Ruiz-Rojas, Vazquez-Gonzalez, Alejos-Palomares, Escudero-Uribe, y Mendoza-Vázquez (2008) y los parámetros de dicho motor aparece en Matworks en un ejemplo sobre cómo controlar un motor DC de espacios de estado desarrollado por Aarenstrup (2006) y en el catálogo MAXON (2016).

Motor 5: es de la marca Maxon, modelo RE 40 de 150 W, experimentado en la tesis de un controlador estándar de movimiento multieje con base en FPGA (Mendoza-Mondragón, 2012).

3.1.2. Modelo matemático

El conjunto de ecuaciones que pretende aproximar la relación de las variables de entrada sobre las variables de salida del sistema en el transcurso del tiempo, se denomina modelo matemático, se construyen con el propósito de que atañan lo más cercano posible con las del mundo real y se debe considerar siempre que es una aproximación del sistema físico (Martínez, 2009).

La Figura 3-1, representa el circuito en forma simplificada equivalente al motor DC controlado por la armadura.

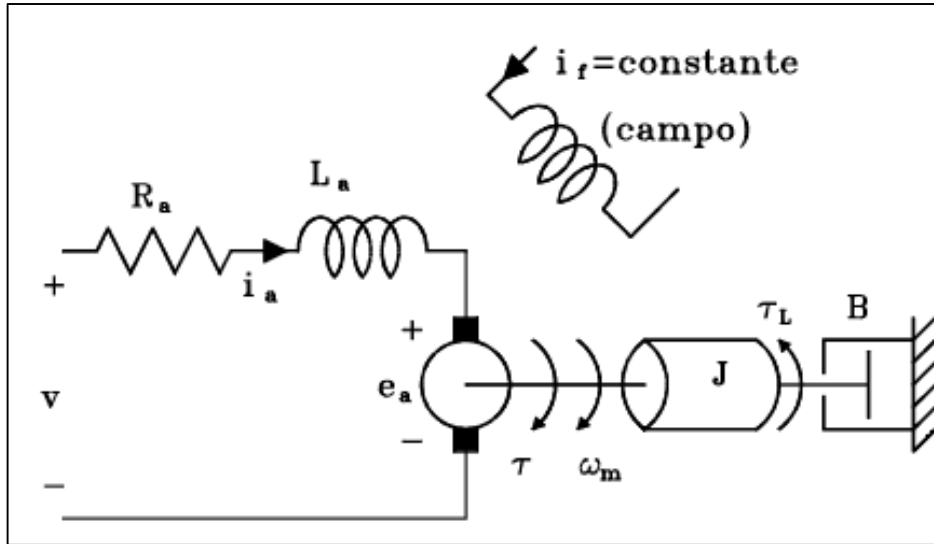


Figura 3-1: Circuito simplificado del motor DC controlado por la armadura.
Realizado por: (Buitrago & Gómez, 1997)

Aplicando la Segunda Ley de Kirchoff en el circuito mostrado, se tiene la ecuación 3.1:

$$v - e_a = R_a i_a(s) + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.1)$$

En donde, e_a , es el voltaje inducido en la armadura que se expresa en la ecuación 3.2:

$$e_a = K_e \phi \omega_m \quad (3.2)$$

Siendo ω_m , la velocidad angular del motor y ϕ , el flujo del entrehierro, que se supone proporcional a la corriente y constante. Se desprende la ecuación 3.3:

$$e_a = K_e \omega_m \quad (3.3)$$

Asimismo, el torque generado por el motor es dado por $\tau = K_\tau \phi i_a$. Resulta la ecuación 3.4:

$$\tau = K_\tau i_a \quad (3.4)$$

Aplicando la Segunda Ley de Newton, con el diagrama de cuerpo libre de la inercia J , se tiene la ecuación 3.5:

$$\tau - \tau_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m \quad (3.5)$$

En donde τ_L , es el torque de perturbación de la carga.

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones anteriores, y considerando las condiciones iniciales iguales a cero, se obtienen las ecuaciones 3.6 – 3.9.

$$I_a(s) = \frac{1}{R_a + L_a s} (V(s) - E_a(s)) \quad (3.6)$$

$$E_a(s) = K_e \omega_m(s) \quad (3.7)$$

$$\tau(s) = K_\tau I_a(s) \quad (3.8)$$

$$\omega_m(s) = \frac{1}{J s + B} (\tau(s) - \tau_L(s)) \quad (3.9)$$

Tomando en cuenta los componentes eléctrico y mecánico del motor DC, el modelo matemático puede ser representado en el dominio de la frecuencia usando un diagrama de bloques como se muestra en la Figura 3-2, que son una representación gráfica del modelamiento del sistema y que puede ser programada en simulaciones como Simulink de Matlab.

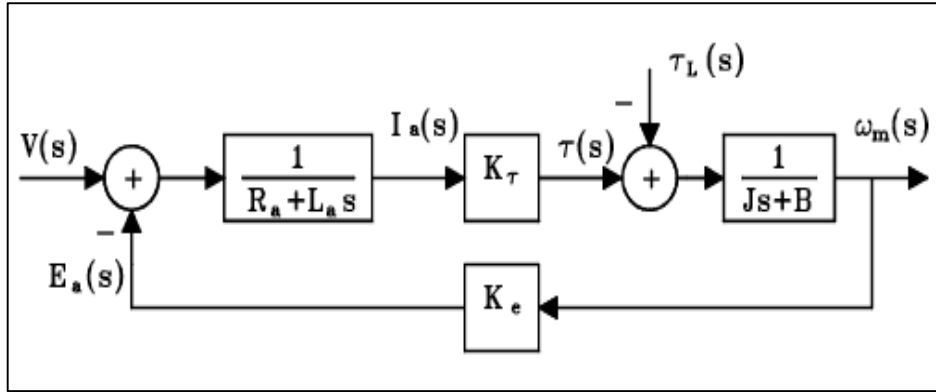


Figura 3-2: Diagrama de bloques del motor DC controlado por el inducido.
Realizado por: (Buitrago & Gómez, 1997)

La función de transferencia de la velocidad angular con respecto al voltaje inducido en la armadura se obtiene mediante la simplificación mediante las reglas del álgebra de bloques, resultando la ecuación 3.10.

$$\begin{aligned}
 P_1(s) &= G_1(s)G_2(s) \\
 G_1(s) &= \frac{K_\tau}{R_a - L_a s} \\
 G_2(s) &= \frac{1}{J s + B} \\
 L_1(s) &= -K_e G_1(s)G_2(s) \\
 G_p(s) &= \frac{P_1(s)}{1 - L_1(s)} \\
 G_p(s) &= \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + k_e G_1(s)G_2(s)} \\
 G_p(s) &= \frac{\left(\frac{K_\tau}{R_a - L_a s}\right)\left(\frac{1}{J s + B}\right)}{1 + k_e \left(\frac{K_\tau}{R_a - L_a s}\right)\left(\frac{1}{J s + B}\right)} \\
 G_p(s) &= \frac{\frac{k_\tau}{(R_a + L_a s)(J s + B)}}{1 + \frac{k_e k_\tau}{(R_a + L_a s)(J s + B)}}
 \end{aligned}$$

$$G_p(s) = \frac{\frac{k_\tau}{(R_a + L_a s)(Js + B)}}{\frac{(R_a + L_a s)(Js + B) + k_e k_\tau}{(R_a + L_a s)(Js + B)}}$$

$$G_p(s) = \frac{k_\tau [(R_a + L_a s)(Js + B)]}{[(R_a + L_a s)(Js + B)][(R_a + L_a s)(Js + B) + k_e k_\tau]}$$

$$G_p(s) = \frac{w_m}{V} = \frac{k_\tau}{(R_a + L_a s)(Js + B) + k_e k_\tau} \quad (3.10)$$

Una vez obtenido el modelo matemático del sistema se debe analizar el comportamiento del mismo, mediante señales de entrada de prueba típicas como, por ejemplo: función escalón, rampa, parábola e impulso. La selección de la señal de entrada está sujeta a la operación normal del sistema, es así que, si un sistema está sujeto a perturbaciones como es el caso del motor DC, es recomendable una función escalón (Ogata, 2010).

3.2. Identificación del sistema

Según Merchán Dominguez y Quiroz De La Ossa (2007), existen dos fases para el diseño de un sistema de control, a saber, identificación del proceso y la sintonización del controlador. Los métodos comúnmente utilizados para la identificación y aproximación mediante modelos de primer orden más tiempo de retardo (debido a que los procesos pueden ser modelados adecuadamente), pueden clasificarse en: métodos basados en la curva de reacción y basados en herramienta computacional de Matlab.

3.2.1. Métodos basados en la curva de reacción

Son métodos de lazo abierto que utilizan una función escalón en la entrada para la identificación del proceso, hay varios métodos y herramientas que permiten identificar el sistema del motor DC a un modelo de primer orden más tiempo de retardo, se expresa en la ecuación 3.11, de los cuales se han seleccionado dos: recta tangente y dos puntos de Alfaro.

$$G_p(s) = \frac{k}{T_s + 1} e^{-Ls} \quad (3.11)$$

3.2.1.1. Método de recta tangente

Este método requiere que se trace una recta tangente a la curva de reacción del proceso en su punto de inflexión o máxima pendiente, ver Figura 3-3, el valor de la ganancia está

determinada mediante la relación entre el cambio total de la salida y el cambio en la entrada: $K=y_u/\Delta u$; el tiempo entre el instante en el que fue aplicada la entrada de escalón y el punto en que la tangente corte el eje del tiempo, es el tiempo muerto (L); y el valor de la constante de tiempo (T), se obtiene como el intervalo de tiempo a partir del instante en que la tangente corta el eje del tiempo y el instante que corta el valor final de la salida (Merchán Dominguez & Quiroz De La Ossa, 2007).

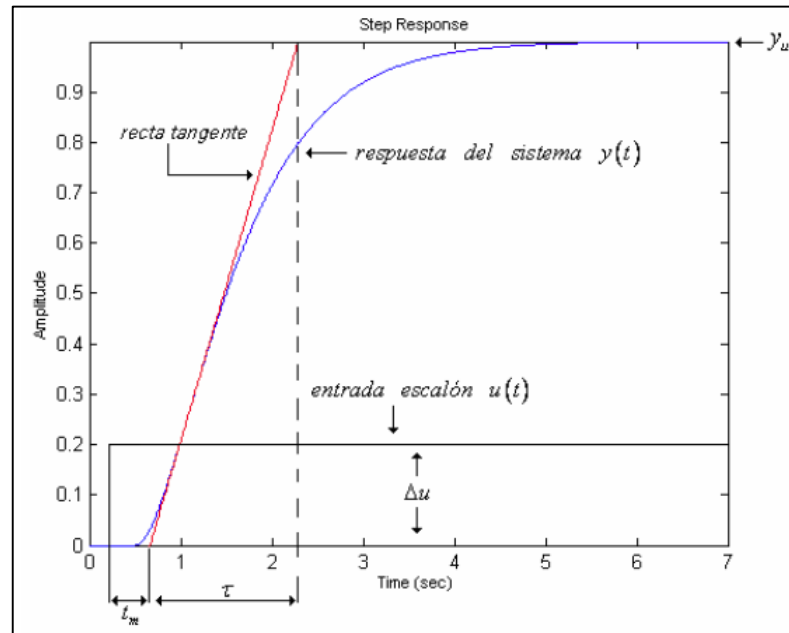


Figura 3-3: Método de la recta tangente.
Realizado por: (Merchán Dominguez & Quiroz De La Ossa, 2007)

3.2.1.2. Método de Dos Puntos (1/4 - 3/4), Alfaro

Los parámetros del L y T , se calculan midiendo el tiempo que tarda el sistema en alcanzar el 25% y 75% del valor final de la respuesta del sistema, ver Figura 3-4.

El cálculo de la ganancia se obtiene mediante: $K=y_u/\Delta u$. En cuanto a L y T , se formulan las ecuaciones 3.12 y 3.13, para calcular los tiempos (t_1 y t_2) requeridos para alcanzar los puntos porcentuales.

$$T = \tau = a(t_2 - t_1) \quad (3.12)$$

$$L = t_m = bt_1 + (1 - b)t_2 \quad (3.13)$$

Donde, $a = 0.91$ y $b = 1.262$, según las constantes para la identificación de los modelos de primer orden más tiempo de retardo, aplicando el método Alfaro (1/4 - 3/4) (Merchán Dominguez & Quiroz De La Ossa, 2007).

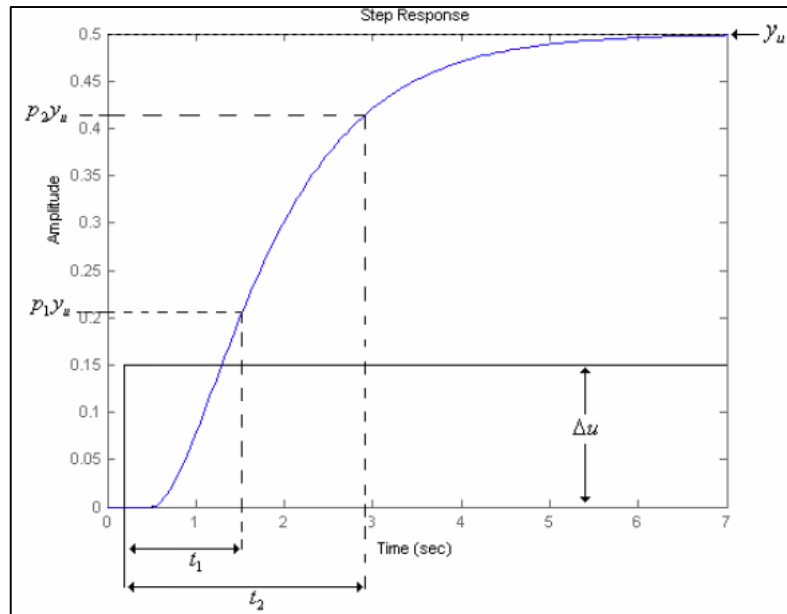


Figura 3-4: Método de dos puntos de Alfaro.
Realizado por: (Merchán Domínguez & Quiroz De La Ossa, 2007)

3.2.2. Métodos basados en herramienta computacional de Matlab

La implementación de estos métodos se ha llevado a cabo haciéndose uso de MATLAB 2017b, concretamente con la herramienta gráfica integrada de Simulink v9.3. La instalación se ha realizado en un PC portátil con un sistema operativo Windows 10 de 64 bits service pack 1.

La caja de herramientas de Matlab proporciona técnicas de identificación tales como máxima verosimilitud, minimización de error de predicción (PEM) e identificación del sistema subespacial. Para representar la dinámica no lineal del sistema, puede estimar los modelos de Hammerstein-Wiener y los modelos ARX no lineales con la red wavelet, partición de árbol y no linealidades de redes sigmoideas (MathWorks, s. f.-c).

Para determinar el modelo del sistema se emplea el Método de error de predicción (PEM), en base a la propuesta realizada en los estudios: Copot, Muresan, Ionescu, y De Keyser (2014), Singh y Kosti (2015).

3.2.2.1. Toolbox System Identification

Con ayuda del Toolbox System identification se logra obtener el modelo de primer orden con tiempo de retardo del motor DC. System Identification Toolbox es una aplicación de MATLAB que proporciona funciones para construir modelos matemáticos de sistemas dinámicos a partir de datos medidos de entrada-salida. Puede usar datos de entrada y salida de dominio de tiempo y de dominio de frecuencia para identificar funciones de transferencia de tiempo discreto y tiempo continuo, modelos de proceso y modelos de espacio de estado. La caja de herramientas también proporciona algoritmos para la estimación de parámetros integrados en línea (Ljung, 2011).

Lo primero que se debe hacer es cargar los datos experimentales en el Workspace, la forma como se llama a la interfaz gráfica de esta herramienta es ident, en el Command Window de Matlab, que me va a dar acceso a todas las funcionalidades del toolbox, ver Figura 3-5.

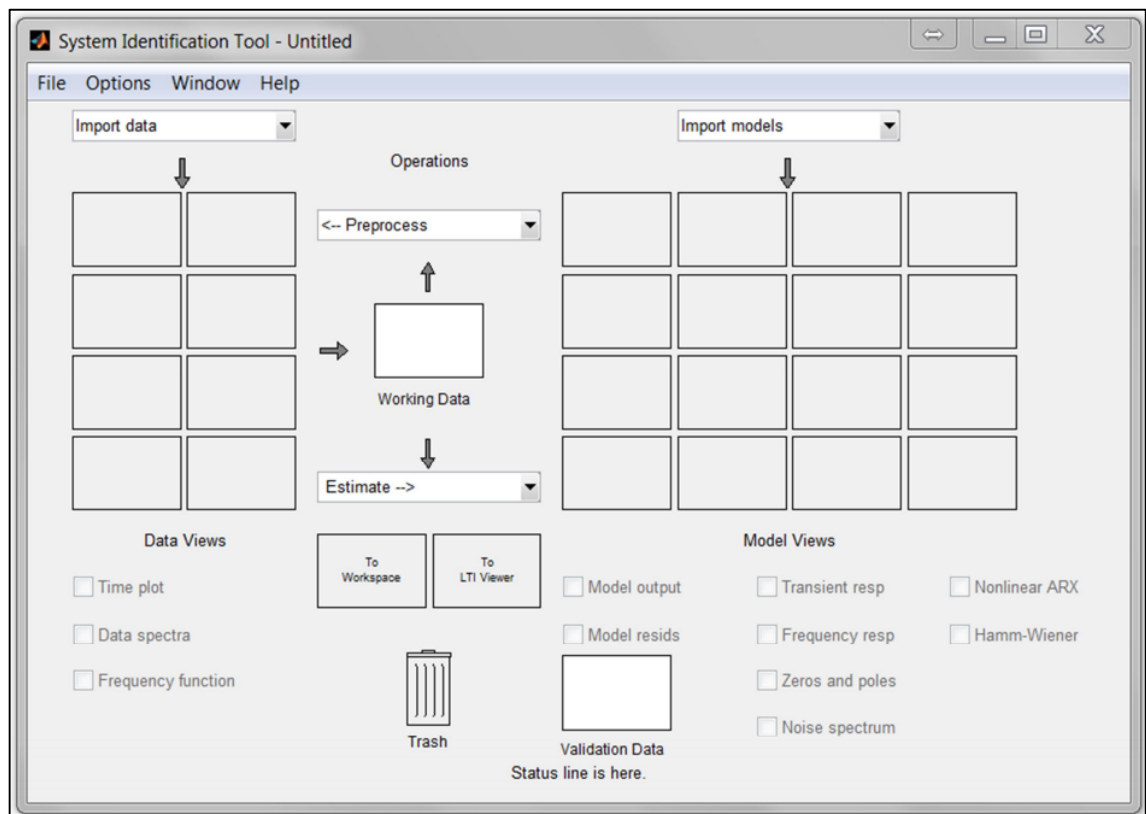


Figura 3-5: Panel principal de la función identificación.
Realizado por: (Rodríguez Rosa, 2012)

MATLAB ofrece otras opciones, además de existir más métodos de identificación que permiten obtener los parámetros de la planta, en muchos casos, con una gran exactitud, sin embargo estos métodos suelen requerir de un gran número de ensayos experimentales que no suelen estar carentes de complejidad (Rodríguez Rosa, 2012).

3.2.2.2. PID Tuner, Plant Identification.

Se puede obtener información sobre el orden de la dinámica y el tiempo de retraso del modelo, mediante el análisis de la respuesta escalonada obtenida experimentalmente y la respuesta de frecuencia del sistema. Puede ajustar los valores de estos parámetros de forma manual o automática para encontrar un modelo identificado que proporcione una coincidencia satisfactoria con sus datos de respuesta medidos o simulados (The MathWorks, 2019a).

A través de la herramienta System Identification Toolbox, puede usar PID Tuner para la identificación de la planta y el diseño del controlador en una sola interfaz, ver Figura 3-6. Puede importar datos de entrada / salida y usarlos para identificar uno o más modelos de planta (The MathWorks, 2019c).

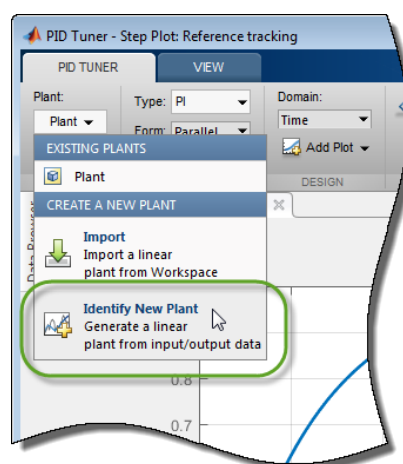


Figura 3-6: PID Tuner.
Realizado por: (The MathWorks, 2019c).

El objetivo de la identificación del sistema es elegir un modelo que ofrezca el mejor ajuste posible entre la respuesta medida del sistema a una entrada particular y la respuesta del modelo a la misma entrada (The MathWorks, 2019c). Cuando comienza la tarea de

identificación de la planta, se selecciona por defecto una estructura de modelo de función de transferencia con un polo real (The MathWorks, 2019a). Pero se puede modificar la estructura del modelo para poder identificarlos parámetros del modelo.

Una vez que haya seleccionado una estructura de modelo (un polo, dos polos reales o un modelo de espacio de estado, un polo más tiempo de retardo), como se muestra en la Figura 3-7, se debe realizar la estimación de los valores de los parámetros, se tiene varias opciones para ajustarlos (manualmente o automáticamente), y así lograr una buena coincidencia entre la respuesta estimada del modelo y sus datos de entrada / salida medidos o simulados (The MathWorks, 2019a).

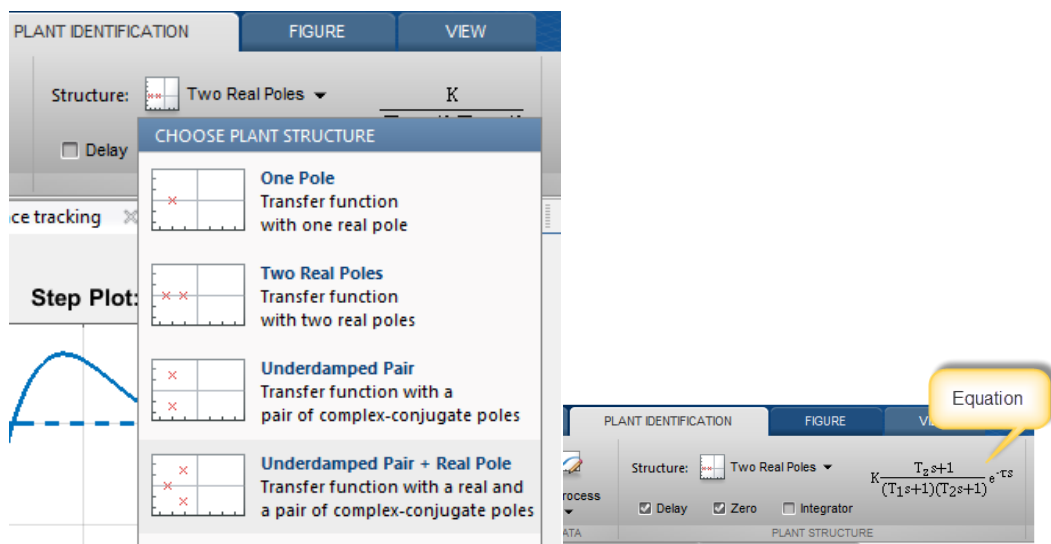


Figura 3-7: PID Tuner, identificación de planta, estructura más retardo.
Realizado por: (The MathWorks, 2019a)

Una vez que se haya importado o simulado la planta, el diagrama de Identificación de la planta muestra los datos de respuesta y la respuesta de una planta estimada inicial. Ahora puede seleccionar la estructura de la planta y ajustar los parámetros estimados de la planta hasta que la respuesta de la planta estimada se ajuste bien a los datos de respuesta (The MathWorks, 2019b).

3.3. Fundamento de cálculo y control fraccionario.

3.3.1. Definiciones

El término de cálculo fraccionario es acuñado a la extensión del cálculo en donde es posible realizar tanto la derivación como la integración de cualquier orden, que a diferencia del cálculo convencional estos órdenes pueden ser no necesariamente enteros (Crespo, 2017).

El controlador PID, “acrónimo de Proporcional, Integral y Derivativo”, es un esquema de control que reúne estos tres elementos: K_p , K_i y K_d para generar una señal de control en un lazo cerrado, en vistas de obtener un comportamiento dinámico específico (Jáuregui, 2016).

La acción de control generada en función del tiempo del controlador PID de orden entero, está dado por la ecuación 3.14:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.14)$$

Donde $e(t) = r(t) - y(t)$ corresponde al error de control, obtenido como la diferencia entre la señal de referencia y la salida de la planta.

El controlador PID de orden fraccionario es una extensión del controlador PID de orden entero. En este caso particular, la extensión pasa por considerar las acciones integral y derivativa ya no de orden entero $n = 1$, sino que pueden de un orden fraccionario cualquiera (Jáuregui, 2016).

La acción de control generada en función del tiempo del controlador PID de orden fraccionario, está dado por la ecuación 3.15:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i I^\lambda e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (3.15)$$

donde $\lambda, \mu \in \mathbb{R}^+$ corresponde al error de integración y derivación, respectivamente.

3.3.2. *Herramientas de Software*

En la actualidad existen variadas herramientas computacionales disponibles para ayudar a los ingenieros en la tarea de identificación, modelamiento, control y simulación de sistemas de orden fraccionario. Ejemplos notables de estas herramientas basadas en Matlab/Simulink son: @fotf, CRONE, Nintiger (Non-Integer) y la caja de herramientas FOMCON (Fractional Order Modeling and Control).

3.3.2.1. *@fotf*

@fotf (de fractional order transfer function) es una herramienta para el control de sistemas fraccionarios desarrollada por Dingyü Xue et al. que extiende las principales funciones integradas en MATLAB para el análisis de los sistemas clásicos (de orden entero) para su aplicación a sistemas fraccionarios. En esencia, esto es posible gracias a una serie de funciones que permiten definir una clase TOTF (es decir, una función de transferencia de orden fraccionario) y, consecuentemente, trabajar con objetos TOTF (Vinagre, Feliu-Batlle, & Tejado, 2016).

3.3.2.2. *CRONE Toolbox*

El grupo de investigación francés CRONE tiene desarrolladas dos herramientas: Crone CSD (acrónimo de Control System Design), para el diseño de sistemas de control, y ooCrone (de Object Oriented), una versión orientada a objetos. La primera es la herramienta clásica del grupo que en la actualidad consta de un único módulo para el diseño y la implementación de controladores fraccionarios robustos tipo CRONE (de primera, segunda o tercera generación). En versiones anteriores a la actual, la V2015, esta herramienta incorporaba así mismo un módulo matemático y otro para la identificación de sistemas fraccionarios en el dominio del tiempo y la frecuencia. ooCrone es una herramienta orientada a objetos para el análisis de sistemas fraccionarios a partir de clases que permite definir sistemas fraccionarios, no solo mediante funciones de transferencia, como en el caso de @fotf, sino también a partir de su ganancia, ceros y polos y como modelo de estado. De este modo, ooCrone también permite utilizar los comandos clásicos

de Matlab para el análisis y simulación de sistemas enteros para los de orden fraccionario (Vinagre et al., 2016).

3.3.2.3. FOMCON

FOMCON (acrónimo de Fractional-order Modeling and Control) es una herramienta para el modelado y control de sistemas fraccionarios desarrollada por Aleksei Teplyakov. Se trata de una herramienta bastante completa, que incorpora hasta seis módulos para el análisis e identificación de sistemas fraccionarios, el diseño, optimización e implementación de controladores PID fraccionarios, así como para el diseño de controladores PID de orden entero para sistemas fraccionarios. La principal característica de FOMCON es que cada uno de los módulos dispone de su propia interfaz gráfica de usuario que facilita considerablemente su uso. Asimismo, se trata de una herramienta compatible con las dos anteriores, en el sentido de que, por un lado, utiliza @fotf para la definición de la clase asociada a los sistemas fraccionarios, y por otro, permite exportar el modelo del sistema (función de transferencia y modelo de estados) de la forma de ooCrone. Otra particularidad de FOMCON es que incorpora una librería de Simulink con bloques para el operador (derivada e integrador) fraccionario, la función de transferencia fraccionaria (de tiempo continuo o discreto) y los controladores PID fraccionarios clásico (también continuo y discreto) y óptimo, y el controlador Tilt integral-derivativo (TID) (Vinagre et al., 2016).

3.3.2.4. Ninteger

Es importante mencionar que debido a la disponibilidad de herramientas para el análisis de sistemas de tipo entero se realizan aproximaciones de los sistemas fraccionarios mediante sistemas enteros (Basu & Mohanty, 2016), algunos de los métodos para poder realizar estas aproximaciones son: Carlson, Matsuda, Crone, entre otras.

La herramienta Ninteger (de Non-integer) surgió en 2005 a raíz de la tesis doctoral de Duarte Valério para el modelado y análisis de sistemas de control fraccionarios. La principal característica de Ninteger es que implementa una gran variedad de métodos de aproximación de las derivadas de orden no entero: para el caso continuo, la aproximación

de Oustaloup, los métodos de Carlson y Matsuda y las aproximaciones de fracción continuada de alta y baja frecuencia; y para el caso digital, Tustin, Simpson, transformada Delta, basada en la respuesta al impulso y al escalón y las aproximaciones de diferencias finitas hacia atrás de primer, segundo y tercer orden. Asimismo, cabe destacar que dispone de interfaz gráfica de usuario para el diseño de controladores fraccionarios, en concreto, PIDs y CRONEs de segunda o tercera generación, definiciones de derivadas fraccionarias de orden variable, así como de una librería de Simulink, formada por bloques para el operador derivada y el controlador PID fraccionario, ambos con opciones de selección del método de aproximación de entre los antes mencionados (Vinagre et al., 2016).

En la Tabla 3-1 se resume las características más relevantes de cada una de las herramientas computacionales presentadas.

Tabla 3-1: Herramientas computacionales.

Herramienta	Aplicaciones/Módulos	Interfaz de usuario	Comando para abrir interfaz	Librería de Simulink	Sistemas de retardo
@fotf	Análisis y control de sistemas fraccionarios (orientado a objetos)	No	-	No	Si
CRONE Toolbox	Crone CSD: diseño de sistemas de control fraccionario	Si	crone_control	No	No
	ooCrone: análisis de sistemas fraccionarios (orientado a objetos)	No	-	No	No
FOMCON	Análisis de sistemas fraccionarios	Si	fomcon	Si	Si
	Diseño de PID fraccionarios	Si	fpid		
	Optimización de PID fraccionarios	Si	fpid_optim		
	Diseño de PID clásicos para sistemas fraccionarios	Si	iopid_tune		
	Identificación de sistemas fraccionarios (dominio del tiempo y frecuencia)	Si	fotfid/fotfrid		
	Implementación de controladores fraccionarios (dominio de la frecuencia)	Si	impid		

Ninteger	Análisis de sistemas fraccionarios (dominio de la frecuencia)	No	ninteger	Si	Si
	Diseño de controladores PID fraccionarios y tipo CRONE	Si			
	Identificación de sistemas fraccionarios (dominio de la frecuencia)	No			

Realizado por: (Macas & Sarango, 2017)

3.3.3. Diseño de controladores FOPID

Para sintonizar FOPID se proponen una combinación de métodos convencionales de ZN, AH, CC, entre otros, y algoritmos de optimización como NM, IP, AS, entre otros. observando una mejora en el rendimiento transitorio. Se elige un índice de rendimiento para ajustar el orden de integración y diferenciación, a saber, IAE, ISE, ITSE e ITAE, Finalmente, se selecciona el método de aproximación para aproximar operadores de orden fraccional a operadores de orden entero.

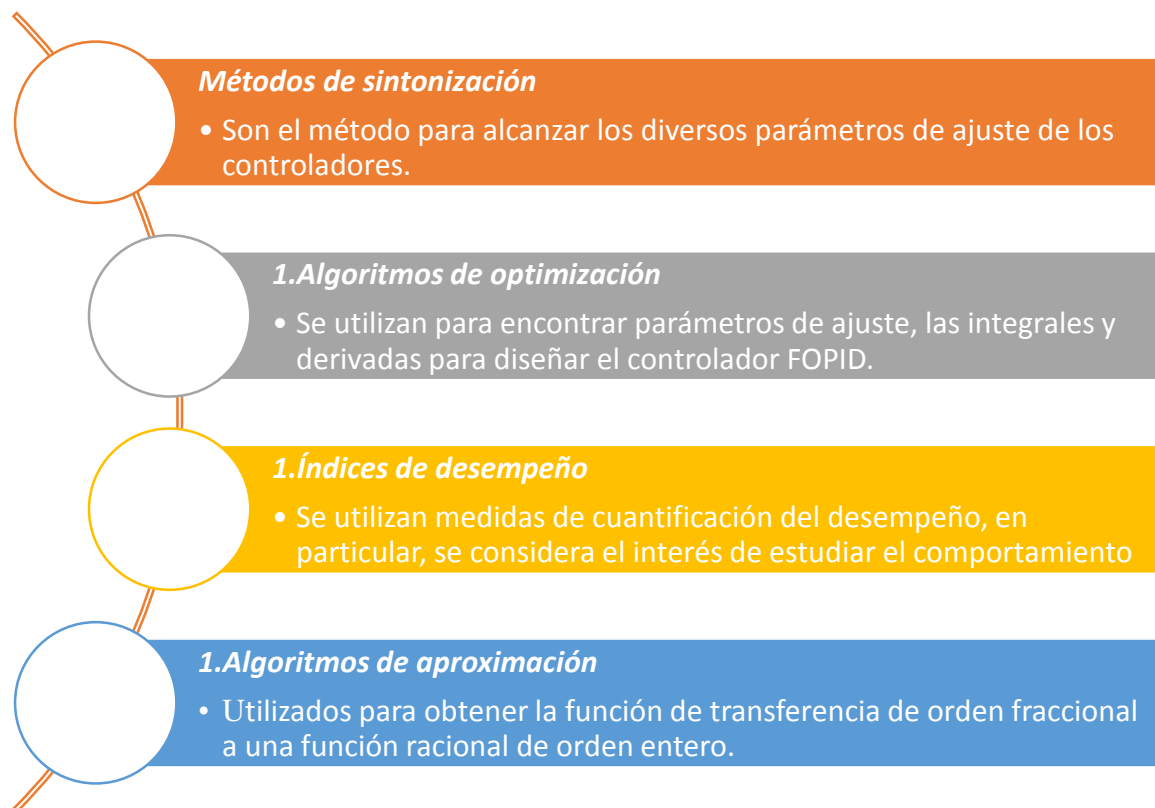


Figura 3-8: Proceso para el diseño de controladores fraccionarios.

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

3.3.3.1. Métodos de sintonización

Las técnicas de afinación son el método de alcanzar los diversos parámetros de ajuste de los controladores y las técnicas de optimización se utilizan para encontrar parámetros de ajuste y las integrales diferentes para diseñar el controlador FOPID (Basu, Mohanty, & Sharma, 2016), entre los más destacados se tiene: Ziegler Nichols (ZN), Astrom-Hagglound (AMIGO), Chien-Hrones-Reswick (CHR) y Cohen-Coon (CC).

3.3.3.1.1. Ziegler Nichols

En el año 1940 Ziegler y Nichols desarrollaron dos métodos empíricos para sistemas de primer orden más tiempo muerto, a los que denominaron lazo cerrado y lazo abierto, dichos métodos permiten obtener los parámetros de ajuste de un controlador.

El procedimiento descrito por los autores para el método retroalimentación o lazo cerrado consta de:

1. La acción integral y derivada debe ser eliminada, el tiempo integral (K_i) se debe establecer en 999 o mayor y el controlador derivativo (K_d) se debe fijar en 0.
2. Al cambiar el punto de ajuste se crea una pequeña perturbación en el ciclo. Hasta que las oscilaciones tengan amplitud común, se sigue ajustando la parte proporcional aumentando o disminuyendo la ganancia.
3. Se debe registrar el valor de ganancia (K_u) y el período de oscilación (P_u).
4. La configuración adecuada para el controlador debe determinarse insertando los valores apropiados mostrados en la Tabla 3-2.

Tabla 3-2: Cálculo de K_p , T_i y T_d , en lazo cerrado.

Controlador	K_p	K_i	K_d
PID	$K_u/1.7$	$P_u/1.2$	$P_u/8$
PI	$K_u/2.2$	$P_u/2$	
P	$K_u/2$		

Realizado por: Basu & Mohanty, 2016

Debido a que el proceso de ajuste incluye la dinámica completa del funcionamiento del sistema resulta fácil experimentar debido a que solo se debe cambiar el valor del controlador P lo que se traduce en una ventaja.

De otro modo, la desventaja del proceso está relacionada con el tiempo que debe invertirse en realizar los experimentos, además que puede causar que el sistema se vuelva incontrolable al especular en las regiones inestables mientras se prueba el controlador P (Basu et al., 2017a).

El método de avance o lazo abierto también se conoce como método de Reacción de Proceso debido a su capacidad para provocar el cambio en la salida de la variable de control. (Basu et al., 2017a).

Los pasos son los siguientes:

- (i). Se debe realizar la prueba de paso de lazo abierto.
- (ii). El tiempo muerto de la curva de reacción del proceso (τ_{dead}), la constante de tiempo (τ) y el valor al que el sistema alcanza el estado estable (M_0), se estudia en la ecuación 3.17 para un cambio escalón de X_0 .

$$K_0 = \frac{X_0}{M_u} * \frac{\tau}{\tau_{dead}} \quad (3.17)$$

Para determinar los parámetros de ajuste del controlador, se fija los valores del tiempo de reacción y la tasa de retraso en la Tabla 3-3 de ajuste de lazo abierto.

Tabla 3-3: Cálculo de K_p , K_i y K_d , en lazo abierto.

Controlador	K_p	K_i	K_d
PID	$1.2K_0$	$2\tau_{dead}$	$0.5\tau_{dead}$
PI	$0.9K_0$	$3.3\tau_{dead}$	
P	K_0		

Realizado por: Basu & Mohanty, 2016

Este método es sólido y popular y sus principales ventajas es ser rápido y fácil de implementar. Por el contrario la desventaja tiene que ver con la dependencia en las mediciones proporcionales puras para estimar los controladores I y D y no es aplicable para los controladores I, D y PD (Basu et al., 2017a).

3.3.3.1.2. Astrom-Hagglound (AMIGO)

El método Astrom-Hagglund también conocido como AMIGO (método aproximado de sintonización de ganancia integral M) representa el valor aproximado para completar el procesamiento en un formato bastante sencillo, el método ofrece un procedimiento muy similar al método de ajuste presentado por Ziegler-Nichols y se expresa en las ecuaciones 3.18 - 3.20 (Basu, Mohanty, & Sharma, 2017b).

$$K_p = \frac{1}{K} (0.2 + 0.45 \frac{T}{L}) \quad (3.18)$$

$$K_i = (\frac{0.4L+0.8L}{L+0.1T})L \quad (3.19)$$

$$K_0 = \frac{0.5T}{0.3L+L} \quad (3.20)$$

3.3.3.1.3. Chien-Hrones-Reswick

El método modificado del método Ziegler-Nichols es el método Chien-Hrone-Reswick. Para aplicaciones de control de procesos, este método proporciona una mejor manera de seleccionar el compensador. Básicamente, hay dos formas de CHR que son Chien-Hrone-Reswick (regulación de punto de ajuste) conocida como CHR1 y Chien-Hrone-Reswick (rechazo de perturbación) conocida como CHR2. El desarrollo de esta sintonización se realizó en el año 1952 por Chien-Hrone-Reswick. Sobre la base de este método, los parámetros del controlador a menudo están sintonizados en los procesos industriales (Basu et al., 2017b).

Comprende un sistema en lazo cerrado con una leve mejora de robustez en comparación con el método de Ziegler Nichols. Las pautas utilizadas para su diseño son: respuesta más rápida sin sobreelongación (0%) o respuesta más rápida con 20 por ciento (20%) de sobreelongación (Astrom Y Hagglund, 2009).

A continuación, se describe las pautas a considerar para sintonizar un controlador utilizando el método CHR:

- ✓ Los parámetros a y L del modelo del proceso se determinan primero de la misma forma que para el método de la respuesta en escalón de Ziegler-Nichols.
- ✓ Los parámetros del controlador se presentan como funciones de estos dos parámetros.
- ✓ En la Tabla 3-4 se muestran las reglas de sintonía para la respuesta frente a regulación en el punto de ajuste y en la Tabla 3-5 se formula reglas de sintonía para rechazo de perturbaciones en la carga.
- ✓ Las reglas de sintonía en la tabla tienen en general ganancias más bajas que las correspondientes a la regla de Ziegler-Nichols.

Tabla 3-4: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización CHR1.

Sobreelongación	0%			20%		
	K_p	K_i	K_d	K_p	K_i	K_d
Controlador						
PID	$0.6/a$	T	$0.5L$	$0.95/a$	$1.4T$	$0.47L$
PI	$0.35/a$	$1.2T$		$0.6/a$	T	
P	$0.3/a$			$0.7/a$		

Realizado por: Basu & Mohanty, 2016

Tabla 3-5: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización CHR2.

Sobreelongación	0%			20%		
	K_p	K_i	K_d	K_p	K_i	K_d
Controlador						
PID	$0.95/a$	$2.4T$	$0.42L$	$0.12/a$	$2L$	$0.42L$
PI	$0.6/a$	$4T$		$0.7/a$	$2.3L$	
P	$0.3/a$			$0.7/a$		

Realizado por: Basu & Mohanty, 2016

3.3.3.1.4. Cohen-Coon

El método de sintonización de Cohen-Coon se usa principalmente para superar la respuesta lenta y estable que se produce en el método de ajuste de Ziegler-Nichols. Este método se utiliza generalmente para los sistemas o modelos de primer orden que tienen un retraso de tiempo ya que el controlador no responde espontáneamente a las perturbaciones (Basu & Mohanty, 2016).

Es un método fuera de línea que es cuando está en estado estable y luego se puede introducir un cambio de pasos en la entrada. Después de esto, basándose en la constante de tiempo y el retardo de tiempo, se puede calcular la salida y los parámetros de control iniciales se pueden encontrar utilizando la respuesta.

Para obtener la compensación mínima y la relación de disminución estándar, hay una disposición de configuraciones predeterminadas para el método de Cohen-Coon.

Tabla 3-6: Cálculo de K_p , K_i y K_d , con método de sintonización Cohen-Coon.

Controlador	K_p	K_i	K_d
PID	$(P/NL) * (1.33 + (R/4))$	$L * (30 + 3R)/(9 + 20R)$	$0.5\tau_{dead}$
PI	$(P/NL) * (0.9 + (12))$	$L * (30 + 3R)/(9 + 20R)$	$4L/(11 + 2R)$
P	$(P/NL) * (1 + (R/3))$		

Realizado por: Basu & Mohanty, 2016

Donde,

P es el porcentaje en la entrada,

N es el cambio porcentual de la *salida*/ τ ,

L es τ_{dead}

R es (τ_{dead}/τ)

De la Tabla 3-6, se puede deducir los parámetros de ajuste, es decir, la ganancia proporcional K_p , la ganancia integral K_i y la ganancia derivada K_d , se pueden obtener específicamente cuando se utiliza la técnica Cohen-Coon (Basu & Mohanty, 2016).

El procedimiento del método es el siguiente:

- Espere a que el procedimiento completo alcance el estado estable.
- El escalón unitario debe introducirse en la entrada.
- La constante de primer orden aproximada con la constante de tiempo τ que se retrasa τ_{dead} unidades se basan en la salida, desde el momento en que se introdujo la entrada en escalón. Al registrar las siguientes instancias de tiempo, se puede encontrar el valor de τ y τ_{dead} , t_0 = punto de inicio del escalón, t_2 = tiempo de medio punto y t_3 = tiempo en 63.2%.

- d. Calcule los parámetros de proceso τ , τ_{dead} y (P/NL) utilizando la evaluación realizada en, t_0 , t_2 , t_3 , A y B.
- e. Sobre la base de τ y τ_{dead} , (P/NL) se pueden encontrar los parámetros del controlador.

Las ventajas del método de Cohen-Coon son que el tiempo de reacción del ciclo cerrado es rápido y este método se puede utilizar en los sistemas con retardo de tiempo. Mientras que las desventajas de este método son que solo puede utilizarse para los sistemas de primer orden que incluyen un gran retraso de proceso, es un método fuera de línea, los sistemas de circuito cerrado son inestables y el valor aproximado τ y τ_{dead} , K_0 puede no ser obligatoriamente preciso para diferentes sistemas (Basu & Mohanty, 2016).

3.3.3.2. Algoritmos de optimización

Estos algoritmos se utilizan para obtener la función de transferencia aproximada de orden fraccional a orden entero. Cada método tiene sus propias propiedades (Mahmood & Razzaq Saleh, 2005). Entre los más destacados podemos nombrar: Nelder Mead (NM), Interior Point (IP) y sequential quadratic programming (SQP).

3.3.3.2.1. Nelder Mead

El algoritmo de optimización de Nelder - Mead propuesto por John Nelder y Roger Mead en 1965, llamado también procedimiento Downhill simplex (propuesta de pensamiento de triángulo o tetraedro a dimensiones arbitrarias), es un tipo especial de politopo (objetos geométricos que tienen lados planos) de $N+1$ vértices en n dimensiones. Las representaciones de los vértices son: un segmento de línea en una línea, un triángulo en un plano, un tetraedro en el espacio tridimensional, y así sucesivamente.

Nelder y Mead propusieron un método de búsqueda heurística para descubrir la base y el extremo de una función objetivo de varias variables (distintos espacios dimensionales). Para dos variables, un simplex es un triángulo, y el método es una búsqueda de patrones

que compara valores de función en los tres vértices de un triángulo. El peor vértice, donde $f(x, y)$ es más grande, se rechaza y se reemplaza con un nuevo vértice. Se forma un nuevo triángulo y la búsqueda continúa. El proceso genera una secuencia de triángulos (puede tener diferentes formas), para lo cual los valores de función en los vértices se vuelven cada vez más pequeños. El tamaño de los triángulos se reduce y se obtienen las coordenadas del punto mínimo (Verma, Yadav, & Nagar, 2016).

Tomando una función $f(x)$, $x \in R^n$ que se debe minimizar en la cual los puntos actuales son x_1, x_2, \dots, x_{n+1} , las diferentes operaciones en el método de optimización de Nelder-Mead son:

1. Orden: Sobre la base de valores en los vértices, $f(x_1) \leq f(x_2) \leq f(x_{n+1})$.
2. Calcule el centroide de todos los puntos (x_0) excepto x_{n+1} .
3. Reflection: Calculate $x_r = x_0 + \alpha(x_0 - x_{n+1})$. Si el punto reflejado no es mejor que el mejor y es mejor que el segundo peor, es decir, $f(x_1) \leq f(x_r) < f(x_n)$. Después de esto, reemplaza el peor punto x_{n+1} con el punto reflejado x_r para obtener un nuevo símplex y ve al primer paso.
4. Expansión: si tenemos la mejor parte reflejada, entonces $f(x_r) < f(x_1)$, luego resuelve el punto expandido $x_e = x_0 + \gamma(x_0 - x_{n+1})$. Si el punto reflejado no es mejor que el punto expandido, es decir, $f(x_e) < f(x_r)$, luego sustituyendo el peor punto x_{n+1} por el punto expandido x_e para obtener un nuevo símplex y luego vaya al primer paso o reemplazando el peor punto x_{n+1} por el punto reflejado x_r para obtener un nuevo símplex y luego vuelva a el primer paso.
De lo contrario, si el punto reflejado no es mejor que el segundo peor, pasa al quinto paso.
5. Contracción: aquí sabemos que $f(x_r) \geq f(x_n)$, el punto contraído debe calcularse, $x_c = x_0 + \rho(x_0 - x_{n+1})$ si $f(x_c) < f(x_{n+1})$ es decir, el punto contraído es mejor que el peor punto sustituyendo el peor punto x_{n+1} con el punto contraído x_c para obtener un nuevo símplex y luego vaya al primer paso o proceda al sexto paso (Margaret H. Wright, 2012).
6. Reducción: sustituya el punto por $x_i = x_1 + \sigma(x_i - x_1)$ para todo $i \in \{2, \dots, n + 1\}$, luego ve al primer paso.

Nota: valores estándar para $\alpha, \sigma, \rho, \gamma$ son $1, \frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, 2$ respectivamente. En la reflexión, el vértice más valioso es x_{n+1} en cuyo reflejo se puede encontrar un valor más bajo en la cara opuesta que está formada por todos los vértices x_i excepto x_{i+1} . En expansión, podemos encontrar valores fascinantes a lo largo de la dirección de x_0 a x_r solo si el x_r que es el punto de reflexión es un nuevo nadir a lo largo de los vértices. En contracción se puede esperar que un valor superior esté dentro del simplex que está siendo formado por los vértices x_i solo si $f(x_r) > f(x_n)$. En la reducción para encontrar un paisaje más simple, nos contraemos hacia el punto más bajo cuando se produce el caso de una contracción alejada de los mayores aumentos de punto f y que, por un mínimo no singular, no puede ocurrir correctamente. De hecho, el simplex inicial es importante, ya que el Nelder-Mead puede atascarse fácilmente, ya que un simplex inceptivo demasiado pequeño puede acompañar a la búsqueda local, por lo que el simplex debería depender del tipo o la naturaleza del problema (Margaret H. Wright, 2012).

