INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE CORRIENTE ALTERNA EN EL LABORATORIO DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN DE LA E3T-UIS

SERGIO FABIÁN MUÑOZ SUÁREZ
DIEGO FERNANDO GUARIN MANTILLA
GEORGE RUSBELL SARMIENTO CRUZ

ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS

ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES

BUCARAMANGA 2013

INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE CORRIENTE ALTERNA EN EL LABORATORIO DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN DE LA E3T-UIS

SERGIO FABIÁN MUÑOZ SUÁREZ
DIEGO FERNANDO GUARIN MANTILLA
GEORGE RUSBEL SARMIENTO CRUZ

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de ingeniero electrónico e ingeniero electricista

Director
RICARDO ALZATE CASTAÑO, PhD

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA 2013

DEDICATORIAS

Diego Fernando Guarín Mantilla:

“Inicialmente deseo dedicarle este trabajo especial a todas las personas que siempre creyeron en mi capacidad. Es grato saber la fuerza y determinación que poseemos cuando queremos alcanzar algo.

A Dios por ser siempre ese sentimiento de alegría, tranquilidad y serenidad en cada momento de esta etapa de vida que esta próxima a culminar.

A mis padres, mamá (Martha Mantilla), Papá (Hernando Guarin), no hay un día en el que no le agradezca a Dios el haberme colocado entre ustedes. La fortuna mas grande es tenerlos conmigo y el tesoro mas valioso son todos y cada unos de los valores que me inculcaron.

Si algo me enseño esta carrera es que existen personas valiosas, compañeros de armas, Sergio Muñoz, Ana María Escobar, Alvaro Javier Florez y demás compañeros. Valió la pena luchar juntos por una meta y me queda la satisfacción de haber compartido con personas tan valiosas como ustedes, les doy las gracias por su apoyo y afecto.

Por ultimo a los profesores, que gracias por su dedicación y esfuerzo supieron como guiarnos en tan arduo trabajo. Deseo expresar mi gratitud hacia ustedes deseándoles éxito y el mayor de los augurios en sus trayectorias profesionales”

Sergio Fabián Muñoz Suárez

“Con todo mi cariño y mi amor para las personas que hicieron todo en la vida para que yo pudiera lograr mis sueños, por motivarme y darme la mano cuando sentía que el camino se terminaba, a ustedes por siempre mi corazón y mi agradecimiento. Mama y Papa

A tu paciencia y comprensión, preferiste sacrificar tu tiempo para que yo pudiera cumplir con el mío. Por tu bondad y sacrificio me inspiraste a ser mejor para tí, ahora puedo decir que esta tesis lleva mucho de tí, gracias por estar siempre a mi lado, Mariana

Gracias a esas personas importantes en mi vida, que siempre estuvieron listas para brindarme toda su ayuda, ahora me toca regresar un poquito de todo lo inmenso que me han otorgado. Con todo mi cariño está tesis se las dedico a ustedes.”

George Rusbell Sarmiento Cruz:

"Dedicado a mi madre Ana Rosalba Cruz arquitecta de mis éxitos;
Y a Natalia Martinez Rojas en cuya mirada encontré la luz en tiempos de penumbra."

Todos:

“A nuestros maestros que en este andar por la vida, influyeron con sus lecciones y experiencias en formarnos como unas personas de bien y preparada para los retos que pone la vida, a todos y cada uno de ellos les dedicamos cada una de estas páginas de nuestra tesis. “

AGRADECIMIENTOS

Diego Fernando Guarín Mantilla:

“A Dios, por brindarnos la dicha de la salud y bienestar físico y espiritual

A nuestros padres, como agradecimiento a su esfuerzo, amor y apoyo incondicional, durante nuestra formación tanto personal como profesional.

A nuestros docentes, por brindarnos su guía y sabiduría en el desarrollo de este trabajo. “

Sergio Fabián Muñoz Suárez:

“Le agradezco a Dios por haberme acompañado y guiado a lo largo de mi carrera, por ser mi fortaleza en los momentos de debilidad y por brindarme una vida llena de aprendizaje y de felicidad

Le doy gracias a mis padres Roberto y Carmen por apoyarme en todo momento, por los valores que me han inculcado y por haberme dado la oportunidad de tener una excelente educación

A mi hermano Diego por llenar mi vida de alegrías cuando más lo he necesitado y por ser un ejemplo de desarrollo profesional a seguir

A mi novia Mariana por brindarme su amor incondicional cuando más lo necesitaba y por ser un gran apoyo a lo largo de mi vida y de mi carrera dándome la fuerza que necesitaba para seguir adelante.

A mis tías, tíos y mi Abuela Edelmira por representar la unidad familiar y por haberme apoyado en las buenas y en las malas.”

George Rusbell Sarmiento Cruz:

"A mi familia por su apoyo incondicional, A la familia Martinez Rojas esa muestra tangible del amor de "Dios" hacia mí; a mi abuelita Grimaneza Gutierrez y toda la famílla Patarroyo quienes sembraron en mi niñez la semilla de este triunfo, y a todas las personas que han hecho de mi vida digna de volverse a vivir si se me diera la oportunidad..."

Todos:

“Gracias al Doctor Ricardo Alzate por creer en nosotros y habernos brindado la oportunidad de desarrollar nuestra tesis porfecional en CEMOS y por todo el apoyo y facilidades que nos fueron otorgadas en la universidad. Por darnos la oportunidad de crecer profesionalmente.”

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN
1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN 20
1.1 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA 21
1.2 OBJETIVOS 22
1.2.1 Objetivo general *22*
1.2.2 Objetivos específicos *22*
2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA 23
2.1.1 Actuador *24*
2.1.2 Motor *26*
2.1.3 Perturbación *26*
2.1.4 Sensor *28*
2.1.5 Controlador *30*
2.1.5.1 UDC1200 .....*30*
2.1.5.2 CEREBOT MC7 .....*32*
2.2 INTERFAZ DE MONITOREO 33
2.3 CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO 34
2.4 PROCEDIMIENTO PARA IDENTIFICACIÓN DEL MODELO 36
3. CONTROLADOR PID DIGITAL 42
3.1 IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROLADOR PID 44
3.2 CÁLCULO PARA LOS PARÁMETROS DEL CONTROLADOR 45
3.2.1 Análisis experimental en laboratorio *46*
3.2.2 Análisis numérico por simulación de modelos *51*
4. CONTROL INDUSTRIAL 55
4.1 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA CONTROLADO 59
5. CONCLUSIONES 64
5.1 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO 65
BIBLIOGRAFÍA 67
ANEXOS 70

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1. DIAGRAMA DE BLOQUES PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR. 23
FIGURA 2. VARIADOR DE VELOCIDAD EUROTHERM 601.....25
FIGURA 3. MOTOR SIEMENS. 26
FIGURA 4. ACOPLE MOTOR – ALTERNADOR. 26
FIGURA 5. ALTERNADOR EMPLEADO PARA GENERAR PERTURBACIONES DE TORQUE. 27
FIGURA 6. PERTURBACIÓN APLICADA AL MOTOR 28
FIGURA 7. ESQUEMA FUNCIONAL DE UN ENCODER ÓPTICO. 29
FIGURA 8. DIAGRAMA DE BLOQUES DE ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES. 30
FIGURA 9. CONTROLADOR INDUSTRIAL UNIVERSAL HONEYWELL UDC-1200. 31
FIGURA 10. SISTEMA DE DESARROLLO PARA DSPIC CEREBOT MC7. 33
FIGURA 11. SISTEMA DE SENSADO TERMINADO. 33
FIGURA 12. VELOCIDAD DEL MOTOR COMO FUNCIÓN DEL VOLTAJE EN EL ACTUADOR 35
FIGURA 13. RESPUESTA ENTRADA ESCALÓN. 35
FIGURA 14. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MODELADO DE LA PLANTA. 36
FIGURA 15. SEÑALES DE EXCITACIÓN 38
FIGURA 16. VALIDACIÓN ESCALÓN EN LAZO ABIERTO 900[RPM]. 40
FIGURA 17. VALIDACIÓN ESCALÓN EN LAZO CERRADO 900 [RPM].....40
FIGURA 18. REALIZACIÓN UNIVERSAL IDEAL DEL CONTROL PID. 44
FIGURA 19. ALGORITMO PARA CONTROLADOR PID.....45
FIGURA 20. PASOS PARA REALIZAR EL MÉTODO DE ZIEGLER & NICHOLS 46
FIGURA 21. COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA ANTE DIFERENTES VALORES 47
FIGURA 22. CÁLCULO EXPERIMENTAL PARA EL TIEMPO CRÍTICO DE OSCILACIÓN $T_{C.}$ 48
FIGURA 23. RESPUESTA DEL SISTEMA PARA CONTROL PID SINTONIZADO 49
FIGURA 24. RESPUESTA DEL SISTEMA ANTE PERTURBACIÓN EN LAZO CERRADO. 50
FIGURA 25. RESPUESTA ANTE UNA PERTURBACIÓN DEL CONTROL PID 50
FIGURA 26. CÁLCULO EN SIMULACIÓN PARA EL TIEMPO CRÍTICO DE OSCILACIÓN $T_{C.}$ 51
FIGURA 27. RESPUESTA DEL SISTEMA SIMULADO PARA CONTROL PID SINTONIZADO. 52
FIGURA 28. CONTROL PID TEÓRICO VS EXPERIMENTAL. 54
FIGURA 29. RESPUESTA ANTE UNA PERTURBACIÓN DEL CONTROL PID SIMULADO. 54
FIGURA 30. RELACIÓN GRÁFICA DE TRANSFERENCIA DE BANDA ANCHA 57
FIGURA 31. RELACIÓN GRÁFICA DE TRANSFERENCIA DE BANDA ANGOSTA.....57
FIGURA 32. RESPUESTA DEL SISTEMA EXPERIMENTAL PARA CONTROL PID 60
FIGURA 33. RESPUESTA CONTROL PID CON PARÁMETROS AUTOAJUSTADOS 60
FIGURA 34. RESPUESTA CONTROL PID EN DSPIC CON PARÁMETROS AUTOSET 61
FIGURA 35. PERTURBACIÓN CONTROL PID EJECUTADO EN UDC1200 AUTOSET.....62
FIGURA 36. PERTURBACIÓN CONTROL PID EN UDC1200 CON PARÁMETROS DSPIC. ...62