3.3.3.2.2. Interior Point

El algoritmo de optimización del punto interior, llamado también método de barrera facilita la evaluación de los problemas lineales y no lineales de la optimización convexa. Además, permite combatir minimización limitada descifrando una sucesión de problemas estimados de reducción. El problema aproximado:

$$\min_x f(x) \text{ sujeto a } h(x) = 0 \text{ y } g(x) \leq 0 \quad (3.21)$$

El problema estimado, ecuación 3.22, para todo $\mu = 0$:

$$\min_{x,s} f_\mu(x, s) = \min_{x,s} f(x) - \mu \sum_i \ln(s_i), \text{ sujeto a } h(x) = 0 \text{ y } g(x) = 0 \quad (3.22)$$

Al existir requisitos de disparidad de g , están presentes los mismos números de variables de holgura. Los s_i están limitados a ser positivos para mantener $\ln(s_i)$ limitado. A medida que μ declina a cero, el mínimo de f_μ debería aproximarse al mínimo de f . El término logarítmico incluido se denomina función de barrera. La ecuación 3.21 del problema aproximado es una disposición del problema de correspondencia obligada. Estos son más simples de resolver que la ecuación 3.22 del problema original del desequilibrio (Basu et al., 2017b).

Para resolver el problema aproximado, el algoritmo utiliza uno de los dos tipos principales de principios en cada una de las reiteraciones, el primero es el paso inmediato en (x, s) conocido también como paso de Newton. Este paso se esfuerza por comprender las declaraciones matemáticas KKT (Karush-Kun-Tucker) para el problema aproximado mediante una estimación directa. Este es el segundo principio, el paso de gradiente conjugado que utiliza un área de confianza. Naturalmente, el algoritmo primero se esfuerza por un paso directo o inmediato. En el caso de que no pueda, entonces intenta el paso del gradiente conjugado. En cada reiteración, el algoritmo disminuye una función de legitimidad (Basu et al., 2017b).

3.3.3.2.3. *Sequential Quadratic Programming (SQP)*

El algoritmo de optimización secuencial de programación cuadrática (SQP), es una de las mejores en técnicas de programación no lineal. Por ejemplo, Schittkowski ha actualizado y probado una forma de superar los límites de cada una de las otras técnicas probadas en cuanto a la competencia, la precisión y la velocidad de elucidación exitosa en innumerables cuestiones (Basu et al., 2016).

Tomando las ecuaciones 3.23 - 3.26:

$$\min_x f(x) \quad (3.23)$$

$$\nabla f(x^*) + \sum_{i=1}^m \lambda_i G_i(x^*) = 0 \quad (3.24)$$

$$\lambda_i G_i(x^*) = 0, i = 1, \dots, m_e \quad (3.25)$$

$$\lambda_i \geq 0, i = m_e + 1, \dots, m \quad (3.26)$$

la iniciativa principal es el detalle de un subproblema de programación cuadrática a la luz de una estimación cuadrática de la función de Lagrange (Basu et al., 2016).

$$L(x, \lambda) = f(x) + \sum_{i=1}^m \lambda_i G_i(x) \quad (3.27)$$

Suponiendo que las restricciones vinculadas se han comunicado como restricciones de desigualdad. Se logra la ecuación 3.27 que es el subproblema de programación cuadrática por las restricciones no lineales. El SQP se implementa utilizando tres etapas que son la

actualización de la matriz de Hesse, la solución de programación cuadrática y la función de búsqueda de línea y de mérito (Basu et al., 2016).

3.3.3.3. Índices de desempeño

En los sistemas de control, se utilizan medidas de cuantificación del desempeño, en particular, se considera el interés de estudiar el comportamiento del error de control $e(t) = r(t) - y(t)$, donde $r(t)$ es la referencia a seguir e $y(t)$ la salida del sistema (Jáuregui, 2016). A continuación, se presentan las métricas de desempeño más utilizadas.

3.3.3.3.1. IAE

La integral absoluta del error “Integral Absolute Error” (IAE) considera de manera equivalente los errores de control, pero sólo en módulo (Jáuregui, 2016). Su definición es la ecuación 3.28:

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (3.28)$$

3.3.3.3.2. ISE

La integral del error cuadrático o “Integral Square Error” (ISE) es la integración de la señal de error, pero al cuadrado. De esta forma, los errores de gran magnitud tienen mayor incidencia en la cuantificación que los errores de menor magnitud (Jáuregui, 2016). Su definición se establece en la ecuación 3.29:

$$ISE = \int_0^t e(t)^2 dt \quad (3.29)$$

3.3.3.3.3. ITAE

La integral absoluta del error ponderada por el tiempo o “Integral Time Absolute Error” (ITAE), cuantifica el error del valor absoluto ponderando por el tiempo; esto es, mientras

más avanza el tiempo, más importancia tienen las muestras de error para la medición del funcionamiento magnitud (Jáuregui, 2016). Su definición corresponde a la ecuación 3.30:

$$ITAE = \int_0^t t|e(t)|dt \quad (3.30)$$

3.3.3.3.4. *ITSE*

La integral del error cuadrático ponderado por el tiempo o “Integral Time Square Error” (ITSE), ecuación es una especie de mezcla entre los esquemas ISE e ITAE; en lo que se refiere, también se pondera por el tiempo, pero al error al cuadrado. Con esto, un error de gran magnitud cuando ha pasado un tiempo considerable, castiga en gran medida la indicación de funcionamiento (Jáuregui, 2016). Su definición queda en la ecuación 3.31:

$$ISE = \int_0^t te(t)^2dt \quad (3.31)$$

Del examen anterior se observa que dos integrales consideran una sola variable que es el error, tienen como propósito minimizar el sobreimpulso y el error en estado estacionario. Las otras dos integrales tienen en cuenta dos variables el tiempo y el error, buscan que la respuesta del sistema sea lo más rápida posible a cambio de sobreimpulso mayor (Merchán Dominguez & Quiroz De La Ossa, 2007).

3.3.3.4. *Algoritmos de aproximación*

Existen varios métodos de aproximación utilizados para obtener la función de transferencia de orden fraccional a una función racional de orden entero. Entre otros tenemos: Crone, Matsuda y Carlson. Cada uno con sus propiedades, como se detallan a continuación:

3.3.3.4.1. Crone

Permite aproximar de forma continua al operador fraccionario s^α , esta distribución altera los polos y los ceros en intervalos elegidos previamente, de tal forma que se puedan formar funciones de transferencia cuya ganancia varía linealmente con el logaritmo de la frecuencia y con fase prácticamente constante dentro de un intervalo definido ω_l, ω_h . La aproximación de la función de transferencia tiene la forma de la ecuación 3.32 (Macas & Sarango, 2017).

$$G(s) = s^\alpha = C_0 \prod_{n=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zn}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pn}}} \quad (3.32)$$

3.3.3.4.2. Matsuda

Propuesta por Matsuda y Fuji (1993), se basa en la aproximación no racional, por medio de una función racional obtenida mediante expansión en fracciones continuas, expresada en la ecuación 3.33. Sus valores coinciden con los de la función original en un conjunto de puntos logarítmicamente espaciados (Macas & Sarango, 2017).

$$G(s) = a_0 + \frac{s - \omega_0}{a_1 + \frac{s - \omega_1}{a_2 + \frac{s - \omega_2}{a_3 + \dots}}} + a_0 + \frac{s - \omega_0}{a_1 +} \frac{s - \omega_1}{a_2 +} \frac{s - \omega_2}{a_3 +} \quad (3.33)$$

3.3.3.4.3. Carlson

Propuesta por Carlson y Halijak (1964), proporciona aproximaciones continuas de los operadores fraccionarios. Este método se expresa en la ecuación 3.36 funciona para valores $1/\alpha \in \mathbb{Z}$, así que α sólo podrá tomar valores como $1/2, 1/4$, entre otros. (Macas & Sarango, 2017).

$$G^{\frac{1}{\alpha}}(s) = s \quad (3.34)$$

$$G_0(s) = 1 \quad (3.35)$$

$$G_i(s) = G_{i-1}(s) \frac{(\frac{1}{\alpha}-1)G_{i-1}^{\frac{1}{\alpha}}(s) + (\frac{1}{\alpha}-1)s}{(\frac{1}{\alpha}-1)G_{i-1}^{\frac{1}{\alpha}}(s) + (\frac{1}{\alpha}-1)s} \quad (3.36)$$

En base a lo revisado hemos optado por emplear los cuatro métodos de sintonización, tres algoritmos de optimización, cuatro índices de rendimiento y tres algoritmos de aproximación para el diseño de controladores FOPID. Se ha definido las mismas por su amplio uso en la investigación bibliográfica desarrollada en el Capítulo 2 y la disponibilidad en la caja de herramienta FOMCON de Matlab, en la Tabla 3-7, se muestra las metodologías disponibles en la herramienta computacional.

Tabla 3-7: Combinaciones de diseño de controladores PID fraccionario.

Método de sintonización	Algoritmo de optimización	Índice de rendimiento	Aproximación a un orden entero
Ziegler-Nichols Astrom-Hagolud (AMIGO) Chien-Hrones-Reswick (set point regulation) Chien-Hrones-Reswick (Disturbance rejection) Cohen-Coon	Nelder-Mead Interior Point SQP (Sequential Quadratic Programming)	ISE IAE ITSE ITAE	Crone Matsuda Carlson

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Los pasos para realizar el diseño de controladores fraccionales se indican en la Figura 3-9 y en el Anexo 1 se encuentra el procedimiento.

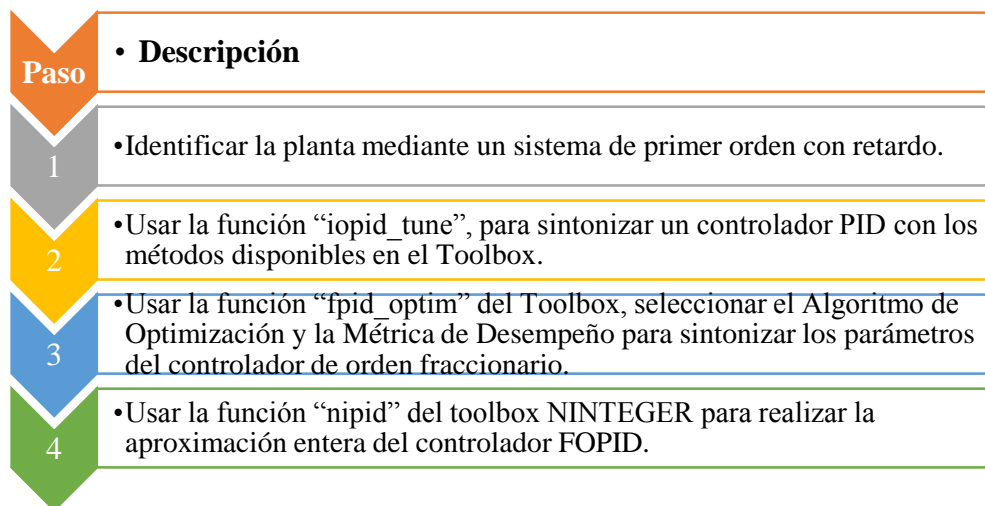


Figura 3-9: Pasos de diseño de controladores fraccionarios.

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

3.3.4. *La prueba t-Student*

La prueba t es una prueba estadística para evaluar si dos grupos difieren entre sí de manera significativa respecto a sus medias en una variable. La hipótesis de investigación propone que los grupos difieren de manera significativa entre sí y la hipótesis nula plantea que los grupos no difieren significativamente. La comparación se realiza sobre una variable (regularmente y de manera teórica: dependiente). Si hay diferentes variables, se efectuarán varias pruebas t (una por cada par de variables), y la razón que motiva la creación de los grupos puede ser una variable independiente. El valor p es calculado por el programa estadístico IBM® SPSS® Statistics versión 25, arrojan una tabla con varios resultados, de los cuales los más necesarios para interpretar son el valor p y su significancia (Hernández Sampieri, Fernández Collado, & Baptista Lucio, 2003).

Con el seudónimo de estudiante (Student), William Sealy Gosset desarrolló la prueba t y la distribución t. La prueba t-Student se fundamenta en dos premisas; la primera: en la distribución de normalidad, y la segunda: en que las muestras sean independientes. Permite comparar muestras, $N \leq 30$ y/o establece la diferencia entre las medias de las muestras. Si la t calculada que se origina de las dos muestras es desmedida, entonces se rechazaría la hipótesis nula. El valor de significancia es la probabilidad de rechazar erróneamente la hipótesis nula (Sánchez Turcios, 2015).

CAPÍTULO IV

4 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

4.1 Obtención de la función de transferencia del motor

En la Tabla 4-1 se muestra una comparación de los parámetros disponibles en el catálogo del fabricante de la función de transferencia de cada motor DC.

Tabla 4-1: Comparativa de valores de parámetros de motores preseleccionados.

Parámetro	Descripción	Unidad	Motor1	Motor2	Motor3	Motor4	Motor5
w	Velocidad angular	<i>rpm</i>	6400	19100	8100	3800	7580
v	Tensión nominal	<i>V</i>	12.00	1.5	12	12	24
R_a	Resistencia de armadura	<i>ohms</i>	1.45	3.9	1.9	2.06	0.32
L_a	Inductancia de armadura	<i>H</i>	0.00013	$1.2E - 5$	$6.5E - 5$	0.000238	$8.23E - 5$
J	Inercia del rotor	$kg * m^2$	$1.1E - 6$	$1E - 9$	$5.7E - 7$	$1.07E - 6$	$1.38E - 5$
B	Coefficiente de fricción viscosa	$N * m / rad/s$	$2.97E - 6$	$1.03E - 8$	$1.2E - 6$	$1.2E - 6$	$1.114E - 6$
k_e	Constante de fuerza contra electromotriz	$V / rad/s$	0.0169	0.00069	0.0134	0.023	0.0302
k_τ	Constante de par	$N * m / A$	0.0169	0.00069	0.0134	0.023	0.0302
k_n	Constante de velocidad	rpm / V	565	13840	713	406	317
E_f	Eficiencia	%	78	52	80	87	91

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Como se puede ver en la Tabla 4-1, el valor de velocidad nominal no es un criterio de selección para el motor DC, este no es el caso para el parámetro de la eficiencia pues se requiere que el dispositivo electromecánico tenga una buena relación entre la potencia mecánica entregada y la potencia eléctrica consumida y sea superior al 80%.

La Tabla 4-2, muestra la velocidad angular, tiempo de establecimiento y el error en estado estacionario, obtenida a partir de la simulación realizada en LabVIEW, esto con el fin de realizar una comparación de la velocidad angular obtenida con la que se muestra en el catálogo.

Tabla 4-2: Velocidad angular de cada motor DC y su error en estado estacionario.

Parámetro	Descripción	Unidad	Motor 1	Motor 2	Motor 3	Motor 4	Motor 5
w	Velocidad angular	rad/s rpm	699.512 6679.85	2000.16 19100.12	884.294 8444.39	417.854 3990.21	794.391 7585.88
T_s	Tiempo de establecimiento	s	0.0250	0.0348	0.0273	0.0127	0.0213
E_{ee}	Error en estado estacionario (respuesta de simulación - velocidad nominal)		279.85	0.12	344.39	190.21	5.88

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

4.1.1 Selección del motor y simulación

Con el objetivo de comparar el comportamiento de los diferentes motores DC en funcionamiento normal, se ingresa al sistema una señal de entrada tipo escalón dada en voltios (depende de cada motor DC). Observando la Tabla 4-2, se tiene que la métrica de error de estado estacionario del motor 5 (Maxon, RE 40) tiene un valor bajo entre todos los dispositivos preseleccionados.

Se seleccionó el Motor 5, del fabricante Maxon RE 40 modelo 148867 de 150W y 24 V de tensión nominal, en comparación con el resto de dispositivos, este cumple con todos los criterios de selección. Además, como parte fundamental se puede comparar la respuesta transitoria de la simulación realizada en LabVIEW en la Figura 4-1, con el trabajo ya realizado en este motor (Mendoza-Mondragón, 2012).

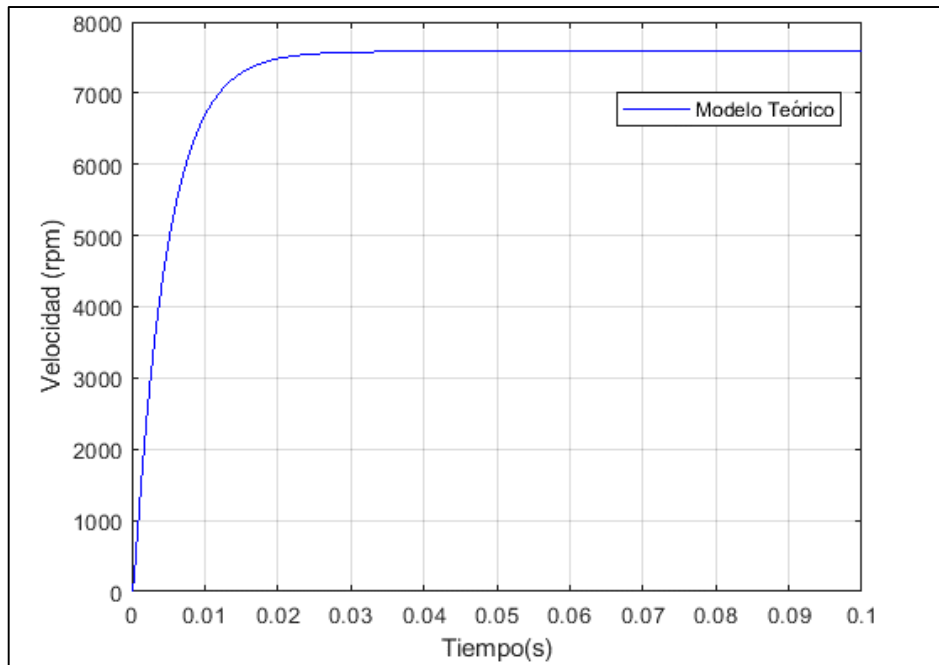


Figura 4-1: Simulación del modelo teórico del motor seleccionado.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019

4.1.2 Modelado matemático del motor DC

La tabla 4-3, muestra los parámetros del motor DC usados en la simulación en lazo abierto del sistema electro - mecánico.

Tabla 4-3: Parámetros del motor DC.

Parámetro	Descripción	Unidad	Valor
w_m	Velocidad angular	rad/s	794.391
v	Tensión nominal	V	24.00
R_a	Resistencia de armadura	$ohms$	0.32
L_a	Inductancia de armadura	H	8.23×10^{-5}
J	Inercia del rotor	$kg * m^2$	1.38×10^{-5}
B	Coefficiente de fricción viscosa	$N * m / rad/s$	1.1147×10^{-6}
k_e	Constante de fuerza contra electromotriz	$V / rad/s$	0.0302
k_τ	Constante de par	$N * m / A$	0.0302
k_n	Constante de velocidad	rpm / V	317

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Función de transferencia del motor DC de la velocidad con respecto al voltaje se expresa en la ecuación 4.1:

$$G_p(s) = \frac{w_m}{V} = \frac{k_\tau}{(R_a + L_a s)(Js + B) + k_e k_\tau} \quad (4.1)$$

Donde:

v es el voltaje aplicado a la armadura del motor.

w es la velocidad angular

k_τ es la constante de par

J la inercia del rotor

L_a es la inductancia de armadura.

R_a es la resistencia de armadura.

k_e la constante de fuerza contra - electromotriz

B el coeficiente de fricción viscosa.

4.1.3 Modelado teórico

Algunos parámetros no son incluidos en el catálogo del fabricante, sin embargo, pueden ser calculados a partir de las siguientes ecuaciones:

Se obtiene la constante de fuerza contra - electromotriz a partir de la constante de velocidad, valor obtenido del fabricante en la ecuación 4.2:

$$k_e = \frac{1}{k_n} = \frac{1}{\left(317 \frac{rpm}{V}\right) * \frac{2\pi}{60}} \quad (4.2)$$

$$k_e = 0.0302 \frac{rad/s}{V}$$

Los parámetros k_e y k_τ son las constantes de fuerza contra-electromotriz y de par del motor DC, respectivamente; ver la ecuación 4.3 cuando éstas se expresan en unidades SI, ambos valores deben ser iguales (Macas & Sarango, 2017).

$$k_e \left[\frac{V}{rad/s} \right] = k_\tau \left[\frac{Nm}{A} \right] \quad (4.3)$$

$$0.0302 = 0.0302$$

La ecuación 4.4 realiza una aproximación matemática del coeficiente de fricción viscosa motor (Mendoza-Mondragón, 2012):

$$\mathbf{B} = \frac{J}{t_m} - \frac{k_t * k_e}{R_a} \quad (4.4)$$

Donde t_m es el tiempo mecánico del motor DC.

$$\mathbf{B} = 1.1147 \times 10^{-6}$$

Reemplazando los valores de los parámetros de la tabla en la función de transferencia del motor DC se obtiene la ecuación 4.5:

$$G_p(s) = \frac{0.0302}{1.13574 \times 10^{-9} s^2 + 4.41609 \times 10^{-6} s + 0.000912397} \quad (4.5)$$

Al aplicar una señal de entrada en escalón de 24 V, se obtiene la respuesta transitoria de velocidad del motor DC, ver Figura 4-1.

A partir de la simulación se obtiene un valor máximo de 7585.88 rpm, la cual es la velocidad nominal sin carga del motor DC Maxon RE40, comparando con el valor del catálogo del fabricante se verifica que ambos valores son similares.

4.2 Identificación del sistema

4.2.1 Métodos basados en la curva de reacción

Empleando los métodos basados en la curva de reacción para la identificación del sistema, se puede observar en la Figura 4-2, utilizar el método de recta tangente. La ecuación 4.6 indica el modelo aproximado.

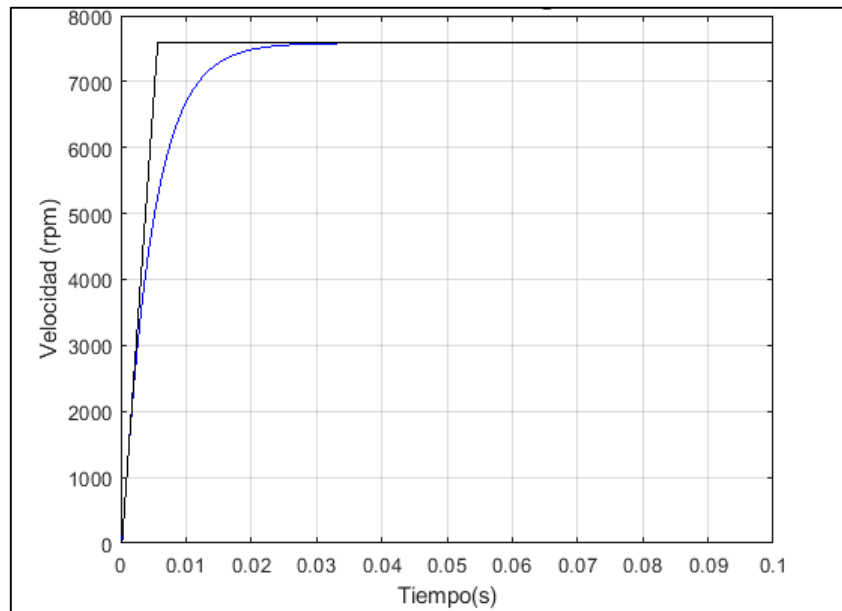


Figura 4-2: Respuesta por el método de la recta tangente.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

$$G_1(s) = \frac{7585.96}{0.006s+1} e^{-1.1503e-4s} \quad (4.6)$$

De manera similar aplicando el método de dos puntos de Alfaro, se tiene los valores: $t_1 = 0.00158 \text{ s}$ y $t_2 = 0.0066 \text{ s}$, que corresponden a los dos puntos porcentuales del cambio de respuesta del sistema ante una entrada de escalón unitario, ver Figura 4-3. Se obtiene la ganancia a través de la ecuación 4.7 y las ecuaciones 3.12 y 3.13 del apartado 3.2. La ecuación 4.8 indica el modelo aproximado.

$$k = \frac{yu}{\Delta u} \quad (4.7)$$

$$k = 7585.96$$

$$L = 1.262t_1 - 0.262t_2$$

$$L = 0.00026476 \text{ s}$$

$$T = 0.91(t_2 - t_1)$$

$$T = 0.0045682$$

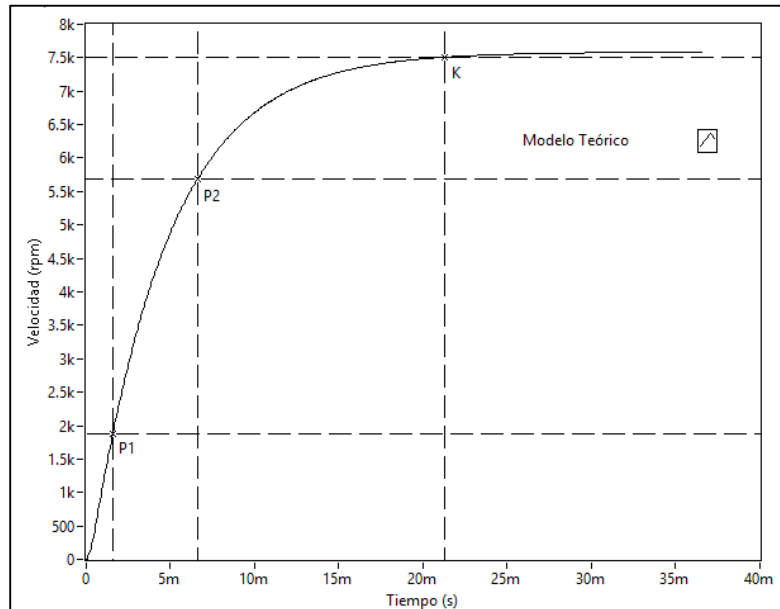


Figura 4-3: Respuesta por el método de dos puntos de Alfaro.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

$$G_2(s) = \frac{7585.96}{0.00457s+1} e^{-0.000265s} \quad (4.8)$$

4.2.2 Métodos basados en la herramienta computacional de Matlab

Haciendo uso de las herramientas de Matlab para la identificación del sistema, se puede observar en la Figura 4-4 y Figura 4-5, aplicando el toolbox System Identification y PID Tuner. Así como también el modelo aproximado en las ecuaciones 4.9 y 4.10, respectivamente.

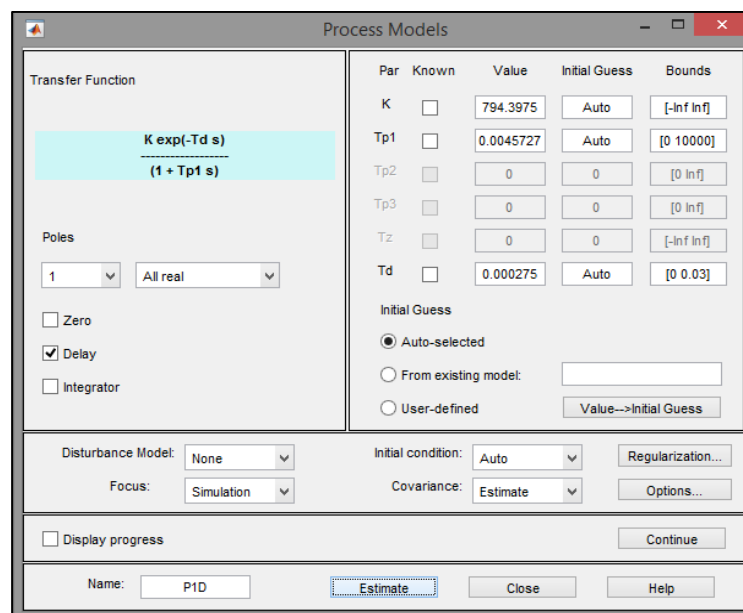


Figura 4-4: Herramienta computacional Process Models.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

$$G_3(s) = \frac{7585.77}{0.0045727s+1} e^{-0.000275s} \quad (4.9)$$

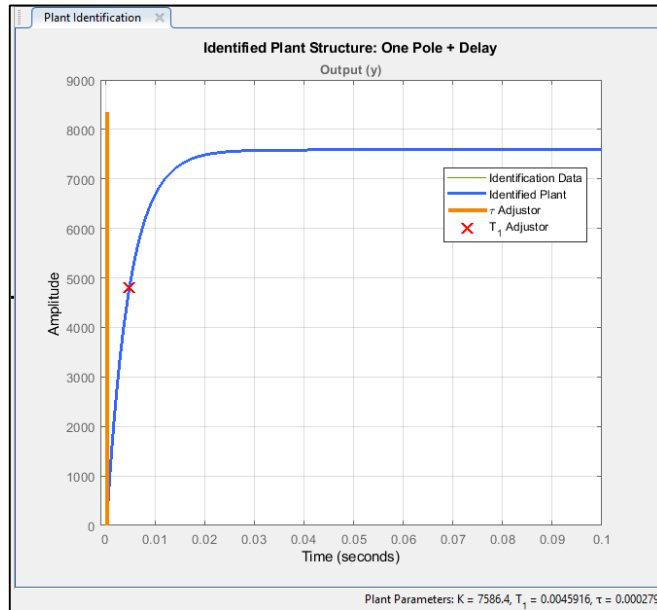


Figura 4-5: Identificación por medio de PID Tuner.
Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

$$G_4(s) = \frac{7586.4}{0.0045916s+1} e^{-0.0002798s} \quad (4.10)$$

El método de identificación que usa esta herramienta es Mínimos cuadrados no lineales (ajuste de curvas) (MathWorks, s. f.-b).

Se escogió este modelo de primer orden más tiempo de retardo, pues a partir del Toolbox FONCOM, presento los controladores con los mejores resultados de simulación del sistema de control.

4.3 Validación del modelo

En la tabla 4-4, de la velocidad angular obtenida a partir de la simulación realizada en LabVIEW del modelo teórico del motor DC compara los valores nominales del catálogo del fabricante (de acuerdo con el trabajo realizado de este motor sin carga $TL=0$):

Tabla 4-4: Comparación de respuesta de salida de velocidad en simulación.

Parámetro	Descripción	Unidad	Simulación	Catálogo
$W(t)$	Velocidad	<i>rpm</i>	7585.88	7580

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Para realizar la validación del modelo teórico del motor DC, se compara los valores de velocidad angular, obtenidos en la simulación en lazo abierto del modelo teórico y de cada uno de los modelos obtenidos a partir del método de identificación.

La validación del sistema nos permite seleccionar el modelo que presente los resultados de simulación lo más cercano a los valores del catálogo del fabricante, y posteriormente a partir de este modelo realizar el diseño de controladores de orden fraccionario. En este caso se seleccionó el modelo que se identificó por la herramienta computacional de Matlab (Pid Tuner Tool), debido a que, con este modelo de primer orden con tiempo de retardo se obtuvo mejores resultados de control en simulación de lazo cerrado, motivo que fue seleccionado por encima de los demás modelos identificados.

Para realizar el diseño de controladores PID de orden fraccionario con la herramienta FOMCON, se necesita ingresar la función de transferencia de la planta a controlar, parámetros del PID, algoritmo de optimización y la métrica de desempeño.

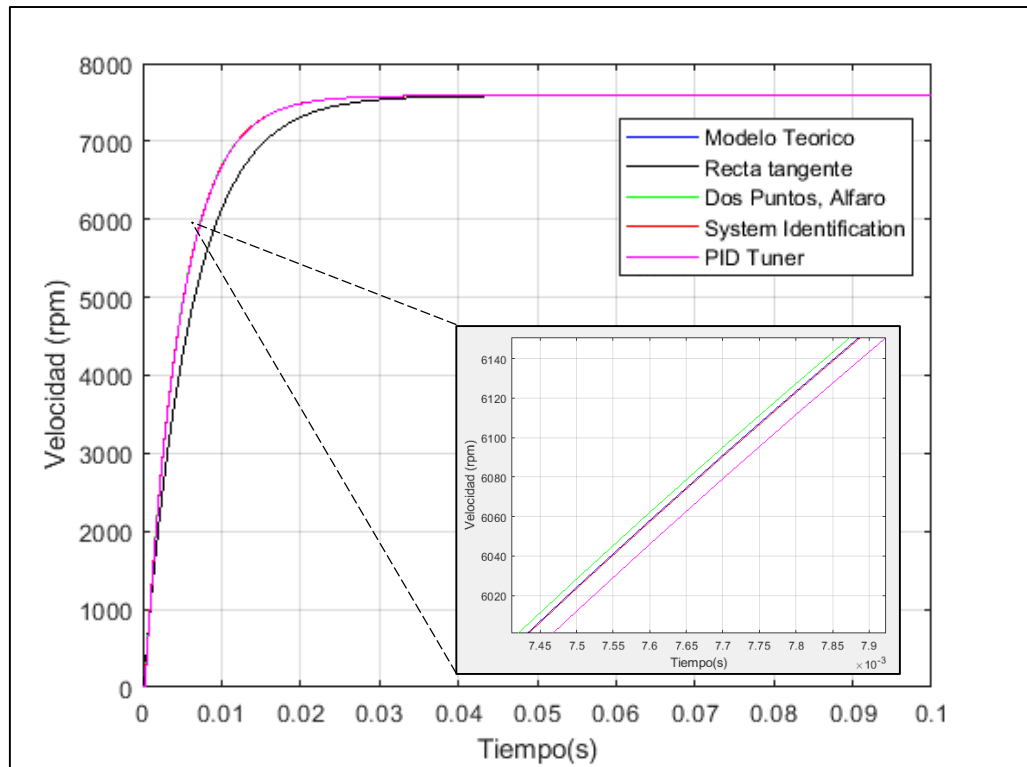


Figura 4-6: Comparación de modelos identificados.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

En la Figura 4-6, se puede observar la comparación realizada de los modelos identificados a partir de los diferentes métodos que se mencionan anteriormente, esto sirve para validar la respuesta en amplitud (velocidad rpm) y tiempo de cada modelo identificado con el modelo teórico obtenido a partir de los valores de parámetros del catálogo del fabricante.

4.4 Diseño de controladores FOPID

A partir de los parámetros de controladores PID de la Tabla 4-5, se procede a optimizar los controladores de orden fraccionario.

Tabla 4-5: Parámetros de controladores PID.

Metodología	Kp	Ki	Kd
Ziegler-Nichols	0.00259574	4.63857	3.63145e-07
AMIGO	0.000999767	0.697563	1.37356e-07
CHR1	0.00205496	0.319678	2.7024e-07
CHR2	0.00259574	0.0002798	0.0045916
Cohen-Coon	0.00295224	4.32468	3.02136e-07

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

De las metodologías mencionadas en la Tabla 3-7 de combinaciones de diseño, se obtuvieron 180 controladores de orden fraccionario; en la Tabla 4-6, se muestra el valor de cada parámetro del controlador FOPID, estos valores fueron obtenidos a partir de distintas metodologías disponibles en el toolbox FOMCON. Usando la función `fpid_optim`, se abre la interfaz gráfica (FPID OPTIMIZATION TOOL) que permite ingresar ciertos elementos que admitirán la sintonización de los controladores FOPID.

La codificación de los nombres de cada uno de los controladores es representada por siglas (para ganar espacio en la tabla) y separados por guion con cada uno de los métodos y algoritmos utilizados, es así como por ejemplo el controlador 1 que es ZN-NM-ISE-Crone tiene la información de MétodoDeSintonización-AlgoritmoDeOptimización-ÍndiceDeDesempeño-AlgoritmoDeAproximación.

Tabla 4-6: Tabla de parámetros de controladores FOPID.

Parámetros de controladores FOPID						
No.	Diseño	Kp	Ki	λ	Kd	μ
Ziegler Nichols-Nelder Mead						
1	ZN-NM-ISE-Crone	0.00036293	0.088681	0.50106	7.7217e-05	0.49628
2	ZN-NM-ISE-Matsuda					
3	ZN-NM-ISE-Carlson					
4	ZN-NM-IAE-Crone	2.1113e-05	0.070587	0.50099	7.4171e-05	0.49497
5	ZN-NM-IAE-Matsuda					
6	ZN-NM-IAE-Carlson					
7	ZN-NM-ITSE-Crone	9.7721e-05	0.067913	0.501	7.2698e-05	0.49589
8	ZN-NM-ITSE-Matsuda					
9	ZN-NM-ITSE-Carlson					
10	ZN-NM-ITAE-Crone	0.00049229	1.0469	0.49992	7.376e-06	0.50095
11	ZN-NM-ITAE-Matsuda					
12	ZN-NM-ITAE-Carlson					
Ziegler Nichols-Interior Point						
13	ZN-IP-ISE-Crone	0.0044612	3.2957	0.84317	6.5428e-07	0.89786
14	ZN-IP-ISE-Matsuda					
15	ZN-IP-ISE-Carlson					
16	ZN-IP-IAE-Crone	0.0042366	1.96	0.81465	7.593e-07	0.89772
17	ZN-IP-IAE-Matsuda					
18	ZN-IP-IAE-Carlson					
19	ZN-IP-ITSE-Crone	0.0037542	0.52935	0.74822	9.4883e-07	0.89756
20	ZN-IP-ITSE-Matsuda					
21	ZN-IP-ITSE-Carlson					
22	ZN-IP-ITAE-Crone	0.0025851	4.6314	0.9975	3.6314e-07	0.87226
23	ZN-IP-ITAE-Matsuda					
24	ZN-IP-ITAE-Carlson					

Ziegler Nichols- Sequential Quadratic Programming						
25	ZN-SQP-ISE-Crone	0.00030142	2.3211	0.78789	8.0173e-06	0.69808
26	ZN-SQP-ISE-Matsuda					
27	ZN-SQP-ISE-Carlson					
28	ZN-SQP-IAE-Crone	0.00028011	2.3637	0.77507	2.0433e-05	0.64224
29	ZN-SQP-IAE-Matsuda					
30	ZN-SQP-IAE-Carlson					
31	ZN-SQP-ITSE-Crone	0.00020932	2.3637	0.78776	2.898e-05	0.60332
32	ZN-SQP-ITSE-Matsuda					
33	ZN-SQP-ITSE-Carlson					
34	ZN-SQP-ITAE-Crone	0.0021379	2.3639	0.78232	2.7846e-05	0.60777
35	ZN-SQP-ITAE-Matsuda					
36	ZN-SQP-ITAE-Carlson					
AMIGO-Nelder Mead						
37	AMIGO-NM-ISE-Crone	0.00061816	0.24997	0.49994	6.2854e-05	0.49916
38	AMIGO-NM-ISE-Matsuda					
39	AMIGO-NM-ISE-Carlson					
40	AMIGO-NM-IAE-Crone	0.0007561	0.57822	0.49992	2.956e-05	0.50102
41	AMIGO-NM-IAE-Matsuda					
42	AMIGO-NM-IAE-Carlson					
43	AMIGO-NM-ITSE-Crone	0.00061816	0.24997	0.49994	6.2854e-05	0.49916
44	AMIGO-NM-ITSE-Matsuda					
45	AMIGO-NM-ITSE-Carlson					
46	AMIGO-NM-ITAE-Crone	0.0007561	0.57822	0.49992	2.956e-05	0.50102
47	AMIGO-NM-ITAE-Matsuda					
48	AMIGO-NM-ITAE-Carlson					
AMIGO-Interior Point						
49	AMIGO-IP-ISE-Crone	0.00055014	0.050764	0.81556	3.6497e-07	0.89797
50	AMIGO-IP-ISE-Matsuda					
51	AMIGO-IP-ISE-Carlson					
52	AMIGO-IP-IAE-Crone	0.00053578	0.036203	0.8155	3.6741e-07	0.89796
53	AMIGO-IP-IAE-Matsuda					

54	AMIGO-IP-IAE-Carlson					
55	AMIGO-IP-ITSE-Crone	0.00056997	0.032993	0.81547	3.7587e-07	0.89796
56	AMIGO-IP-ITSE-Matsuda					
57	AMIGO-IP-ITSE-Carlson					
58	AMIGO-IP-ITAE-Crone	0.00059179	0.058304	0.81557	4.8042e-07	0.89798
59	AMIGO-IP-ITAE-Matsuda					
60	AMIGO-IP-ITAE-Carlson					
AMIGO- Sequential Quadratic Programming						
61	AMIGO-SQP-ISE-Crone	6.1506e-05	0.084739	0.89818	3.5668e-05	0.16518
62	AMIGO-SQP-ISE-Matsuda					
63	AMIGO-SQP-ISE-Carlson					
64	AMIGO-SQP-IAE-Crone	0.00030297	0.20426	0.99404	2.4984e-05	0.21921
65	AMIGO-SQP-IAE-Matsuda					
66	AMIGO-SQP-IAE-Carlson					
67	AMIGO-SQP-ITSE-Crone	4.022e-05	0.13284	0.49997	2.2382e-05	0.49967
68	AMIGO-SQP-ITSE-Matsuda					
69	AMIGO-SQP-ITSE-Carlson					
70	AMIGO-SQP-ITAE-Crone	0.0003275	0.65754	0.60207	4.5446e-05	0.53821
71	AMIGO-SQP-ITAE-Matsuda					
72	AMIGO-SQP-ITAE-Carlson					
Chien-Hrones-Reswick- SET POINT REGULATION						
Chien-Hrones-Reswick-Nelder Mead						
73	CHR1-NM-ISE-Crone	0.00050903	0.098733	0.50017	8.4818e-06	0.49963
74	CHR1-NM-ISE-Matsuda					
75	CHR1-NM-ISE-Carlson					
76	CHR1-NM-IAE-Crone	2.0903e-05	0.11676	0.50011	3.5583e-05	0.50042
77	CHR1-NM-IAE-Matsuda					
78	CHR1-NM-IAE-Carlson					

79	CHR1-NM-ITSE-Crone	0.00084977	0.091635	0.49998	1.2237e-05	0.50027
80	CHR1-NM-ITSE-Matsuda					
81	CHR1-NM-ITSE-Carlson					
82	CHR1-NM-ITAE-Crone	7.5924e-06	0.021126	0.50013	2.2935e-05	0.50018
83	CHR1-NM-ITAE-Matsuda					
84	CHR1-NM-ITAE-Carlson					
Chien-Hrones-Reswick-Interior Point						
85	CHR1-IP-ISE-Crone	0.0020857	0.38834	0.78926	2.7026e-07	0.01245
86	CHR1-IP-ISE-Matsuda					
87	CHR1-IP-ISE-Carlson					
88	CHR1-IP-IAE-Crone	0.0023318	0.38692	0.79011	3.2822e-07	0.012973
89	CHR1-IP-IAE-Matsuda					
90	CHR1-IP-IAE-Carlson					
91	CHR1-IP-ITSE-Crone	0.0010659	0.0026812	0.72674	5.0859e-07	0.89798
92	CHR1-IP-ITSE-Matsuda					
93	CHR1-IP-ITSE-Carlson					
94	CHR1-IP-ITAE-Crone	0.0023499	0.43313	0.77685	3.1207e-07	0.012828
95	CHR1-IP-ITAE-Matsuda					
96	CHR1-IP-ITAE-Carlson					
Chien-Hrones-Reswick- Sequential Quadratic Programming						
97	CHR1-SQP-ISE-Crone	0.00012571	0.078755	0.8202	5.4459e-05	0.31105
98	CHR1-SQP-ISE-Matsuda					
99	CHR1-SQP-ISE-Carlson					
100	CHR1-SQP-IAE-Crone	7.2565e-05	0.30571	0.50294	4.9121e-05	0.50433
101	CHR1-SQP-IAE-Matsuda					
102	CHR1-SQP-IAE-Carlson					
103	CHR1-SQP-ITSE-Crone	0.0016374	0.31906	0.55996	3.2486e-05	0.54685
104	CHR1-SQP-ITSE-Matsuda					
105	CHR1-SQP-ITSE-Carlson					
106	CHR1-SQP-ITAE-Crone	7.2763e-05	0.30562	0.50296	4.9495e-05	0.50436
107	CHR1-SQP-ITAE-Matsuda					
108	CHR1-SQP-ITAE-Carlson					

Chien-Hrones-Reswick-DISTURBANCE REJECTION						
Chien-Hrones-Reswick-Nelder Mead						
109	CHR2-NM-ISE-Crone	2.396e-07	0.010068	0.50134	7.4469e-05	0.49546
110	CHR2-NM-ISE-Matsuda					
111	CHR2-NM-ISE-Carlson					
112	CHR2-NM-IAE-Crone	2.9694e-05	0.12543	0.50093	2.8755e-05	0.49675
113	CHR2-NM-IAE-Matsuda					
114	CHR2-NM-IAE-Carlson					
115	CHR2-NM-ITSE-Crone	5.3448e-07	0.0093617	0.50134	7.4475e-05	0.49544
116	CHR2-NM-ITSE-Matsuda					
117	CHR2-NM-ITSE-Carlson					
118	CHR2-NM-ITAE-Crone	0.0025957	4.6386	0.5	3.0504e-07	0.5
119	CHR2-NM-ITAE-Matsuda					
120	CHR2-NM-ITAE-Carlson					
Chien-Hrones-Reswick-Interior Point						
121	CHR2-IP-ISE-Crone	0.0043047	0.44396	0.74798	7.3125e-07	0.89754
122	CHR2-IP-ISE-Matsuda					
123	CHR2-IP-ISE-Carlson					
124	CHR2-IP-IAE-Crone	0.0046419	1.8799	0.81441	5.818e-07	0.89771
125	CHR2-IP-IAE-Matsuda					
126	CHR2-IP-IAE-Carlson					
127	CHR2-IP-ITSE-Crone	0.0043043	0.44398	0.74798	7.314e-07	0.89754
128	CHR2-IP-ITSE-Matsuda					
129	CHR2-IP-ITSE-Carlson					
130	CHR2-IP-ITAE-Crone	0.0046419	1.8799	0.81441	5.818e-07	0.89771
131	CHR2-IP-ITAE-Matsuda					
132	CHR2-IP-ITAE-Carlson					
Chien-Hrones-Reswick- Sequential Quadratic Programming						
133	CHR2-SQP-ISE-Crone	0.00059686	2.3656	0.88503	1.6125e-05	0.66216
134	CHR2-SQP-ISE-Matsuda					
135	CHR2-SQP-ISE-Carlson					
136	CHR2-SQP-IAE-Crone	8.3587e-05	0.70494	0.94893	2.9008e-05	0.51306
137	CHR2-SQP-IAE-Matsuda					
138	CHR2-SQP-IAE-Carlson					

139	CHR2-SQP-ITSE-Crone	9.4566e-07	2.3571	0.83647	9.245e-05	0.47408
140	CHR2-SQP-ITSE-Matsuda					
141	CHR2-SQP-ITSE-Carlson					
142	CHR2-SQP-ITAE-Crone	8.3531e-05	0.70495	0.94892	2.901e-05	0.51305
143	CHR2-SQP-ITAE-Matsuda					
144	CHR2-SQP-ITAE-Carlson					
Cohen-Coon						
Cohen-Coon-Nelder Mead						
145	CC-NM-ISE-Crone	0.00088933	0.61995	0.50067	2.3741e-05	0.49663
146	CC-NM-ISE-Matsuda					
147	CC-NM-ISE-Carlson					
148	CC-NM-IAE-Crone	0.00086744	0.60974	0.50067	2.4436e-05	0.49683
149	CC-NM-IAE-Matsuda					
150	CC-NM-IAE-Carlson					
151	CC-NM-ITSE-Crone	0.00088933	0.61995	0.50067	2.3741e-05	0.49663
152	CC-NM-ITSE-Matsuda					
153	CC-NM-ITSE-Carlson					
154	CC-NM-ITAE-Crone	0.0018394	0.53518	0.50068	1.4906e-05	0.49638
155	CC-NM-ITAE-Matsuda					
156	CC-NM-ITAE-Carlson					
Cohen-Coon-Interior Point						
157	CC-IP-ISE-Crone	0.0060137	0.027894	0.58597	1.6864e-09	0.8975
158	CC-IP-ISE-Matsuda					
159	CC-IP-ISE-Carlson					
160	CC-IP-IAE-Crone	0.0049012	2.6397	0.85007	4.6925e-07	0.89784
161	CC-IP-IAE-Matsuda					
162	CC-IP-IAE-Carlson					
163	CC-IP-ITSE-Crone	0.0060137	0.027895	0.58585	1.6864e-09	0.8975
164	CC-IP-ITSE-Matsuda					
165	CC-IP-ITSE-Carlson					
166	CC-IP-ITAE-Crone	0.0049012	2.6396	0.85007	4.6925e-07	0.89784
167	CC-IP-ITAE-Matsuda					
168	CC-IP-ITAE-Carlson					
Cohen-Coon- Sequential Quadratic Programming						
169	CC-SQP-ISE-Crone	0.0015063	4.3263	0.98491	7.9724e-07	0.01
170	CC-SQP-ISE-Matsuda					
171	CC-SQP-ISE-Carlson					
172	CC-SQP-IAE-Crone	0.00024844	0.051184	0.85981	2.551e-06	0.82545
173	CC-SQP-IAE-Matsuda					
174	CC-SQP-IAE-Carlson					
175	CC-SQP-ITSE-Crone	0.00089582	1.2974	0.84991	5.3434e-06	0.77984
176	CC-SQP-ITSE-Matsuda					
177	CC-SQP-ITSE-Carlson					

178	CC-SQP-ITAE-Crone	0.00089429	1.2997	0.84997	5.3392e-06	0.77997
179	CC-SQP-ITAE-Matsuda					
180	CC-SQP-ITAE-Carlson					

Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

En la Tabla 4-6 se muestra los valores de cada uno de los parámetros de los controladores FOPID diseñados para la planta de un motor DC. Sin embargo, es necesario aclarar que en la Tabla 4-6 sólo constan las constantes de 60 controladores, porque todavía no se realizan las aproximaciones Crone, Matsuda y Carlson. Se puede apreciar que, los valores de lambda (λ) y mu (μ) están dentro del rango entre cero y uno (0-1), los valores de Kd son los más pequeños de los parámetros de los controladores FOPID (están en el orden de 10^{-5} , 10^{-6} , 10^{-7}). Todos estos valores fueron optimizados a partir de parámetros de controladores de orden entero (PID) con las metodologías de sintonización de **Ziegler-Nichols**, **AMIGO**, **Chien-Hrone-Reswick (regulación por set point y rechazo a perturbaciones)** y **Cohen-Coon**.

4.5 Respuesta del sistema en lazo cerrado

4.5.1 Datos paramétricos de la respuesta temporal: sobreelongación, tiempo de establecimiento e índices de desempeño.

Una vez diseñados los controladores de orden fraccionario, obtenida la función de transferencia continua de cada controlador FOPID; se procede a realizar la simulación en lazo cerrado del sistema de control de velocidad del motor DC. De cada simulación se obtuvieron los parámetros temporales más importantes, los cuales ayudarán a cuantificar la respuesta del sistema de control. En las Tablas 4-7 a la 4-11, se muestran los parámetros de **Porcentaje de sobreelongación (P.O.) [%]**, **tiempo de establecimiento (Ts) [s]**, **los índices de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE)**. En las Tablas 4-7 a la 4-11, se muestra los resultados de simulación de los parámetros temporales del sistema de control, este conjunto de resultados está dividido en cinco grupos de controladores (36 por cada grupo), basados en Ziegler-Nichols, AMIGO, Chien-Hrone-Reswick (regulación por set point y rechazo a perturbaciones) y Cohen-Coon.

Tabla 4-7: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Ziegler-Nichols.

No.	Diseño	Sobreelongación (%)	Tiempo de establecimiento (s)	ISE	IAE	ITSE	ITAE
Ziegler-Nichols-Nelder Mead							
1	ZN-NM-ISE-Crone	6.33653	0.00260	0.00044	0.00070	0.00000	0.00001
2	ZN-NM-ISE-Matsuda	0.00000	0.02630	0.00047	0.00123	0.00000	0.00002
3	ZN-NM-ISE-Carlson	10.64500	0.00590	0.00070	0.00131	0.00000	0.00001
4	ZN-NM-IAE-Crone	6.16246	0.00280	0.00045	0.00076	0.00000	0.00001
5	ZN-NM-IAE-Matsuda	0.00000	0.03250	0.00050	0.00145	0.00000	0.00002
6	ZN-NM-IAE-Carlson	17.4878	0.00950	0.00088	0.00177	0.00000	0.00001
7	ZN-NM-ITSE-Crone	5.81732	0.0029	0.00045	0.00076	0.00000	0.00001
8	ZN-NM-ITSE-Matsuda	0.00000	0.034	0.00050	0.00149	0.00000	0.00002
9	ZN-NM-ITSE-Carlson	14.424	0.0086	0.00083	0.00167	0.00000	0.00001
10	ZN-NM-ITAE-Crone	75.4227	0.0055	0.00066	0.00112	0.00000	0.00000
11	ZN-NM-ITAE-Matsuda	0.00000	0.0005	0.00036	0.00044	0.00000	0.00000
12	ZN-NM-ITAE-Carlson	60.3484	0.0081	0.00083	0.00153	0.00000	0.00000
Ziegler-Nichols-Interior Point							
13	ZN-IP-ISE-Crone	16.6722	0.0015	0.00044	0.00055	0.00000	0.00000
14	ZN-IP-ISE-Matsuda	1.95147	0.0023	0.00042	0.00050	0.00000	0.00000
15	ZN-IP-ISE-Carlson	8.78825	0.0025	0.00044	0.00058	0.00000	0.00000
16	ZN-IP-IAE-Crone	14.222	0.0017	0.00044	0.00056	0.00000	0.00000
17	ZN-IP-IAE-Matsuda	1.1171	0.0015	0.00042	0.00050	0.00000	0.00000
18	ZN-IP-IAE-Carlson	6.50108	0.003	0.00045	0.00059	0.00000	0.00000
19	ZN-IP-ITSE-Crone	8.57539	0.0026	0.00045	0.00061	0.00000	0.00000
20	ZN-IP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.0012	0.00044	0.00057	0.00000	0.00000
21	ZN-IP-ITSE-Carlson	1.54021	0.0028	0.00046	0.00060	0.00000	0.00000
22	ZN-IP-ITAE-Crone	14.295	0.0024	0.00048	0.00066	0.00000	0.00000
23	ZN-IP-ITAE-Matsuda	51.8432	0.0075	0.00078	0.00139	0.00000	0.00000
24	ZN-IP-ITAE-Carlson	15.5443	0.0024	0.00049	0.00068	0.00000	0.00000
Ziegler Nichols- Sequential Quadratic Programming							
25	ZN-SQP-ISE-Crone	45.9247	0.0034	0.00054	0.00081	0.00000	0.00000
26	ZN-SQP-ISE-Matsuda	1.69106	0.0023	0.00042	0.00051	0.00000	0.00000
27	ZN-SQP-ISE-Carlson	64.7452	0.0117	0.00100	0.00197	0.00000	0.00000
28	ZN-SQP-IAE-Crone	32.9743	0.0022	0.00048	0.00064	0.00000	0.00000
29	ZN-SQP-IAE-Matsuda	1.34748	0.0018	0.00042	0.00049	0.00000	0.00000
30	ZN-SQP-IAE-Carlson	64.4976	0.0105	0.00093	0.00179	0.00000	0.00000

31	ZN-SQP-ITSE-Crone	28.6845	0.0018	0.00047	0.00062	0.00000	0.00000
32	ZN-SQP-ITSE-Matsuda	1.87491	0.0025	0.00042	0.00051	0.00000	0.00000
33	ZN-SQP-ITSE-Carlson	62.8123	0.0106	0.00095	0.00183	0.00000	0.00000
34	ZN-SQP-ITAE-Crone	17.8258	0.0013	0.00044	0.00054	0.00000	0.00000
35	ZN-SQP-ITAE-Matsuda	1.07365	0.0013	0.00041	0.00048	0.00000	0.00000
36	ZN-SQP-ITAE-Carlson	18.4224	0.00050	0.00050	0.00071	0.00000	0.00000

Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

Tabla 4-8: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basado en AMIGO.

No.	Diseño	Sobreelongación (%)	Tiempo de establecimiento (s)	ISE	IAE	ITSE	ITAE
AMIGO-Nelder Mead							
37	AMIGO-NM-ISE-Crone	6.58312	0.000923736	0.17344	0.52072	0.00008	0.18662
38	AMIGO-NM-ISE-Matsuda	0.00000	0.000723152	0.20145	0.24264	0.00003	0.00022
39	AMIGO-NM-ISE-Carlson	21.13350	0.00450478	0.18106	0.45532	0.00008	0.01602
40	AMIGO-NM-IAE-Crone	29.52900	0.000794609	0.18249	0.35339	0.00004	0.08068
41	AMIGO-NM-IAE-Matsuda	1.70300	0.00215103	0.19013	0.23433	0.00003	0.00010
42	AMIGO-NM-IAE-Carlson	38.52480	0.00495246	0.19048	0.39267	0.00008	0.00670
43	AMIGO-NM-ITSE-Crone	6.58312	0.000923736	0.17344	0.52072	0.00008	0.18662
44	AMIGO-NM-ITSE-Matsuda	0.00000	0.000723152	0.20145	0.24264	0.00003	0.00022
45	AMIGO-NM-ITSE-Carlson	21.13350	0.00450478	0.18106	0.45532	0.00008	0.01602
46	AMIGO-NM-ITAE-Crone	43.42210	0.0019889	0.12816	0.27494	0.00004	0.09912
47	AMIGO-NM-ITAE-Matsuda	1.70300	0.00215103	0.19013	0.23433	0.00003	0.00010
48	AMIGO-NM-ITAE-Carlson	39.60380	0.0050364	0.19400	0.41049	0.00009	0.02275
AMIGO-Interior Point							
49	AMIGO-IP-ISE-Crone	3.91349	0.00898158	0.24471	1.17075	0.00054	0.19104
50	AMIGO-IP-ISE-Matsuda	0.00000	0.0197819	0.31773	0.73459	0.00027	0.00325
51	AMIGO-IP-ISE-Carlson	0.00000	0.0106604	0.30093	1.03635	0.00039	0.08645
52	AMIGO-IP-IAE-Crone	1.50559	0.0528262	0.25831	1.47896	0.00097	0.27402
53	AMIGO-IP-IAE-Matsuda	0.00000	0.0322889	0.34526	1.01048	0.00047	0.00840
54	AMIGO-IP-IAE-Carlson	0.00000	0.0509516	0.32525	1.41281	0.00070	0.12781
55	AMIGO-IP-ITSE-Crone	0.52271	0.0752942	0.25544	1.57641	0.00115	0.30506
56	AMIGO-IP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.0384725	0.34148	1.11272	0.00057	0.01179
57	AMIGO-IP-ITSE-Carlson	0.00000	0.0668442	0.32154	1.54054	0.00083	0.14435
58	AMIGO-IP-ITAE-Crone	3.80892	0.00884168	0.22765	1.04636	0.00042	0.16561

59	AMIGO-IP-ITAE-Matsuda	0.00000	0.0170958	0.29610	0.65099	0.00022	0.00245
60	AMIGO-IP-ITAE-Carlson	0.00000	0.0054561	0.28360	0.91524	0.00031	0.07447
AMIGO- Sequential Quadratic Programming							
61	AMIGO-SQP-ISE-Crone	18.08820	0.0223926	0.11276	0.27413	0.00023	0.41490
62	AMIGO-SQP-ISE-Matsuda	0.00000	0.0616249	0.17338	0.97201	0.00037	0.06050
63	AMIGO-SQP-ISE-Carlson	17.97850	0.022574	0.12604	0.27482	0.00024	0.23543
64	AMIGO-SQP-IAE-Crone	13.32050	0.00962355	0.08050	0.14576	0.00007	0.00787
65	AMIGO-SQP-IAE-Matsuda	1.47884	0.00710692	0.23900	0.39145	0.00011	0.00048
66	AMIGO-SQP-IAE-Carlson	13.36360	0.00955458	0.08113	0.14640	0.00007	0.00510
67	AMIGO-SQP-ITSE-Crone	17.21340	0.00101316	0.04153	0.37229	0.00027	1.02297
68	AMIGO-SQP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.0029379	0.14265	0.21756	0.00003	0.00034
69	AMIGO-SQP-ITSE-Carlson	49.41220	0.0148574	0.39160	1.12659	0.00060	0.09982
70	AMIGO-SQP-ITAE-Crone	5.37618	0.00103198	0.30564	0.54241	0.00006	0.06396
71	AMIGO-SQP-ITAE-Matsuda	1.21829	0.00163723	0.18126	0.22211	0.00003	0.00010
72	AMIGO-SQP-ITAE-Carlson	37.92940	0.00682712	0.22722	0.47087	0.00013	0.01127

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Tabla 4-9: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Chien-Hrone-Reswick (regulación por set point).

No.	Diseño	Sobreelongación (%)	Tiempo de establecimiento (s)	ISE	IAE	ITSE	ITAE
Chien-Hrones-Reswick-Nelder Mead							
73	CHR1-NM-ISE-Crone	32.79390	0.00193281	0.04651	0.49344	0.00049	1.37455
74	CHR1-NM-ISE-Matsuda	1.79776	0.00467266	0.16057	0.23957	0.00004	0.00021
75	CHR1-NM-ISE-Carlson	21.78520	0.0134304	0.24910	0.83706	0.00026	0.04211
76	CHR1-NM-IAE-Crone	8.11592	0.00113582	0.18212	0.91825	0.00026	0.39940
77	CHR1-NM-IAE-Matsuda	0.00000	0.00142698	0.12981	0.18892	0.00003	0.00038
78	CHR1-NM-IAE-Carlson	36.03770	0.015445	0.31601	0.92977	0.00037	0.03424
79	CHR1-NM-ITSE-Crone	21.40280	0.00151092	0.12436	0.74069	0.00026	0.33455
80	CHR1-NM-ITSE-Matsuda	0.00000	0.0015389	0.14678	0.20237	0.00003	0.00020
81	CHR1-NM-ITSE-Carlson	11.26950	0.019614	0.20182	0.75823	0.00022	0.04719
82	CHR1-NM-ITAE-Crone	0.336006	0.125188	0.20094	3.84238	0.00652	2.07602
83	CHR1-NM-ITAE-Matsuda	0.00000	0.0789875	0.17277	1.28894	0.00079	0.09237
84	CHR1-NM-ITAE-Carlson	16.28600	0.193398	0.47869	2.84557	0.00347	0.63002
Chien-Hrones-Reswick-Interior Point							
85	CHR1-IP-ISE-Crone	18.14980	0.00302184	0.14823	0.32742	0.00005	0.01212

86	CHR1-IP-ISE-Matsuda	2.52937	0.00478458	0.15017	0.22409	0.00004	0.00019
87	CHR1-IP-ISE-Carlson	3.19006	0.00425296	0.15041	0.27563	0.00004	0.00353
88	CHR1-IP-IAE-Crone	15.69710	0.00221042	0.14356	0.31679	0.00004	0.01216
89	CHR1-IP-IAE-Matsuda	1.69917	0.00386124	0.14530	0.20846	0.00003	0.00016
90	CHR1-IP-IAE-Carlson	0.016032	0.0002798	0.09501	0.14129	0.00002	0.00998
91	CHR1-IP-ITSE-Crone	11.94170	0.00170678	0.12397	0.27064	0.00003	0.01121
92	CHR1-IP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.00892562	0.39492	0.70921	0.00034	0.00135
93	CHR1-IP-ITSE-Carlson	0.00000	0.0011192	0.13013	0.22198	0.00003	0.00395
94	CHR1-IP-ITAE-Crone	18.77780	0.00271406	0.14307	0.30567	0.00004	0.01179
95	CHR1-IP-ITAE-Matsuda	2.48160	0.00444882	0.14432	0.21140	0.00003	0.00017
96	CHR1-IP-ITAE-Carlson	4.18714	0.00400114	0.14465	0.27014	0.00004	0.00398
Chien-Hrones-Reswick- Sequential Quadratic Programming							
97	CHR1-SQP-ISE-Crone	5.32701	0.00660545	0.20437	1.00190	0.00040	0.60504
98	CHR1-SQP-ISE-Matsuda	0.00000	0.0103246	0.31582	0.59195	0.00022	0.00124
99	CHR1-SQP-ISE-Carlson	6.11533	0.012647	0.40156	0.97205	0.00040	0.13986
100	CHR1-SQP-IAE-Crone	28.63020	0.0019476	0.03078	0.17558	0.00009	0.75161
101	CHR1-SQP-IAE-Matsuda	0.00000	0.00107828	0.24895	0.41161	0.00005	0.00267
102	CHR1-SQP-IAE-Carlson	48.92570	0.0109363	0.29210	0.74758	0.00030	0.16419
103	CHR1-SQP-ITSE-Crone	17.37360	0.00166617	0.03785	0.17818	0.00006	0.52445
104	CHR1-SQP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.00281013	0.20937	0.33933	0.00004	0.00167
105	CHR1-SQP-ITSE-Carlson	8.50281	0.0113879	0.39205	1.02216	0.00041	0.13999
106	CHR1-SQP-ITAE-Crone	28.44290	0.00194733	0.03073	0.17552	0.00009	0.75175
107	CHR1-SQP-ITAE-Matsuda	0.00000	0.00107852	0.24891	0.41160	0.00005	0.00267
108	CHR1-SQP-ITAE-Carlson	48.76600	0.0108786	0.29108	0.74511	0.00030	0.16426

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Tabla 4-10: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Chien-Hrone-Reswick (rechazo a perturbaciones).

No.	Diseño	Sobreelongación (%)	Tiempo de establecimiento (s)	ISE	IAE	ITSE	ITAE
Chien-Hrones-Reswick- Nelder Mead							
109	CHR2-NM-ISE-Crone	0.00000	1.52059	0.05562	4.12347	0.07564	23.04971
110	CHR2-NM-ISE-Matsuda	0.00000	0.357445	0.26452	4.94273	0.01422	1.50266
111	CHR2-NM-ISE-Carlson	0.00000	0.492267	0.37721	5.91200	0.02130	5.00973
112	CHR2-NM-IAE-Crone	12.16460	0.00110735	0.04081	0.39000	0.00031	1.07709
113	CHR2-NM-IAE-Matsuda	0.00000	0.0164522	0.13101	0.31634	0.00004	0.00323

114	CHR2-NM-IAE-Carlson	44.84060	0.012535	0.36167	1.07071	0.00051	0.10511
115	CHR2-NM-ITSE-Crone	0.00000	0.72439	0.22529	4.37813	0.03979	12.48846
116	CHR2-NM-ITSE-Matsuda	0.00000	0.40585	0.31865	6.97772	0.02850	3.11070
117	CHR2-NM-ITSE-Carlson	0.00000	0.656385	0.24361	4.38253	0.03715	11.74990
118	CHR2-NM-ITAE-Crone	34.84660	0.00234059	0.02846	0.04750	0.00001	0.05037
119	CHR2-NM-ITAE-Matsuda	0.00000	0.000300904	3.28014	3.44429	0.00046	0.00309
120	CHR2-NM-ITAE-Carlson	42.23650	0.00224792	0.13857	0.20676	0.00004	0.01083
Chien-Hrones-Reswick- Interior Point							
121	CHR2-IP-ISE-Crone	6.19480	0.00275221	0.08824	0.22336	0.00003	0.14626
122	CHR2-IP-ISE-Matsuda	0.00000	0.00213109	0.15558	0.22537	0.00003	0.00047
123	CHR2-IP-ISE-Carlson	0.41517	0.00086738	0.12533	0.22814	0.00003	0.04047
124	CHR2-IP-IAE-Crone	12.88510	0.00168451	0.12462	0.18929	0.00003	0.02598
125	CHR2-IP-IAE-Matsuda	0.91266	0.000652238	0.18881	0.22803	0.00003	0.00010
126	CHR2-IP-IAE-Carlson	5.26672	0.00290992	0.12315	0.18216	0.00002	0.00721
127	CHR2-IP-ITSE-Crone	6.19655	0.00275221	0.08824	0.22336	0.00003	0.14626
128	CHR2-IP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.00213151	0.15555	0.22533	0.00003	0.00047
129	CHR2-IP-ITSE-Carlson	0.41517	0.00086738	0.12533	0.22814	0.00003	0.04047
130	CHR2-IP-ITAE-Crone	12.88510	0.00168451	0.12462	0.18929	0.00003	0.02598
131	CHR2-IP-ITAE-Matsuda	0.91266	0.000652238	0.18881	0.22803	0.00003	0.00010
132	CHR2-IP-ITAE-Carlson	5.26672	0.00290992	0.12315	0.18216	0.00002	0.00721
Chien-Hrones-Reswick- Sequential Quadratic Programming							
133	CHR2-SQP-ISE-Crone	18.63040	0.00179072	0.13608	0.21115	0.00003	0.01035
134	CHR2-SQP-ISE-Matsuda	16.91250	0.002798	0.15810	0.25028	0.00005	0.00017
135	CHR2-SQP-ISE-Carlson	44.42020	0.00696702	0.23057	0.43688	0.00014	0.00350
136	CHR2-SQP-IAE-Crone	6.65591	0.00495246	0.15708	0.28131	0.00004	0.01334
137	CHR2-SQP-IAE-Matsuda	51.86540	0.0183269	0.49240	1.06722	0.00089	0.00431
138	CHR2-SQP-IAE-Carlson	42.64140	0.013962	0.37528	0.79024	0.00046	0.00644
139	CHR2-SQP-ITSE-Crone	15.46230	0.0015389	0.12430	0.18669	0.00002	0.01747
140	CHR2-SQP-ITSE-Matsuda	5.70235	0.00332962	0.12902	0.18320	0.00003	0.00010
141	CHR2-SQP-ITSE-Carlson	51.40860	0.00763854	0.24696	0.48161	0.00017	0.00529
142	CHR2-SQP-ITAE-Crone	6.65617	0.00495246	0.15708	0.28132	0.00004	0.01334
143	CHR2-SQP-ITAE-Matsuda	51.86540	0.0183269	0.49240	1.06722	0.00089	0.00431
144	CHR2-SQP-ITAE-Carlson	42.64140	0.013962	0.37528	0.79023	0.00046	0.00644

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Tabla 4-11: Parámetros temporales e índice de desempeño de los controladores FOPID basados en Cohen-Coon.

No.	Diseño	Sobreelongación (%)	Tiempo de establecimiento (s)	ISE	IAE	ITSE	ITAE
Cohen-Coon-Nelder Mead							
145	CC-NM-ISE-Crone	42.31490	0.00269223	0.03219	0.11096	0.00003	0.37528
146	CC-NM-ISE-Matsuda	0.00000	0.000454235	0.47900	0.64700	0.00008	0.00285
147	CC-NM-ISE-Carlson	35.80680	0.00450279	0.18673	0.40077	0.00009	0.08069
148	CC-NM-IAE-Crone	42.31460	0.00269351	0.03212	0.11199	0.00003	0.38173
149	CC-NM-IAE-Matsuda	0.00000	0.000455281	0.47182	0.64005	0.00007	0.00286
150	CC-NM-IAE-Carlson	35.99270	0.00453317	0.18800	0.40528	0.00009	0.08205
151	CC-NM-ITSE-Crone	42.31490	0.00269223	0.03219	0.11096	0.00003	0.37528
152	CC-NM-ITSE-Matsuda	0.00000	0.000454235	0.47900	0.64700	0.00008	0.00285
153	CC-NM-ITSE-Carlson	35.80680	0.00450279	0.18673	0.40077	0.00009	0.08069
154	CC-NM-ITAE-Crone	37.57750	0.00233887	0.03081	0.11864	0.00004	0.43484
155	CC-NM-ITAE-Matsuda	0.00000	0.000473639	0.43748	0.61510	0.00007	0.00319
156	CC-NM-ITAE-Carlson	18.01810	0.00247088	0.14999	0.32430	0.00005	0.09332
Cohen-Coon-Interior Point							
157	CC-IP-ISE-Crone	0.00000	0.000942967	0.03841	1.28275	0.00522	5.21848
158	CC-IP-ISE-Matsuda	0.00000	0.108581	0.20153	2.06238	0.00153	0.38724
159	CC-IP-ISE-Carlson	0.00000	0.0255136	0.09994	1.73363	0.00237	1.87997
160	CC-IP-IAE-Crone	12.40000	0.0016788	0.12088	0.17633	0.00002	0.01361
161	CC-IP-IAE-Matsuda	1.87438	0.00233618	0.18134	0.22605	0.00003	0.00011
162	CC-IP-IAE-Carlson	5.50862	0.00281515	0.13448	0.18638	0.00003	0.00362
163	CC-IP-ITSE-Crone	0.00000	0.000943665	0.03841	1.28274	0.00522	5.22238
164	CC-IP-ITSE-Matsuda	0.00000	0.108563	0.20153	2.06202	0.00153	0.38712
165	CC-IP-ITSE-Carlson	0.00000	0.0255136	0.09994	1.73363	0.00237	1.87997
166	CC-IP-ITAE-Crone	12.39920	0.0016788	0.12088	0.17632	0.00002	0.01360
167	CC-IP-ITAE-Matsuda	1.87336	0.00233614	0.18135	0.22605	0.00003	0.00011
168	CC-IP-ITAE-Carlson	5.50502	0.00281488	0.13449	0.18639	0.00003	0.00362
Cohen-Coon- Chien-Sequential Quadratic Programming							
169	CC-SQP-ISE-Crone	29.57380	0.00372134	0.16647	0.27109	0.00006	0.00079
170	CC-SQP-ISE-Matsuda	49.46730	0.0065753	0.23664	0.44546	0.00015	0.00064
171	CC-SQP-ISE-Carlson	27.98690	0.00318972	0.16653	0.27025	0.00006	0.00040
172	CC-SQP-IAE-Crone	3.06318	0.0187186	0.21893	1.39975	0.00070	0.63984
173	CC-SQP-IAE-Matsuda	0.00000	0.0340517	0.29047	0.90925	0.00037	0.00833
174	CC-SQP-IAE-Carlson	3.46429	0.01399	0.46371	1.22147	0.00059	0.18390

175	CC-SQP-ITSE-Crone	19.23800	0.00201456	0.14327	0.24960	0.00004	0.02769
176	CC-SQP-ITSE-Matsuda	10.73010	0.00400114	0.15962	0.25729	0.00005	0.00020
177	CC-SQP-ITSE-Carlson	28.84180	0.00556802	0.20307	0.37585	0.00010	0.00719
178	CC-SQP-ITAE-Crone	19.27060	0.00201456	0.14330	0.24956	0.00004	0.02760
179	CC-SQP-ITAE-Matsuda	10.75060	0.00400114	0.15962	0.25727	0.00005	0.00020
180	CC-SQP-ITAE-Carlson	28.91940	0.005596	0.20323	0.37626	0.00010	0.00738

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

En la Tabla 4-7 se aprecia que; las combinaciones de diseño por la **metodología Ziegler-Nichols** (controladores **1-36**), presentan: tiempo de establecimiento está por debajo de **0.035 s**, porcentaje de sobreelongación entre el rango de cero a setenta y cinco por ciento (**0%-75%**), valores bajos en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 0.003), especialmente los valores de ITSE e ITAE con un valor de cero. Las combinaciones de diseño por la **metodología de AMIGO**, en la Tabla 4-8, (controladores **37-72**) presentan: tiempo de establecimiento está por debajo de **0.08 s**, porcentaje de sobreelongación entre el rango de cero a cincuenta por ciento (**0%-50%**), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 2). Las combinaciones de diseño por la **metodología de CHR1**, en la Tabla 4-9, (controladores **73-108**) presentan: tiempo de establecimiento está por debajo de **0.2 s**, porcentaje de sobreelongación entre el rango de cero a cincuenta por ciento (**0%-50%**), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 6.12).

Las combinaciones de diseño por la **metodología de CHR2**, en la Tabla 4-10, (controladores **109-144**) presentan: tiempo de establecimiento está por debajo de **1.6 s**, porcentaje de sobreelongación entre el rango de cero a cincuenta y uno por ciento (**0%-51%**), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 27).

Las combinaciones de diseño por la **metodología de Cohen-Coon**, en la Tabla 4-11, (controladores **145-180**) presentan: tiempo de establecimiento está por debajo de **0.12 s**, porcentaje de sobreelongación entre el rango de cero a cincuenta por ciento (**0%-50%**), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 7).

4.5.2 Determinar la función de transferencia de los controladores FOPID, usando métodos de aproximación continua.

A partir de los parámetros de los controladores FOPID sintonizados por la herramienta gráfica FPID OPTIMIZATION TOOL, se usó el toolbox Ninteger (función nipid) para obtener la función de transferencia continua de los controladores fraccionarios mediante los métodos de aproximación de Crone, Matsuda Carlson.

La función `nipid` obtiene la función de transferencia continua de controladores fraccionarios a partir de la función de transferencia en el dominio de la frecuencia mostrada en la ecuación 4.11. En la que se proporciona aproximación continua y discreta de los controladores (Mata & Valério, 2005).

$$C(s) = K_p + K_D s^{v_D} + \frac{k_I}{s^{v_I}}, v_D, v_I \in \mathbb{R}^+ \quad (4.11)$$

La sintaxis en Matlab de esta función es:

`functon C = nipid(Kp, Kd, vd, Ki, vi, bandwidth, n, formula, ... expansion, descomposition)`

Donde:

K_p : ganancia proporcional.

K_d : ganancia derivativa.

v_d : orden derivativo.

K_i : ganancia integral.

v_i : orden integral.

bandwidth: especificación de ancho de banda.

n: especificación de números de ceros y polos de la aproximación.


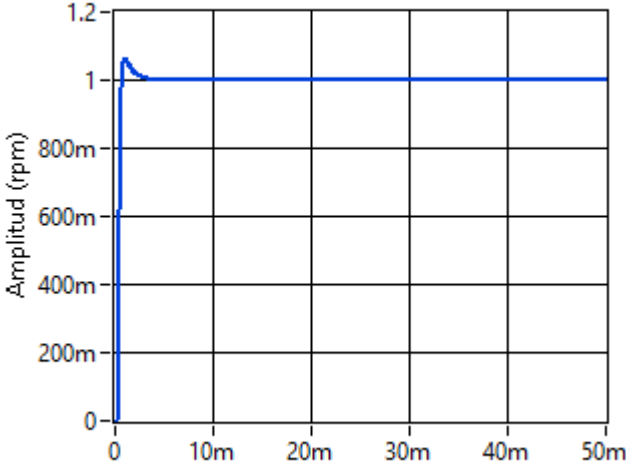

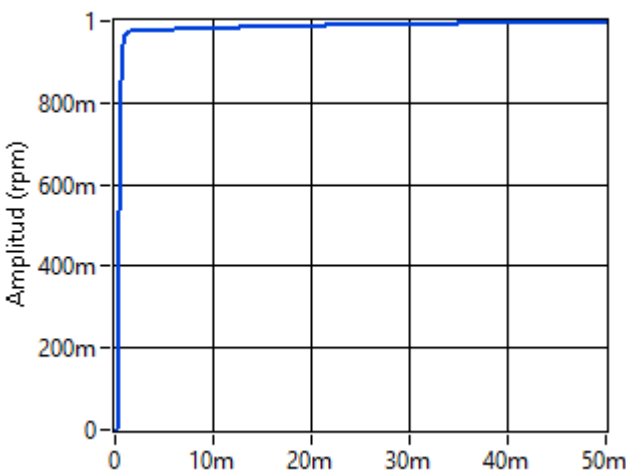

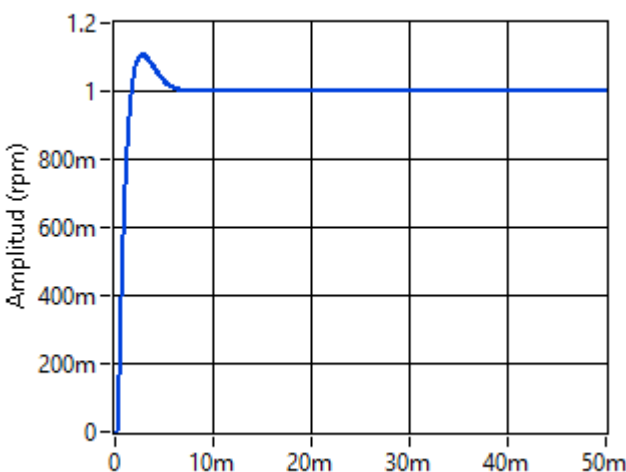
formula: método de aproximación usado (crone, matsuda, carlson).


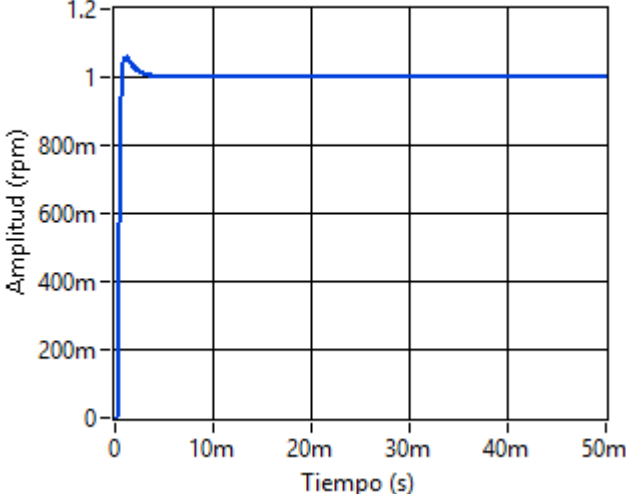

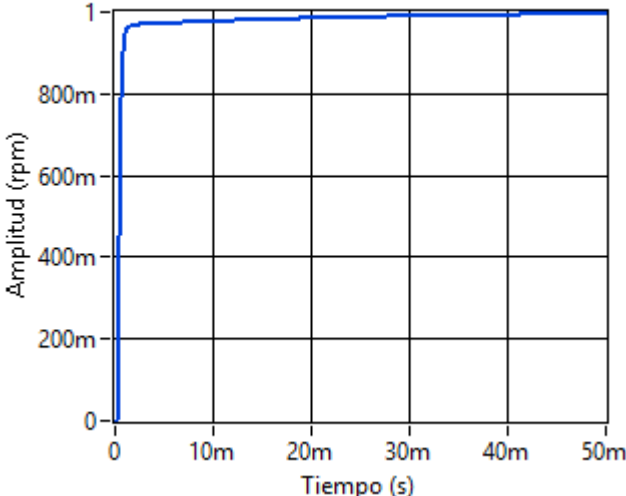

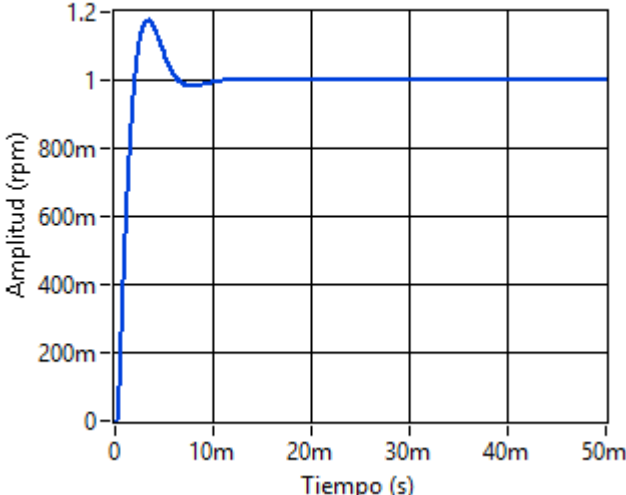
expansion (opcional): método usado cuando se genera una aproximación digital.


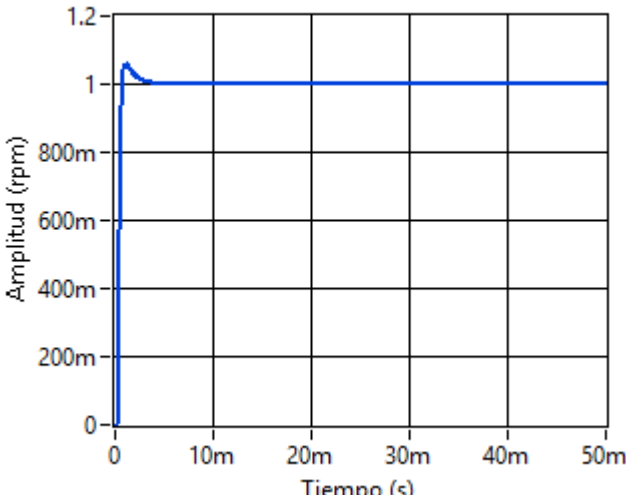

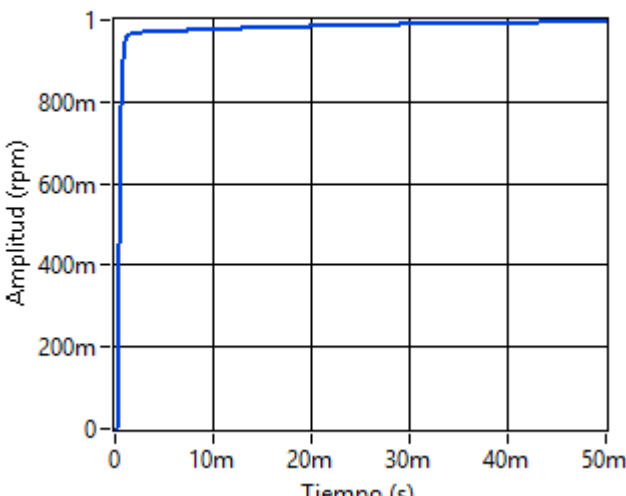

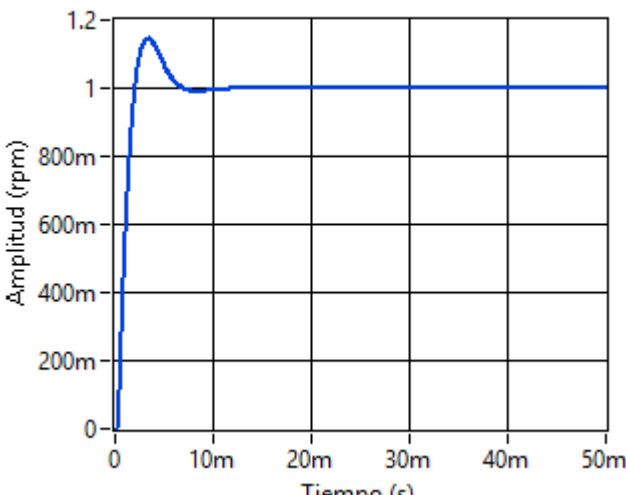
descomposition (opcional): determina como se realiza la aproximación.


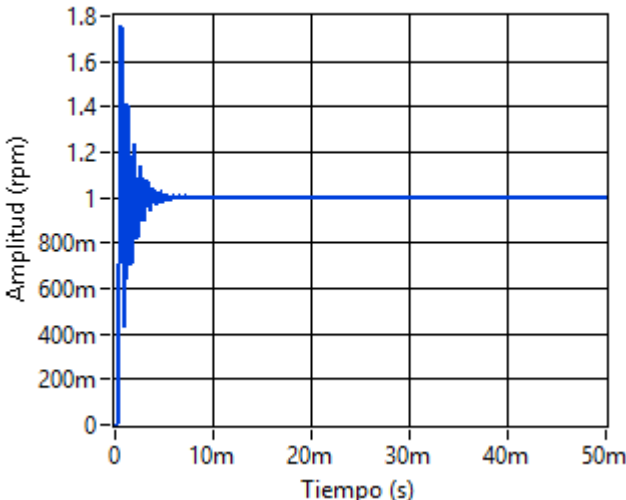

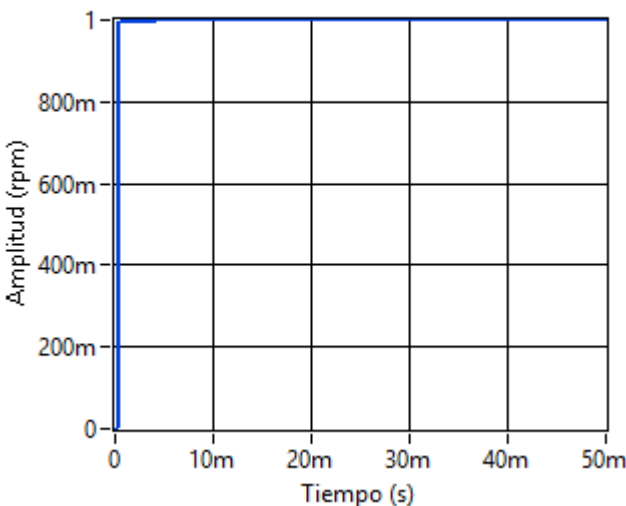

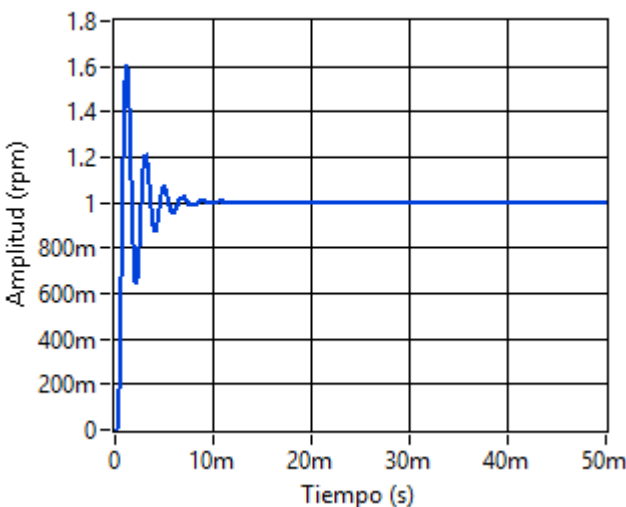
En la Tabla 4-11, se muestran las funciones de transferencia continuas obtenidas a partir de las metodologías mencionadas y sus respectivas respuestas temporales de la simulación del sistema de control.

Tabla 4-12: Respuestas temporales de controladores (FTC=función de transferencia continua).


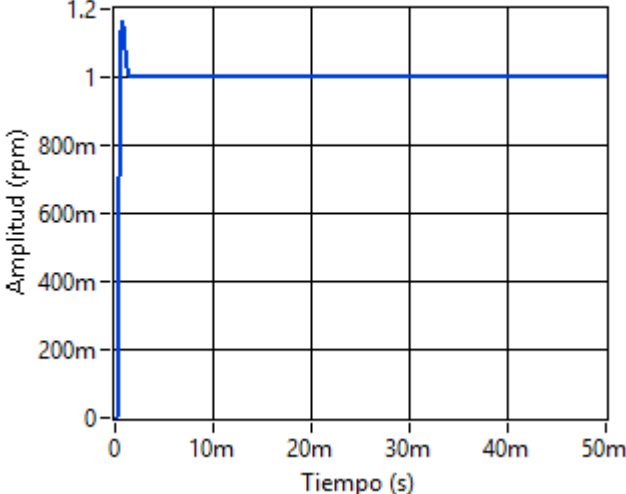

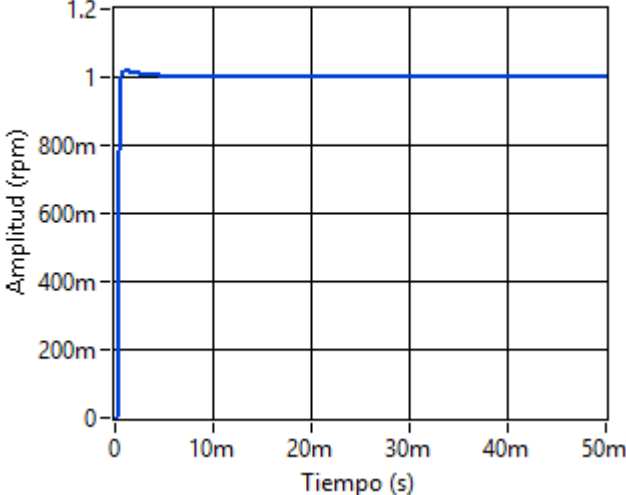

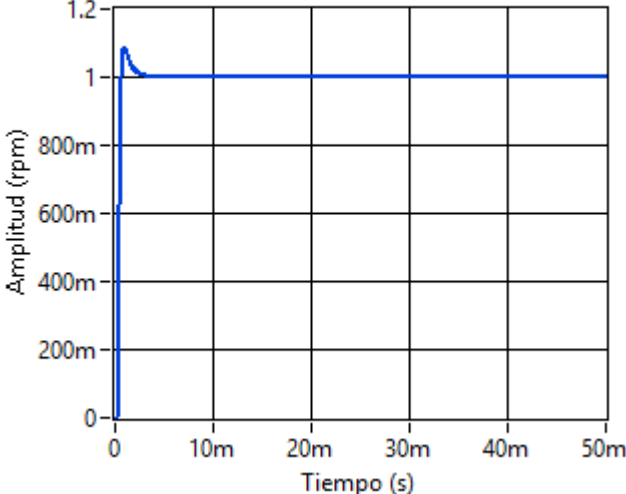
No.	Gráfica	Aproximación FTC
Ziegler-Nichols-Nelder Mead		
1	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ISE-Crone</p> $\frac{1.525e-06 s^3 + 0.001729 s^2 + 0.0908 s + 0.01612}{0.0003355 s^3 + 0.03722 s^2 + 1.032 s}$
2	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.003878 s + 0.1542}{s + 0.1631}$
3	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001816 s^3 + 0.1241 s^2 + 1.289 s + 1.216}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


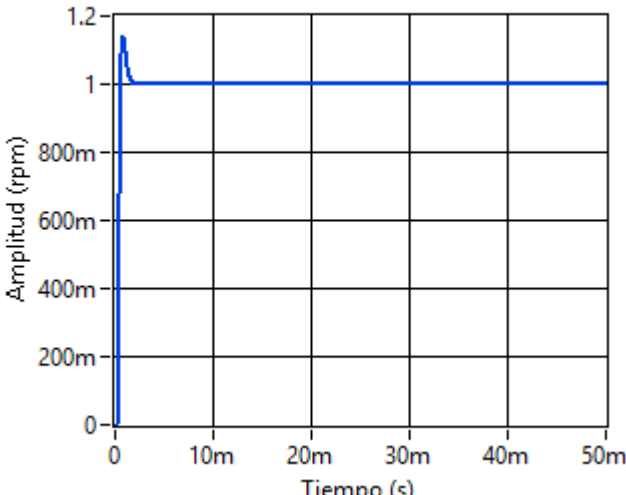

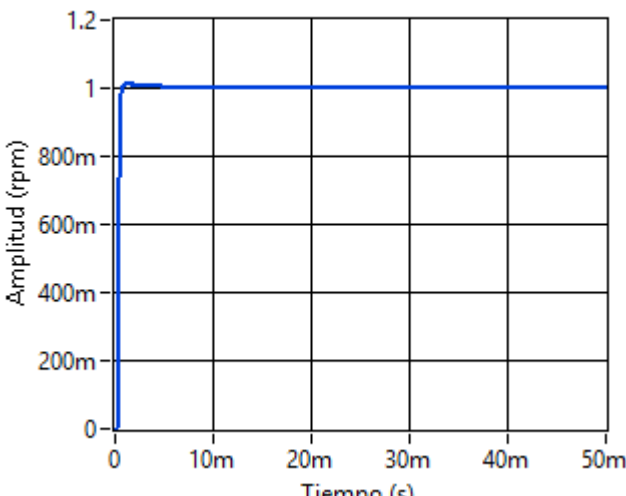

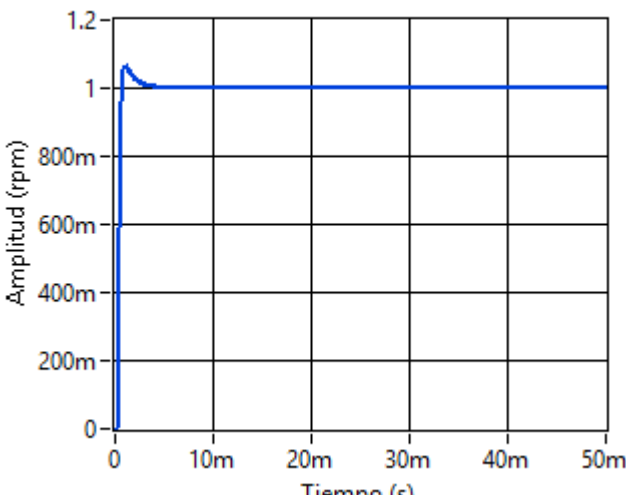
4	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-IAE-Crone</p> $\frac{1.354e-06 s^3 + 0.00139 s^2 + 0.07202 s + 0.01283}{0.000338 s^3 + 0.03736 s^2 + 1.032 s}$
5	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.003079 s + 0.1221}{s + 0.1623}$
6	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0001061 s^3 + 0.09792 s^2 + 1.021 s + 0.9676}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


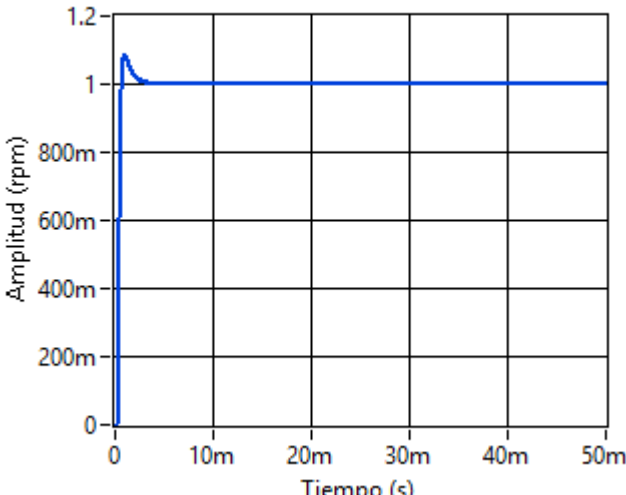

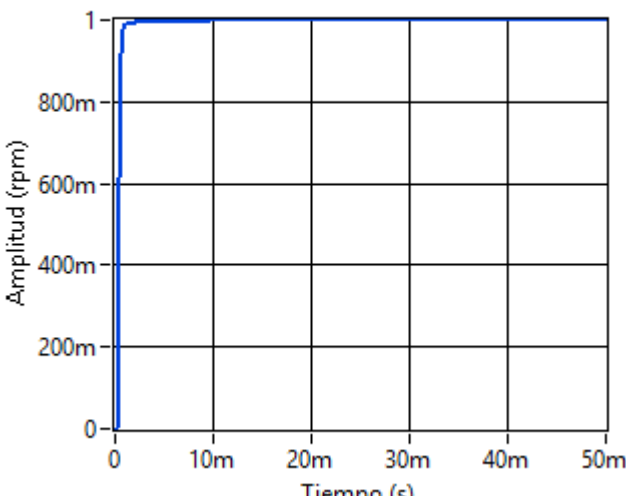

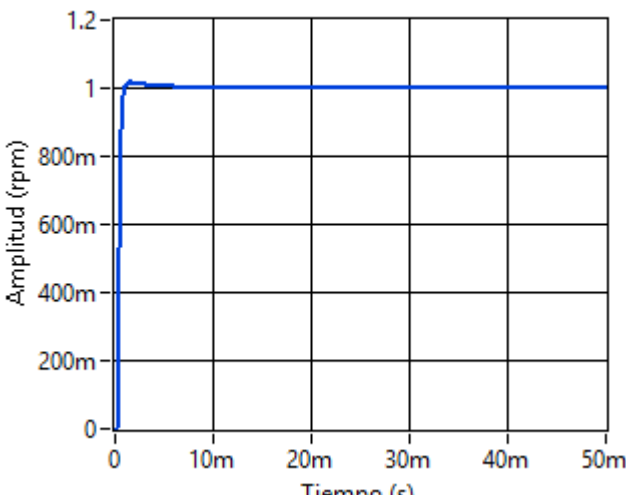
7	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITSE-Crone</p> $\frac{1.354e-06 s^3 + 0.001334 s^2 + 0.06936 s + 0.01234}{0.0003362 s^3 + 0.03726 s^2 + 1.032 s}$
8	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.003077 s + 0.1173}{s + 0.162}$
9	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0001201 s^3 + 0.09453 s^2 + 0.9841 s + 0.931}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