LISTA DE TABLAS

TABLA 1. CARACTERÍSTICAS DEL VARIADOR DE VELOCIDAD. 25
TABLA 2. CARACTERÍSTICAS DEL CONTROLADOR UDC1200. 31
TABLA 3. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA CEREBOT MC7 32
TABLA 4. PORCENTAJE DE CORRELACIÓN DE MODELOS. 39
TABLA 5. CÁLCULO DE PARÁMETROS PID EXPERIMENTAL. 48
TABLA 6. CÁLCULO DE PARÁMETROS PID SIMULADO. 52
TABLA 7. VALORES DE PARÁMETRO AUTO-SINTONIZADOS EN EL UDC1200. 59
TABLA 8. VALORES DE PARÁMETRO CALCULADOS DE FORMA EXPERIMENTAL 63

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A. CONFIGURACIÓN VARIADOR DE VELOCIDAD 70
ANEXO B. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES 75
ANEXO C. CÓDIGO IMPLEMENTADO EN LA TARJETA CEREBOT MC7 81
ANEXO D. MANUAL DE PROGRAMACIÓN UDC1200 83

RESUMEN

Título: Instrumentación y control de velocidad para un motor de corriente alterna en el laboratorio de control e instrumentación de la E3T-UIS [1]

Autores: Diego Fernando Guarín Mantilla, Sergio Fabián Muñoz Suárez, George Rusbell Sarmiento [2]

Palabras Clave:

Control PID, dsPIC, Controlador Industrial, Control de velocidad

Descripción:

El presente proyecto realiza el diseño y la implementación de un prototipo de laboratorio para ejecutar una acción de control PID para regular la velocidad de un motor de inducción trifásico. En particular se propone una estructura en la cual la acción de control pueda ser realizada por un dispositivo digital programable o un controlador industrial. Este trabajo busca aliviar la carencia de infraestructura para el desarrollo de actividades prácticas en asignaturas afines al control y a la instrumentación electrónica de la E3T. Se implementaron dispositivos industriales tales como un variador de velocidad y un alternador; además de diseños electrónicos usados en el acondicionamiento de señales, interfaces de monitoreo, adquisición de datos e interconexión. Por medio de software se creó y validó un modelo capaz de representar la dinámica del sistema para la verificación de su comportamiento en simulación. Se realizó el cálculo para las constantes del controlador empleando el método de Ziegler & Nichols. Posteriormente se implementó una rutina computacional sobre un dsPIC que permitió verificar atenuación de perturbaciones aplicadas en el eje del motor. El controlador industrial permitió replicar estos resultados experimentales presentando robustez ante ruidos aunque una respuesta más lenta en la acción de control. Como trabajo complementario se propone la implementación de algoritmos avanzados de control sobre el sistema, además de acondicionamientos físicos que permitan aplicar diferentes rangos de perturbación al eje del motor y el desarrollo de un actuador que facilite acciones de control vectorial.

[1] Trabajo de grado

[2] Facultad de ingenierías Físico-mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

SUMMARY

Title: INSTRUMENTATION AND SPEED CONTROL FOR AN AC-MOTOR IN THE CONTROL AND INSTRUMENTATION LABORATORY AT THE E3T-UIS [3].

Authors: Diego Fernando Guarín Mantilla, Sergio Fabián Muñoz Suárez, George Rusbell Sarmiento [4]

Keywords:

PID control, dsPIC, Industrial controller, Speed control

Description:

This project carries out the design and implementation of a laboratory prototype to perform an action PID control to regulate the speed of a three phase induction motor. In particular it proposes a structure in which the control action can be performed by a programmable digital device or an industrial controller. This paper seeks to alleviate the lack of infrastructure for the development of practical activities in subjects related to the control and electronic instrumentation. Implemented industrial devices such as a variable speed drive and an alternator in addition to designs used electronic signal conditioning, monitoring interface, data acquisition, and networking. Through software was developed and validated a model to represent the dynamics of the system for verification of its performance in simulation. Calculation was performed for the constants of the controller using the method of Ziegler & Nichols. Subsequently, it was implemented a computer routine that allowed testing dsPIC attenuating disturbances applied to the motor shaft. The industrial controller allowed replicate these experimental results showing robustness against noise but a slower response in the control action. As additional work is proposed implementing advanced control algorithms on the system, besides physical fittings that allow different ranges of disturbance applied to the motor shaft and the development of an actuator that facilitates vector control action

[3] Degree work.