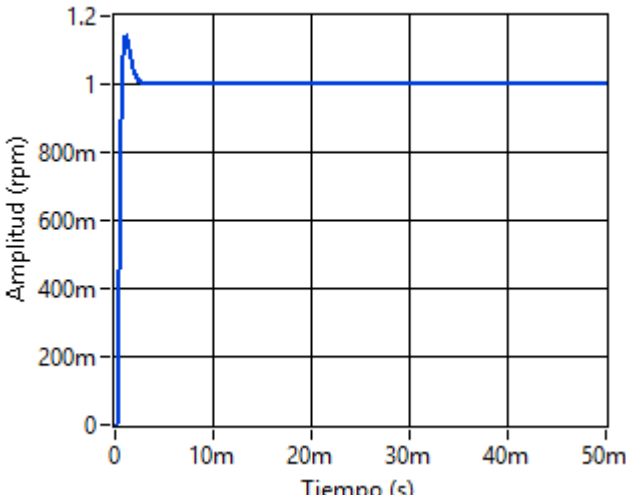

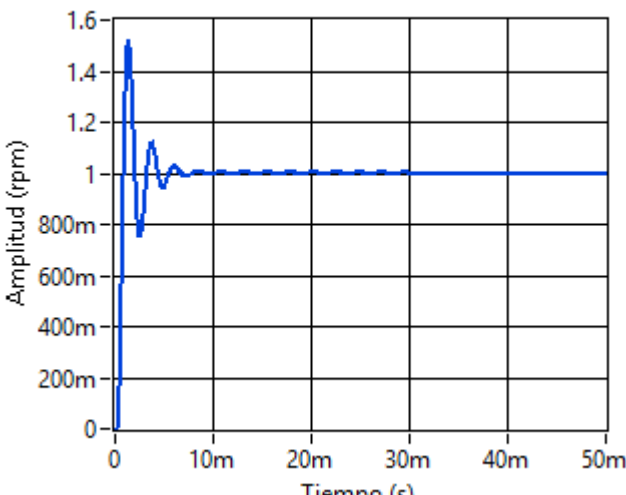

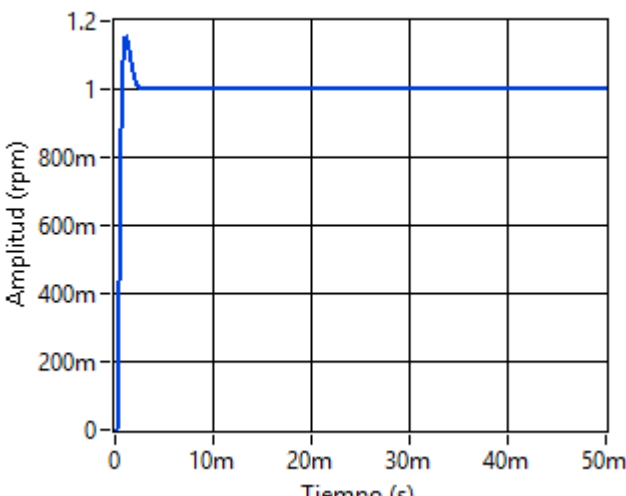
10	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITAE-Crone</p> $\frac{2.927e-07 s^3 + 0.01883 s^2 + 1.067 s + 0.1889}{0.0003241 s^3 + 0.03656 s^2 + 1.031 s}$
11	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.03162 s + 1.862}{s + 0.1679}$
12	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-NM-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0001129 s^3 + 1.437 s^2 + 15.14 s + 14.35}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$

Zeigler-Nichols-Interior Pont


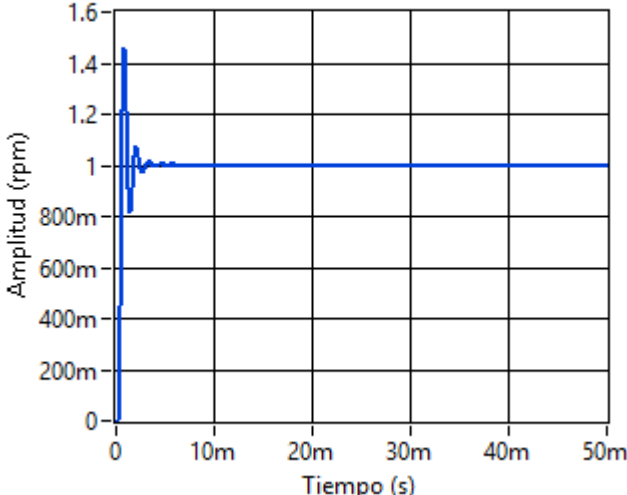

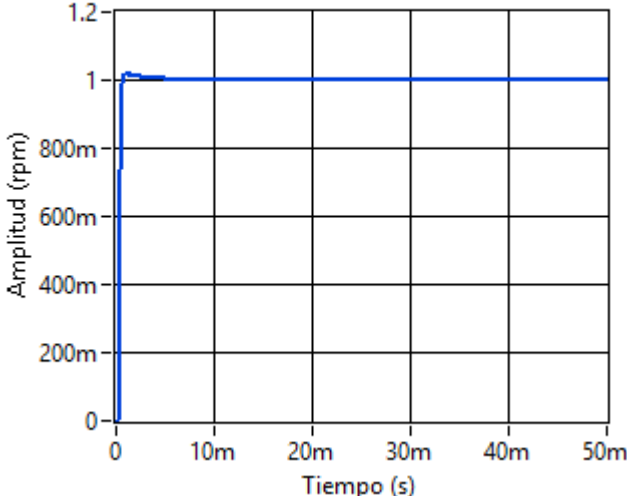

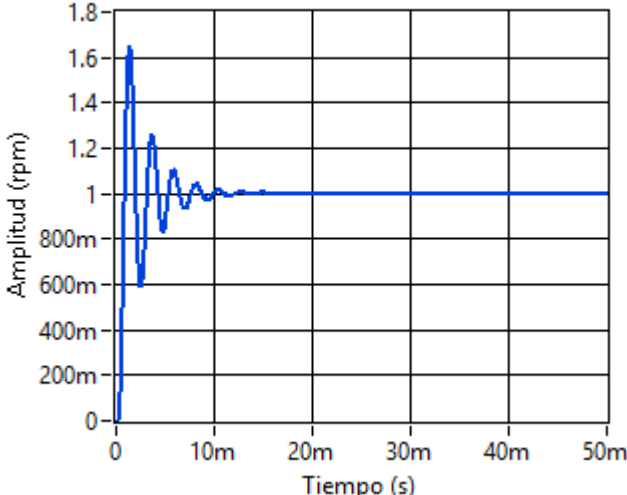
<p>13</p>	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ISE-Crone</p> $\frac{1.796e-06 s^3 + 0.006871 s^2 + 3.311 s + 4.226}{0.0003723 s^3 + 0.2097 s^2 + 1.613 s}$
<p>14</p>	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.007486 s + 3.946}{s + 0.01465}$
<p>15</p>	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.001555 s^3 + 2.13 s^2 + 24.83 s + 45.18}{0.3482 s^3 + 4.844 s^2 + 14.62 s}$


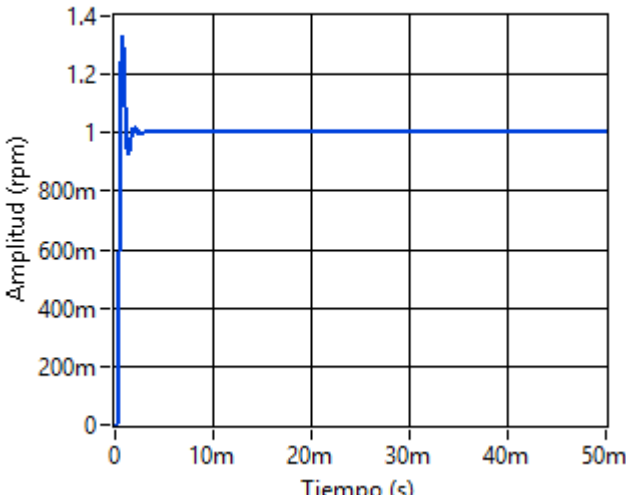

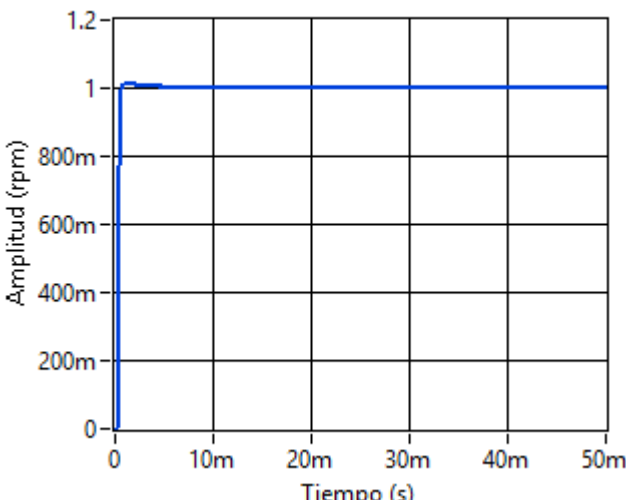

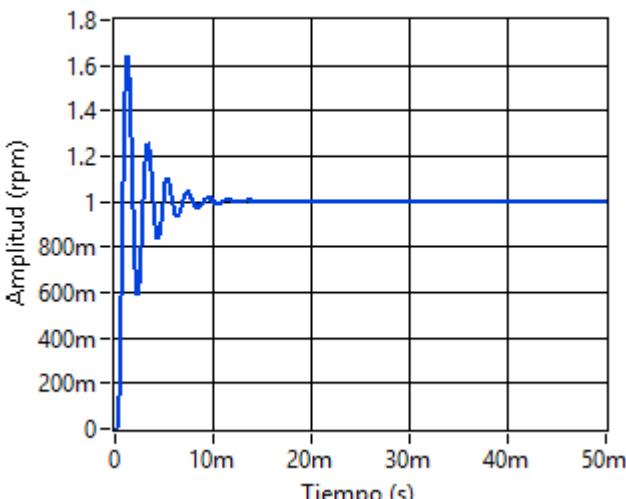
16	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-IAE-Crone</p> $\frac{1.342e-06 s^3 + 0.004222 s^2 + 1.97 s + 2.133}{0.000288 s^3 + 0.1625 s^2 + 1.469 s}$
17	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.006561 s + 2.424}{s + 0.01904}$
18	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.001399 s^3 + 1.363 s^2 + 15.64 s + 26.87}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


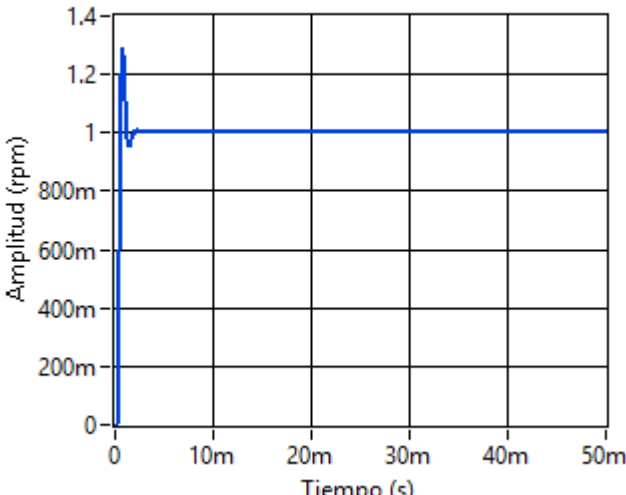

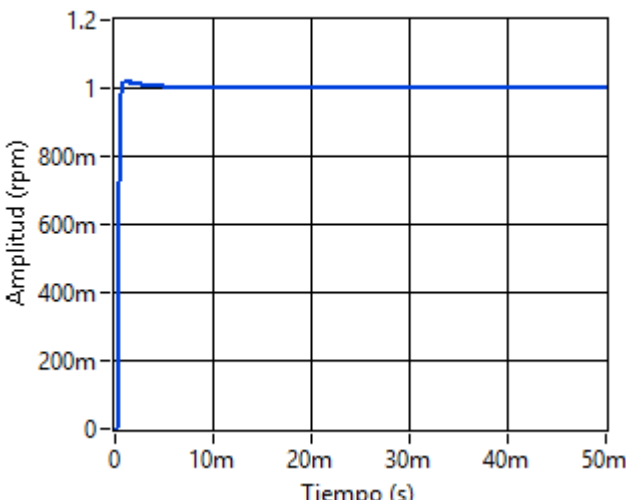

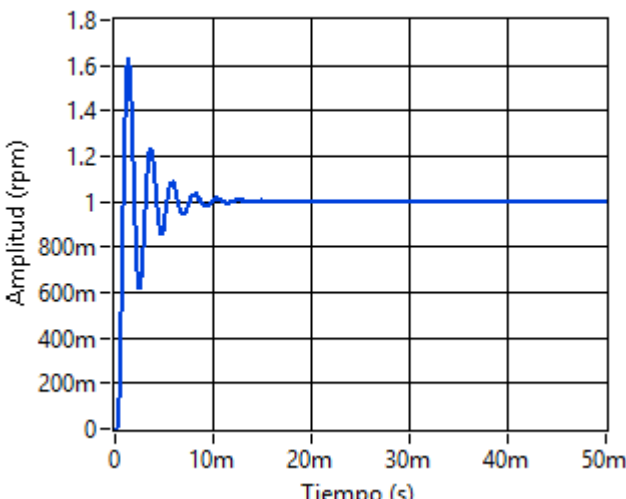
19	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITSE-Crone</p> $\frac{7.117e-07 s^3 + 0.001311 s^2 + 0.5348 s + 0.393}{0.0001663 s^3 + 0.09444 s^2 + 1.242 s}$
20	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.004799 s + 0.7041}{s + 0.03241}$
21	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.001145 s^3 + 0.42 s^2 + 4.647 s + 7.256}{0.3045 s^3 + 4.493 s^2 + 15.22 s}$


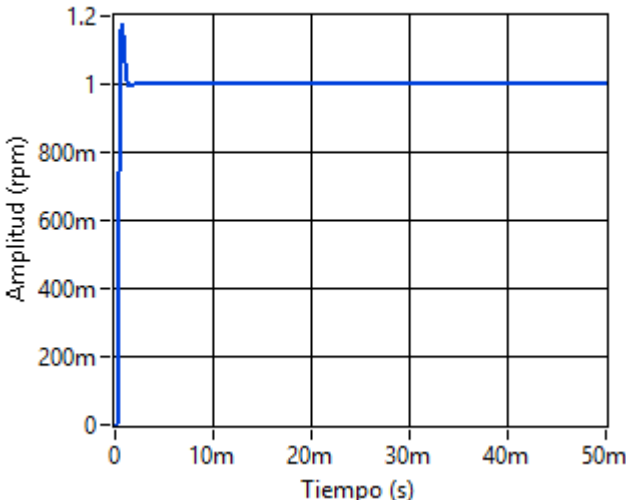

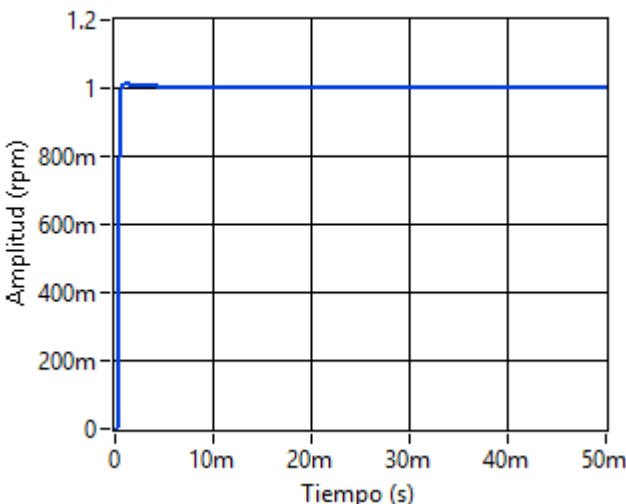

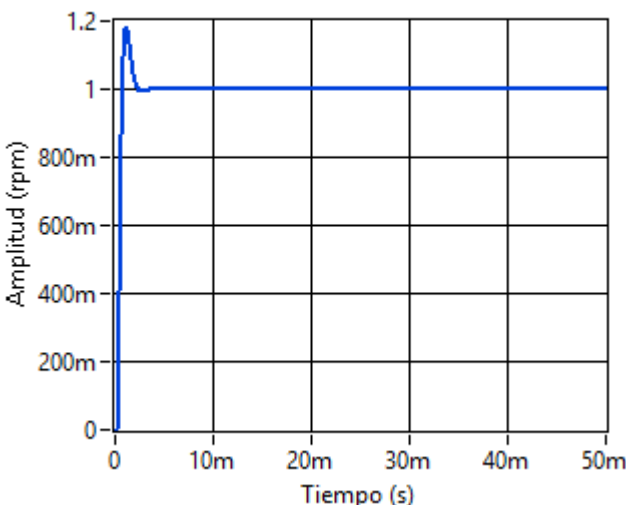
22	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITAE-Crone</p> $\frac{5.609e-06 s^3 + 0.0122 s^2 + 4.671 s + 14.44}{0.002033 s^3 + 0.9809 s^2 + 3.126 s}$
23	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.000627 s + 4.643}{s + 0.0001412}$
24	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-IP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.001177 s^3 + 2.142 s^2 + 26.9 s + 63.49}{0.4551 s^3 + 5.763 s^2 + 13.72 s}$

Ziegler-Nichols- sequential quadratic programming


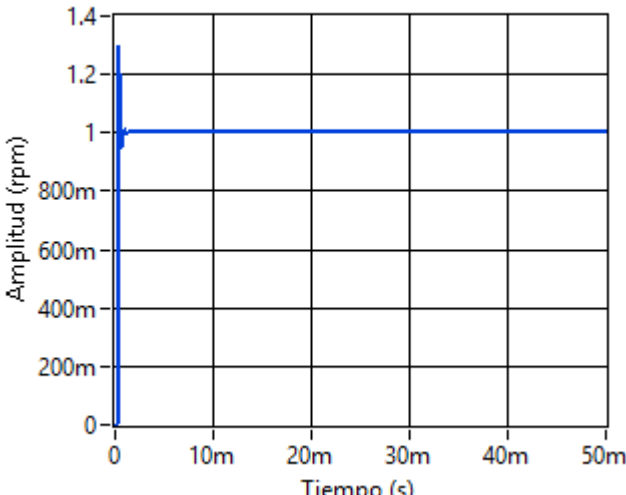

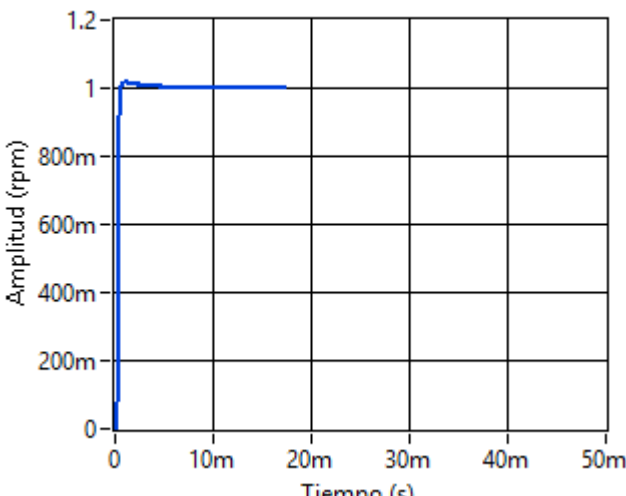

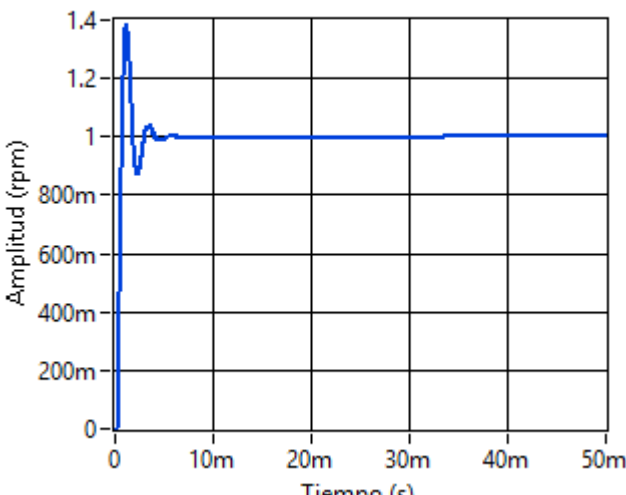
25	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ISE-Crone</p> $\frac{1.236e-06 s^3 + 0.01327 s^2 + 2.338 s + 2.168}{0.0007232 s^3 + 0.1349 s^2 + 1.364 s}$
26	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.006545 s + 2.965}{s + 0.02393}$
27	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001168 s^3 + 1.592 s^2 + 18.45 s + 31.82}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


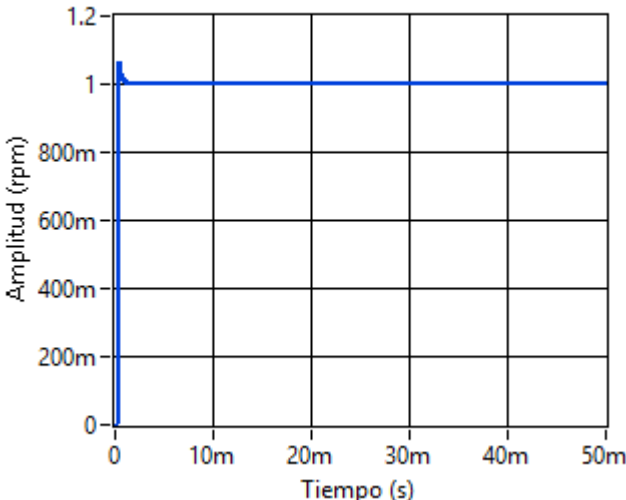

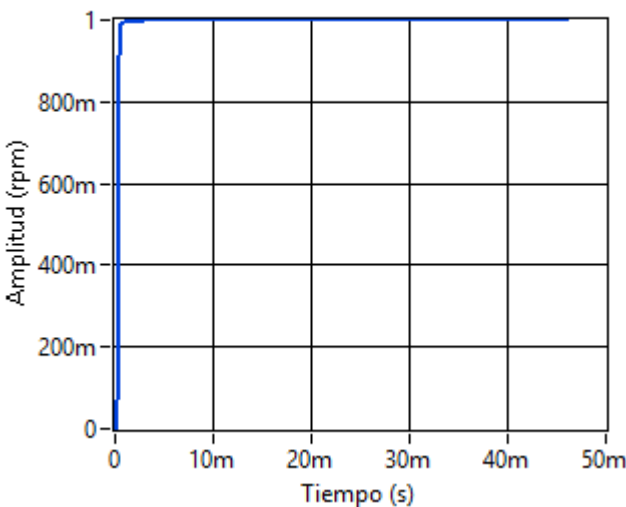

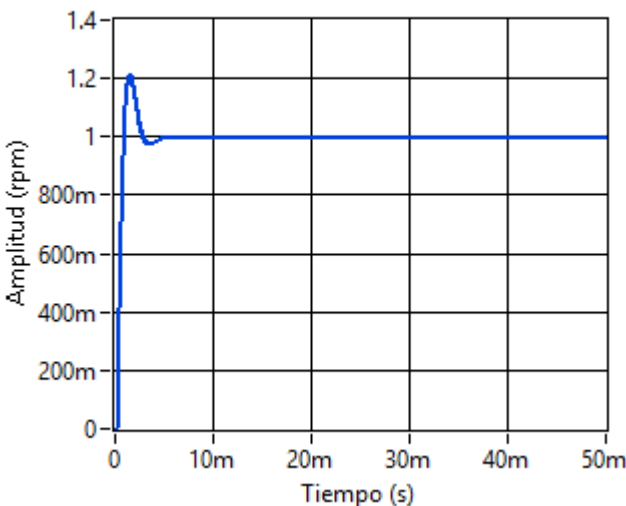
28	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-IAE-Crone</p> $\frac{2.585e-06 s^3 + 0.01865 s^2 + 2.387 s + 2.054}{0.0008982 s^3 + 0.1249 s^2 + 1.322 s}$
29	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.007288 s + 3.065}{s + 0.02654}$
30	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0001261 s^3 + 1.802 s^2 + 20.5 s + 32.4}{0.3045 s^3 + 4.493 s^2 + 15.22 s}$


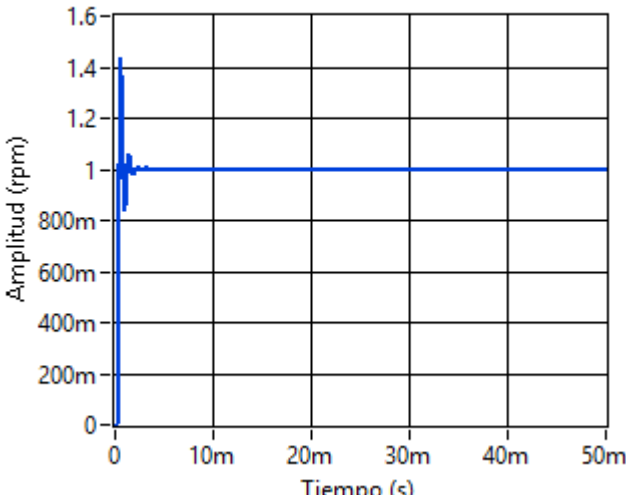

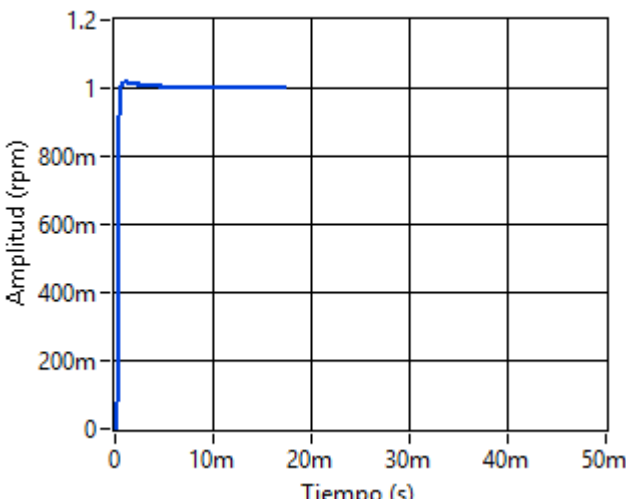

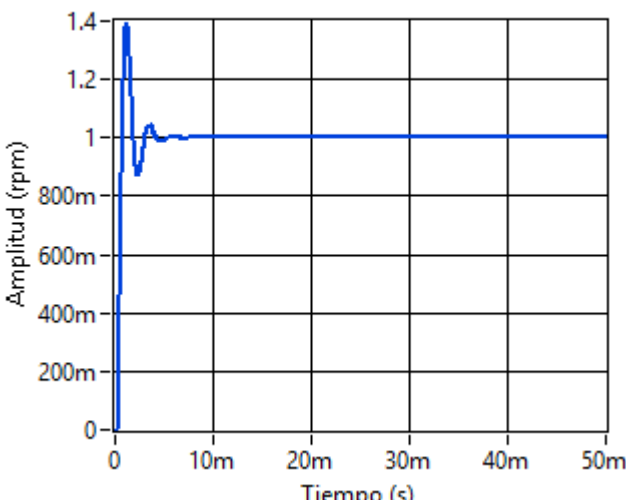
31	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITSE-Crone</p> $\frac{3.938e-06 s^3 + 0.02337 s^2 + 2.397 s + 2.213}{0.00125 s^3 + 0.1409 s^2 + 1.368 s}$
32	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.00637 s + 3.021}{s + 0.02396}$
33	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0001318 s^3 + 1.621 s^2 + 18.79 s + 32.4}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


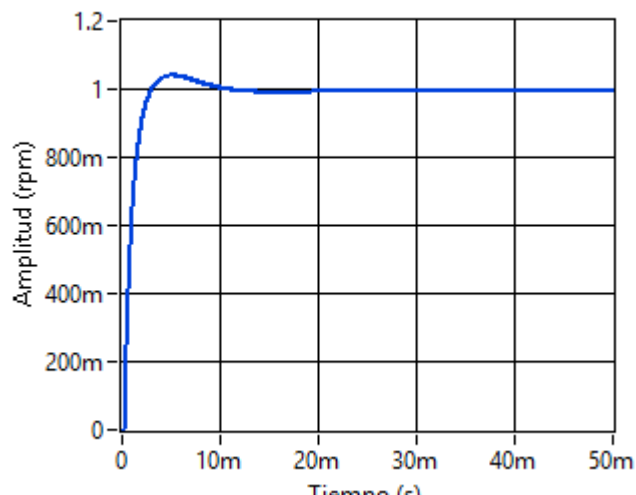

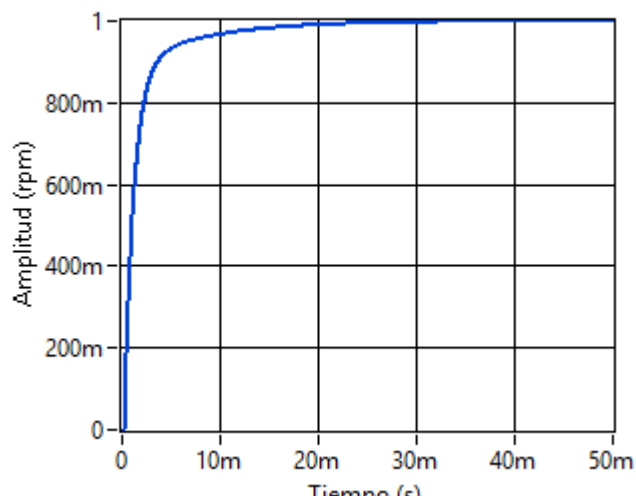

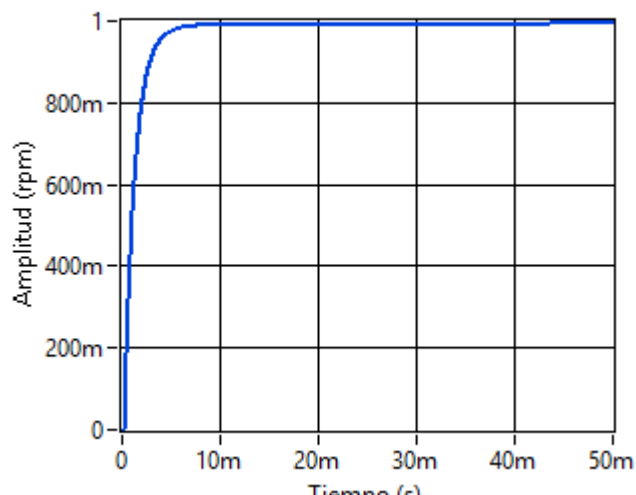
34	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITAE-Crone</p> $\frac{5.865e-06 s^3 + 0.02303 s^2 + 2.398 s + 2.145}{0.001164 s^3 + 0.1347 s^2 + 1.348 s}$
35	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.007835 s + 3.039}{s + 0.02503}$
36	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>ZN-SQP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0007656 s^3 + 1.631 s^2 + 18.82 s + 32.4}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


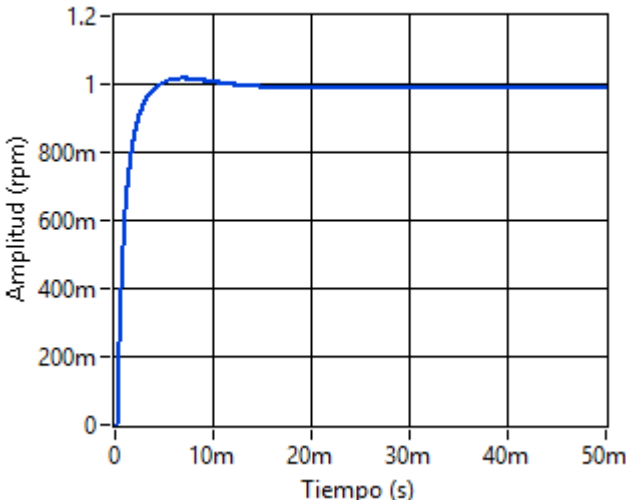

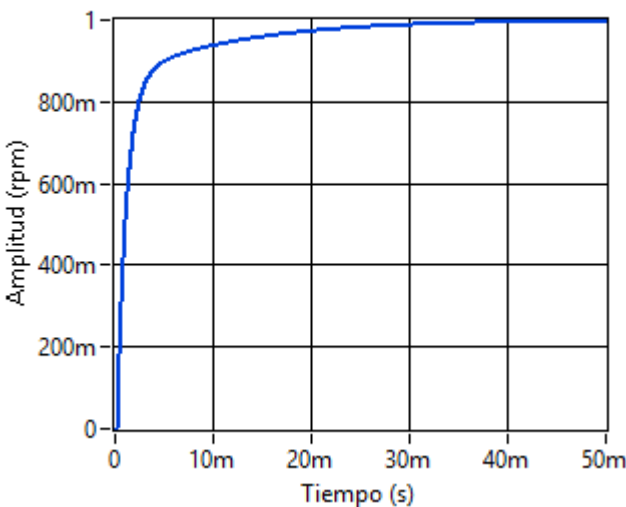

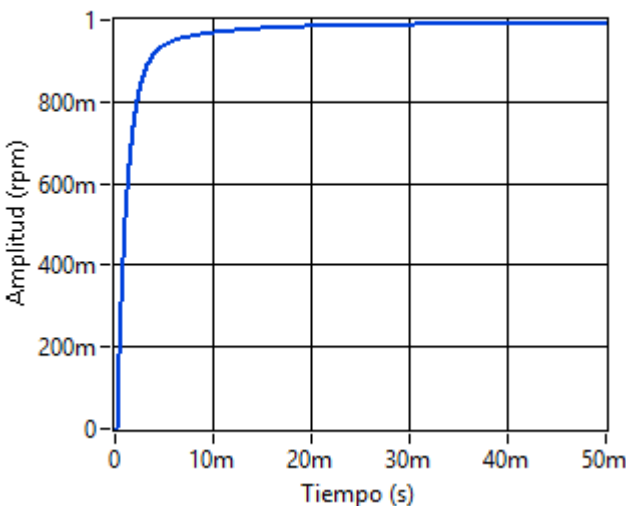
AMIGO		
AMIGO-Nelder Mead		
37	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p>	<p style="text-align: center;">AMIGO-NM-ISE-Crone</p> $\frac{2.361e-07 s^3 + 0.001052 s^2 + 0.5163 s + 0.9099}{1.327e-05 s^3 + 0.01489 s^2 + 4.177 s}$
38	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p>	<p style="text-align: center;">AMIGO-NM-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.007171 s + 1.26}{s + 1.495}$
39	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p>	<p style="text-align: center;">AMIGO-NM-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001324 s^3 + 0.2709 s^2 + 27.15 s + 251.1}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$


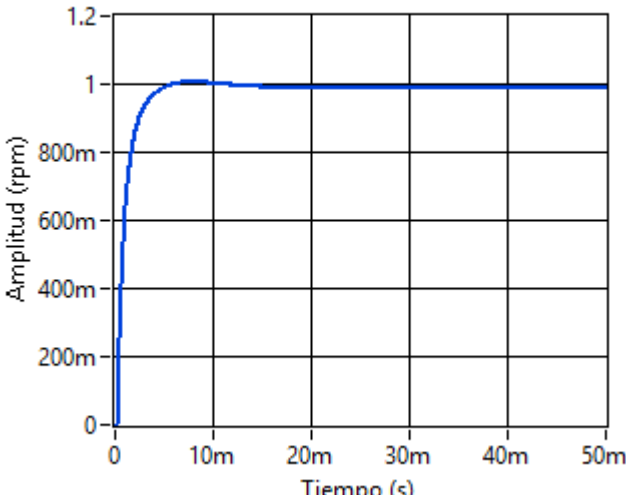

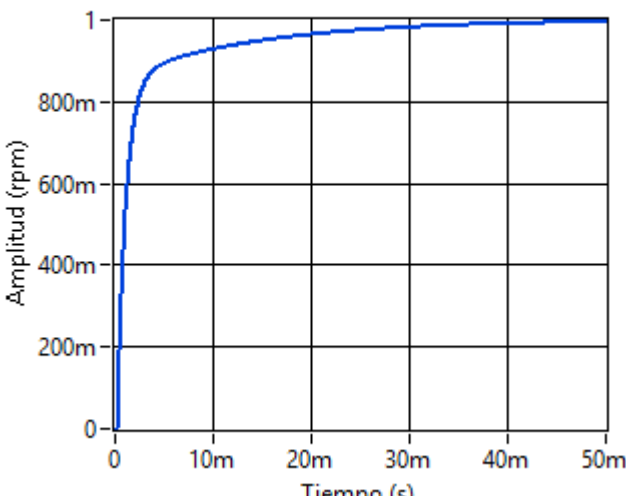

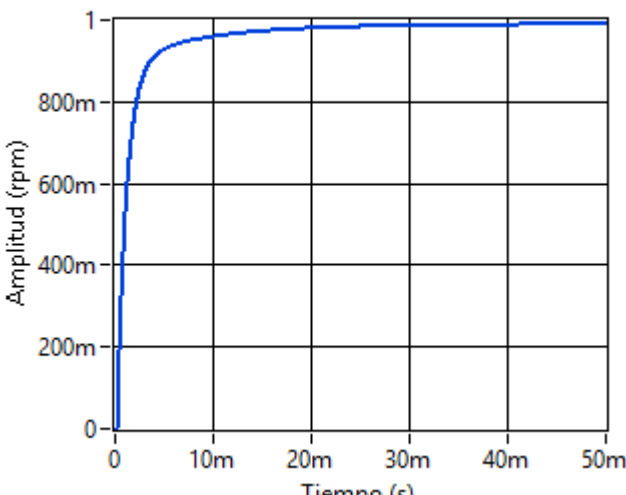
40	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-IAE-Crone</p> $\frac{1.17e-07 s^3 + 0.002148 s^2 + 1.181 s + 2.087}{1.302e-05 s^3 + 0.01469 s^2 + 4.142 s}$
41	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.006909 s + 3.223}{s + 1.663}$
42	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0001144 s^3 + 0.6 s^2 + 62.01 s + 580.8}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$


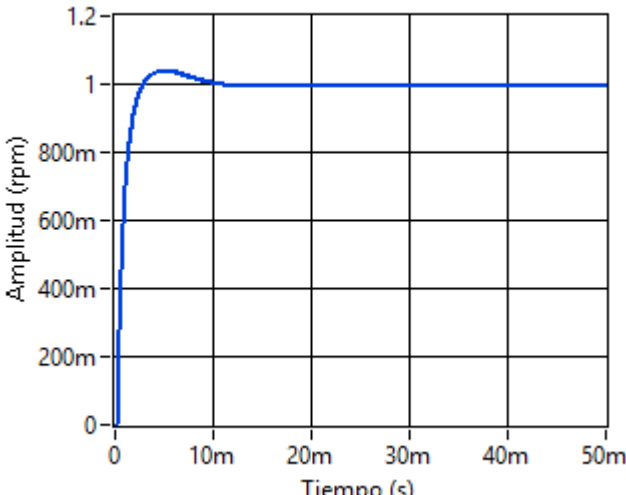

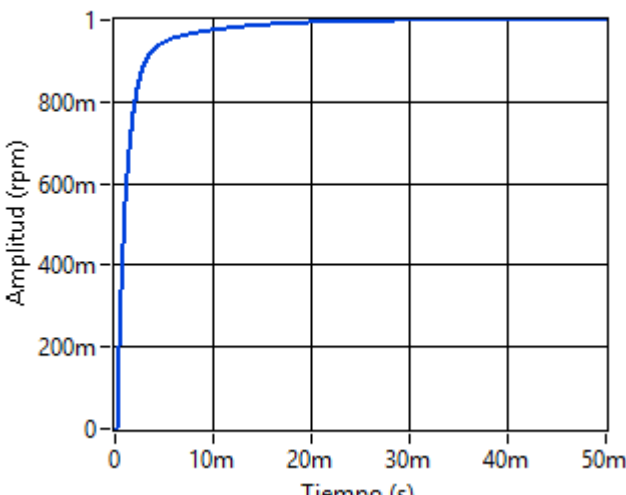

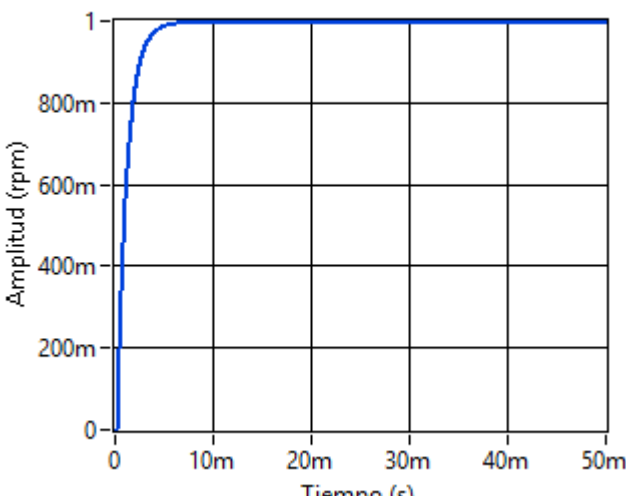
43	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITSE-Crone</p> $\frac{2.361e-07 s^3 + 0.001052 s^2 + 0.5163 s + 0.9099}{1.327e-05 s^3 + 0.01489 s^2 + 4.177 s}$
44	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.007171 s + 1.26}{s + 1.495}$
45	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0001324 s^3 + 0.2709 s^2 + 27.15 s + 251.1}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$

46	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITAE-Crone</p> $\frac{5.679e-07 s^3 + 0.008192 s^2 + 0.8254 s + 0.8155}{0.0001985 s^3 + 0.03979 s^2 + 1.995 s}$
47	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.006909 s + 3.223}{s + 1.663}$
48	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-NM-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0001223 s^3 + 0.6099 s^2 + 20.2 s + 60.33}{0.121 s^3 + 7.259 s^2 + 108.9 s}$


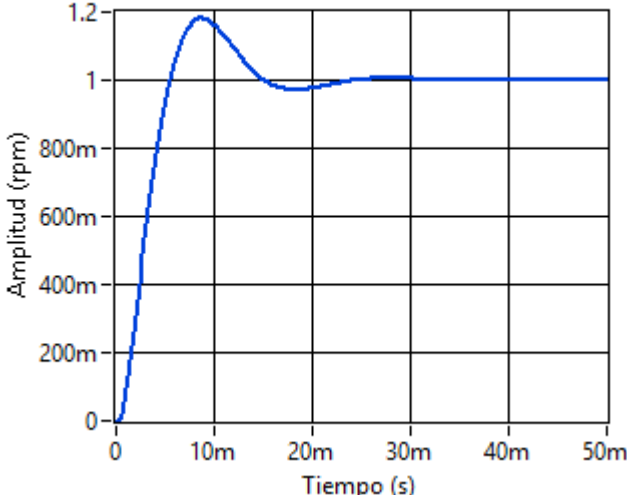

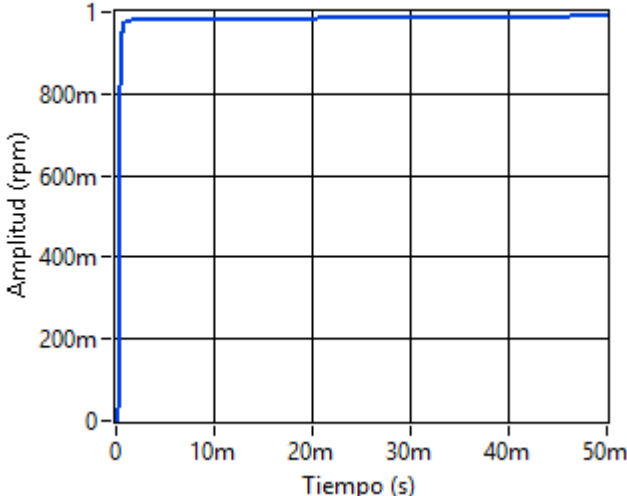

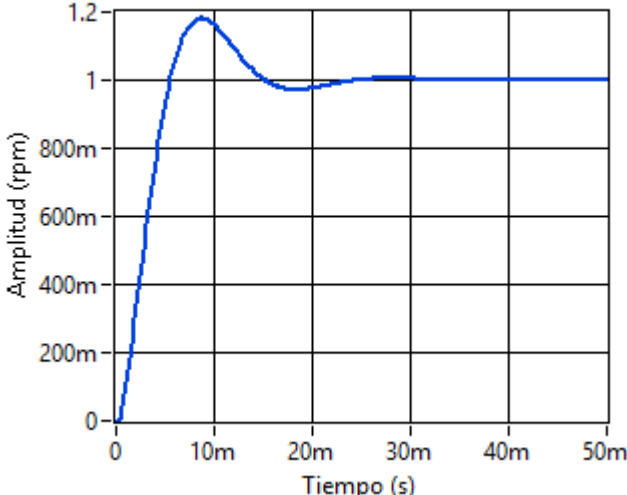
AMIGO-Interior Point		
49	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ISE-Crone</p> $\frac{2.358e-07 s^3 + 0.0001923 s^2 + 0.05421 s + 0.2199}{0.0003041 s^3 + 0.1972 s^2 + 4.444 s}$
50	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.0005561 s + 0.07478}{s + 0.1253}$
51	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001294 s^3 + 0.03229 s^2 + 1.029 s + 5.297}{0.234 s^3 + 10.53 s^2 + 105.3 s}$


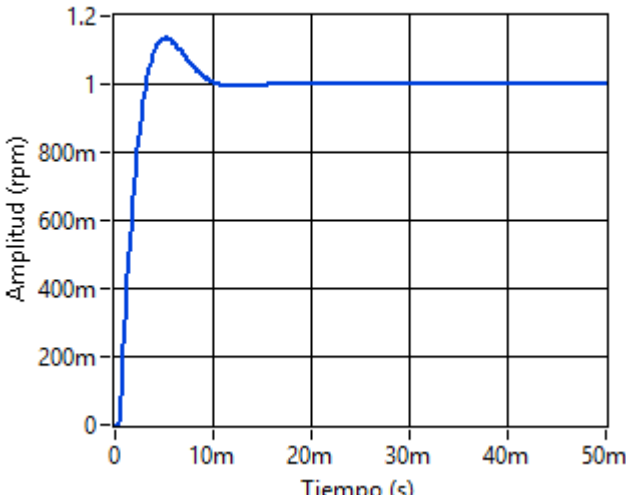

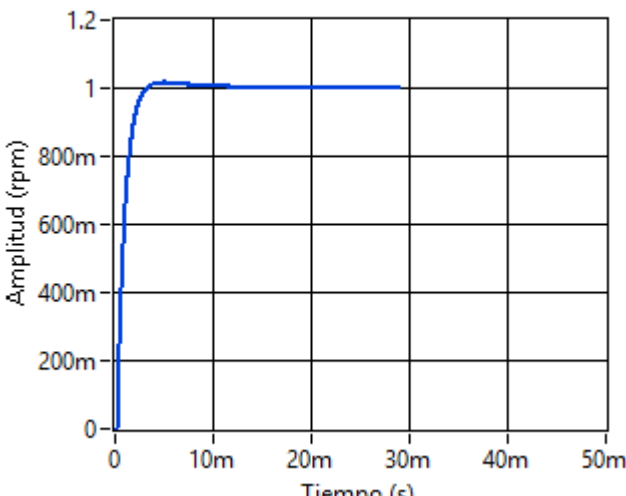

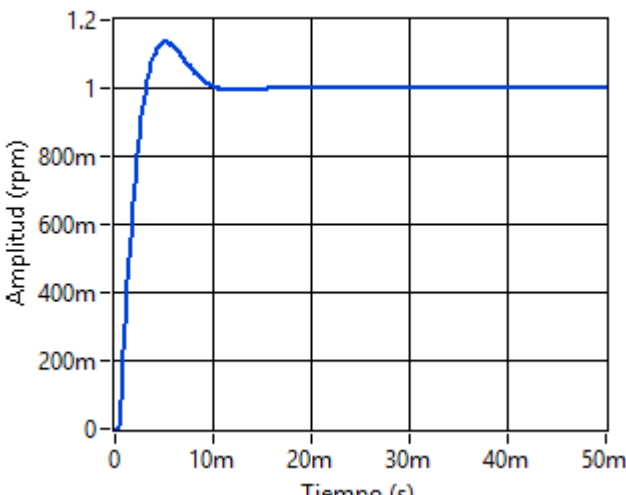
52	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-IAE-Crone</p> $\frac{2.317e-07 s^3 + 0.0001659 s^2 + 0.03929 s + 0.1568}{0.0003039 s^3 + 0.1971 s^2 + 4.443 s}$
53	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.0005521 s + 0.05227}{s + 0.1209}$
54	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0001261 s^3 + 0.02454 s^2 + 0.749 s + 3.778}{0.234 s^3 + 10.53 s^2 + 105.3 s}$