[4] Physico-mechanical Engineering Faculty. School of Electrical Engineering. Supervisor: Ricardo Alzate Castaño, PhD.

INTRODUCCIÓN

La importancia de los laboratorios en la enseñanza de la ingeniería es indiscutible.

La manera en que el estudiante descubre el mundo y lo que es relevante para una investigación particular, depende de la experiencia previa que él tenga. Si la persona no tiene el concepto de lo que espera ver, fracasa en la interpretación de un experimento. Muchas veces este conocimiento se consigue con una mezcla de demostración y discusión, además de otras razones importantes que justifican el trabajo empírico: el desarrollo de habilidades prácticas, el desarrollo de capacidades para resolver problemas de ingeniería y el desarrollo de sensibilidad para apreciar el trabajo en campo.

Este trabajo de grado permite al estudiante a comprender de mejor manera el funcionamiento de un controlador PID y los conceptos básicos enseñados en las asignaturas afines al control y la instrumentación. Al aplicar dicho tipo de control para manipular la velocidad de un motor de inducci ón trifásico, con su respectiva instrumentación, el estudiante tendrá la oportunidad de observar el funcionamiento de una de las estructuras más implementadas en la industria que lo enfrentaran a problemas prácticos de ingeniería, poniendo a prueba sus conocimientos y ayudándolo a desarrollar habilidades necesarias para el campo laboral.

1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

Actualmente, la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T) de la Universidad Industrial de Santander cuenta con un espacio (aula 209 – edificio 27: Laboratorio de Alta Tensión) destinado para la realización de actividades prácticas en las asignaturas afines al Control y a la Instrumentación Electrónica. Sin embargo, las actuales condiciones del laboratorio no son propicias para desarrollar de manera satisfactoria las sesiones de laboratorio programadas, principalmente debido a no contar con una dotación de equipos suficientemente actualizada, operativa y funcional. La historia reciente del Laboratorio de Control de la E3T se remonta al año 2001, donde a través de un trabajo de grado denominado “Planeación, diseño y realización del laboratorio de instrumentación electrónica para la E3T” [1], se realizó el diseño y la construcción de bancos de trabajo para medición de flujos de aire y nivel y temperatura de agua, con prácticas de laboratorio asociadas. De manera más reciente en el año 2007 el trabajo de grado “Sistema de gestión para un prototipo de sistema SCADA en el laboratorio de instrumentación electrónica de la E3T” [2] buscó complementar el anterior proponiendo una manera de realizar medición remota de las variables disponibles en los equipos diseñados previamente en 2001. Sin embargo, actualmente el deterioro de las instalaciones del laboratorio y los instrumentos asociados (tanto plantas como dispositivos de medida) hacen que no sea posible emplear dicho espacio para el propósito que alguna vez fue adecuado.

De otro lado, el control de máquinas eléctricas y en particular de motores eléctricos rotativos representa un caso típico con multiplicidad de aplicaciones en entornos de tipo industrial. Un sistema de control de velocidad de un motor eléctrico consta fundamentalmente de un variador de frecuencia que hace las veces de actuador al aplicar niveles de suministro seleccionables [3,4,5]. Entre las estrategias más populares para el control de motores en la industria se encuentra

el clásico PID [6,7]. Sin embargo, nuevas técnicas de control basadas en modelos discontinuos no-lineales, como los sistemas de estructura variable, han demostrado ventajas comparativas en desempeño respecto a métodos clásicos [8,9,10].

Respecto a soluciones didácticas para sistemas de control de velocidad de motores eléctricos, se destacan los trabajos: [11] que describe la implementación de un módulo para laboratorio utilizando LabVIEW aplicado al control de motores de corriente continua; [12] plantea controlar automáticamente la velocidad de un motor empleando control vectorial como alternativa para mejorar el rendimiento del variador de frecuencia y por ende del motor; [13] aborda el desarrollo de un módulo didáctico basado en tecnología FPGA para control de un motor de inducción trifásico, con un enfoque de diseño y operación orientado a apoyar procesos de enseñanza-aprendizaje. Finalmente, [14] realiza un módulo didáctico aplicado al control de accionamientos de velocidad variable con lazo cerrado de controladores PID.

En la Universidad Industrial de Santander respecto al control de motores eléctricos se destacan los trabajos: [15] donde se diseña y plantea un nuevo modelo de sistema de transmisión de variable continua (CVT) aplicado a un motor eléctrico que permite mayor eficiencia en consumo energético para un rango de velocidades; [16] diseña un sistema de control para un motor unipolar explicando su funcionamiento y debida caracterización; [17] presenta de manera detallada la implementación de un controlador automático de velocidad de un motor de inducción trifásico utilizando un sistema digital programable.