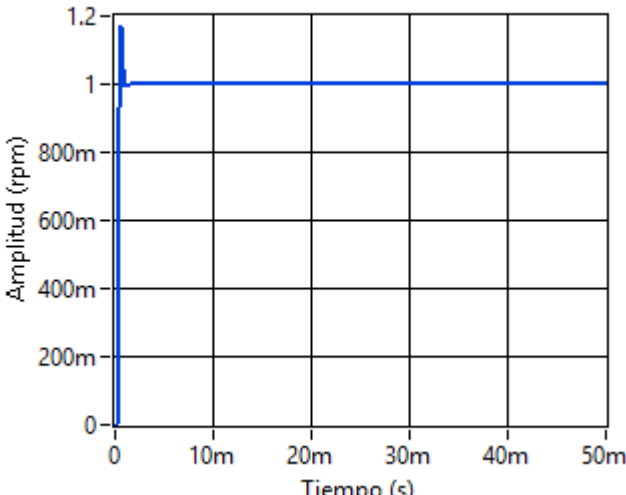

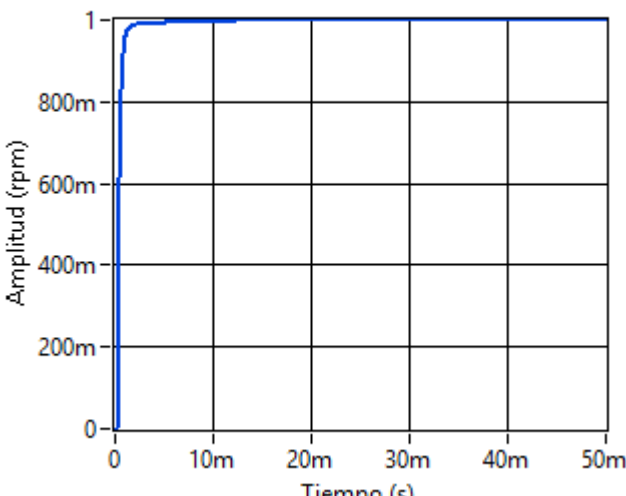

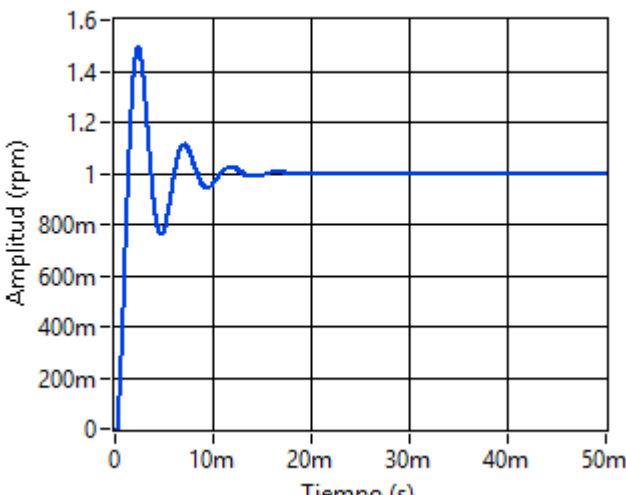
55	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITSE-Crone</p> $\frac{2.437e-07 s^3 + 0.0001674 s^2 + 0.03617 s + 0.1428}{0.0003038 s^3 + 0.197 s^2 + 4.442 s}$
56	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.0005902 s + 0.04707}{s + 0.1183}$
57	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0001341 s^3 + 0.02323 s^2 + 0.6912 s + 3.443}{0.234 s^3 + 10.53 s^2 + 105.3 s}$


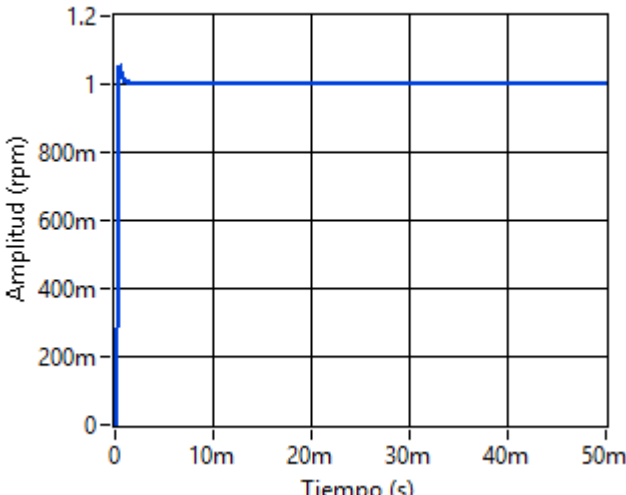

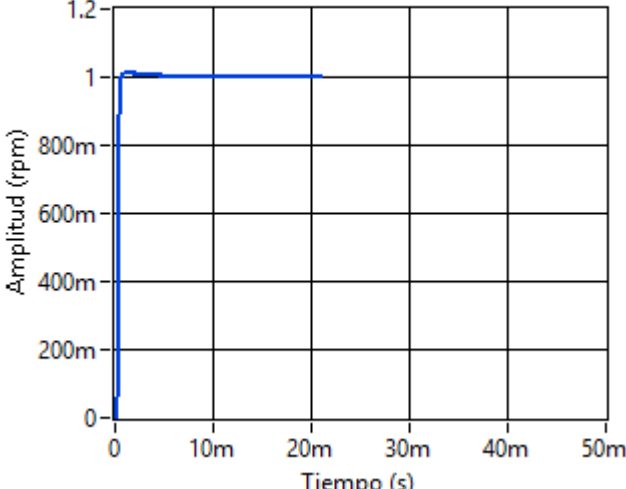

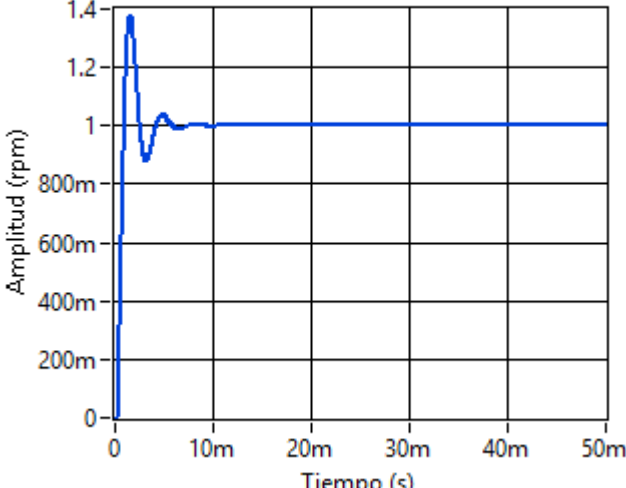
58	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITAE-Crone</p> $\frac{2.701e-07 s^3 + 0.0002133 s^2 + 0.06208 s + 0.2525}{0.0003041 s^3 + 0.1972 s^2 + 4.444 s}$
59	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.0006041 s + 0.08609}{s + 0.1258}$
60	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-IP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0001394 s^3 + 0.03667 s^2 + 1.178 s + 6.084}{0.234 s^3 + 10.53 s^2 + 105.3 s}$


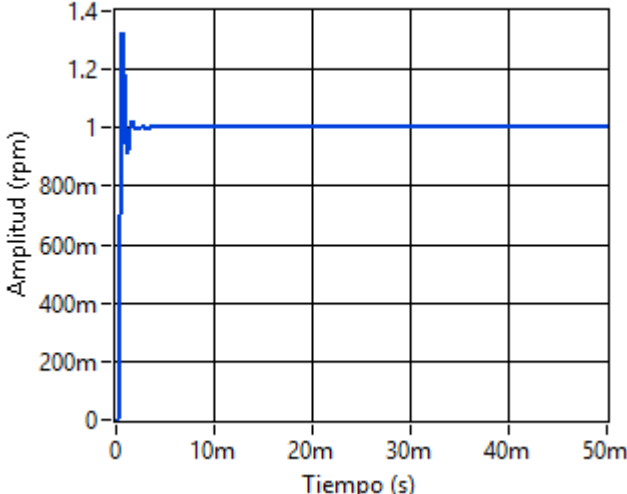

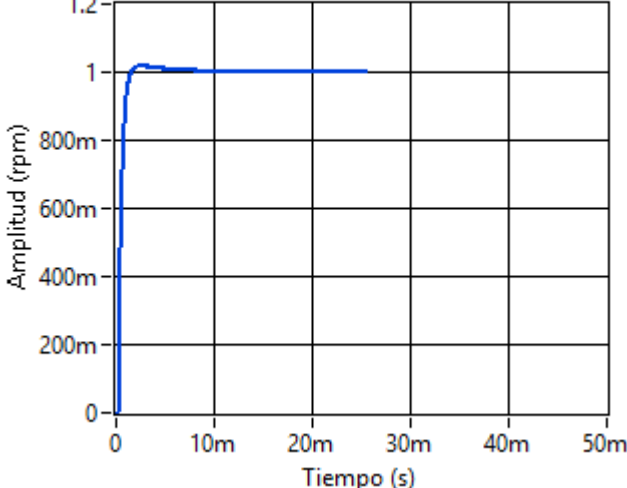

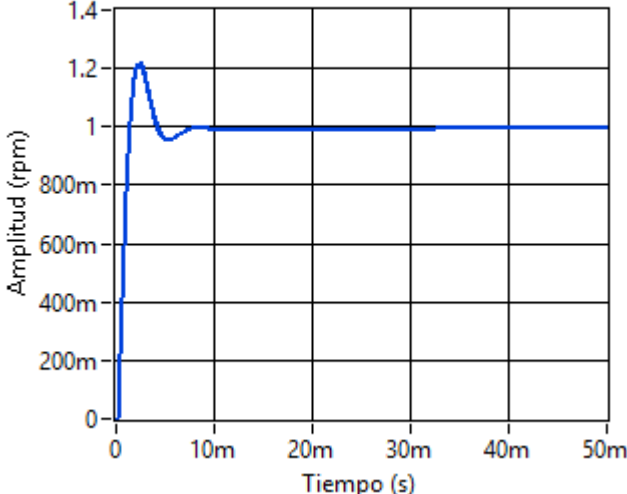
AMIGO- sequential quadratic programming


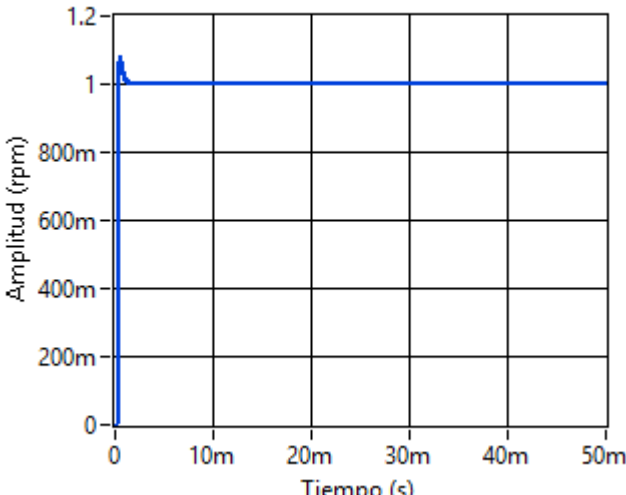

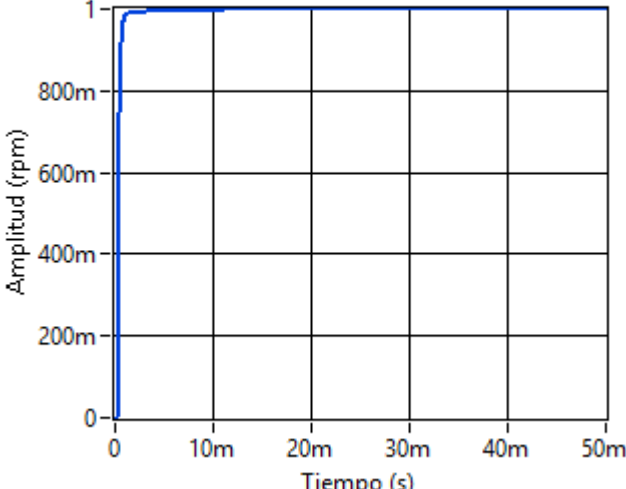

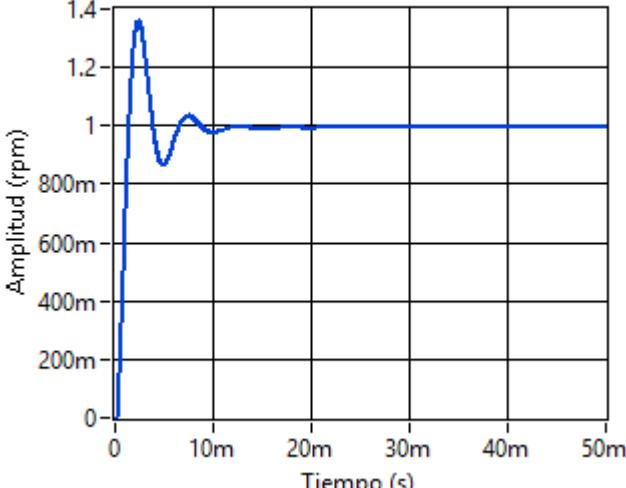
61	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ISE-Crone</p> $\frac{9.086e-05 s^3 + 0.08014 s^2 + 0.04298 s + 0.004876}{0.9155 s^3 + 0.6229 s^2 + 0.1049 s}$
62	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.005435 s + 0.07275}{s + 0.003732}$
63	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001596 s^3 + 0.1402 s^2 + 0.06952 s + 0.008026}{1.622 s^3 + 0.9508 s^2 + 0.1387 s}$


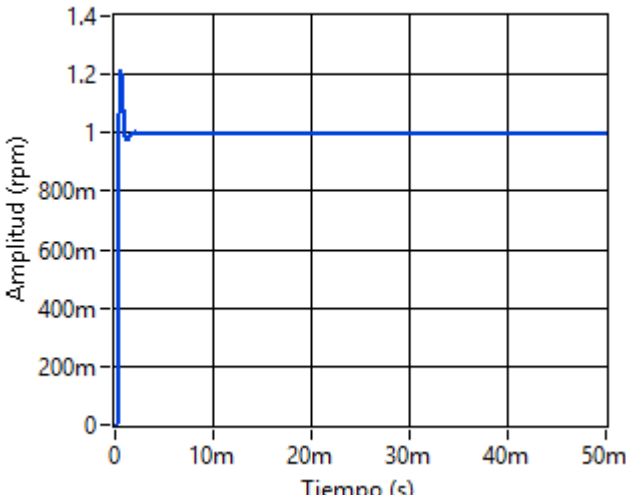

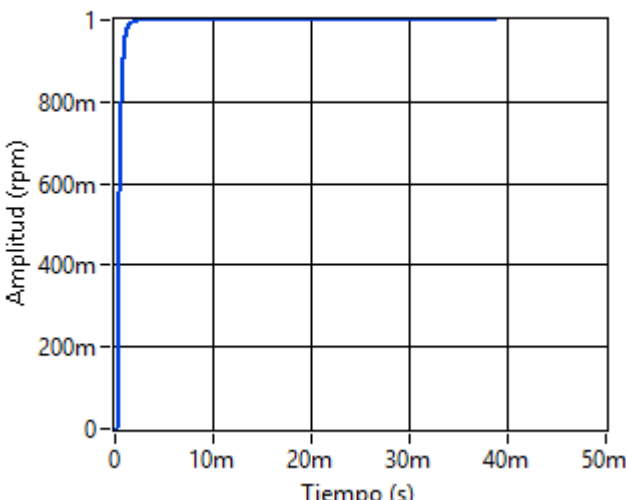

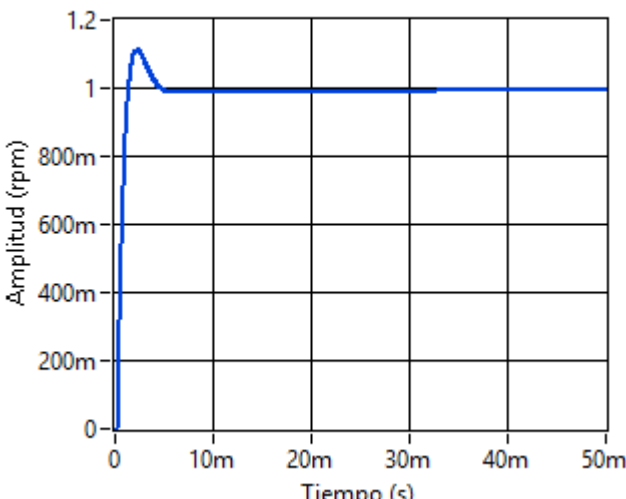
64	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-IAE-Crone</p> $\frac{0.0003033 s^3 + 0.1882 s^2 + 0.1244 s + 0.01824}{0.9189 s^3 + 0.6154 s^2 + 0.09249 s}$
65	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.0007507 s + 0.2024}{s + 0.0001874}$
66	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0004782 s^3 + 0.2975 s^2 + 0.1654 s + 0.02203}{1.453 s^3 + 0.8164 s^2 + 0.1103 s}$


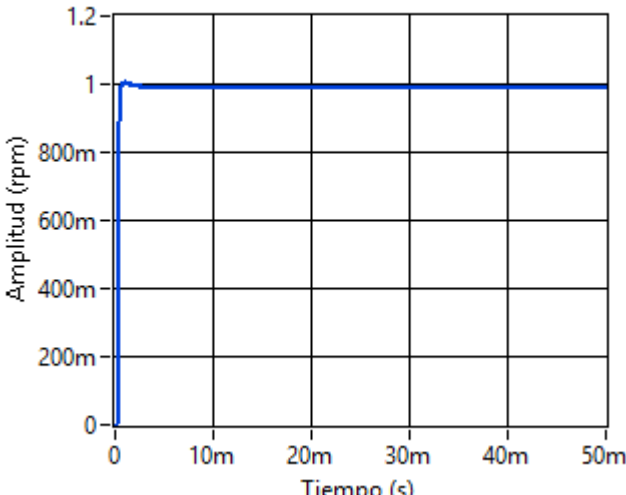

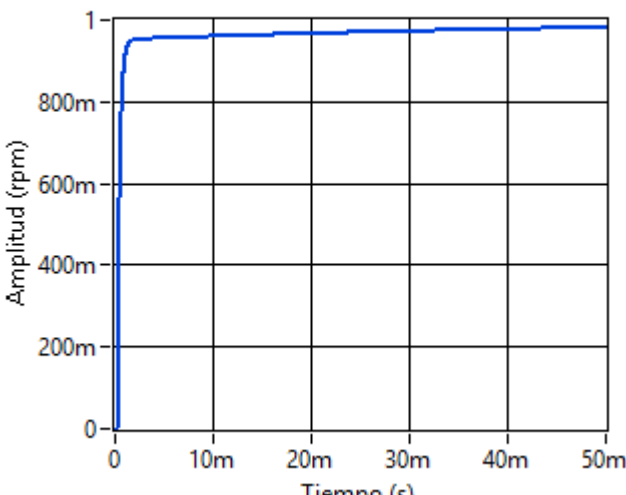

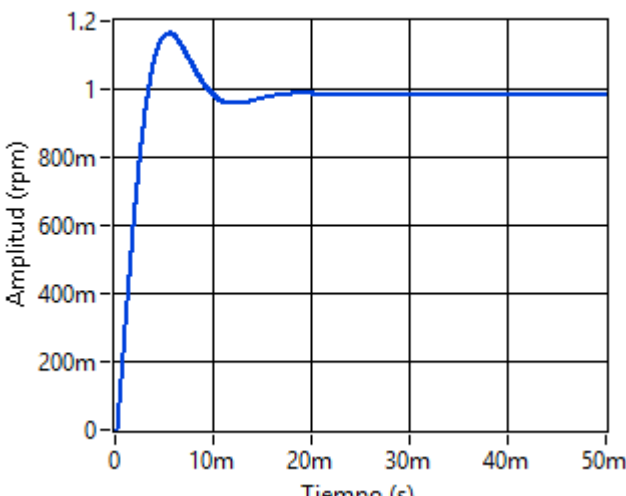
67	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITSE-Crone</p> $\frac{7.466e-08 s^3 + 0.0004655 s^2 + 0.1395 s + 0.04406}{1.102e-05 s^3 + 0.006965 s^2 + 1.1 s}$
68	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.002596 s + 0.4069}{s + 0.2964}$
69	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITSE-Carlson</p> $\frac{2.822e-05 s^3 + 0.1397 s^2 + 4.627 s + 13.86}{0.121 s^3 + 7.259 s^2 + 108.9 s}$

70	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITAE-Crone</p> $\frac{1.036e-07 s^3 + 0.5277 s^2 + 0.3664 s + 0.003683}{0.7412 s^3 + 0.8703 s^2 + 0.2485 s}$
71	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.004025 s + 1.821}{s + 0.2211}$
72	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>AMIGO-SQP-ITAE-Carlson</p> $\frac{1.13e-06 s^3 + 5.514 s^2 + 1.838 s + 0.05514}{8.266 s^3 + 4.96 s^2 + 0.7439 s}$


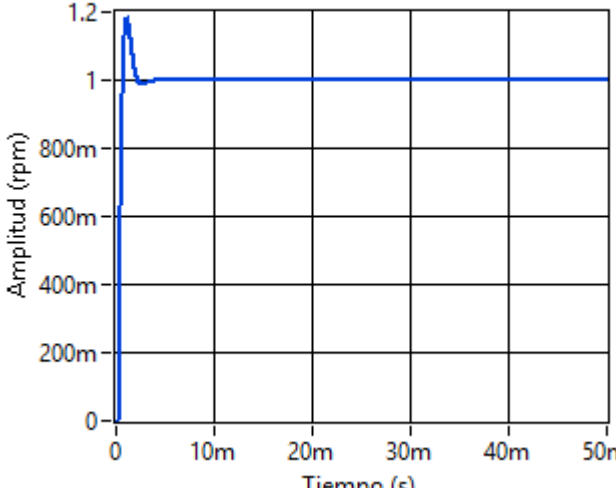

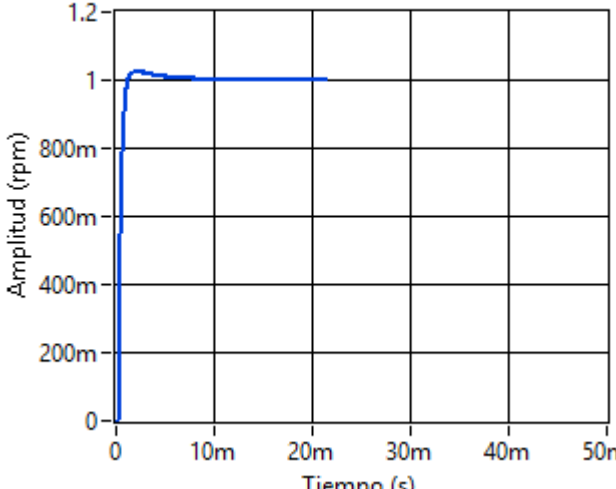

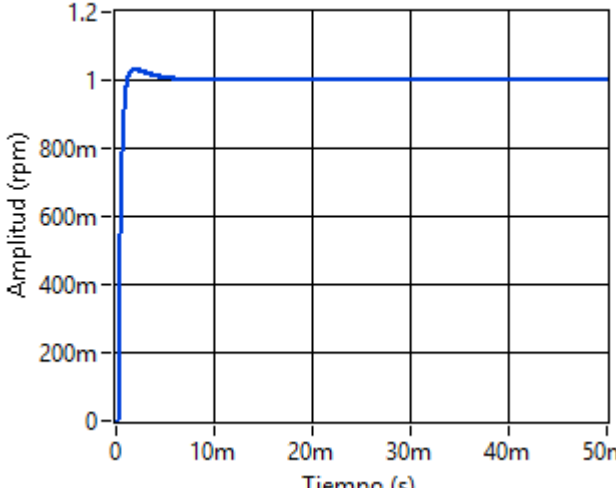
Chien-Hrones-Reswick		
Chien-Hrones-Reswick-Nelder Mead		
73	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ISE-Crone</p> $\frac{3.379e-08 s^3 + 0.0003408 s^2 + 0.1042 s + 0.03279}{1.104e-05 s^3 + 0.006972 s^2 + 1.1 s}$
74	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.001753 s + 0.5401}{s + 1.628}$
75	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ISE-Carlson</p> $\frac{6.558e-05 s^3 + 0.1109 s^2 + 10.98 s + 99.17}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$


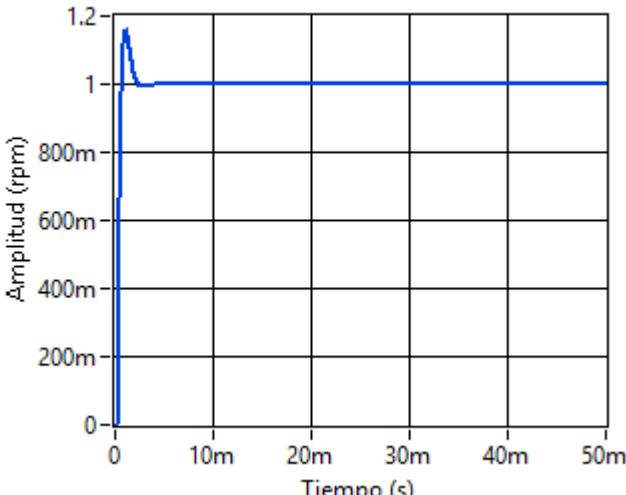

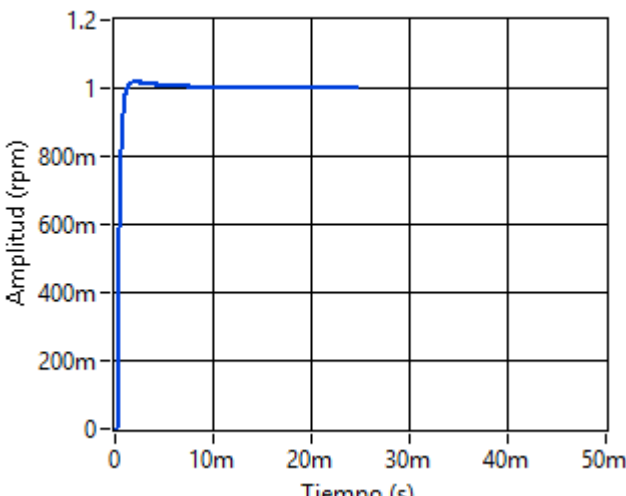

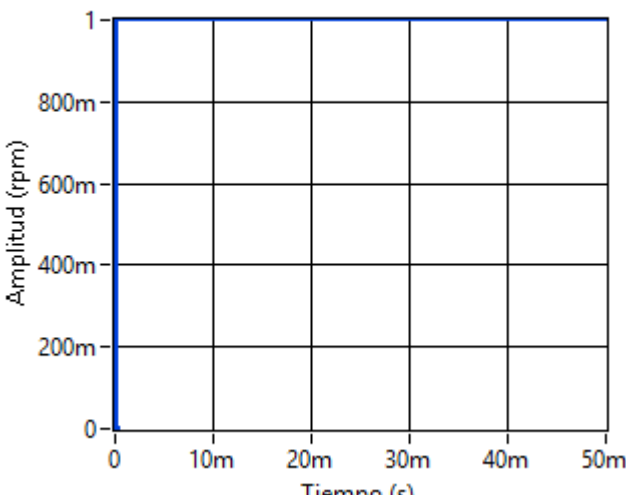
76	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-IAE-Crone</p> $\frac{1.295e-07 s^3 + 0.000495 s^2 + 0.2387 s + 0.4231}{1.312e-05 s^3 + 0.01477 s^2 + 4.157 s}$
77	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.003719 s + 0.5692}{s + 1.442}$
78	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-IAE-Carlson</p> $\frac{3.808e-05 s^3 + 0.1215 s^2 + 12.42 s + 117.3}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$


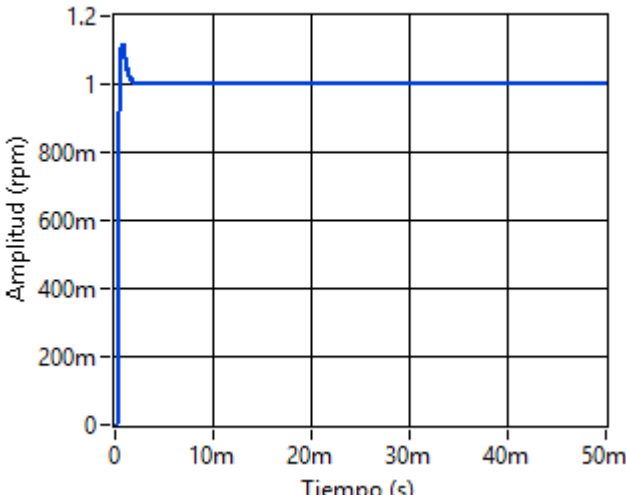

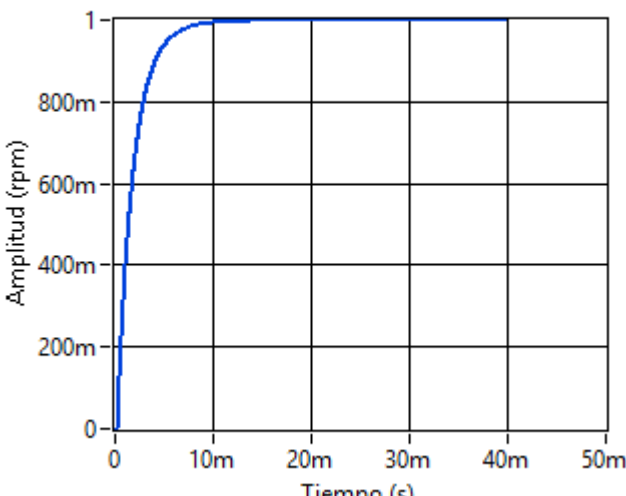

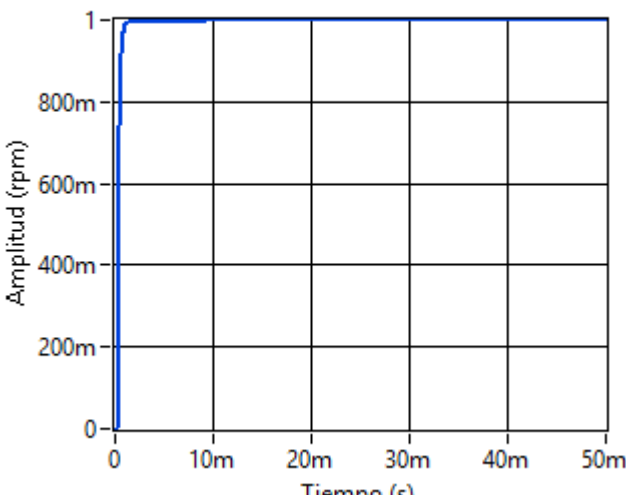
79	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITSE-Crone</p> $\frac{5.554e-08 s^3 + 0.0003691 s^2 + 0.1909 s + 0.332}{1.312e-05 s^3 + 0.01477 s^2 + 4.157 s}$
80	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.002327 s + 0.4879}{s + 1.581}$
81	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0001075 s^3 + 0.1114 s^2 + 10.57 s + 92.04}{0.1121 s^3 + 21.27 s^2 + 1009 s}$


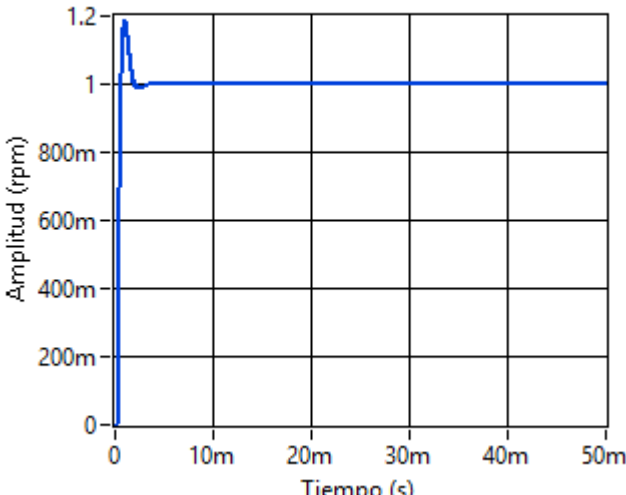

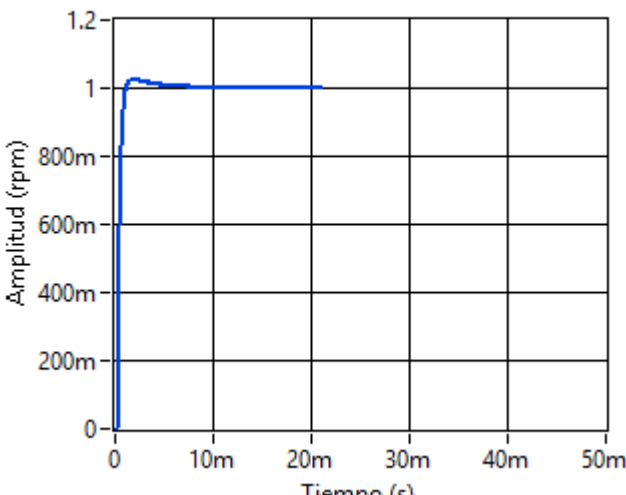

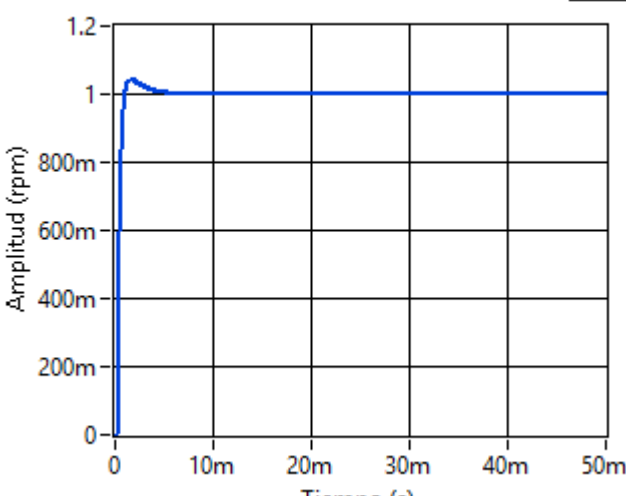
82	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITAE-Crone</p> $\frac{8.342e-08 s^3 + 0.0001236 s^2 + 0.04332 s + 0.07664}{1.316e-05 s^3 + 0.0148 s^2 + 4.161 s}$
83	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.002308 s + 0.04836}{s + 0.6271}$
84	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-NM-ITAE-Carlson</p> $\frac{2.485e-05 s^3 + 0.0229 s^2 + 0.738 s + 2.204}{0.121 s^3 + 7.259 s^2 + 108.9 s}$

Chien-Hrones-Reswick- Interior Point


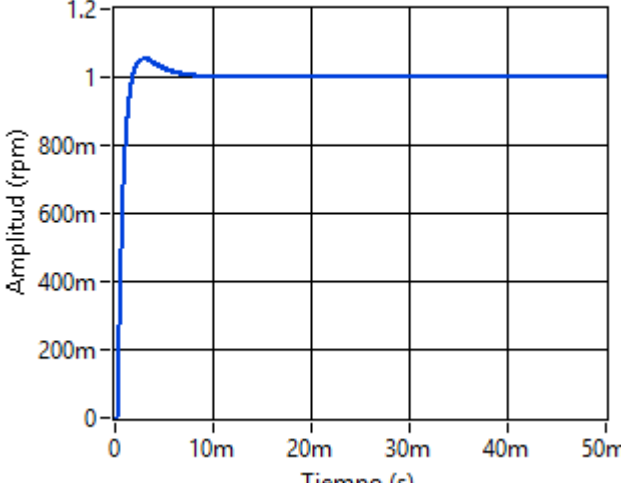

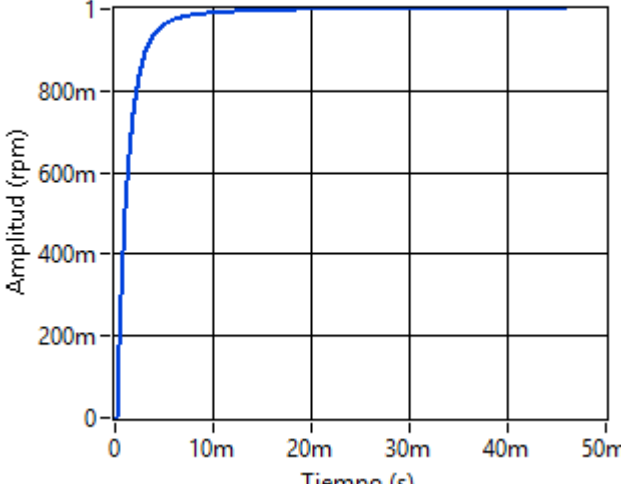

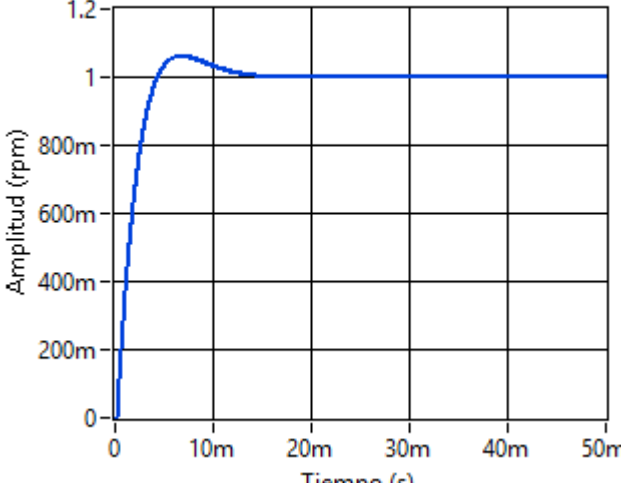
85	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ISE-Crone</p> $\frac{0.0001606 s^3 + 0.3591 s^2 + 15.18 s + 107.5}{0.07701 s^3 + 10.81 s^2 + 278.3 s}$
86	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.002112 s + 0.7669}{s + 0.2208}$
87	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.001358 s^3 + 0.6766 s^2 + 32.49 s + 388.4}{0.6508 s^3 + 51.97 s^2 + 1001 s}$


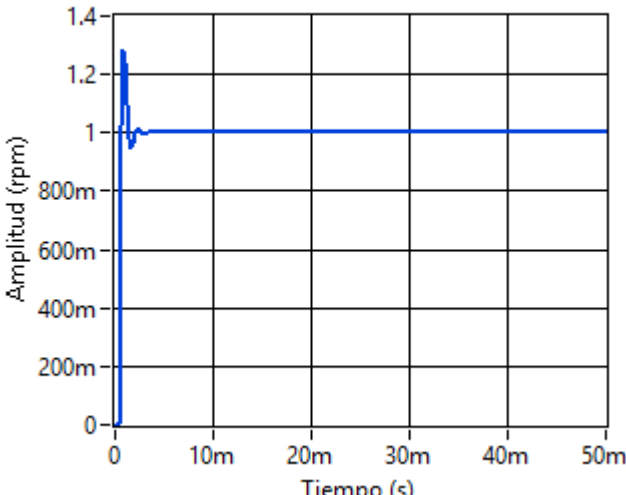

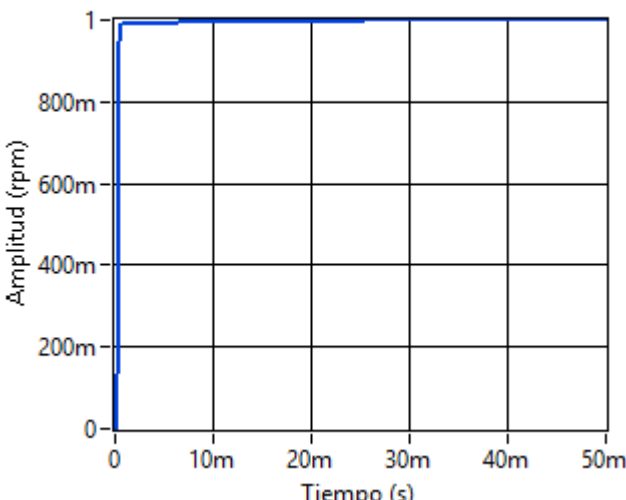

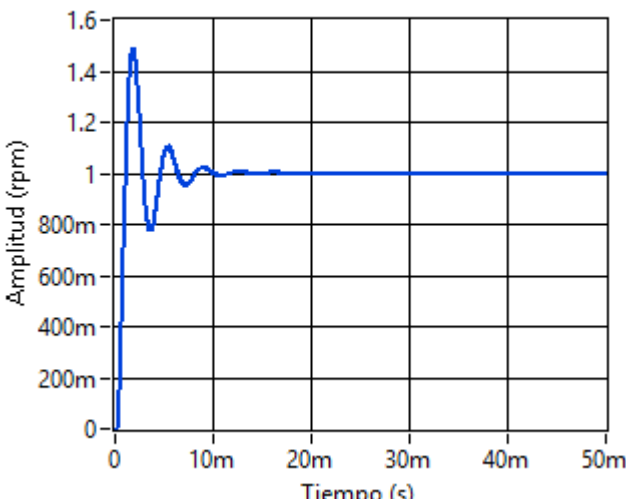
88	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-IAE-Crone</p> $\frac{0.0001803 s^3 + 0.3585 s^2 + 15.16 s + 107.3}{0.07729 s^3 + 10.82 s^2 + 278.8 s}$
89	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.002356 s + 0.7568}{s + 0.2171}$
90	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.001516 s^3 + 0.6867 s^2 + 32.61 s + 386.9}{0.6502 s^3 + 51.94 s^2 + 1001 s}$


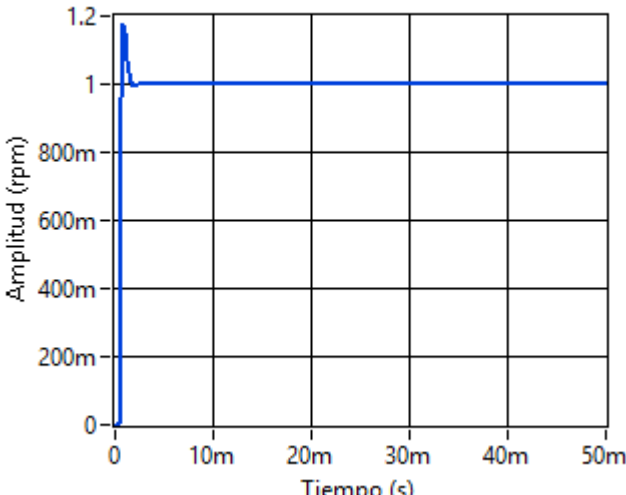

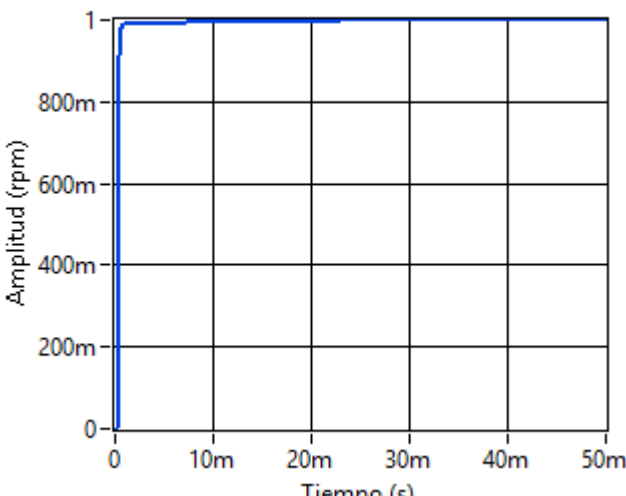

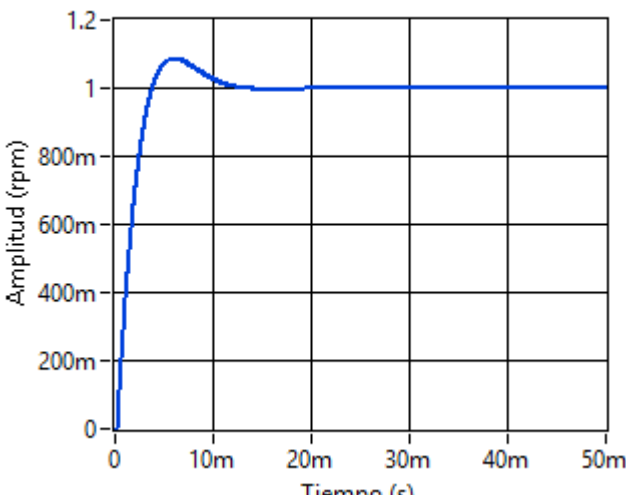
91	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITSE-Crone</p> $\frac{0.0002534 s^3 + 0.5729 s^2 + 15.124 s + 110.33}{0.05752 s^3 + 10.27 s^2 + 273.3 s}$
92	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.001135 s + 0.002378}{s + 0.02118}$
93	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0003256 s^3 + 0.006838 s^2 + 0.03948 s + 0.03675}{0.3045 s^3 + 4.493 s^2 + 15.22 s}$


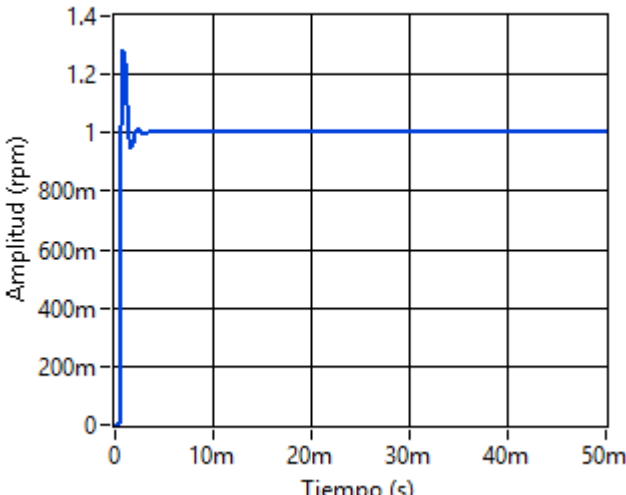

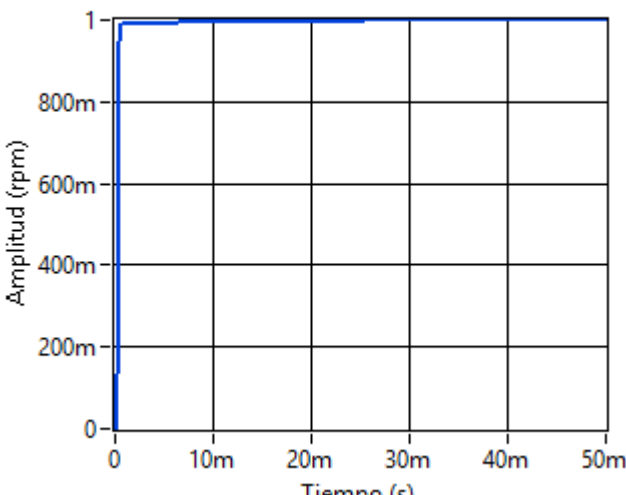

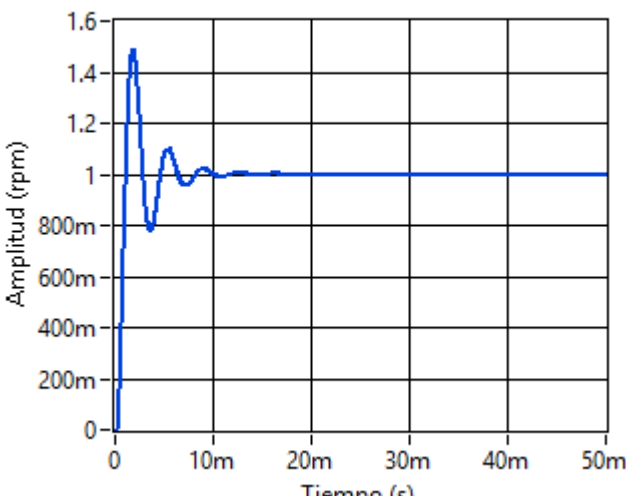
94	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITAE-Crone</p> $\frac{0.0001563 s^3 + 0.3969 s^2 + 16.6 s + 111.4}{0.06652 s^3 + 9.865 s^2 + 258.8 s}$
95	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.002397 s + 0.8959}{s + 0.2458}$
96	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-IP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.001376 s^3 + 0.8208 s^2 + 38.53 s + 433.2}{0.5855 s^3 + 49.86 s^2 + 1001 s}$