1.1 PLANTEAMIENTO Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Algunos proyectos como el trabajo de grado denominado “Diseño del proyecto para implementación de una sala TIA (totally integrated automation) y adaptación de un proceso industrial para desarrollo de prácticas de entrenamiento en las

áreas de instrumentación, automatización y control" [18] realizado en 2008, requieren de un alto presupuesto para su realización lo cual no es garantía para una factibilidad a corto plazo. El presente proyecto de grado se constituye en una contribución para aliviar la carencia de infraestructura para el desarrollo de actividades prácticas en asignaturas afines al control y a la instrumentación electrónica de la Escuela E3T, a partir de la implementación de un sistema de control de velocidad de un motor de corriente alterna empleando dispositivos de uso industrial, constituido con base en los objetivos propuestos a continuación.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo general

- Instrumentar y controlar la velocidad de un motor de corriente alterna empleando un controlador industrial y un sistema digital programable en el laboratorio de control e instrumentación de la E3T-UIS.

1.2.2 Objetivos específicos

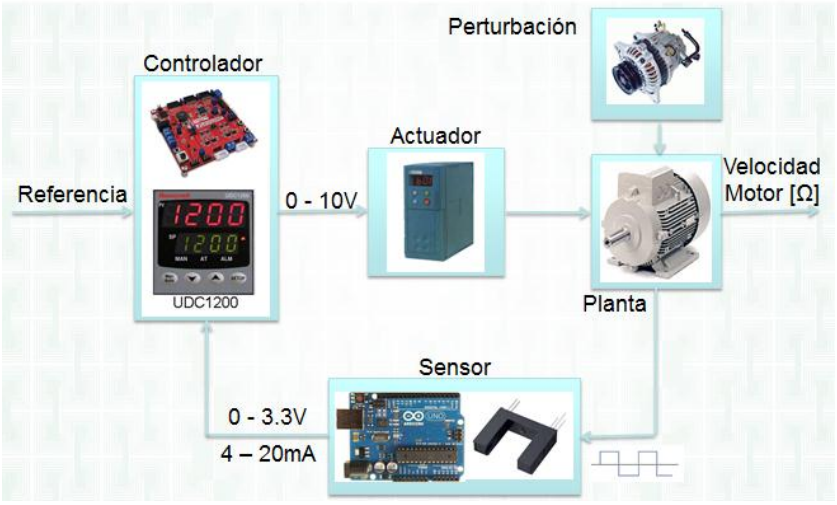
- Configurar un lazo de control de velocidad de un motor de corriente alterna trifásico empleando un variador de velocidad, un controlador industrial y un encoder.
- Realizar un procedimiento experimental para obtener los parámetros de un modelo matemático apropiado para el sistema.
- Diseñar e implementar un algoritmo de control en un dispositivo digital programable para manipular la velocidad del motor.
- Comparar el desempeño del controlador industrial respecto al dispositivo digital programable en términos de la acción de control sobre el sistema.

2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

En el presente capítulo se describen los elementos que constituyen el prototipo para pruebas de laboratorio, que permitirá controlar la velocidad de un motor de inducción en el laboratorio de control de la E3T-UIS. En particular se describirán características e interconexiones para los elementos de actuación, sensado, proceso y acoplamiento. A través de los mismos se determinarán las variables fundamentales para hacer un apropiado control de la planta (motor).

En la Figura 1 se observa un diagrama de bloques que permite ilustrar cada una de las etapas y los componentes que constituyen el sistema de control de velocidad para un motor de inducción trifásico, al igual que sus respectivas conexiones a través de flujos de señal.

Figura 1. Diagrama de bloques para el control de velocidad de un motor de inducción trifásico.



Fuente: Autores.

- Actuador: dispositivo encargado de realizar la conversión entre la señal de control (0 [V] - 10[V]) y los niveles de tensión y corriente entregados al motor.
- Motor (M): dispositivo encargado de realizar la conversión de una señal eléctrica a movimiento mecánico y que por tanto constituye el elemento final de control.
- Perturbación: torque constante aplicado en el rotor del motor que permitirá verificar el efecto de la acción del control de velocidad.
- Sensor: dispositivo encargado de realizar la conversión entre la variación angular del rotor (velocidad) y las señales eléctricas entregadas a los controladores.
- Controlador: sistema que permite regular la velocidad del motor cuando es sometido a perturbaciones.

2.1.1 Actuador

El dispositivo de actuación empleado corresponde con un variador de velocidad de marca Eurotherm y referencia 601 diseñado para controlar motores de inducción trifásicos. El variador posee alimentación monofásica de 220/240 [V], 50/60 [Hz]. Todos los terminales de control están aislados galvánicamente de los terminales de potencia, permitiendo una fácil interconexión. El variador está protegido contra sobrecarga y sobretensiones, siendo cortocircuitable fase-fase y fase-tierra.

La función de este variador de velocidad en el banco de pruebas es variar la velocidad del motor de acuerdo a la señal de gobierno enviada por los sistemas de control implementados. El variador permite graduar el rango de frecuencia entre 0 y 240 [Hz]. Está configurado de manera que al recibir 0 [V] trabaje a 0 [Hz] y al recibir 10 [V] trabaje a 60 [Hz], siendo esta la máxima velocidad a la que puede girar el motor (1800 [rpm]). En la Tabla 1 se aprecian algunas características del variador de velocidad mencionado.

Tabla 1. Características del variador de velocidad.

Fabricante	Eurotherm
Modelo	601
Potencia de salida	1 [hp] – 3 [hp]
Alimentación	220 / 240 [VAC] Monofásica
Temperatura de trabajo	0 – 40 [°C]
Frecuencia de entrada	50/60 [Hz]
Frecuencia de salida	0 – 240 [Hz]
Factor de potencia	0.9

Fuente: www.eurotherm.com

Figura 2. Variador de velocidad Eurotherm 601.

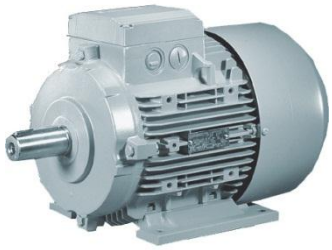
Fuente: www.eurotherm.com

Los parámetros de configuración del variador de velocidad se explican detalladamente en el anexo A.

2.1.2 Motor

El elemento final de control, o planta, corresponde con un motor de inducción trifásico SIEMENS de 2 [hp] con velocidad nominal de 1800 [rpm] o 60 [Hz].

Figura 3. Motor Siemens.



Fuente: www.siemens.com

2.1.3 Perturbación

Para verificar las acciones de control de regulación de velocidad del motor de inducción, se configuró una perturbación en el eje de rotación del mismo a partir del montaje presentado en la Figura 4.

Figura 4. Acople Motor – Alternador.

Fuente: Autores.

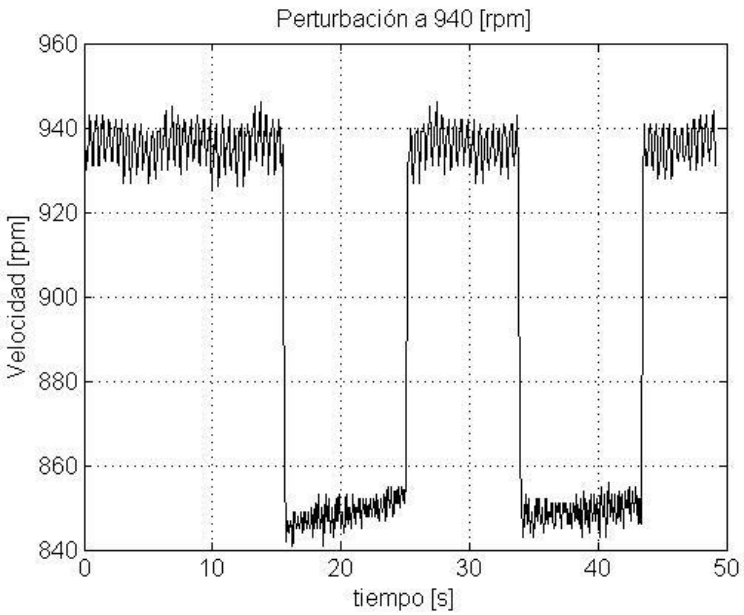
Los elementos utilizados para crear la perturbación en el sistema son: un alternador de automóvil de 30 [A], una batería de 12 [V] / 12 [A] y 2 bombillas de 100 [W]. El alternador está acoplado al motor por medio de una banda. Cuando el alternador es energizado con la batería se genera un torque que ocasiona el frenado del motor en 100 [rpm] a capacidad nominal, es decir a 1800 [rpm]. Al conectar las bombillas se genera un consumo de aproximadamente 10 [A] por bombilla, lo cual garantiza que la carga (y por ende la perturbación) sea constante. En la Figura 5 se muestra el alternador convencional utilizado para generar la perturbación en el sistema. Como características principales pueden mencionarse una capacidad máxima como generador de 30 [A] y una velocidad máxima de 3600 [rpm].

Figura 5. Alternador empleado para generar perturbaciones de torque.

Fuente: Autores.

La Figura 6 ilustra un ejemplo del tipo de perturbación constante generado para el caso de una velocidad de 940 [rpm], produciendo como efecto una disminución de aproximadamente 90 [rpm].

Figura 6. Perturbación aplicada al motor a 940 [rpm].



Fuente: Autores.