Chien-Hrones-Reswick- sequential quadratic programming

97	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ISE-Crone</p> $\frac{1.04e-05 s^3 + 0.004814 s^2 + 0.09445 s + 0.09989}{0.01 s^3 + 0.2786 s^2 + 1.688 s}$
98	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.0005196 s + 0.09583}{s + 0.01785}$
99	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.000139 s^3 + 0.06553 s^2 + 0.5552 s + 0.9204}{0.4453 s^3 + 4.787 s^2 + 12.47 s}$

100	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-IAE-Crone</p> $\frac{9.262e-07 s^3 + 0.005434 s^2 + 0.3113 s + 0.05611}{0.0003235 s^3 + 0.03653 s^2 + 1.031 s}$
101	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.009109 s + 0.5414}{s + 0.1647}$
102	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-IAE-Carlson</p> $\frac{8.249e-05 s^3 + 0.4201 s^2 + 4.419 s + 4.191}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


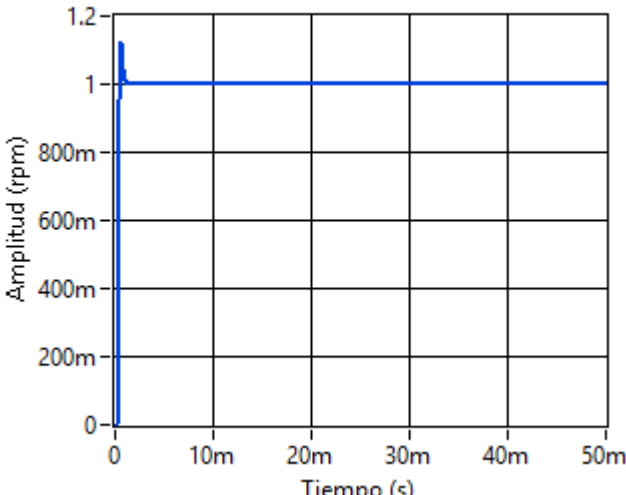

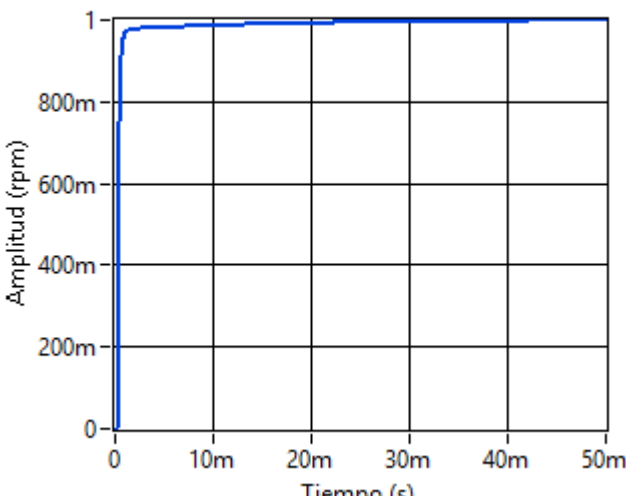

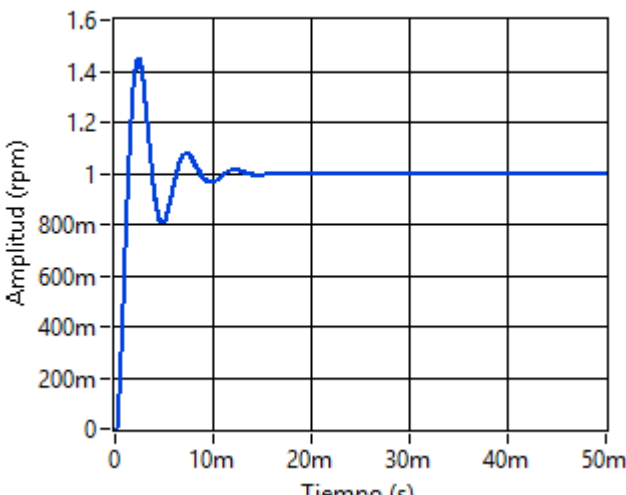
103	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITSE-Crone</p> $\frac{1.422e-06 s^3 + 0.004471 s^2 + 0.3248 s + 0.08085}{0.0003547 s^3 + 0.04024 s^2 + 1.04 s}$
104	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.007406 s + 0.5289}{s + 0.1158}$
105	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0003864 s^3 + 0.4443 s^2 + 4.642 s + 4.374}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


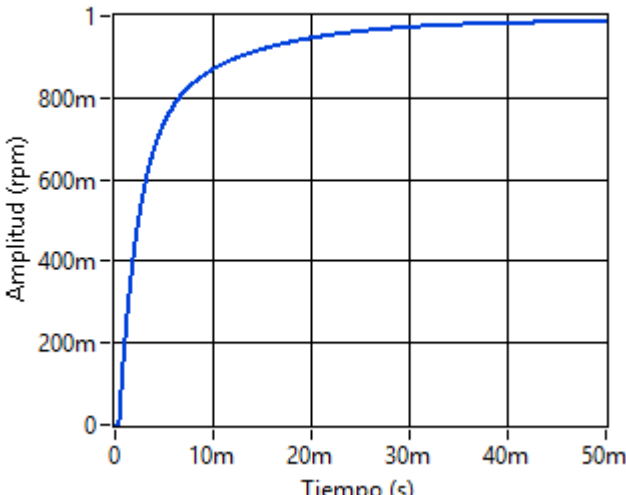

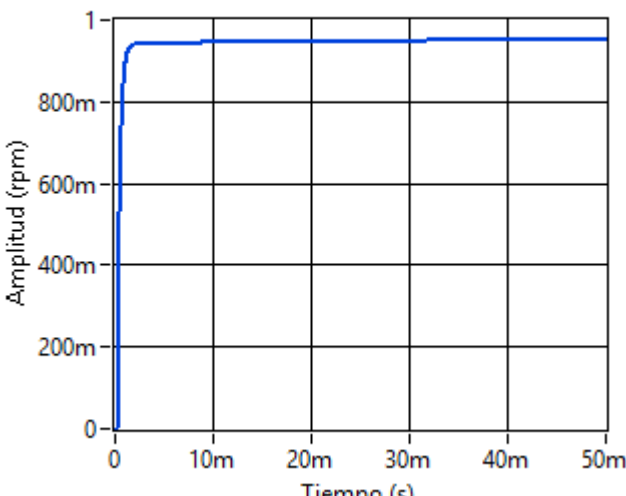

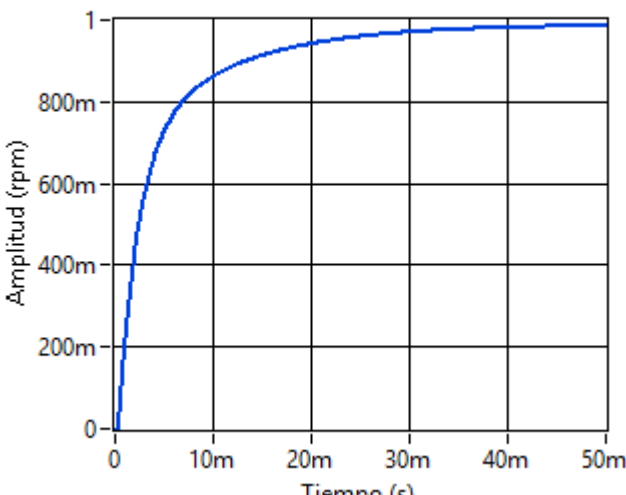
106	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITAE-Crone</p> $\frac{9.332e-07 s^3 + 0.005431 s^2 + 0.3112 s + 0.0561}{0.0003234 s^3 + 0.03653 s^2 + 1.031 s}$
107	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.009107 s + 0.5412}{s + 0.1647}$
108	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR1-SQP-ITAE-Carlson</p> $\frac{8.304e-05 s^3 + 0.42 s^2 + 4.418 s + 4.189}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


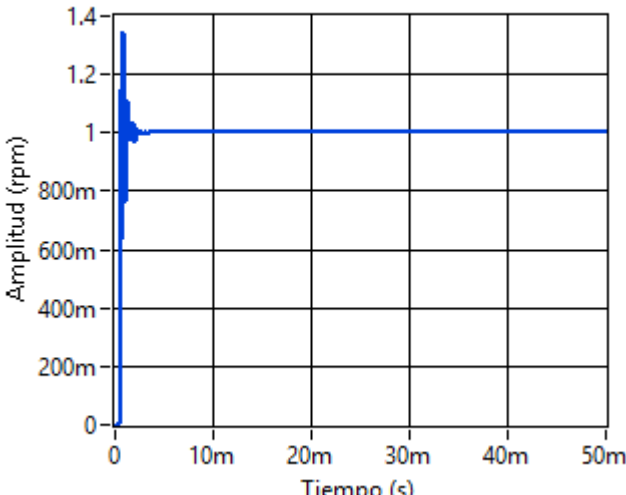

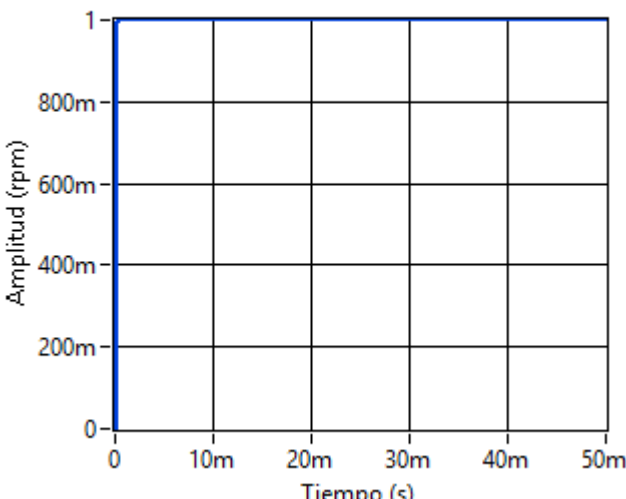

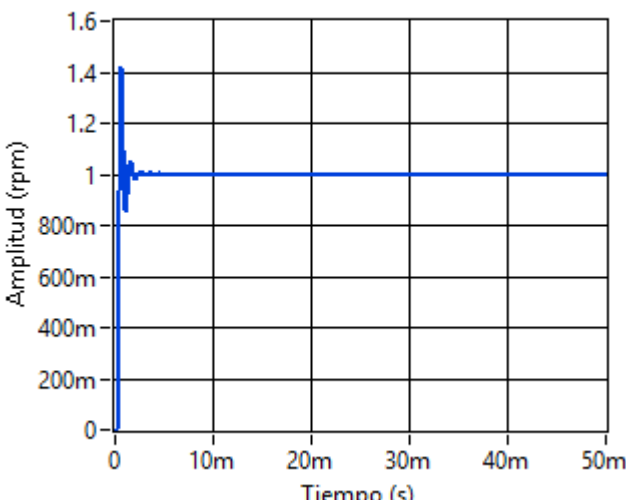
Chien-Hrones-Reswick- DISTURBANC EREJECTION

Chien-Hrones-Reswick- Nelder Mead


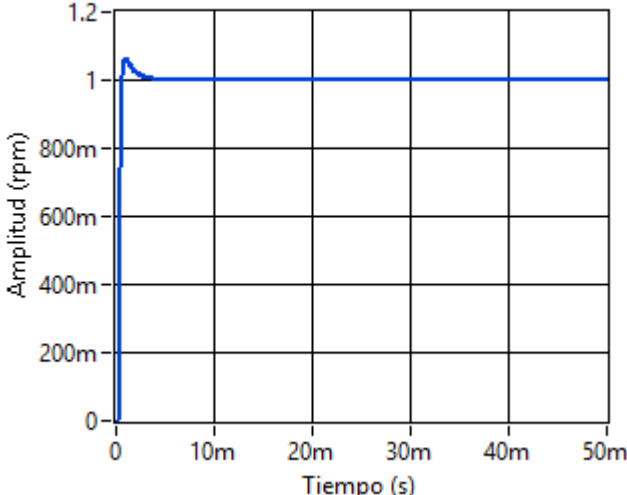

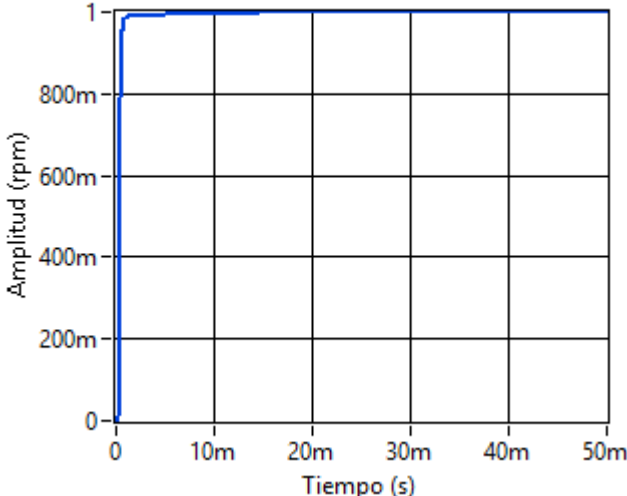

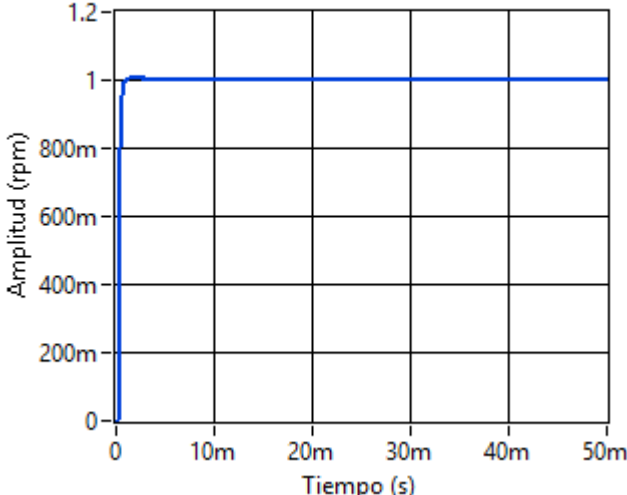
<p>109</p>		<p>CHR2-NM-ISE-Crone</p> $\frac{1.356e-06 s^3 + 0.0002627 s^2 + 0.01028 s + 0.001834}{0.0003377 s^3 + 0.03735 s^2 + 1.032 s}$
<p>110</p>		<p>CHR2-NM-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.002295 s + 0.0112}{s + 0.1008}$
<p>111</p>		<p>CHR2-NM-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0001021 s^3 + 0.01488 s^2 + 0.1465 s + 0.138}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


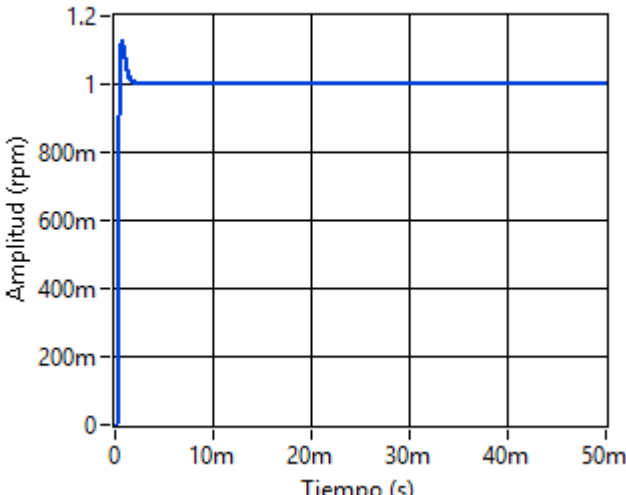

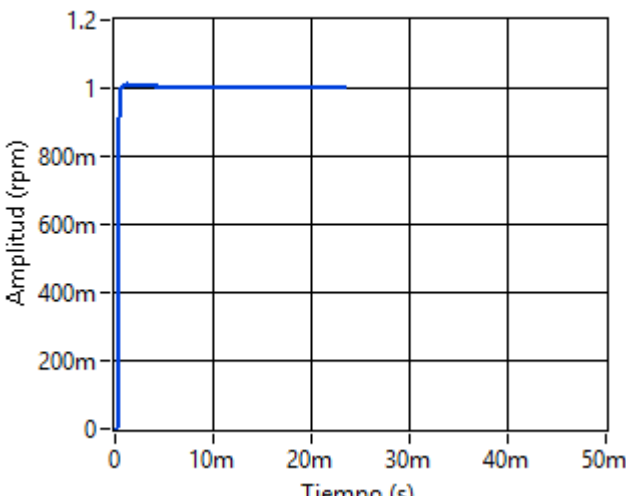

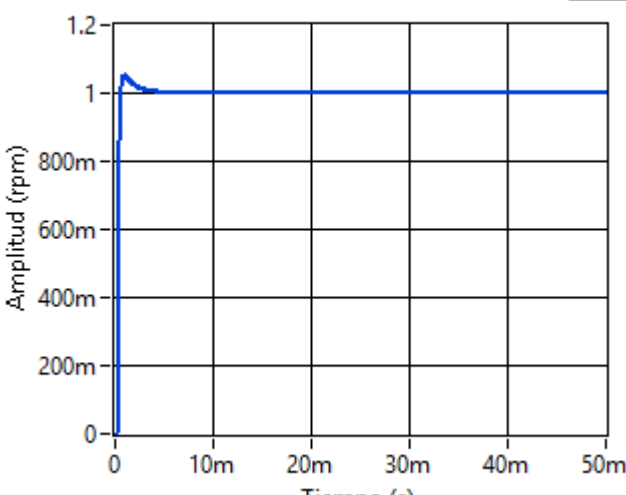
112	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-IAE-Crone</p> $\frac{9.638e-08 s^3 + 0.0004568 s^2 + 0.132 s + 0.04196}{1.135e-05 s^3 + 0.007077 s^2 + 1.103 s}$
113	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.003847 s + 0.2225}{s + 0.1666}$
114	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-IAE-Carlson</p> $\frac{3.36e-05 s^3 + 0.1321 s^2 + 4.369 s + 13.09}{0.121 s^3 + 7.259 s^2 + 108.9 s}$


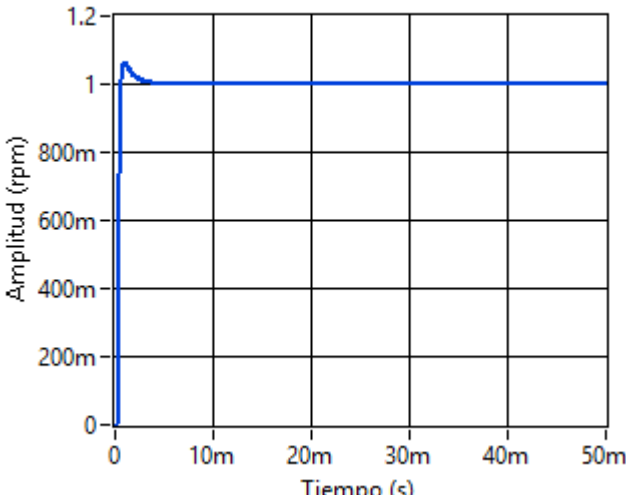

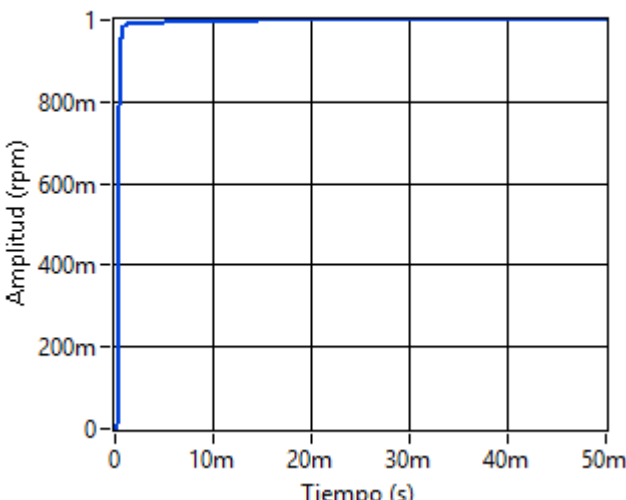

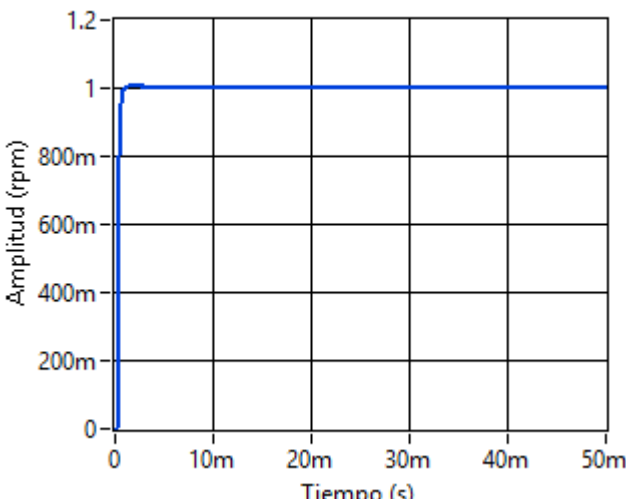
115	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITSE-Crone</p> $\frac{2.368e-05 s^3 + 0.003074 s^2 + 0.01034 s + 0.00297}{0.1014 s^3 + 0.6368 s^2 + s}$
116	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.002093 s + 0.009346}{s + 0.2218}$
117	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.000224 s^3 + 0.02883 s^2 + 0.09385 s + 0.02809}{s^3 + 6 s^2 + 9 s}$


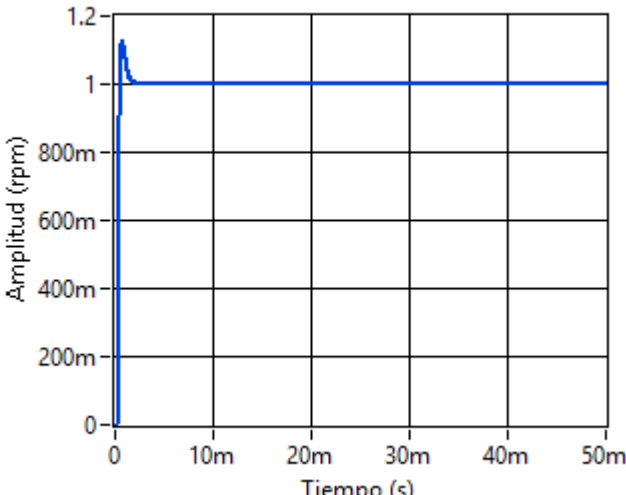

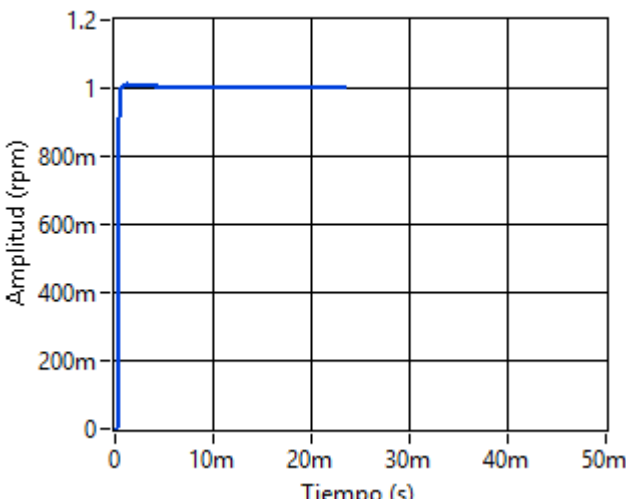

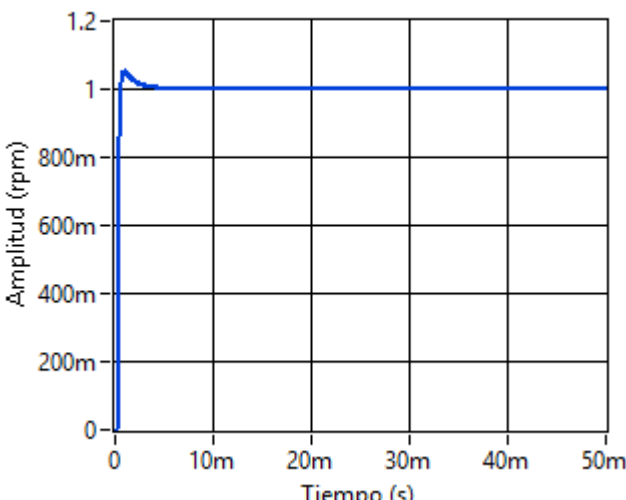
118	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITAE-Crone</p> $\frac{8.52e-07 s^3 + 0.08386 s^2 + 4.728 s + 0.8377}{0.0003261 s^3 + 0.03668 s^2 + 1.031 s}$
119	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.1403 s + 8.249}{s + 0.1679}$
120	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-NM-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0005424 s^3 + 6.369 s^2 + 67.07 s + 63.59}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$

Chien-Hrones-Reswick- Interior Point


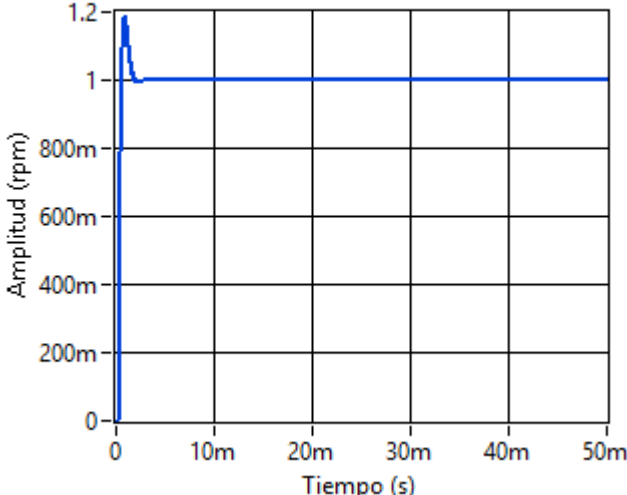

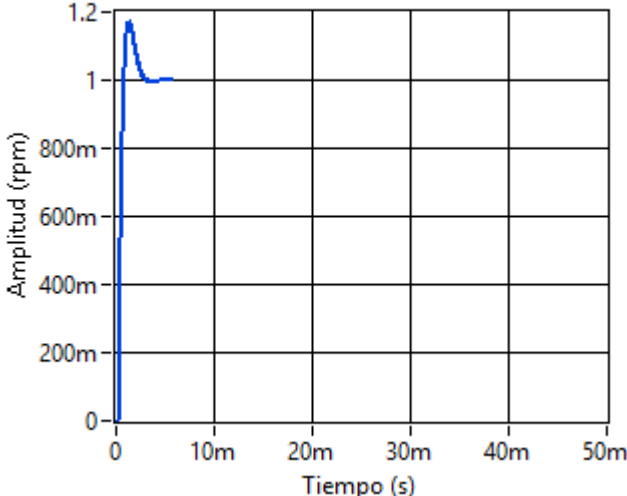

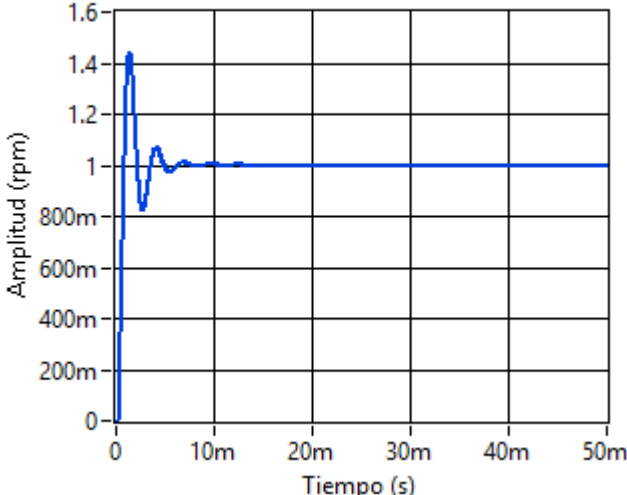
121	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ISE-Crone</p> $\frac{7.818e-07 s^3 + 0.001208 s^2 + 0.45 s + 0.3291}{0.000166 s^3 + 0.09427 s^2 + 1.242 s}$
122	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.005106 s + 0.5888}{s + 0.03233}$
123	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.001312 s^3 + 0.3575 s^2 + 3.915 s + 6.086}{0.3045 s^3 + 4.493 s^2 + 15.22 s}$


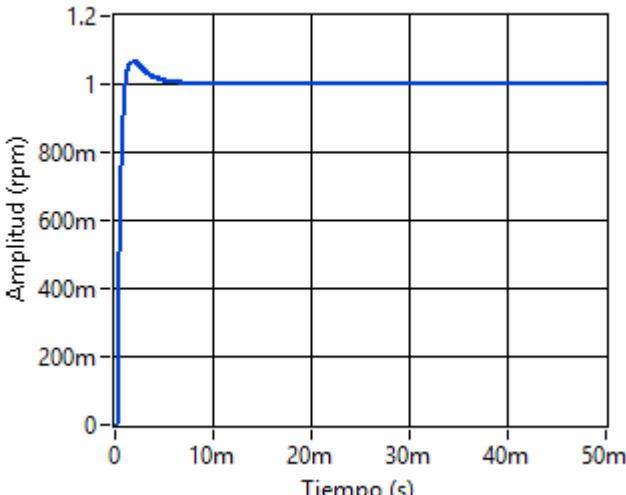

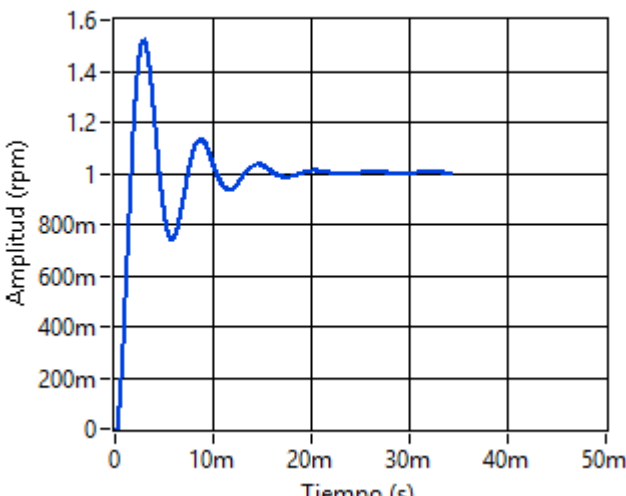

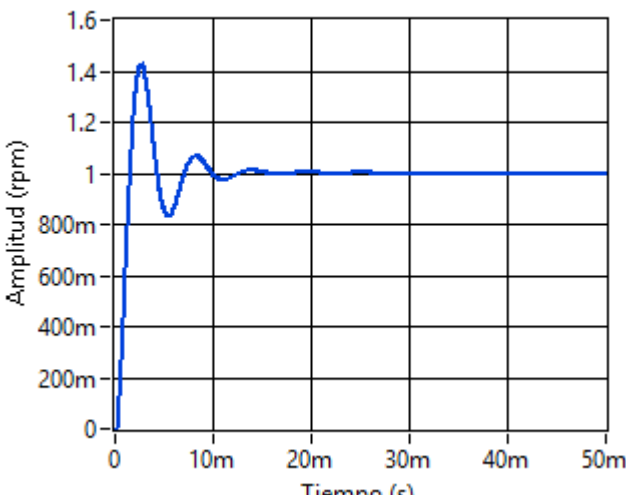
124	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-IAE-Crone</p> $\frac{1.427e-06 s^3 + 0.004142 s^2 + 1.891 s + 2.043}{0.0002874 s^3 + 0.1622 s^2 + 1.468 s}$
125	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.00676 s + 2.325}{s + 0.01907}$
126	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.001533 s^3 + 1.31 s^2 + 15.01 s + 25.77}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


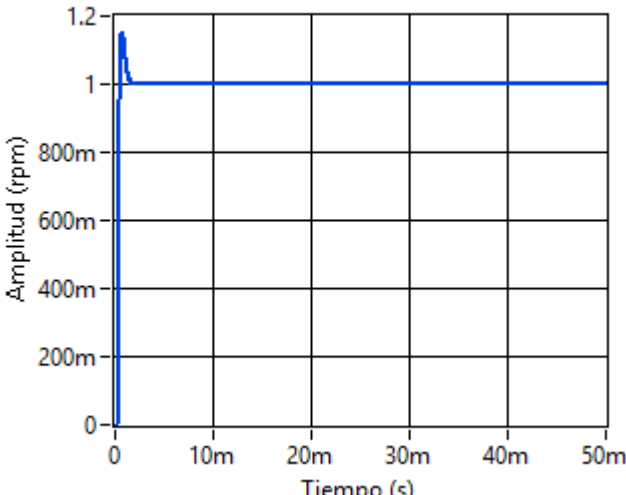

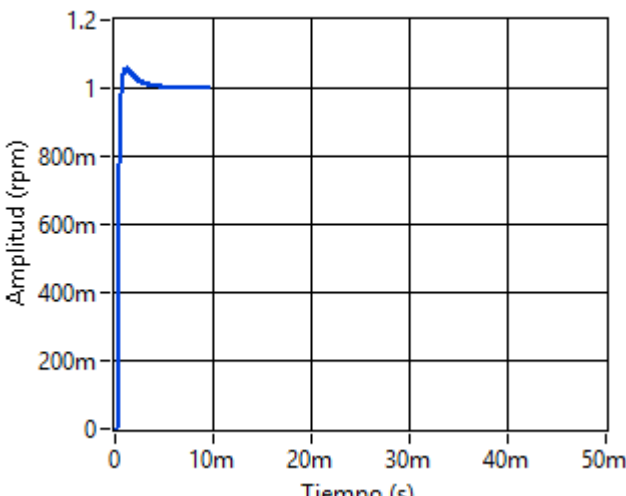

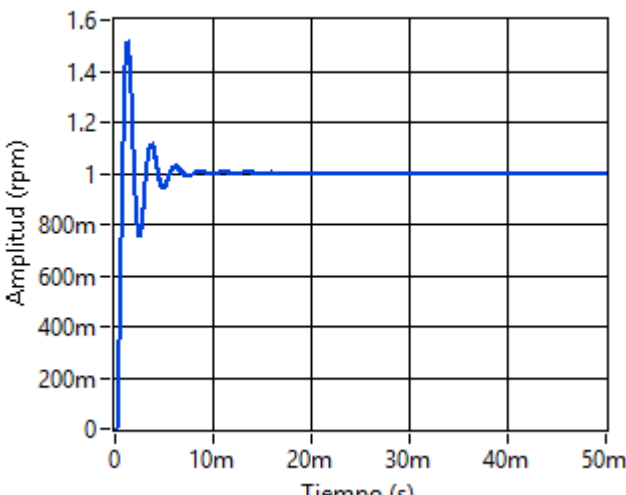
127	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITSE-Crone</p> $\frac{7.817e-07 s^3 + 0.001208 s^2 + 0.45 s + 0.3291}{0.000166 s^3 + 0.09427 s^2 + 1.242 s}$
128	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.005105 s + 0.5888}{s + 0.03233}$
129	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.001312 s^3 + 0.3575 s^2 + 3.915 s + 6.086}{0.3045 s^3 + 4.493 s^2 + 15.22 s}$


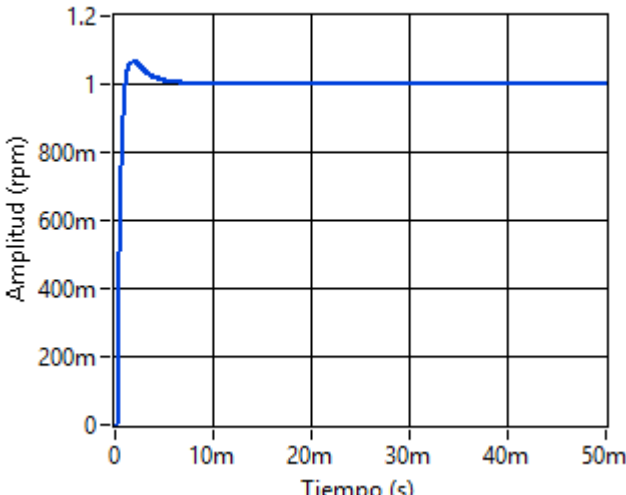

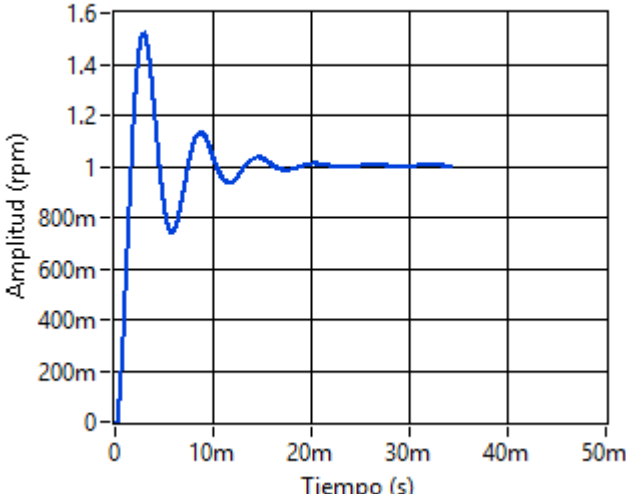

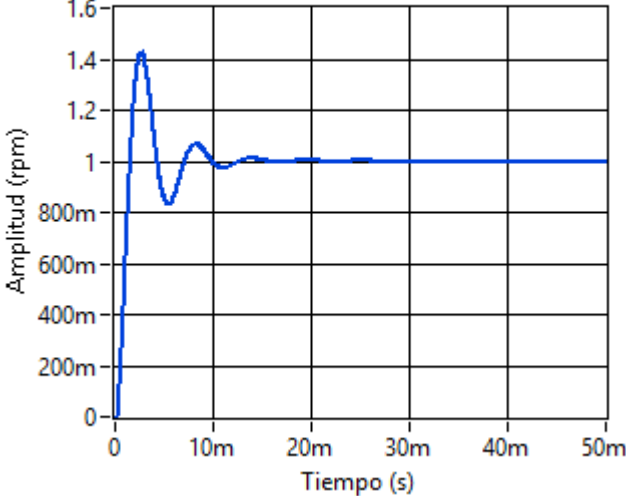
130	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITAE-Crone</p> $\frac{1.427e-06 s^3 + 0.004142 s^2 + 1.891 s + 2.043}{0.0002874 s^3 + 0.1622 s^2 + 1.468 s}$
131	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.00676 s + 2.325}{s + 0.01907}$
132	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-IP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.001533 s^3 + 1.31 s^2 + 15.01 s + 25.77}{0.3299 s^3 + 4.695 s^2 + 14.85 s}$


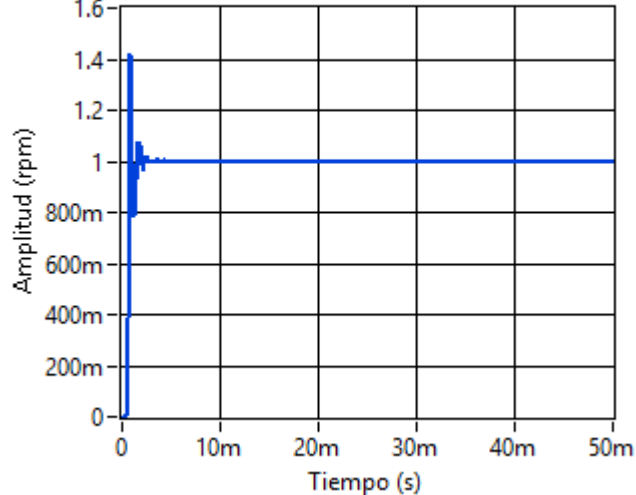

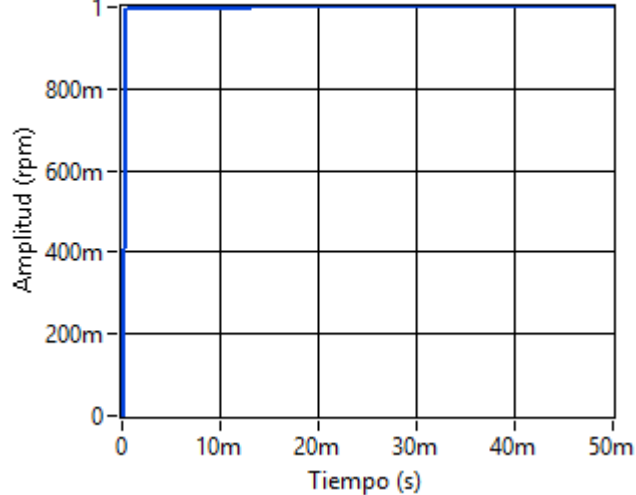

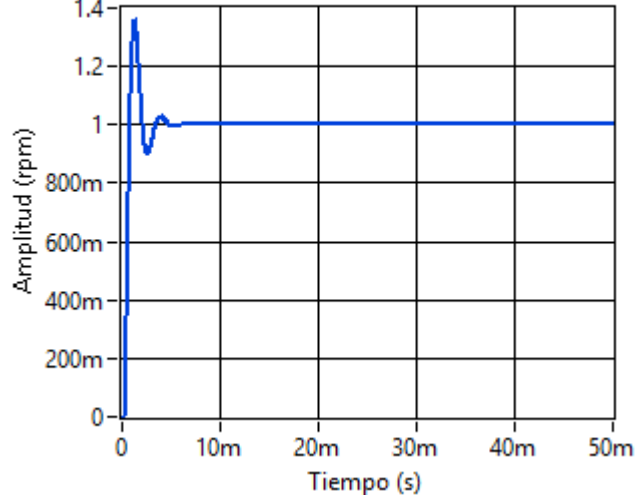
Chien-Hrones-Reswick- sequential quadratic programming


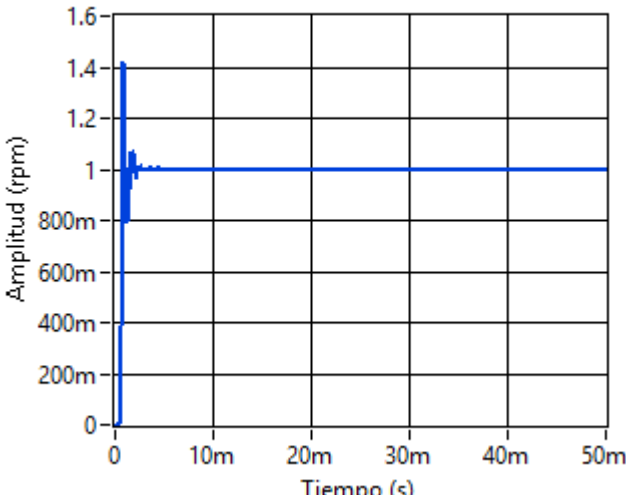

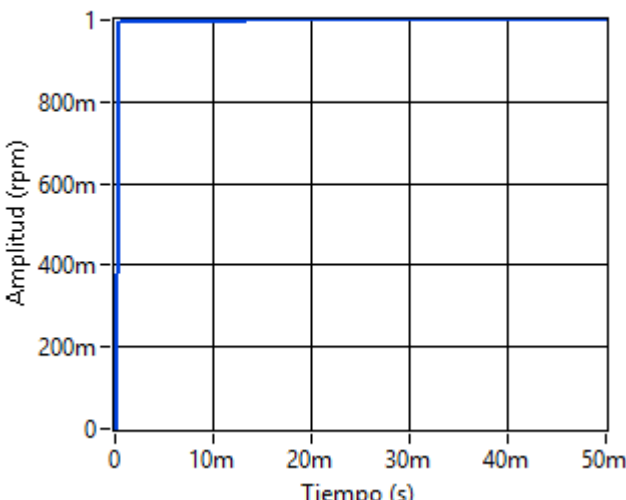

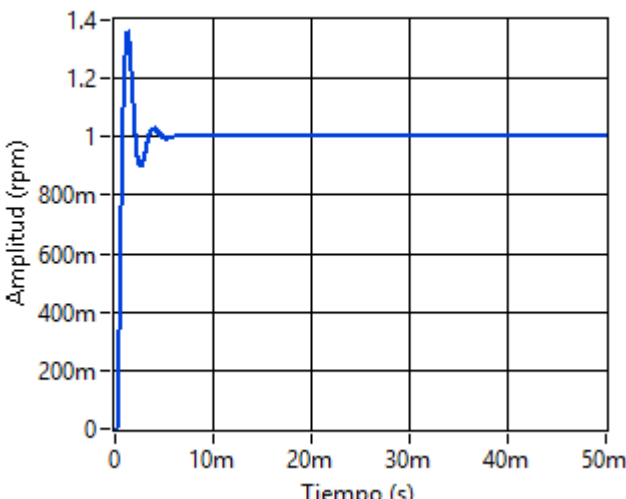
133	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ISE-Crone</p> $\frac{6.257e-06 s^3 + 0.0168 s^2 + 2.399 s + 3.869}{0.00216 s^3 + 0.3221 s^2 + 1.893 s}$
134	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.001754 s + 2.703}{s + 0.009403}$
135	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0002678 s^3 + 1.354 s^2 + 16.25 s + 32.43}{0.3811 s^3 + 5.121 s^2 + 14.29 s}$


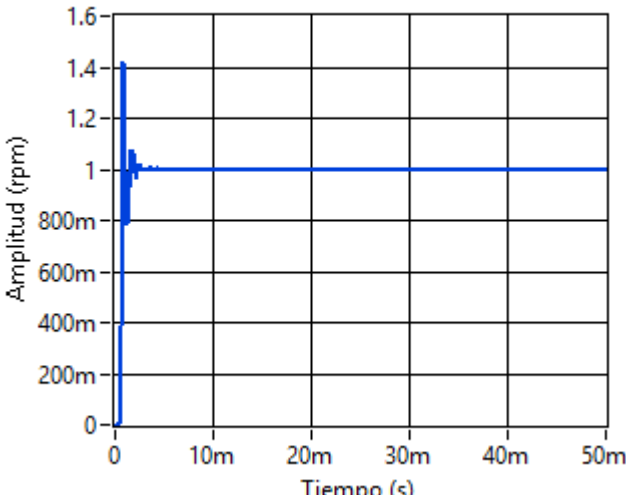

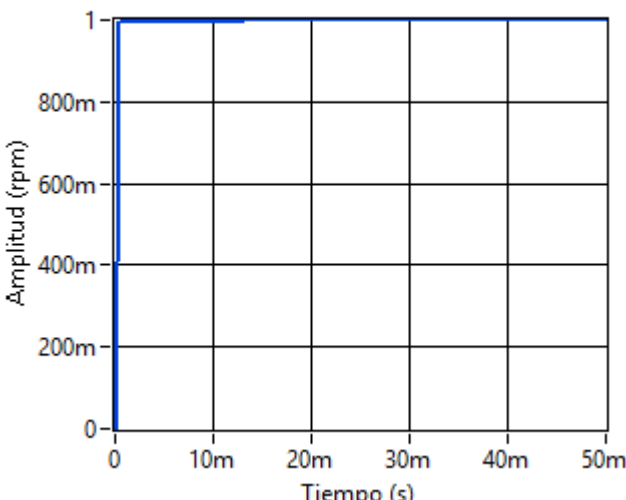

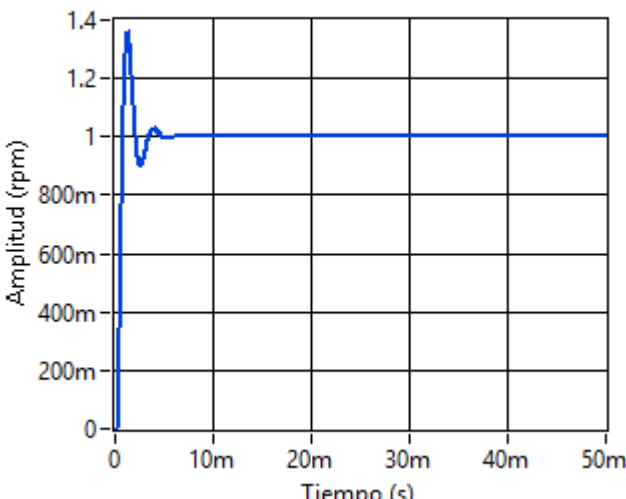
136	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-IAE-Crone</p> $\frac{1.786e-05 s^3 + 0.01191 s^2 + 0.7424 s + 1.684}{0.009817 s^3 + 0.6368 s^2 + 2.525 s}$
137	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.0001544 s + 0.7479}{s + 0.003422}$
138	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0001154 s^3 + 0.3568 s^2 + 4.398 s + 9.663}{0.421 s^3 + 5.466 s^2 + 13.96 s}$


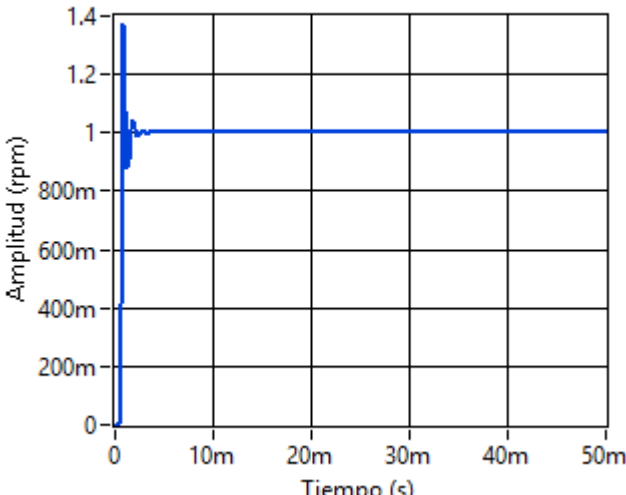

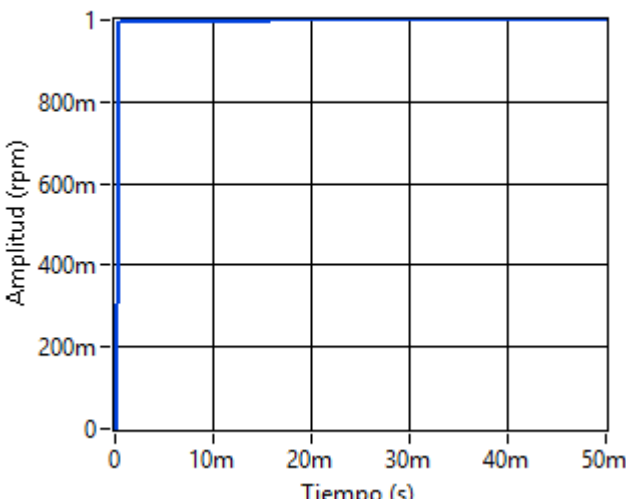

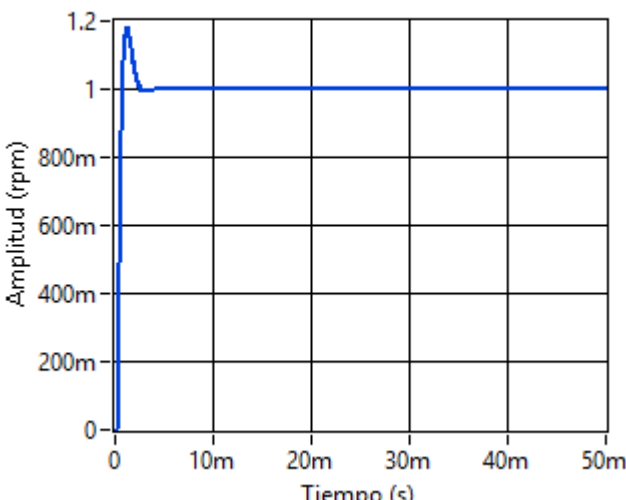
139	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITSE-Crone</p> $\frac{1.798e-05 s^3 + 0.04983 s^2 + 2.468 s + 2.968}{0.004097 s^3 + 0.2317 s^2 + 1.609 s}$
140	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.00367 s + 2.848}{s + 0.01566}$
141	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0002117 s^3 + 1.509 s^2 + 17.71 s + 32.31}{0.3482 s^3 + 4.844 s^2 + 14.62 s}$


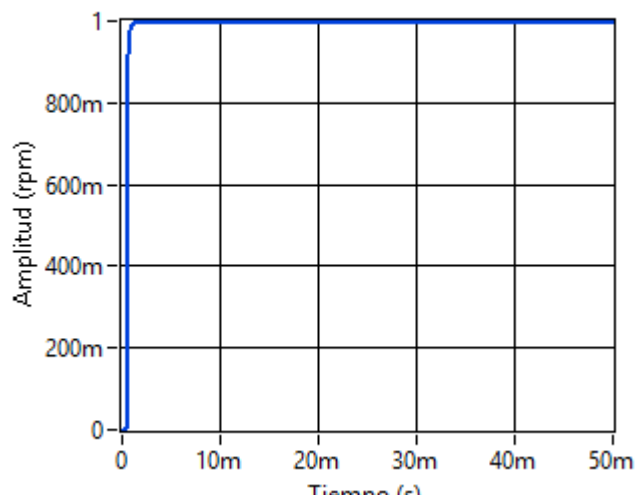

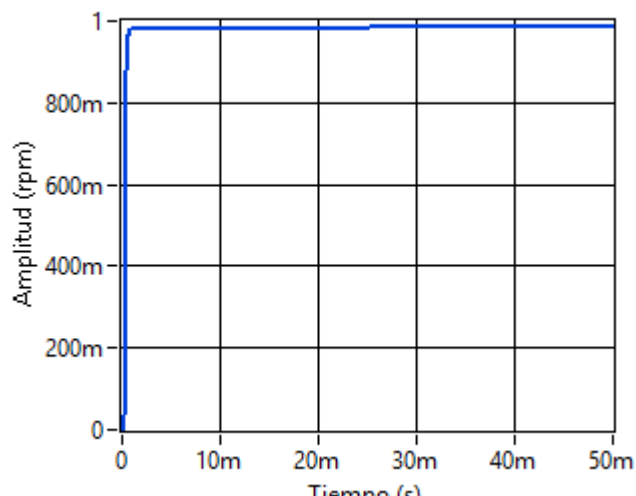

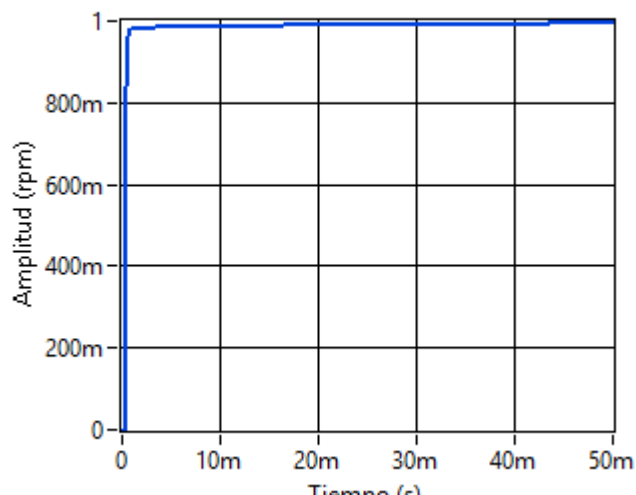
142	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITAE-Crone</p> $\frac{1.786e-05 s^3 + 0.01191 s^2 + 0.7424 s + 1.684}{0.009817 s^3 + 0.6367 s^2 + 2.525 s}$
143	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.0001544 s + 0.7479}{s + 0.003423}$
144	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CHR2-SQP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0001154 s^3 + 0.3568 s^2 + 4.398 s + 9.664}{0.421 s^3 + 5.466 s^2 + 13.96 s}$


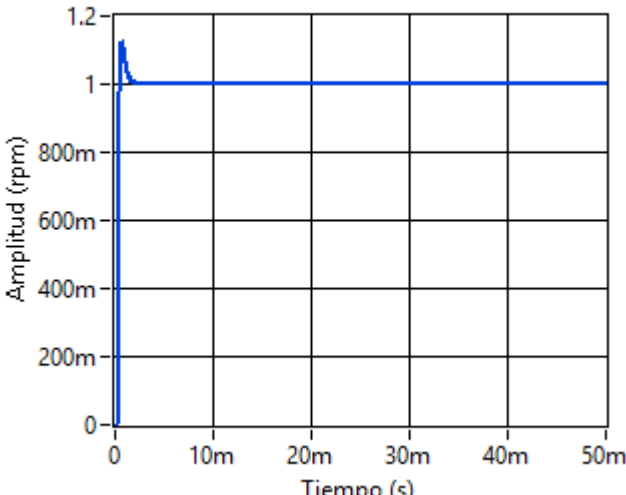

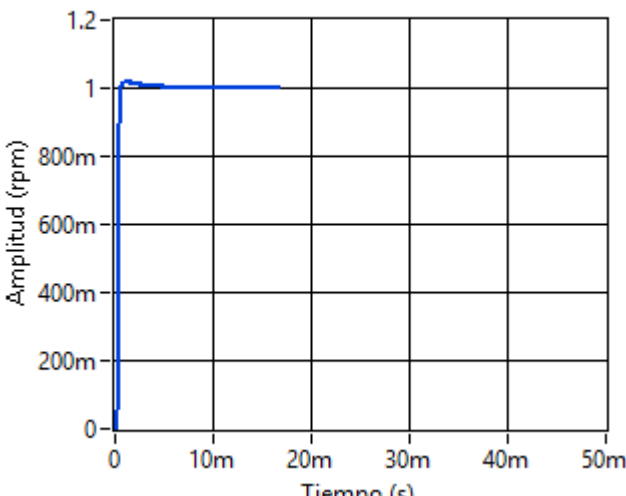

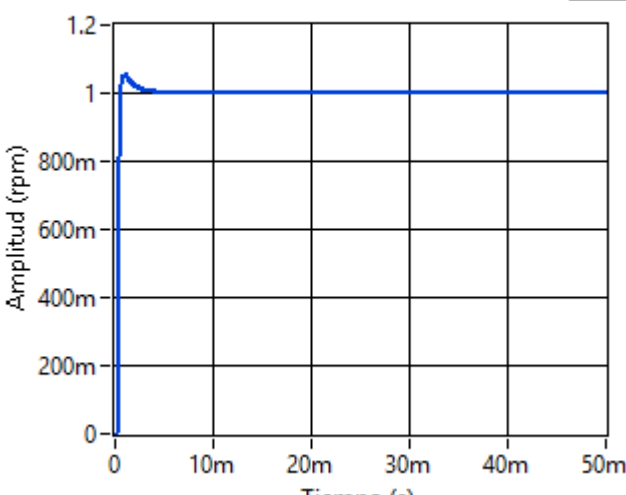
Cohen-Coon		
Cohen-Coon-Nelder Mead		
145	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ISE-Crone</p> $\frac{7.275e-07 s^3 + 0.01148 s^2 + 0.6329 s + 0.1125}{0.000334 s^3 + 0.03714 s^2 + 1.032 s}$
146	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.01909 s + 1.102}{s + 0.1671}$
147	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ISE-Carlson</p> $\frac{0.0002182 s^3 + 0.8537 s^2 + 8.975 s + 8.498}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


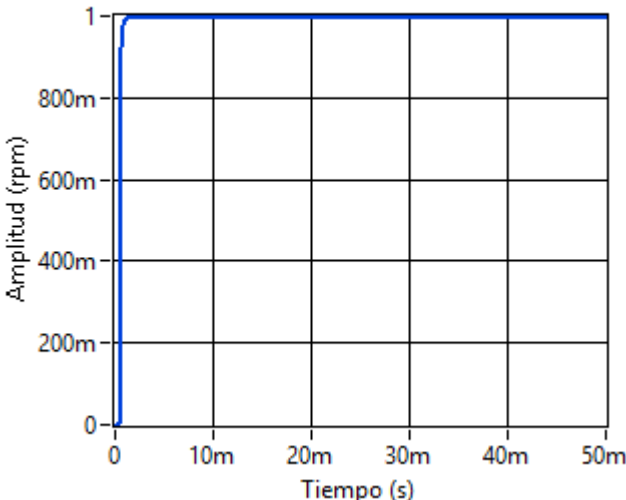

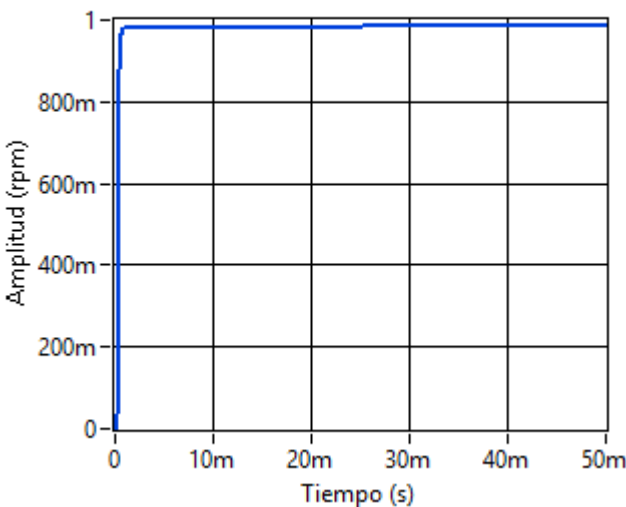

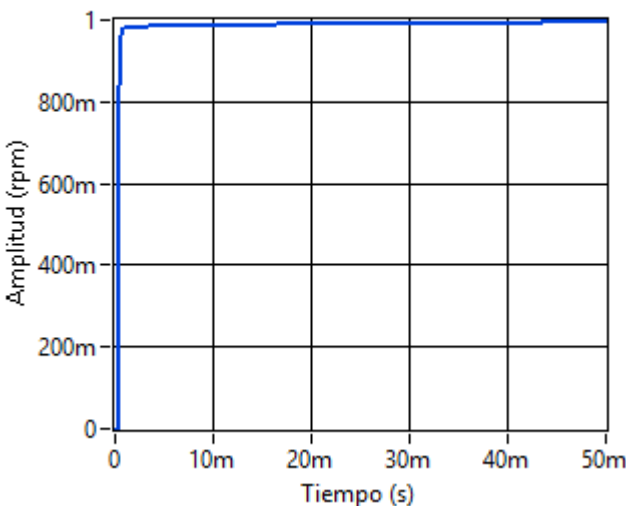
148	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-IAE-Crone</p> $\frac{7.325e-07 s^3 + 0.01128 s^2 + 0.6225 s + 0.1106}{0.0003336 s^3 + 0.03711 s^2 + 1.032 s}$
149	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.01878 s + 1.083}{s + 0.1671}$
150	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-IAE-Carlson</p> $\frac{0.0002146 s^3 + 0.8396 s^2 + 8.827 s + 8.358}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


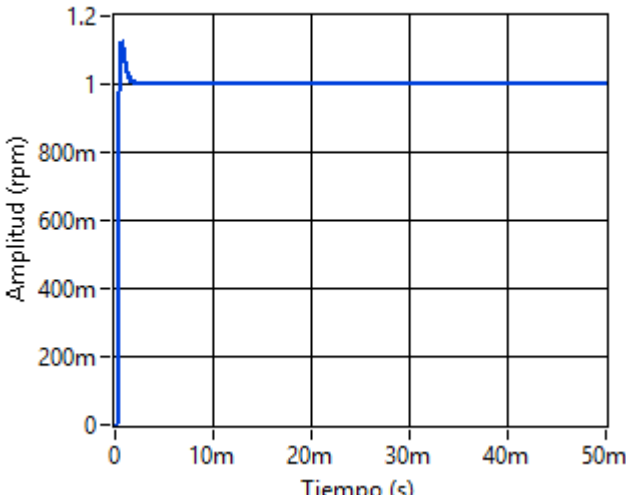

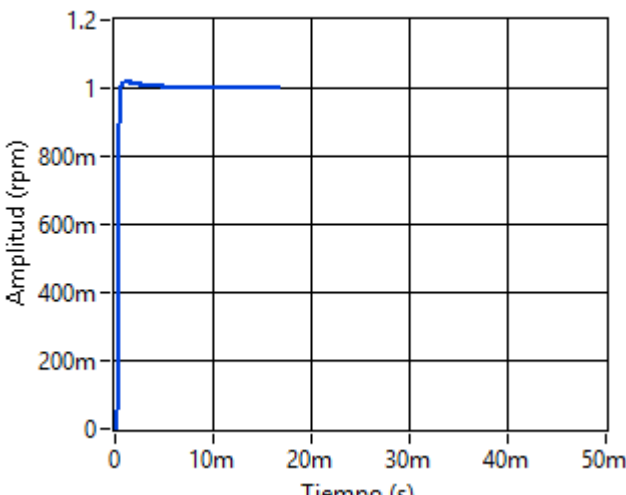

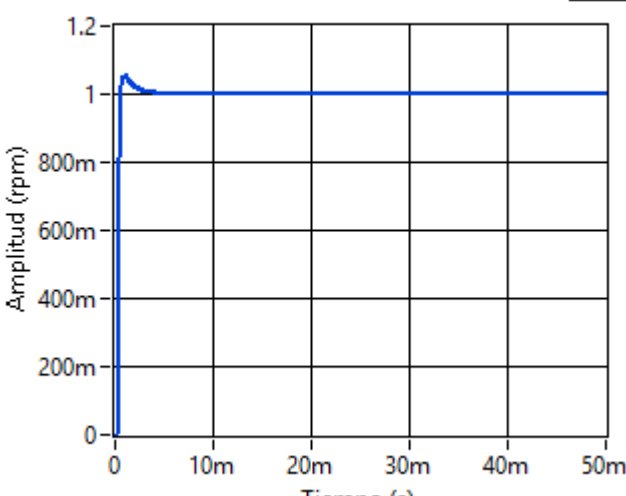
151	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITSE-Crone</p> $\frac{7.275e-07 s^3 + 0.01148 s^2 + 0.6329 s + 0.1125}{0.000334 s^3 + 0.03714 s^2 + 1.032 s}$
152	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.01909 s + 1.102}{s + 0.1671}$
153	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0002182 s^3 + 0.8537 s^2 + 8.975 s + 8.498}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$

154	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITAE-Crone</p> $\frac{8.857e-07 s^3 + 0.009958 s^2 + 0.5475 s + 0.09709}{0.0003346 s^3 + 0.03717 s^2 + 1.032 s}$
155	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.01728 s + 0.9509}{s + 0.1671}$
156	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-NM-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0004045 s^3 + 0.7411 s^2 + 7.768 s + 7.336}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


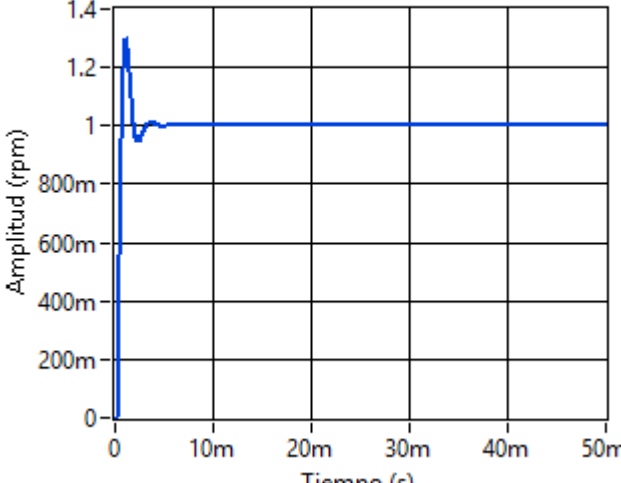

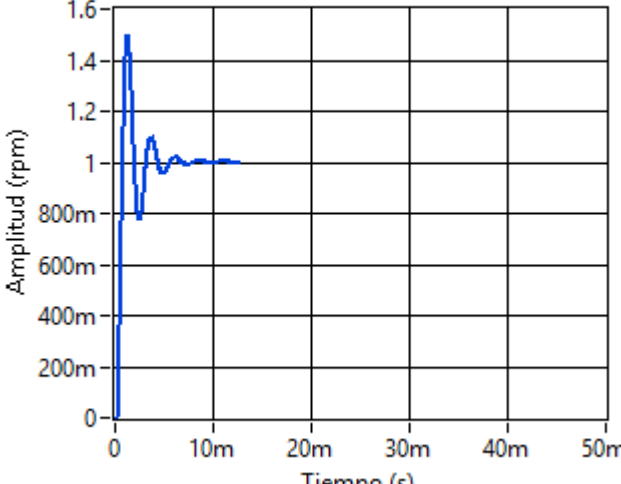

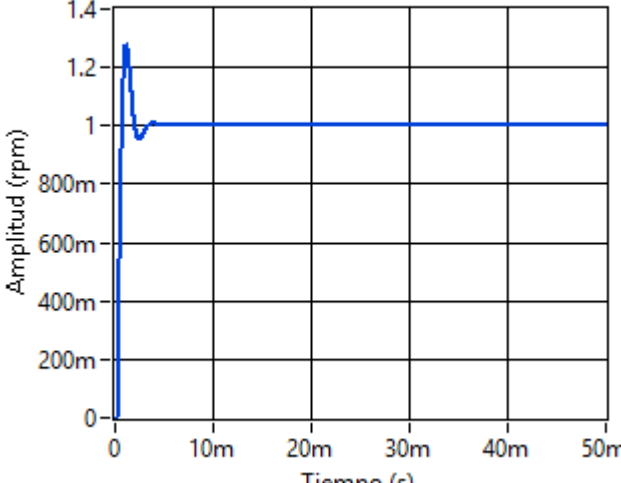
Cohen-Coon-Interior Point		
157	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ISE-Crone</p> $\frac{3.296e-07 s^3 + 0.0002443 s^2 + 0.03418 s + 0.008138}{5.48e-05 s^3 + 0.03226 s^2 + 1.041 s}$
158	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.006281 s + 0.04017}{s + 0.08622}$
159	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.001256 s^3 + 0.06206 s^2 + 0.5161 s + 0.3824}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


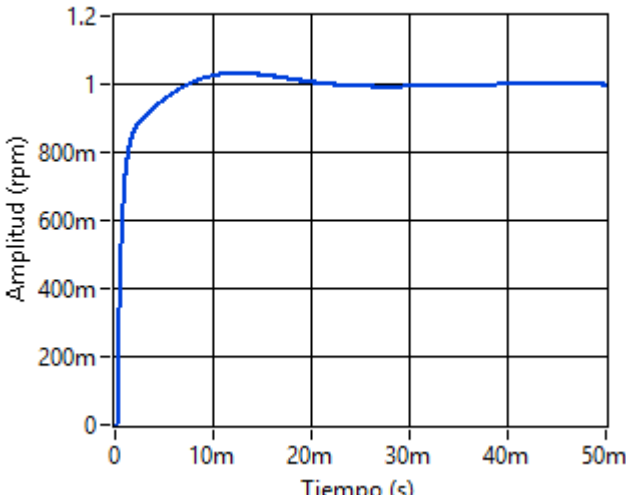

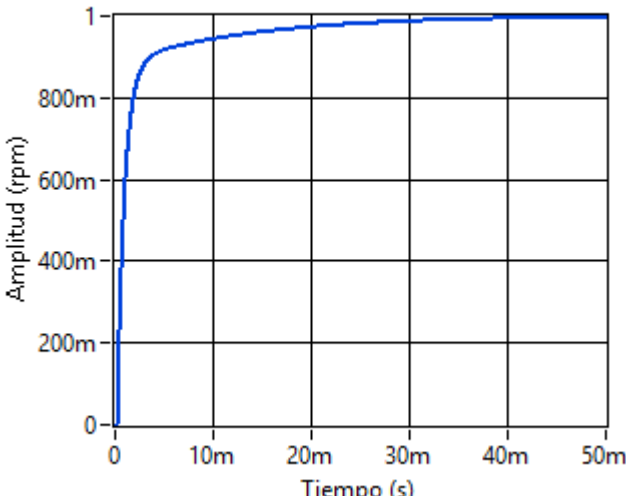

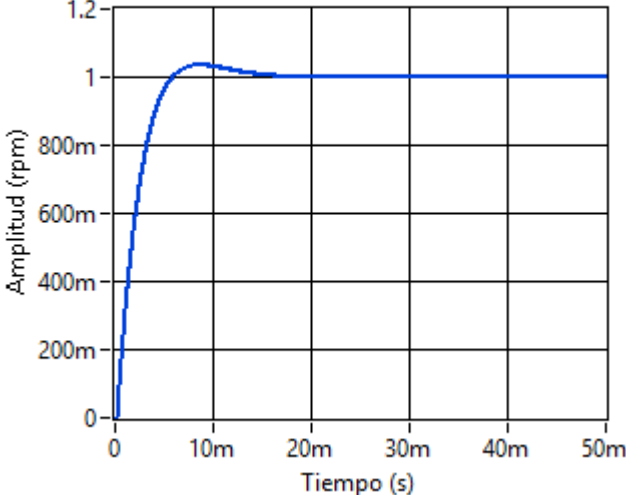
160	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-IAE-Crone</p> $\frac{2.049e-06 s^3 + 0.00585 s^2 + 2.655 s + 3.522}{0.000397 s^3 + 0.2235 s^2 + 1.653 s}$
161	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.006539 s + 3.134}{s + 0.01368}$
162	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-IAE-Carlson</p> $\frac{0.001775 s^3 + 1.633 s^2 + 19.14 s + 36.19}{0.3619 s^3 + 4.959 s^2 + 14.48 s}$


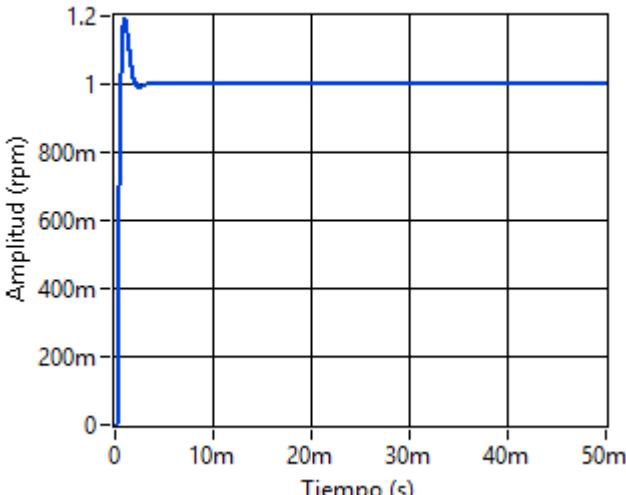

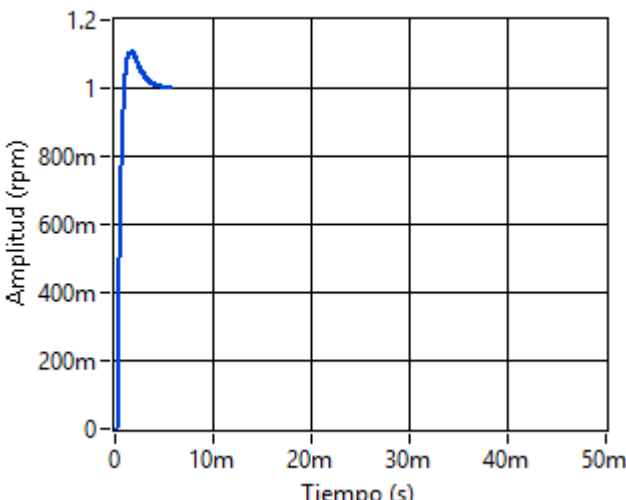

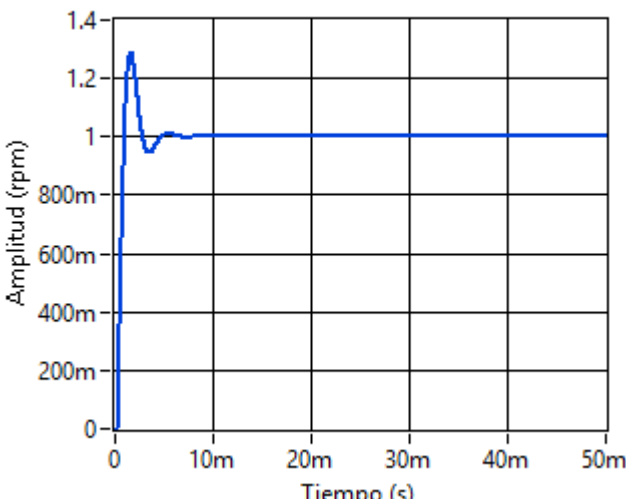
163	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITSE-Crone</p> $\frac{3.294e-07 s^3 + 0.0002442 s^2 + 0.03418 s + 0.008132}{5.476e-05 s^3 + 0.03223 s^2 + 1.041 s}$
164	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.006281 s + 0.04018}{s + 0.0863}$
165	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.001256 s^3 + 0.06206 s^2 + 0.5161 s + 0.3824}{0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s}$


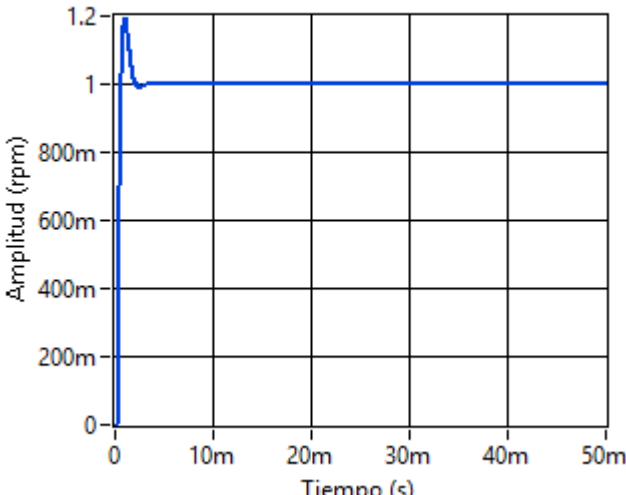

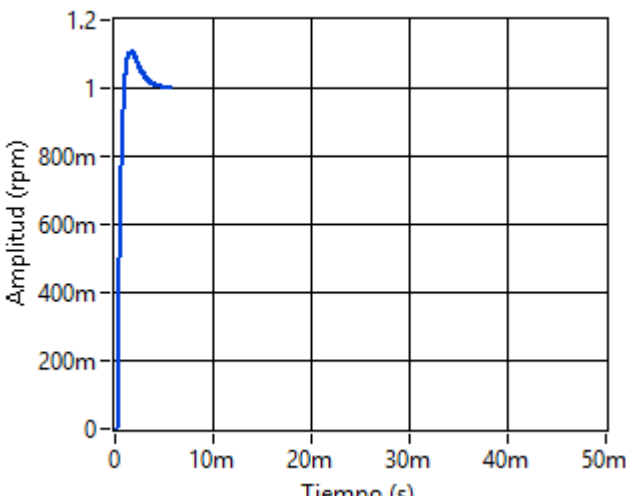

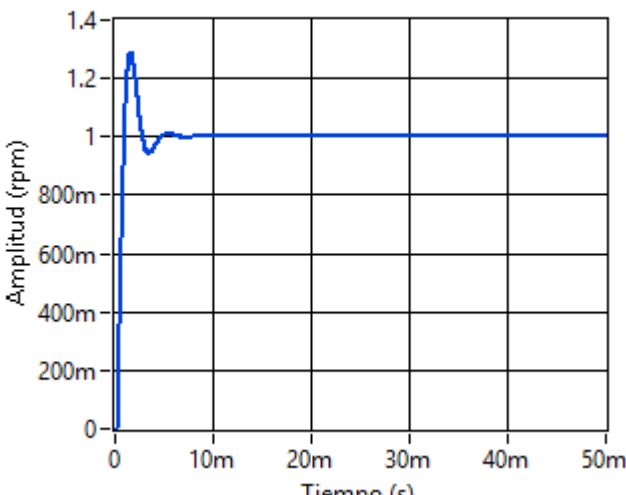
166	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITAE-Crone</p> $\frac{2.049e-06 s^3 + 0.00585 s^2 + 2.654 s + 3.522}{0.000397 s^3 + 0.2235 s^2 + 1.653 s}$
167	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.006539 s + 3.133}{s + 0.01368}$
168	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-IP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.001775 s^3 + 1.632 s^2 + 19.14 s + 36.18}{0.3619 s^3 + 4.959 s^2 + 14.48 s}$

Cohen-Coon- sequential quadratic programming

169	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ISE-Crone</p> $\frac{0.001159 s^3 + 3.904 s^2 + 24.36 s + 37.84}{0.7691 s^3 + 5.229 s^2 + 8.886 s}$
170	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ISE-Matsuda</p> $\frac{0.0006652 s + 4.401}{s + 0.0009057}$
171	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ISE-Carlson</p> $\frac{0.001446 s^3 + 4.396 s^2 + 27.63 s + 43.42}{0.9597 s^3 + 6.224 s^2 + 10.09 s}$

172	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-IAE-Crone</p> $\frac{7.804e-07 s^3 + 0.0002055 s^2 + 0.05183 s + 0.07225}{0.0006602 s^3 + 0.2464 s^2 + 1.713 s}$
173	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-IAE-Matsuda</p> $\frac{0.0007161 s + 0.05827}{s + 0.01171}$
174	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-IAE-Carlson</p> $\frac{9.597e-05 s^3 + 0.03245 s^2 + 0.3734 s + 0.7016}{0.3619 s^3 + 4.959 s^2 + 14.48 s}$

175	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITSE-Crone</p> $\frac{1.877e-06 s^3 + 0.004822 s^2 + 1.306 s + 1.73}{0.0007823 s^3 + 0.2261 s^2 + 1.653 s}$
176	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITSE-Matsuda</p> $\frac{0.00172 s + 1.544}{s + 0.01376}$
177	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITSE-Carlson</p> $\frac{0.0002472 s^3 + 0.6121 s^2 + 22.66 s + 135.4}{0.2624 s^3 + 11.37 s^2 + 105 s}$

178	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITAE-Crone</p> $\frac{1.875e-06 s^3 + 0.004826 s^2 + 1.308 s + 1.734}{0.0007821 s^3 + 0.2263 s^2 + 1.653 s}$
179	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITAE-Matsuda</p> $\frac{0.00172 s + 1.547}{s + 0.01375}$
180	<p>Respuesta Temporal Señal del sistema </p> 	<p>CC-SQP-ITAE-Carlson</p> $\frac{0.0003363 s^3 + 0.7963 s^2 + 9.403 s + 17.82}{0.3619 s^3 + 4.959 s^2 + 14.48 s}$

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

De los resultados mostrados en la Tabla 4-12, se observa que los controladores FOPID aproximados por la metodología de MATSUDA presentan en su respuesta temporal poco o nulo de sobreelongación.

Una vez diseñados los controladores de orden fraccionario, obtenida la función de transferencia continua de cada controlador FOPID; se procede a realizar la simulación en lazo cerrado del sistema de control de velocidad del motor DC. De cada simulación se obtuvieron los parámetros temporales más importantes, los cuales ayudarán a cuantificar la respuesta del sistema de control. En las siguientes figuras, se muestran los parámetros de Porcentaje de sobreelongación (%), tiempo de establecimiento (s), los índices de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE), para una mejor comparación visual se realizó la normalización de las Figuras 4-7 a la 4-18.

En la Figura 4-7 y Figura 4-8, se aprecian las combinaciones de diseño por la metodología Ziegler-Nichols (controladores 1-36), presentan: tiempo de establecimiento es menor a 0.023 en la figura normalizada lo que representa que está por debajo de 0.035 s, porcentaje de sobreelongación está entre 0 a 1 en la figura normalizada que corresponde al rango de cero a setenta y cinco por ciento (0%-75%), valores bajos en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 0.003), especialmente los valores de ITSE e ITAE con un valor de cero.

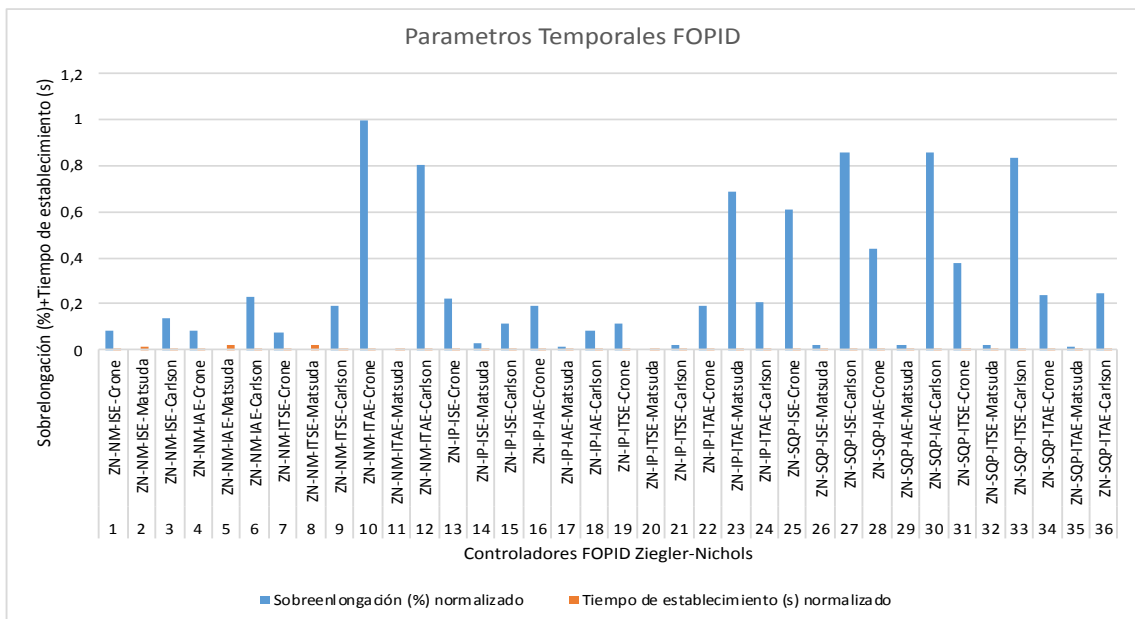


Figura 4-7: Controladores FOPID Ziegler Nichols: Parámetros temporales.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

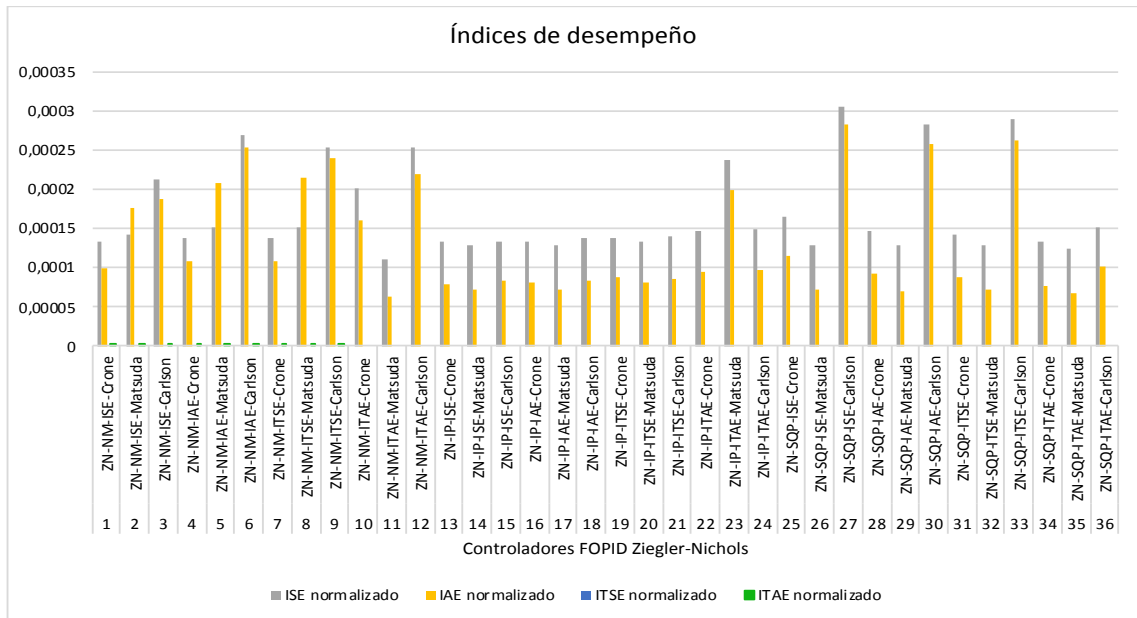


Figura 4-8: Controladores FOPID Ziegler Nichols: Índices de desempeño.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Las combinaciones de diseño por la metodología de AMIGO, en la Figura 4-9 y Figura 4-10, (controladores 37-72) presentan: tiempo de establecimiento es menor a 0.05 en la figura normalizada lo que corresponde a que está por debajo de 0.08 s, porcentaje de sobreelongación entre 0 a 0.65 en la figura normalizada lo que representa el rango de cero a cincuenta por ciento (0%-50%), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 2).

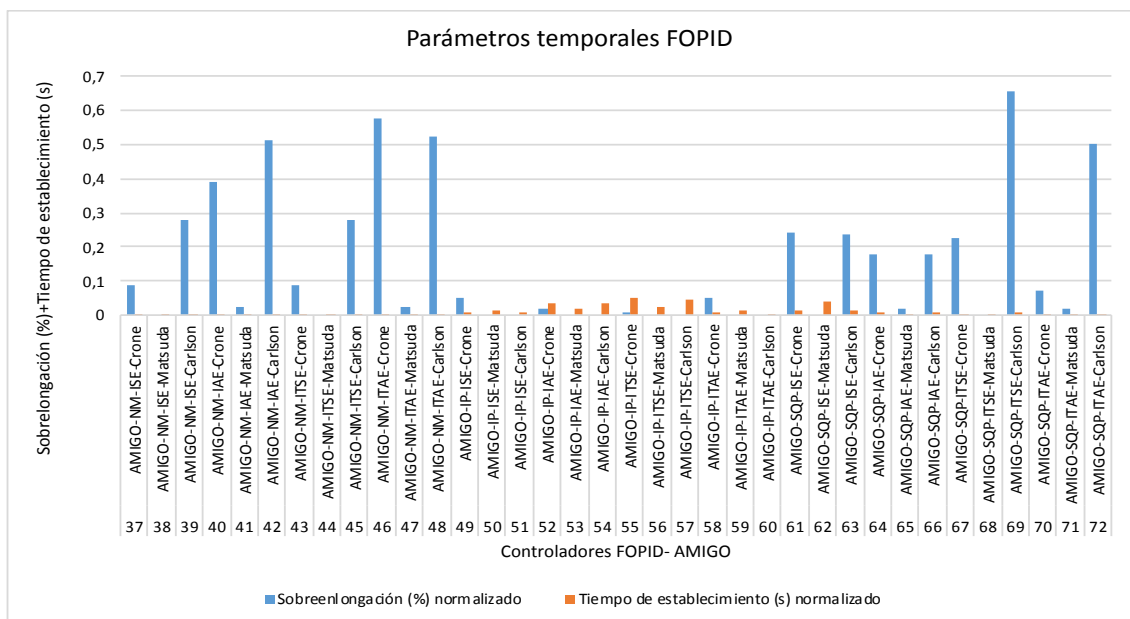


Figura 4-9: Controladores FOPID AMIGO: Parámetros temporales.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

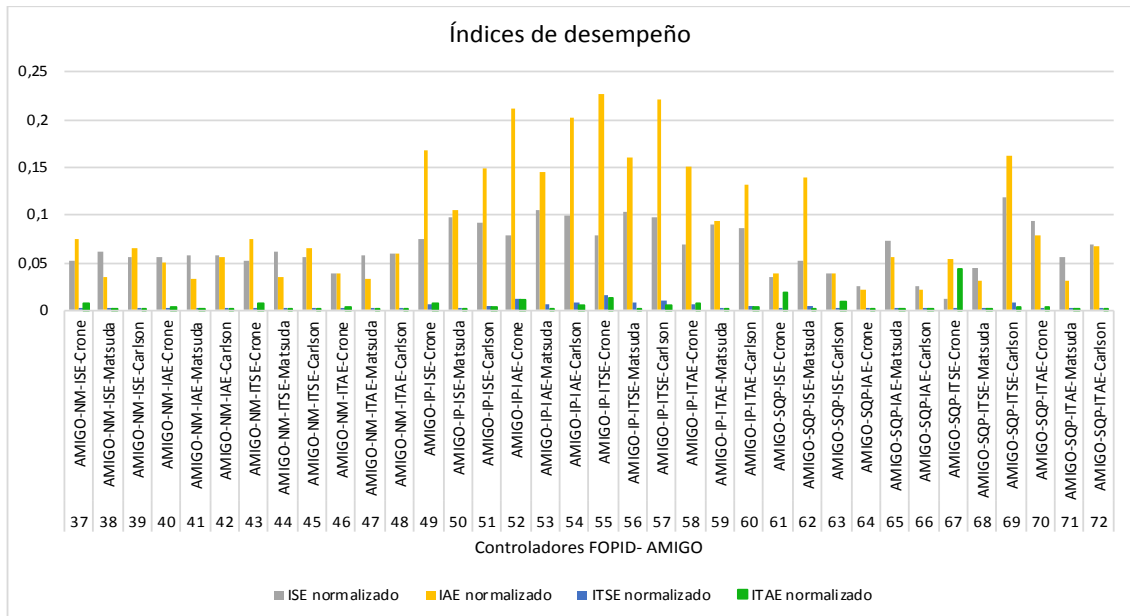


Figura 4-10: Controladores FOPID AMIGO: Índices de desempeño.
Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

Las combinaciones de diseño por la metodología de CHR1, en la Figura 4-11 y Figura 4-12, (controladores 73-108) presentan: tiempo de establecimiento es menor a 0,12 en la figura normalizada lo que representa que está por debajo de 0.2 s, porcentaje de sobreelongación está entre 0 a 0.64 en la figura normalizada que corresponde al rango de cero a cincuenta por ciento (0%-50%), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 6.12).

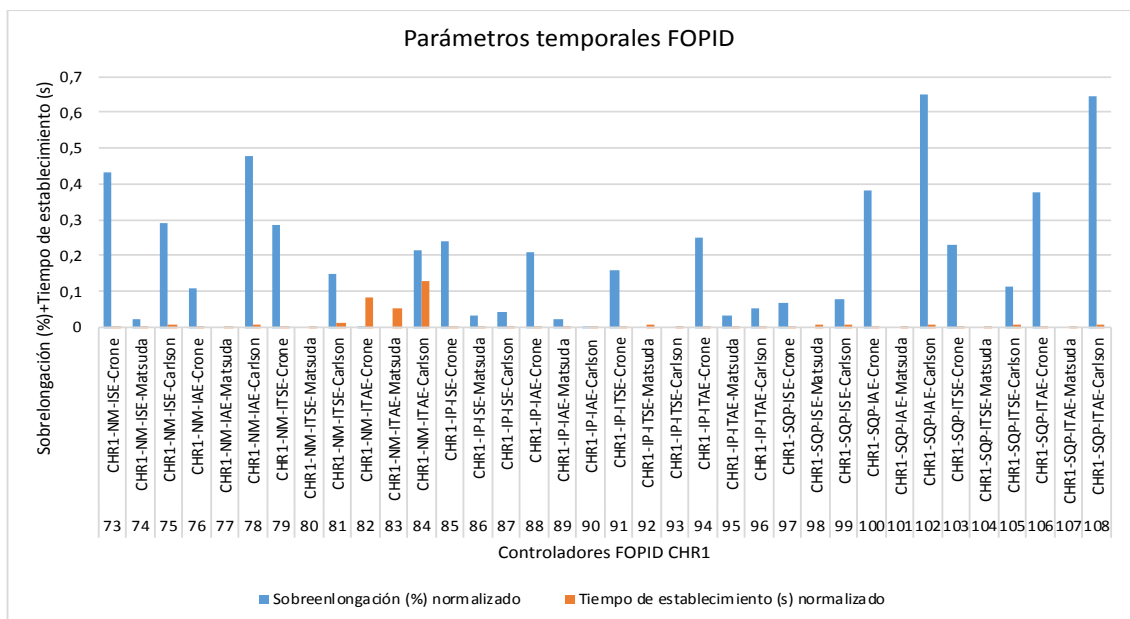


Figura 4-11: Controladores FOPID CHR1: Parámetros temporales.
Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

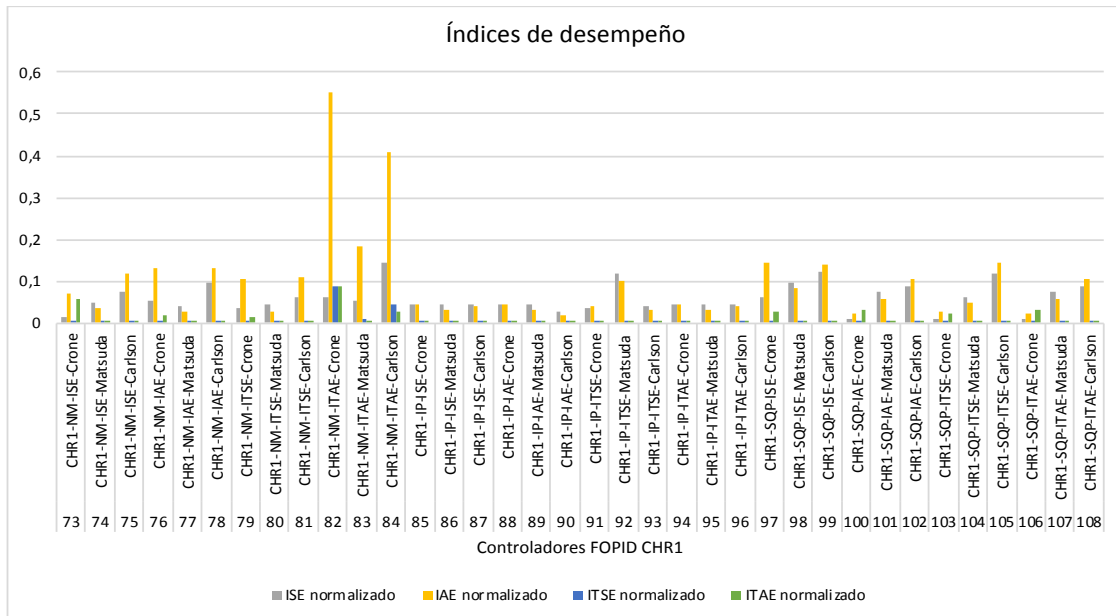


Figura 4-12: Controladores FOPID CHR1: Índices de desempeño.

Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

Las combinaciones de diseño por la metodología de CHR2, en la Figura 4-13 y Figura 4-14, (controladores 109-144) presentan: tiempo de establecimiento llega hasta 1 en la figura normalizada lo que indica que está por debajo de 1.6 s, porcentaje de sobreelongación está entre 0 a 0.68 en la figura normalizada lo que corresponde al rango de cero a cincuenta y uno por ciento (0%-51%), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 17).