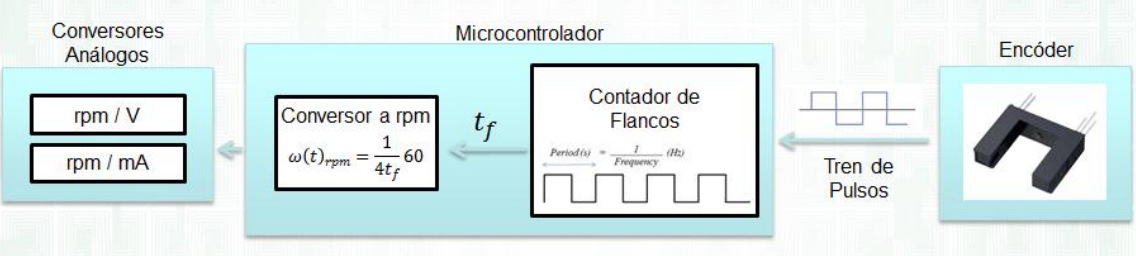
2.1.4 Sensor

Como elemento de transducción se empleó un encoder óptico de tipo incremental acoplado al eje de rotación del motor. El encoder empleado posee un disco con 4 aspas equidistantes que permiten obtener flancos cada 0.1917 [s] (5.216 [Hz]) a velocidad mínima (77 [rpm]) y 0.00833 [s] (120 [Hz]) a velocidad máxima (1800 [rpm]). La señal obtenida en este punto (correspondiente con un tren de pulsos) es posteriormente llevada a un bloque digital a manera de acondicionador e interpretador de señales, empleado para el cálculo de la velocidad en [rpm] (ver Figura 7). De esta manera, una aproximación sencilla para la velocidad angular corresponde a la razón entre la cantidad de pulsos y el tiempo correspondiente en que fueron obtenidos. Para ello se debe conocer la frecuencia con que el sistema de sensado percibe los 4 flancos de las aspas en una revolución. Posteriormente se hace la respectiva equivalencia a minutos. Estos cálculos se realizan

empleando un microcontrolador ATmega328 el cual evalúa la ecuación (2.1) para cada ciclo de reloj, en donde t_f representa el tiempo en segundos medido entre flancos.

$$\omega(t)_{rpm} = \frac{1}{4t_f}60 \tag{2.1}$$

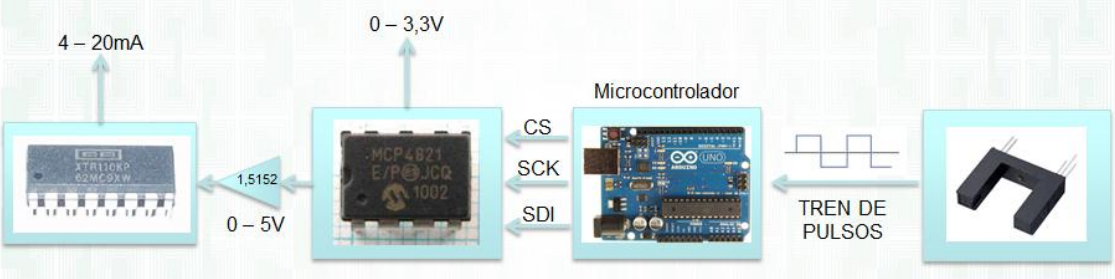
Figura 7. Esquema funcional de un encoder óptico.



Fuente: Autores.

Los controladores empleados poseen entradas analógicas con rangos específicos, lo cual hizo necesario transformar las señales obtenidas por el encoder en otras que cada dispositivo pudiese capturar y operar según su necesidad. Uno de los controladores posee entradas por corriente en el rango de 4-20 [mA], mientras que el otro lo hace con señales de tensión limitadas internamente a no más de 3.3 [V]. Estas señales de tensión y corriente deben corresponder al valor de la velocidad sensada, es decir, 0 [rpm] equivalen a 4 [mA] ó 0 [V], y 1800 [rpm] a 20 [mA] ó 3.3 [V]. La Figura 8 ilustra el diagrama de bloques del sistema de acondicionamiento de señales diseñado para llevar a cabo este objetivo. En el Anexo B se detallan los dispositivos empleados para configurar cada uno de los bloques respectivos.

Figura 8. Diagrama de bloques del sistema de acondicionamiento de señales.



Fuente: Autores.

2.1.5 Controlador

Como plataforma tecnológica para llevar a cabo las acciones de control, se proponen dos alternativas, una comercial: UDC1200 de la familia HONEYWELL, capaz de aplicar un control PID de parámetros ajustables manual o automáticamente; y una de propósito general: un control PID programado en un sistema de desarrollo para microcontrolador DSPIC CEREBOT MC7.

2.1.5.1 *UDC1200*

El UDC-1200 (ver Figura 9) es un controlador industrial universal que combina un alto grado de funcionalidad y fiabilidad a bajo costo. Este permite el seguimiento y control de las temperaturas, presiones y niveles en una amplia gama de aplicaciones tales como cámaras ambientales, hornos y máquinas de embalaje entre otras. El UDC-1200 es un controlador de alta precisión que proporciona controles del tipo: PI, ON/OFF y PID, con capacidad de entradas para Termopar, RTD, mV, mA. Ofrece auto sintonía, modos de operación manual y automática, rampas de referencia y comunicación, sin olvidar alarmas y códigos de seguridad de ingreso.

En la Tabla 2 se muestran algunas características del controlador industrial.

Tabla 2. Características del controlador UDC1200.

Controlador	UDC 1200
Precisión	0.1% del spam +/- 1
Impedancia de entrada	Tensión 47 [kΩ] Corriente 4.7 [Ω]
Tiempo de muestreo	4 muestras por segundo
Filtro de entrada	Configurable en el panel principal
Salidas lineales	0-20 [mA], 4-20 [mA], 0-5 [V], 0-10 [V]
Entradas lineales	4-20 [mA]
Frecuencia de trabajo	50/60 [Hz]

Fuente: www.honeywellprocess.com

Figura 9. Controlador industrial universal HONEYWELL UDC-1200.