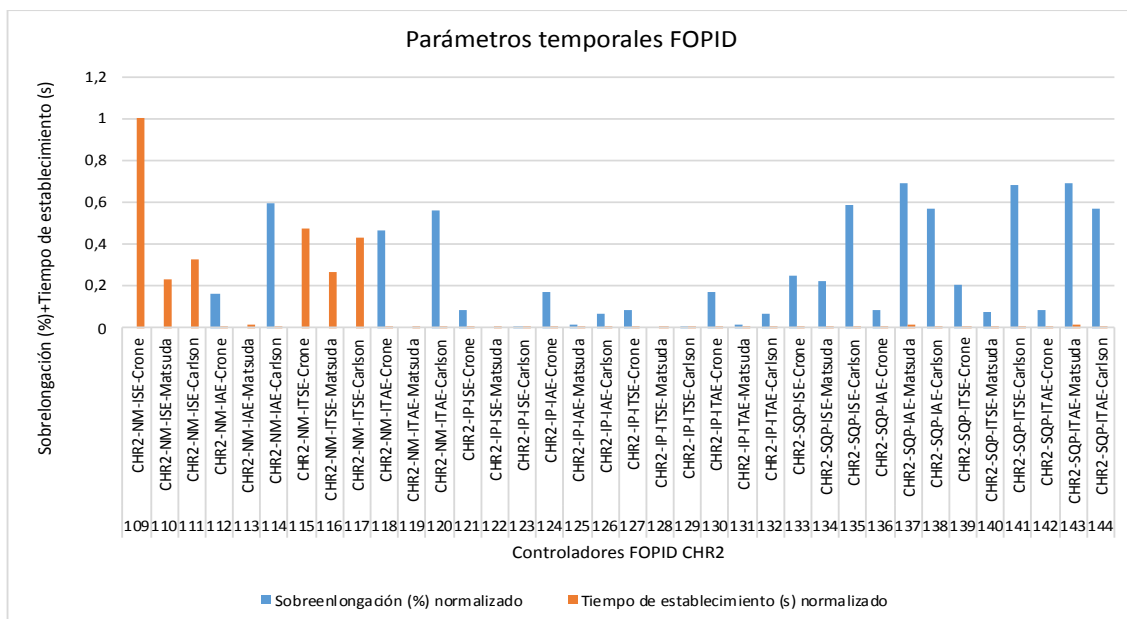


Figura 4-13: Controladores FOPID CHR2: Parámetros temporales.

Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

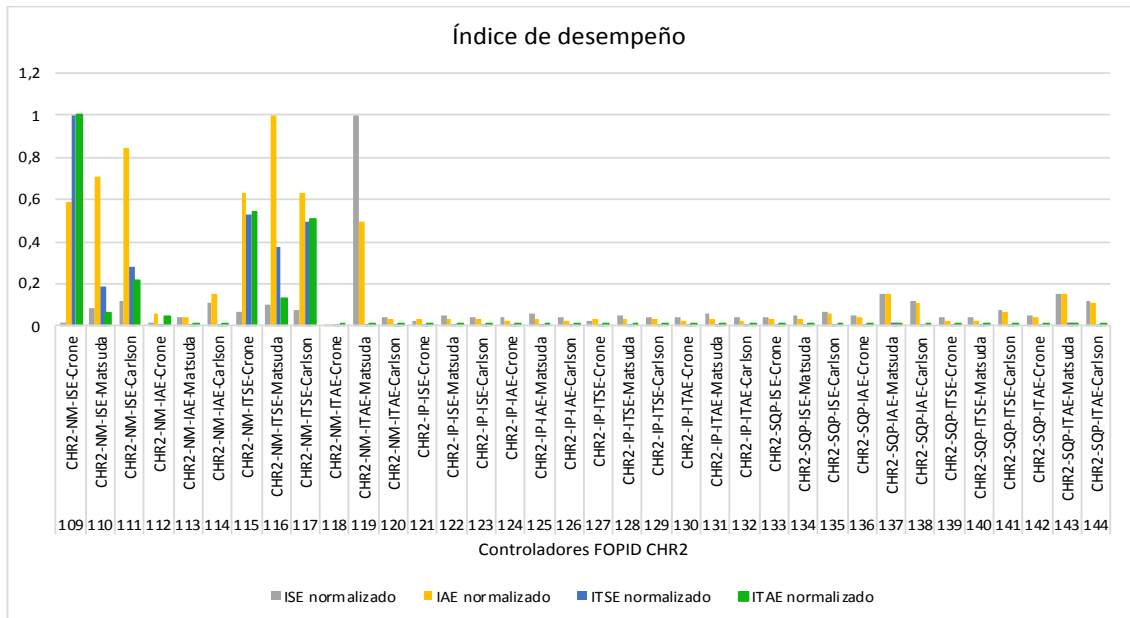


Figura 4-14: Controladores FOPID CHR2: Índices de desempeño.

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

Las combinaciones de diseño por la metodología de Cohen-Coon, Figura 4-15 y Figura 4-16, (controladores 145-180) presentan: tiempo de establecimiento es menor a 0.071 en la figura normalizada lo que representa que está por debajo de 0.11 s, porcentaje de sobreelongación está entre 0 a 0.65 en la figura normalizada lo que corresponde al rango de cero a cincuenta por ciento (0%-50%), valores en los índices de desempeño (suma de los cuatro índices de desempeño es ≤ 7).

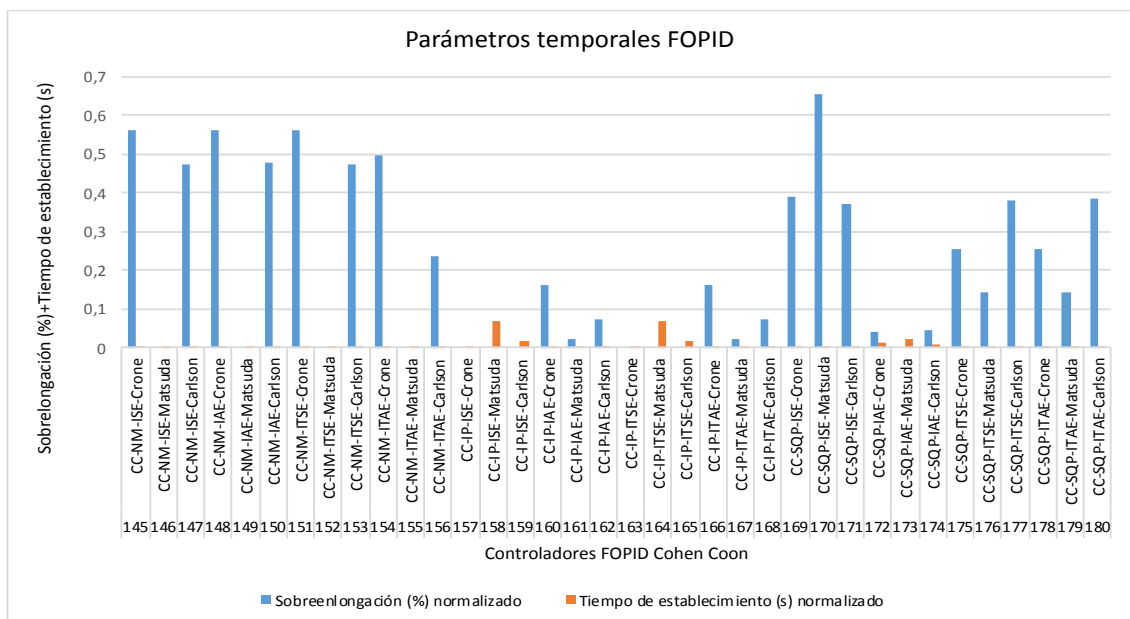


Figura 4-15: Controladores FOPID CC: Parámetros temporales.

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

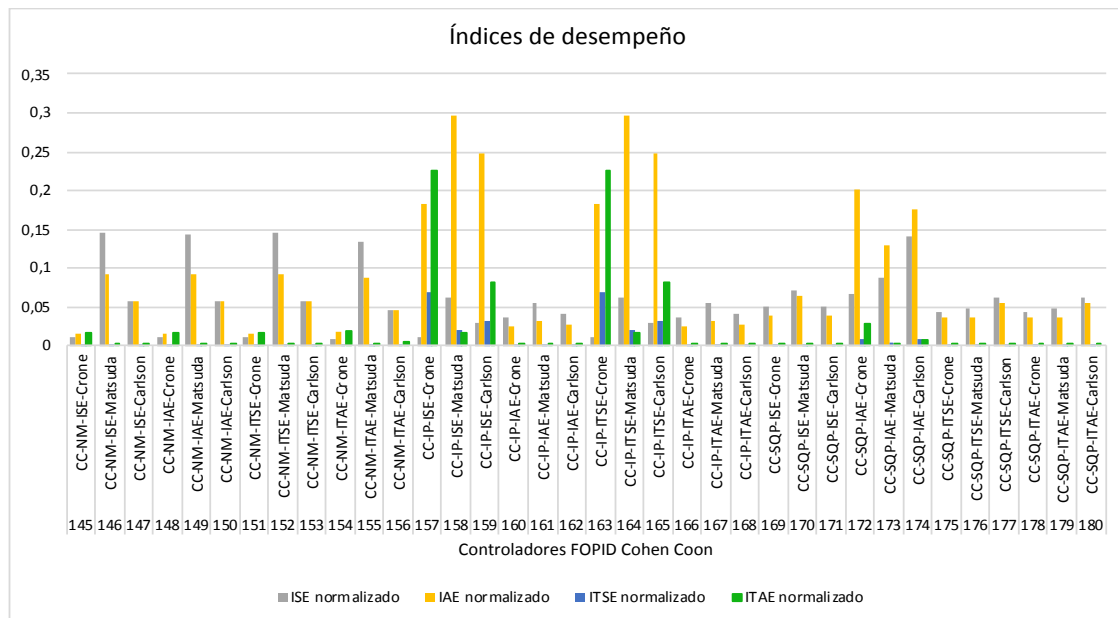


Figura 4-16: Controladores FOPID CC: Índices de desempeño.
Realizado por: Córdoba, Luis, 2019.

4.6 Controladores de orden fraccionario con la mejor respuesta.

A partir de las 180 simulaciones realizadas en LabVIEW, se obtuvieron los principales parámetros temporales de las respuestas del sistema de control con los diferentes controladores diseñados con las metodologías mencionadas anteriormente. Los parámetros a evaluar son: el porcentaje de sobreelongación, tiempo de establecimiento e índices de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE).

4.6.1 Análisis y comparación de resultados

Se seleccionan los controladores que presenten las mejores respuestas en los resultados de la simulación del sistema de control de velocidad en lazo cerrado del motor DC. Los criterios de selección de controladores fueron:

- **Porcentaje de sobreelongación:** mayor a cero por ciento y menor al siete por ciento ($0\% < PO < 7\%$); no se considera un porcentaje de sobreelongación de cero debido a que esta respuesta no es práctica en la implementación física de controladores FOPID.
- **Tiempo de establecimiento:** de todos los resultados obtenidos (180 controladores), de este parámetro se realiza un promedio, y de este valor se obtiene el 10%. En este

caso, el promedio del tiempo de establecimiento en la respuesta temporal del sistema de control de todos los controladores es de 0.034 seg, el diez por ciento de este valor es 0.003 seg, serán seleccionados los controladores que presenten un valor menor o igual al valor establecido (0.003 seg).

- **Índices de desempeño:** Así mismo se realiza un promedio de los resultados de cada uno de los índices de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE) y de estos valores se obtiene el 10% de cada uno de los cuatro parámetros.

La Figura 4-17 y Figura 4-18 nos permite visualizar de manera gráfica los 11 mejores controladores FOPID, que cumplen con estos tres requisitos, como se observa acumulan menor valor en sus parámetros temporales e índices de desempeño, respectivamente, siendo los controladores 17 y el 35 con menor valor y error. En la Figura 4-19 se indica la respuesta de los mismos.

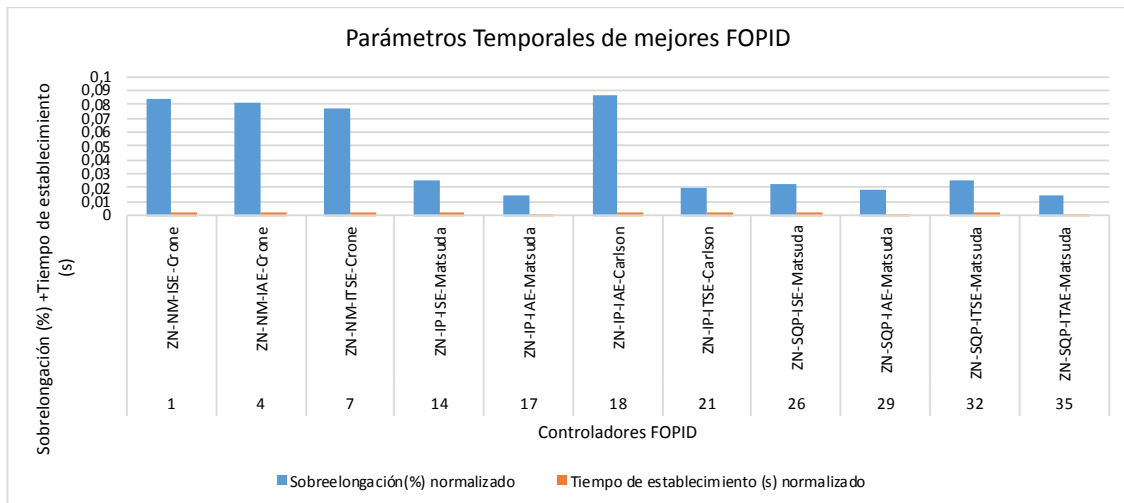


Figura 4-17: Parámetros Temporales de mejores controladores FOPID.

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

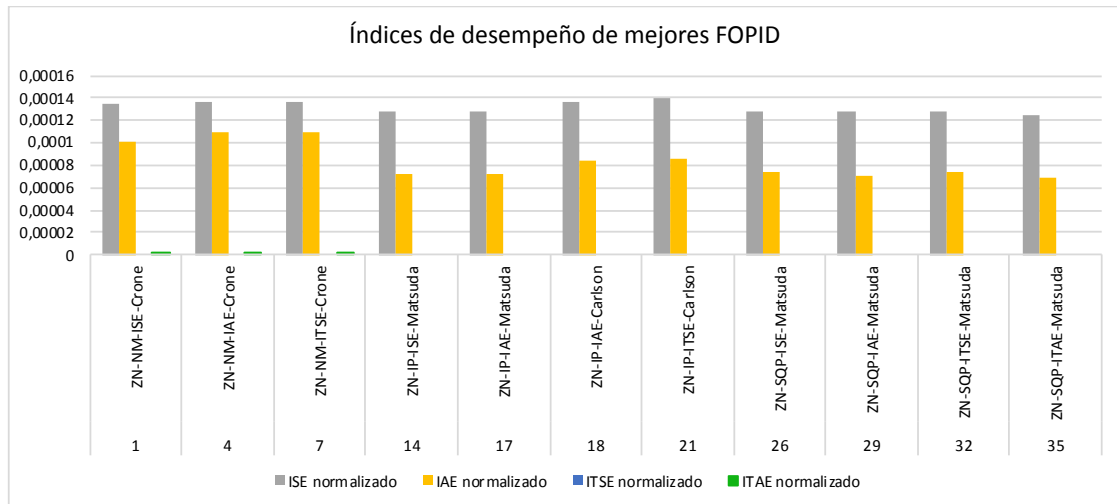


Figura 4-18: Índices de desempeño de mejores controladores FOPID.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

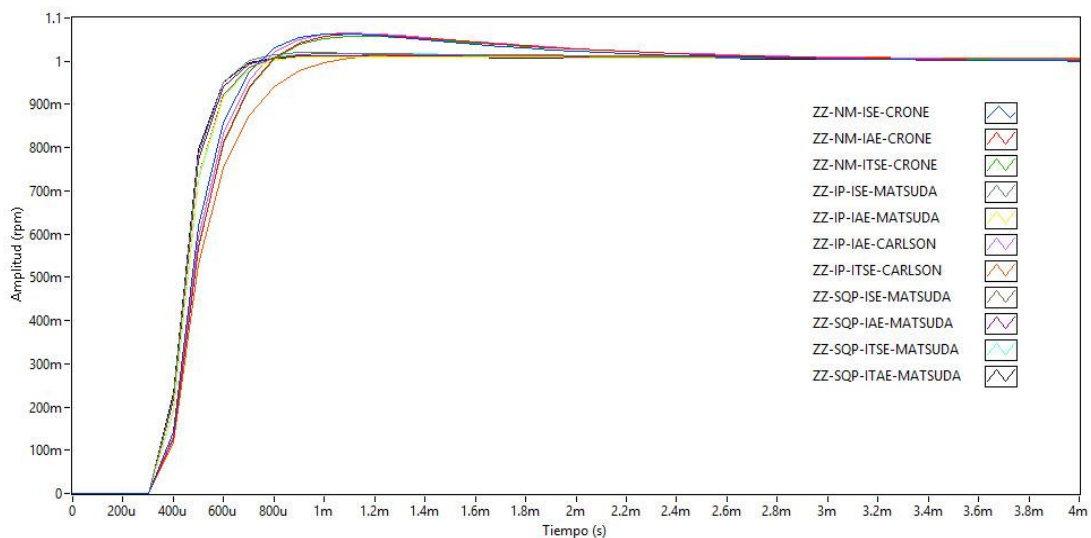


Figura 4-19: Respuesta del sistema mejores controladores FOPID.
Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

4.7 Análisis estadístico

La Tabla 4-13, indica los resultados de la comparación de la aproximación Crone con la aproximación Matsuda, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.000 y de 0.008 en el tiempo de establecimiento, en los dos grupos menor a 0.05 se acepta la hipótesis de investigación, por lo que si hay una diferencia significativa. Comparando las medias salta a la vista que Matsuda presenta un menor porcentaje de sobreelongación (1.509) y menor tiempo de establecimiento (0.001).

Tabla 4-13: Prueba t, Crone & Matsuda.

Aproximación		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	Crone	3	6,10543667	0,264260291	0,152570750	0.000
	Matsuda	6	1,50927833	0,382627534	0,156207037	
Tiempo de establecimiento (s)	Crone	3	0,00276667	0,000152753	0,000088192	0.008
	Matsuda	6	0,00195000	0,000488876	0,000199583	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

En la Tabla 4-14, se muestran los resultados de la comparación de la aproximación Crone con la aproximación Carlson, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.555 y de 0.399 en el tiempo de establecimiento, ambos mayores a 0.05, se acepta la hipótesis nula por lo que no hay una diferencia significativa entre los dos grupos. Sin embargo, comparando las medias se evidencia un menor porcentaje de sobreelongación en Carlson y menor tiempo de establecimiento en Crone.

Tabla 4-14: Prueba t, Crone & Carlson.

Aproximación		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	Crone	3	6,10543667	0,264260291	0,152570750	0.555
	Carlson	2	4,02064500	3,507864818	2,480435000	
Tiempo de establecimiento (s)	Crone	3	0,00276667	0,000152753	0,000088192	0.399
	Carlson	2	0,00290000	0,000141421	0,000100000	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

La Tabla 4-15, arroja los resultados de la comparación de la aproximación Matsuda con la aproximación Carlson, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.496 que es mayor a 0.05, se acepta la hipótesis nula por lo que no hay una diferencia significativa entre los dos grupos. En cambio, para la variable tiempo de establecimiento, se tiene una significancia del valor p de 0.041 menor a 0.05 por lo que se acepta la hipótesis de investigación. Comparando las medias se muestra que Matsuda presenta un menor porcentaje de sobreelongación (1.509) y menor tiempo de establecimiento (0.001) en comparación a Carlson.

Tabla 4-15: Prueba t, Matsuda & Carlson.

Aproximación		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	Matsuda	6	1,50927833	0,382627534	0,156207037	0.496
	Carlson	2	4,02064500	3,507864818	2,480435000	
Tiempo de establecimiento (s)	Matsuda	6	0,00195000	0,000488876	0,000199583	0.041
	Carlson	2	0,00290000	0,000141421	0,000100000	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

De la misma manera, se realiza la prueba t-student para comparar los algoritmos de optimización, la Tabla 4-16, indica los resultados de la comparación de la optimización NM con la optimización IP, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.076 y de 0.404 en el tiempo de establecimiento, ambos mayores a 0.05, se acepta la hipótesis nula por lo que no hay una diferencia significativa entre los dos grupos. Comparando las medias se evidencia que IP presenta un menor porcentaje de sobreelongación (2.777) y menor tiempo de establecimiento (0.0024) entre los dos grupos.

Tabla 4-16: Prueba t, NM & IP.

Optimización		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	NM	3	6,10543667	0,264260291	0,152570750	0.076
	IP	4	2,77746500	2,505672782	1,252836391	
Tiempo de establecimiento (s)	NM	3	0,00276667	0,000152753	0,000088192	0.404
	IP	4	0,00240000	0,000668331	0,000334166	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

En la Tabla 4-17, se muestran los resultados de la comparación de la optimización NM con la optimización SQP, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.000 que es menor a 0.05, por lo que se acepta la hipótesis de investigación, y se puede evidenciar que SQP presenta un menor porcentaje. Comparando las medias salta a la vista que SQP presenta un menor porcentaje de sobreelongación (1.496). En cambio, para la variable tiempo de establecimiento, se tiene una significancia del valor p de 0.060 mayor a 0.05, se acepta la hipótesis nula por lo que no hay una

diferencia significativa entre los dos grupos. Comparando las medias se evidencia que SQP presenta un menor tiempo de establecimiento (0.001).

Tabla 4-17: Prueba t, NM & SQP.

Optimización		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	NM	3	6,10543667	0,264260291	0,152570750	0.000
	SQP	4	1,49677500	0,356864354	0,178432177	
Tiempo de establecimiento (s)	NM	3	0,00276667	0,000152753	0,000088192	0.060
	SQP	4	0,00197500	0,000537742	0,000268871	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

La Tabla 4-18, arroja los resultados de la comparación de la optimización IP con la optimización SQP, al observar la significancia del valor p, en la variable porcentaje de sobreelongación de 0.351 y de 0.360 en el tiempo de establecimiento, ambos mayores a 0.05, se acepta la hipótesis nula por lo que no hay una diferencia significativa entre los dos grupos. No hay diferencia significativa entre ambos grupos IP Y SQP, sin embargo, se puede observar que SQP tienen una media más baja que IP tanto en el porcentaje de sobreelongación (1.496) como en el tiempo de establecimiento (0.001).

Tabla 4-18: Prueba t, IP & SQP.

Optimización		N	Media	Desviación estándar	Media de error estándar	Sig. (bilateral)
Sobreelongación (%)	IP	4	2,77746500	2,505672782	1,252836391	0.351
	SQP	4	1,49677500	0,356864354	0,178432177	
Tiempo de establecimiento (s)	IP	4	0,00240000	0,000668331	0,000334166	0.360
	SQP	4	0,00197500	0,000537742	0,000268871	

Realizado por: Córdova, Luis, 2019.

CONCLUSIONES

- ✓ Al aplicar el algoritmo de sintonización de ZN, junto con el algoritmo de optimización de SQP, seleccionando la métrica de desempeño ITAE y el algoritmo de aproximación Matsuda, se convierte en la combinación óptima de los controladores propuestos, con un porcentaje de sobreelongación de 1.07365% y un tiempo de establecimiento de 0.0013.
- ✓ Basado en el análisis estadístico de la prueba t-student de diferencia de medias, en la evaluación de los métodos de optimización resultó con mejor media tanto en el porcentaje de sobreelongación (1.496) como en el tiempo de establecimiento (0.001). Por su parte en la comparación de grupos de algoritmos de aproximación Matsuda presenta la media más baja, en el porcentaje de sobreelongación (1.509) y el tiempo de establecimiento (0.001).
- ✓ El grupo de controladores FOPID diseñado a partir de la metodología de Ziegler-Nichols presenta los valores más bajos en los cuatro índices de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE).
- ✓ Los controladores de la metodología de diseño PID Ziegler-Nichols y optimización SQP con aproximación entera Matsuda, presentan valores bajos de porcentaje de sobreelongación (PO) < 7%, parámetro que cumple con la especificación de diseño de los controladores.
- ✓ Al mantener el método de sintonización de ZN combinado con los algoritmos de optimización de NM, IP, y SQP y al ir variando los índices de desempeño se logran obtener los mejores controladores, cuatro con IAE, los controladores: 4, 17, 18 y 29; tres con ISE, los controladores: 1, 14, 26; uno con ITAE, el controlador 35 y tres con ITSE, los controladores: 7, 21 y 32.
- ✓ Los algoritmos de aproximación con mejor resultado fue el de Matsuda, ya que se tiene seis controladores con esta aproximación, a saber: 14, 17, 26, 29, 32 y 35. Tres

con Crone, los cuales son: 1, 4 y 7. Y el 18 y 21 con Carlson de los mejores seleccionados.

- ✓ Con el algoritmo de sintonización CHR2, junto con el algoritmo de optimización de NM y los índices de desempeño ISE e ITSE se tienen los mayores tiempos de establecimiento, es así que se obtienen tiempos mayores a 0.35745 hasta 1.52059.
- ✓ El modelo obtenido por el método de la recta tangente es el menos preciso para realizar una identificación de la planta del motor DC.
- ✓ Al realizar la variación del algoritmo de optimización y la métrica de desempeño para observar el comportamiento de los parámetros temporales tanto el tiempo de establecimiento como el porcentaje de sobreelongación, se pudo evidenciar un aumento en ambos casos.
- ✓ En relación a un futuro trabajo, esta investigación deja abierta la posibilidad de implementar a nivel de hardware un prototipo para validar el rendimiento y costo computacional de los controladores, dando paso a una comparación entre los resultados obtenidos en la simulación y los resultados con el sistema a implementar en el laboratorio.

RECOMENDACIONES

- ✓ Se sugiere seleccionar dispositivos mecatrónicos, que en sus catálogos estén disponibles y se puedan visualizar los parámetros necesarios para realizar una simulación de los motores DC.
- ✓ Se recomienda realizar una simulación por cada uno de los motores preseleccionados, esto con el fin de realizar una comparación de la velocidad angular obtenida con la que se muestra en el catálogo.
- ✓ Se observa que, en el trabajo de investigación en la que se usa el motor DC seleccionado para este trabajo, el valor de velocidad que se toma en consideración es la velocidad en vacío (sin carga) y no la velocidad nominal; a partir de este valor se realiza la identificación del modelo y el diseño de controladores FOPID.
- ✓ Al momento de diseñar los controladores se empleó la planta identificada por la herramienta PID Tuner, este modelo de primer orden con tiempo de retardo presenta mejores resultados de simulación en los parámetros temporales con respecto a los otros modelos.
- ✓ No se considera un porcentaje de sobreelongación de cero debido a que esta respuesta no es práctica en la implementación física de controladores FOPID.

BIBLIOGRAFÍA

- A. Mahfouz, A., M. K., M., & A. Salem, F.** (2013). Modeling, Simulation and Dynamics Analysis Issues of Electric Motor, for Mechatronics Applications, Using Different Approaches and Verification by MATLAB/Simulink. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 5, 39-57. <https://doi.org/10.5815/ijisa.2013.05.06>
- Aarenstrup, R.** (2006). PID and State Feedback Control of DC Motors. Recuperado de <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/12137-pid-and-state-feedback-control-of-dc-motors>
- Abril, M.** (2015). *Control de par de máquina de inducción bajo presencia de componente DC de corriente*. Universidad Politécnica Salesiana, Ecuador. Recuperado de <https://dspace.ups.edu.ec/bitstream/123456789/7532/1/UPS-CT004464.pdf>
- Arreguín, R., Vargas, J. M., José, S., Gorrostieta, E., & Efrén, H.** (2018). *Robótica y Mecatrónica 1ª Edición*. Recuperado de <http://www.mecamex.net>
- Astrom, K., & Hagglund, T.** (2009). *Control PID avanzado*. (P. E. S. A., Ed.) (Primera). Madrid, España.
- Bacác, N., Slukić, V., Puškarić, M., štih, B., Kamenar, E., & Zelenika, S.** (2014). Comparison of different DC motor positioning control algorithms. *2014 37th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics, MIPRO 2014 - Proceedings*, (November 2016), 1654-1659. <https://doi.org/10.1109/MIPRO.2014.6859832>
- Basu, A., & Mohanty, S.** (2016). FOPID Controller for Heating Furnaces On “Meliorating the Performance of Heating Furnace System Using Proportional Integral Derivative Controller with Fractional Elements” Submitted in partial fulfilment for the award of the degree of by Amlan Basu Er ., (June).

<https://doi.org/10.13140/RG.2.1.1887.1921>

Basu, A., Mohanty, S., & Sharma, R. (2016). Meliorating the performance of heating furnace using the FOPID controller. *Proceedings - 2016 the 2nd International Conference on Control, Automation and Robotics, ICCAR 2016*, (2), 128-132. <https://doi.org/10.1109/ICCAR.2016.7486712>

Basu, A., Mohanty, S., & Sharma, R. (2017a). Designing of the PID and FOPID controllers using conventional tuning techniques. *Proceedings of the International Conference on Inventive Computation Technologies, ICICT 2016*, 2(November 2017). <https://doi.org/10.1109/INVENTIVE.2016.7824789>

Basu, A., Mohanty, S., & Sharma, R. (2017b). Tuning of FOPID Controller for Meliorating the Performance of the Heating Furnace Using Conventional Tuning and Optimization Technique, *9*(1), 69-85.

Behera, S. C., Mohapatra, D., Choudhary, G. K., & Chaudhary, G. (2017). A comparative study of different yaw stability control strategies with different road condition and handling maneuver. *International Conference on Automatic Control and Dynamic Optimization Techniques, ICACDOT 2016*, 1036-1041. <https://doi.org/10.1109/ICACDOT.2016.7877744>

Bingul, Z., & Karahan, O. (2018). Comparison of PID and FOPID controllers tuned by PSO and ABC algorithms for unstable and integrating systems with time delay. *Optimal Control Applications and Methods*, *39*(4), 1431-1450. <https://doi.org/10.1002/oca.2419>

Buitrago, D. G., & Gómez, I. T. (1997). *Teoría de control*. Universidad Tecnológica de Pereira. Recuperado de <https://books.google.com.ec/books?id=C0bwjgEACAAJ>

Calderon, C. A., Sarango, R., Macas, E., Ramírez, C., & Hernandez, W. (2018). Implementation and comparative analysis of fractional order PID Embedded Controllers , applied to speed control of a robotic prosthesis, 15-20.

- Copot, C., Muresan, C., Ionescu, C. M., & De Keyser, R.** (2014). Fractional order control of a DC motor with load changes. En *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2014* (pp. 956-961). <https://doi.org/10.1109/OPTIM.2014.6850964>
- Crespo, T.** (2017). *Control de orden fraccionario pi en convertidores de potencia back to back*. Universidad de Chile, Chile. Recuperado de <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/146594>
- Daniela, S.** (s. f.). ACTUADORES. Recuperado de <http://actuadores-ttp.blogspot.com/>
- Gao, Q., Chen, J., Wang, L., Xu, S., & Hou, Y.** (2013). Multiobjective optimization design of a fractional order PID controller for a gun control system. *The Scientific World Journal*, 2013. <https://doi.org/10.1155/2013/907256>
- Gole, H., Barve, P., Kesarkar, A., & Selvagesan, N.** (2012). Investigation of fractional control performance for magnetic levitation experimental set-up. *IEEE Proceedings of the International Conference On Emerging Trends in Science Engineering and Technology: Recent Advancements on Science and Engineering Innovation, INCOSSET 2012*, 500-504. <https://doi.org/10.1109/INCOSSET.2012.6513955>
- González-Palacios, M. A.** (2011). Procedures of Design in Mechatronics. *Ingeniería Investigación y Tecnología*, 1, 209-222.
- Hernández Sampieri, R., Fernández Collado, C., & Baptista Lucio, P.** (2003). *Metodología de la investigación*. (McGraw Hill, Ed.) (Quinta). México.
- Jáuregui, C.** (2016). *Evaluación de Estrategias de Sintonización de Controladores Fraccionarios para Planta No Lineal : Sistema de Estanques*. Universidad de Chile, Chile. Recuperado de <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/140963>
- K, M. R. H., Parvathi, C. S., & Bhaskar, P.** (2012). Real-Time Angular Position Control of a Faulhaber DC Micromotor through MATLAB, 4(1), 103-107.

Recuperado de http://www.csjournals.com/IJEE/PDF4-1/24-Manjunatha_Reddy_H._K.pdf

Khubalkar, S. W., Chopade, A. S., Junghare, A. S., & Aware, M. V. (2016). Design and tuning of fractional order PID controller for speed control of permanent magnet brushless DC motor. *2016 IEEE 1st International Conference on Control, Measurement and Instrumentation, CMI 2016*, (Cmi), 326-330. <https://doi.org/10.1109/CMI.2016.7413764>

Khubalkar, S. W., Junghare, A. S., Aware, M. V., Chopade, A. S., & Das, S. (2018). Demonstrative fractional order – PID controller based DC motor drive on digital platform. *ISA Transactions*, 82, 79-93. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.08.019>

Ljung, L. (2011). System identification toolbox. *The Matlab user's guide*.

Macas, E., & Sarango, R. (2017). *Diseño, implementación y análisis de desempeño de un controlador PID de orden fraccionario (FOPID) aplicado al control embebido de sistemas mecatrónicos*. Universidad Técnica Particular de Loja, Ecuador. Recuperado de <http://dspace.utpl.edu.ec/handle/123456789/18021>

Mahfouz, A., M. K., M., & Salem, F. A. (2013). Modeling, Simulation and Dynamics Analysis Issues of Electric Motor, for Mechatronics Applications, Using Different Approaches and Verification by MATLAB/Simulink. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 5(5), 39-57. <https://doi.org/10.5815/ijisa.2013.05.06>

Mahmood, A. K., & Razzaq Saleh, S. A. (2005). Realization of fractional orden differentiator by analogue electronic circuit, *30*(1), 1939-1951.

Margaret H. Wright. (2012). Nelder, Mead, and the Other Simplex Method. *Documenta Mathematica* , *Extra Volu*(October 1924), 271-276.

Martínez, H. (2009). *Análisis, modelado y simulación en computadora del motor de corriente directa tipo serie*. Universidad tecnológica de la mixteca, México. Recuperado de http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/10719.pdf

- Marzaki, M., Rahiman, M., Adnan, R., & Tajjudin, M.** (2016). Real time performance comparison between PID and Fractional order PID controller in SMISD plant. *Proceedings - 2015 6th IEEE Control and System Graduate Research Colloquium, ICSGRC 2015*, (1), 141-145. <https://doi.org/10.1109/ICSGRC.2015.7412481>
- Mata, D. P., & Valério, O.** (2005). Ninteger v. 2.3 Fractional control toolbox for MatLab, 96.
- MathWorks, A. L.** (s. f.-a). Evaluating Performance of a DC Motor - MATLAB & Simulink. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/physmod/simscape/gs/working-with-a-simscape-demo-model.html#d120e595>
- MathWorks, A. L.** (s. f.-b). Least-Squares (Model Fitting) Algorithms - MATLAB & Simulink - MathWorks America Latina. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/optim/ug/least-squares-model-fitting-algorithms.html>
- MathWorks, A. L.** (s. f.-c). System Identification Toolbox Documentation. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/ident/>
- MAXON.** (2016). Programa 2016/17. Recuperado de <http://catalogs-motioncontrol.com/2016/06/01/miniature-motion-control-components-maxon/>
- Mendoza Mondragon, F.** (2012). *Controlador Estándar de Movimiento Multieje con base en FPGA.* Recuperado de <http://ri.uaq.mx/bitstream/123456789/1074/1/RI000280.pdf>
- Merchán Domínguez, S. A., & Quiroz De La Ossa, J. M.** (2007). *Herramienta computacional para la simulación del ajuste de controladores.* Universidad Industrial de Santander, Colombia.
- Mishra, A. K., & Narain, A.** (2013). Speed Control Of Dc Motor Using Particle Swarm Optimization Technique by PSO Tuned PID and FOPID. *International Journal of*

Engineering Trends and Technology (IJETT), 2(6), 1643-1649.
<https://doi.org/10.13189/ujeee.2013.010302>

Motion, W. E. C. (2018). Drive Systems | 2018 Every beginning needs a driving force.
Recuperado de https://www.routech.cz/files/files/Novinky/Katalogy/2018/FAULHABER_Catalogue_2018_EN.PDF

Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*. (PEARSON EDUCACIÓN S.A., Ed.) (Quinta Edi). Madrid, España.

Rajasekhar, A., Das, S., & Abraham, A. (2013). Fractional Order PID Controller Desing for Speed Control of Chopper Fed DC Motor Drive Using Artificial Bee Colony Algorithm. *2013 World Congress on Nature and Biologically Inspired Computing*, 259-266. <https://doi.org/10.1109/NaBIC.2013.6617873>

Rodríguez Rosa, D. (2012). *Implementación de bloques de Simulink para control adaptativo de un motor de corriente continua*. Recuperado de <https://e-archivo.uc3m.es/handle/10016/16273?show=full#preview>

Ruiz-Rojas, E. D., Vazquez-Gonzalez, J. L., Alejos-Palomares, R., Escudero-Uribe, A. Z., & Mendoza-Vázquez, J. R. (2008). Mathematical model of a linear electric actuator with prosthesis applications. *Proceedings - 18th International Conference on Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP 2008*, 182-186. <https://doi.org/10.1109/CONIELECOMP.2008.29>

Sain, D., Swain, S., Kumar, T., & Mishra, S. (2018). Robust 2-DOF FOPID Controller Design for Maglev System Using Jaya Algorithm. *IETE Journal of Research*, 1-13. <https://doi.org/10.1080/03772063.2018.1496800>

Sánchez Turcios, R. A. (2015). T-Student. Usos y abusos. *Revista Mexicana de Cardiología*, 26(1), 59-61.

Singh, S., & Kosti, A. (2015). Comparative study of integer order pi-pd controller and

fractional order pi-pd controller of a DC motor for speed and position control. En *International Journal of Electronic Engineering & Telecommunications* (Vol. 4).

Singhal, R., Padhee, S., & Kaur, G. (2012). Design of Fractional Order PID Controller for Speed Control of DC Motor. *International Journal of Scientific and Research Publications*, 2(6), 1-8. Recuperado de <https://pdfs.semanticscholar.org/07e8/1798d01a26562aeeba163be743bf14ef9f7a.pdf>

The MathWorks, I. (2019a). Choosing Identified Plant Structure - MATLAB & Simulink - MathWorks América Latina. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/slcontrol/ug/choosing-identified-plant-structure.html>

The MathWorks, I. (2019b). Interactively Estimate Plant from Measured or Simulated Response Data - MATLAB & Simulink - MathWorks América Latina. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/slcontrol/ug/interactively-estimate-plant-from-measured-or-simulated-response-data.html>

The MathWorks, I. (2019c). System Identification for PID Control - MATLAB & Simulink - MathWorks España. Recuperado de <https://la.mathworks.com/help/control/getstart/system-identification-of-plant-models.html>

Thomas, A., Jose, S. H., Prasad, A., & Ravindran, A. (2014). *Speed Control of a DC Motor Using Fractional order Proportional Derivative (FOPD) Control* (Vol. 3). Recuperado de https://www.researchgate.net/publication/273506948_Speed_Control_of_DC_Motor_Using_Particle_Swarm_Optimization_Technique_by_PSO_Tunned_PID_and_FOPID

Verma, S. K., Yadav, S., & Nagar, S. K. (2016). Optimized fractional order PID controller for non-minimum phase system with time delay. *International Conference on Emerging Trends in Electrical, Electronics and Sustainable Energy Systems*,

ICETEESES 2016, 169-173. <https://doi.org/10.1109/ICETEESES.2016.7581379>

Vinagre, B. M., Feliu-Battle, V., & Tejado, I. (2016). Control fraccionario: fundamentos y guía de uso. *RIAI - Revista Iberoamericana de Automatica e Informatica Industrial*, 13(3), 265-280. <https://doi.org/10.1016/j.riai.2016.05.001>

Wang, N., Wang, J., Li, Z., Tang, X., & Hou, D. (2018). Fractional-order PID control strategy on hydraulic-loading system of typical electromechanical platform. *Sensors (Switzerland)*, 18(9). <https://doi.org/10.3390/s18093024>

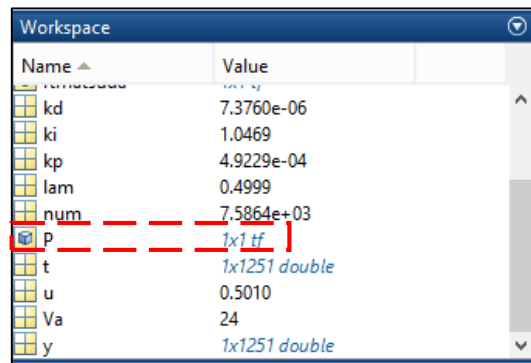
ANEXOS

I. Diseño de controladores FOPID en el Toolbox FOMCON

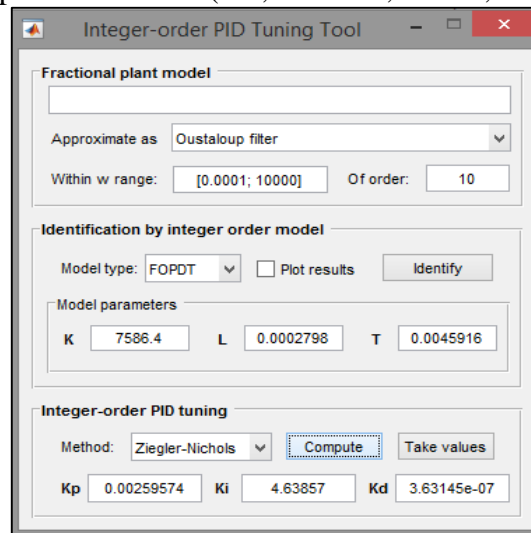
1. Ingresar el modelo de primer orden con tiempo de retardo en un script de Matlab:

```
%% Modelo Motor dc
num = 7586.4;      % Constante de la planta
Va = 24;         % Voltaje de entrada
den = [0.0045916 1]; % Constante de tiempo
P = tf(num,den,'InputDelay', 0.0002798); % FT planta mas tiempo de retardo
```

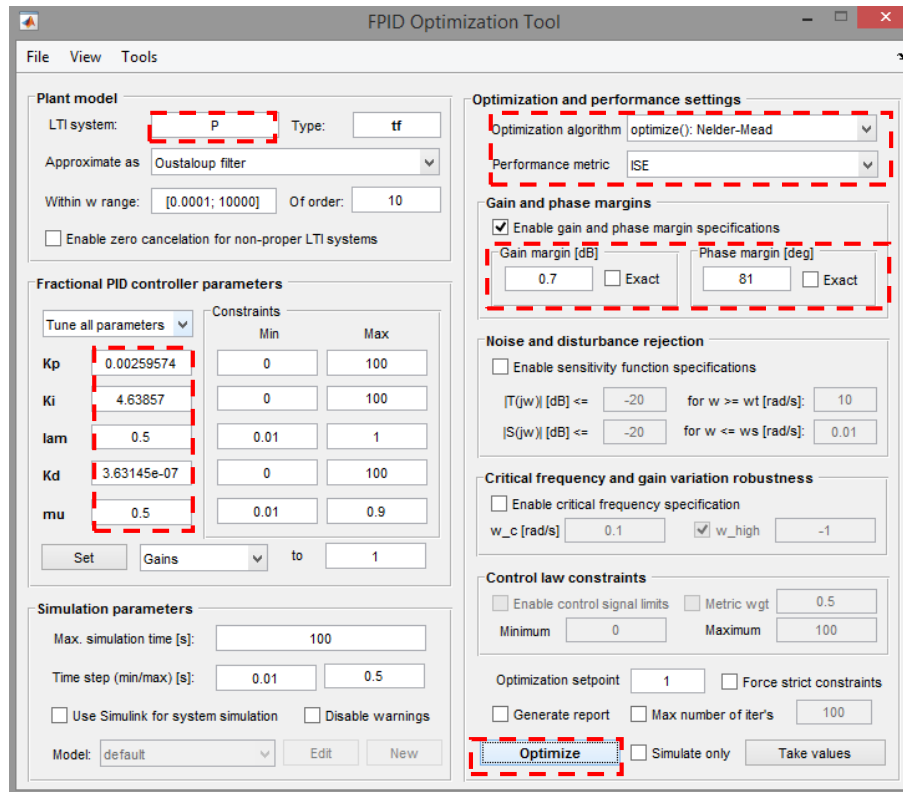
2. Guardar la FT de la planta en el workspace de Matlab.



3. En la ventana de comandos, usar `iopid_tune` para abrir la interfaz gráfica de sintonización PID de orden entero.
4. Ingresar los parámetros del modelo de orden entero y seleccionar el método de sintonización de parámetros PID (ZN, AMIGO, CHR1, CHR2, CC).

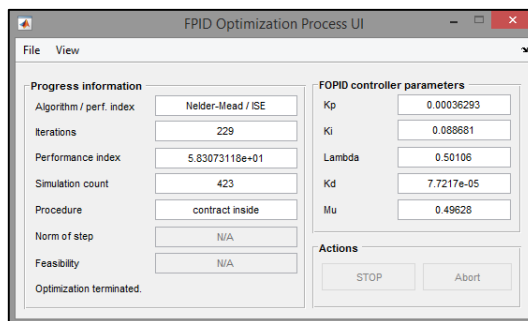


5. Así mismo, en la ventana de comandos ingresar `fpid_optim`, que abrirá una interfaz gráfica para optimizar los parámetros del controlador FOPID.

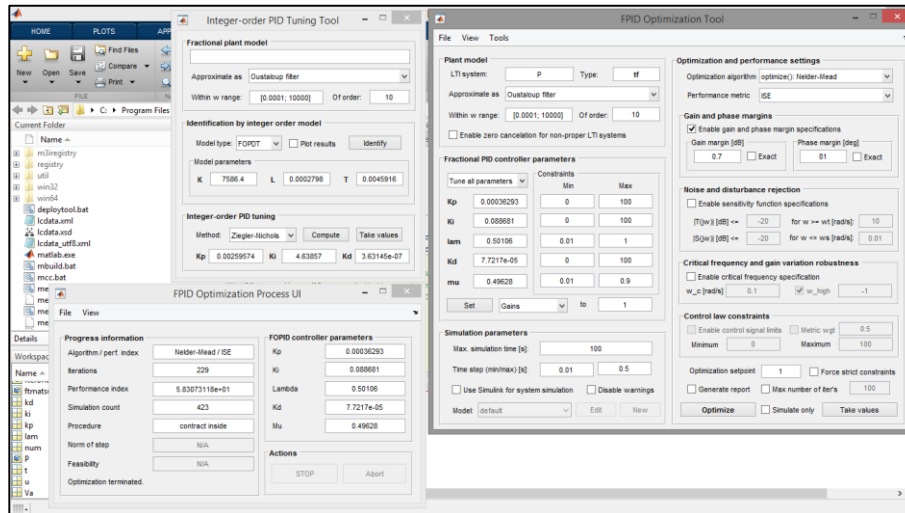


En esta herramienta ingresar, el sistema LTI (FT almacenada en el workspace), los tres parámetros del controlador PID sintonizado por cualquiera de los cinco métodos mencionados en el punto anterior, seleccionar el algoritmo de optimización (Nelder Mead, Interior Point, SQP), la métrica de desempeño (ISE, IAE, ITSE, ITAE) y finalmente los márgenes de ganancia y fase (obtenidos en la simulación en lazo abierto del modelo de primer orden con tiempo de tiempo de retardo). Y hacer click en Optimize.

6. Terminado el proceso de optimización, se obtienen los parámetros del controlador FOPID.



En esta ventana nos muestra los cinco parámetros del controlador FOPID, y la información referente a la optimización.



7. En el script de matlab ingresamos los cinco parámetros (Kp, Ki, Lambda, Kd, Mu), y se usa las funciones del Toolbox Ninteger para realizar las aproximaciones enteras del controlador de orden fraccionario.

```

%% Parametros FOPID
kp = 0.00036293;
ki = 0.088681;
lam = 0.50106;
kd = 7.7217e-05;
u = 0.49628;
% Aproximacion entera kp,ki,kd,lam,u
ftcrone = nipid(kp,kd,u,ki,lam,[0.01 1000],2,'crone')
ftmatsuda = nipid(kp,kd,u,ki,lam,[0.01 1000],2,'matsuda')
ftcarlson = nipid(kp,kd,u,ki,lam,[0.01 1000],2,'carlson')

```

Se ejecuta el script y se obtiene en la ventana de comandos las funciones de transferencia enteras del controlador FOPID, usando los métodos de CRONE, MATSUDA y CARLSON.

```

ftcrone =

    1.525e-06 s^3 + 0.001729 s^2 + 0.0908 s + 0.01612
-----
    0.0003355 s^3 + 0.03722 s^2 + 1.032 s

Continuous-time transfer function.

ftmatsuda =

    0.003878 s + 0.1542
-----
    s + 0.1631

ftcarlson =

    0.0001816 s^3 + 0.1241 s^2 + 1.289 s + 1.216
-----
    0.2088 s^3 + 3.962 s^2 + 18.79 s

Continuous-time transfer function.

```

8. Las funciones de transferencia obtenidas se las puede ingresar en Labview o Matlab, para poder realizar las simulaciones respectivas del sistema en lazo cerrado.