Fuente: www.honeywellprocess.com

2.1.5.2 CEREBOT MC7

Es un sistema de desarrollo basado en microcontroladores Microchip dsPIC de 16 bits. El sistema CEREBOT MC7 mostrado en la Figura 10 proporciona cuatro circuitos de medio puente con niveles máximos de salida en el rango 24 [V] / 5 [A]. Cada uno de estos circuitos de medio puente está conectado al convertidor A/D para medir la tensión y la corriente para el control de realimentación en bucle cerrado. Estos medios puentes se pueden usar para controlar: motores de corriente continua, motores paso a paso y conmutación en convertidores DC-DC. La Tabla 3 muestra las principales características del sistema.

Tabla 3. Características del sistema CEREBOT MC7 .

CIRCUITO INTEGRADO	Microchip® dsPIC33 controlador digital de señales (dsPIC33FJ128MC706A)
CONEXIÓN	Conector 2 x 12 Pmod™ Conector 1 x 6 Pmod™ 1 Puerto USB de programación 1 Puerto CAN Puerto de comunicación I^2C 8 conectores para servo RC
PROGRAMACIÓN	MPLAB

Fuente: www.digilentinc.com

Figura 10. Sistema de desarrollo para dsPIC CEREBOT MC7.

Fuente: www.digilentinc.co

2.2 INTERFAZ DE MONITOREO

Para recopilar la información provista por el sensor y monitorear el comportamiento dinámico de la planta, fue necesario implementar un sistema para capturar la variación de dichas señales en el tiempo. Esto se logró mediante transmisión y visualización de datos vía puerto USB en el monitor serial de la interfaz Arduino. Además de la recolección de datos por medio de la comunicación serial, también el sistema de sensado está equipado con una pantalla LCD de 2x16 posiciones que permite visualizar la velocidad del motor en [rpm] en tiempo real.

Figura 11. Sistema de sensado terminado.

Fuente: Autores.

2.3 CARACTERIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO DEL SISTEMA

Con el prototipo debidamente instrumentado; es decir, actuado y sensado, es posible obtener la relación salida/entrada que define el comportamiento del sistema. La variable controlada es en nuestro caso la velocidad angular del motor, la cual fue previamente definida en la ecuación (2.1) como *ω(t)*.

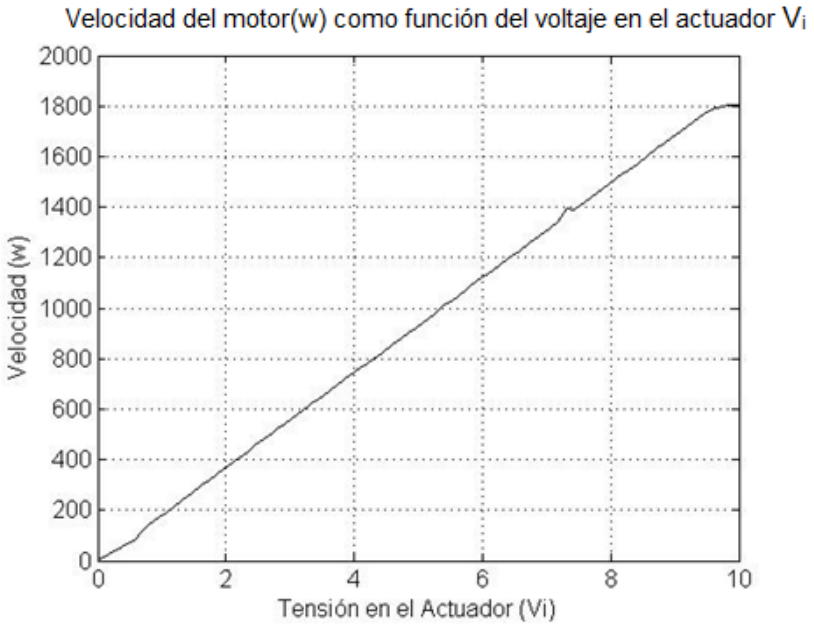
Por tanto, inicialmente se requiere analizar la relación que existe entre esta velocidad y el voltaje de gobierno aplicado al variador de velocidad (entre 0 y 10 [V]) que constituye el actuador del sistema. Para este propósito, se realizaron pruebas experimentales resumidas en la Figura 12 donde se ilustra la proporcionalidad que existe entre la tensión de entrada en el actuador, denotada en adelante como V_i y el valor de velocidad en estado estable del motor *ω(t)*. Matemáticamente, esta relación se expresa a partir de:

$$V_i = 0.005549\,\omega(t) \qquad (2.2)$$

Es decir, mediante esta expresión es posible conocer el voltaje que se debe aplicar al variador para obtener un determinado valor de velocidad en [rpm] para el motor, sin carga.

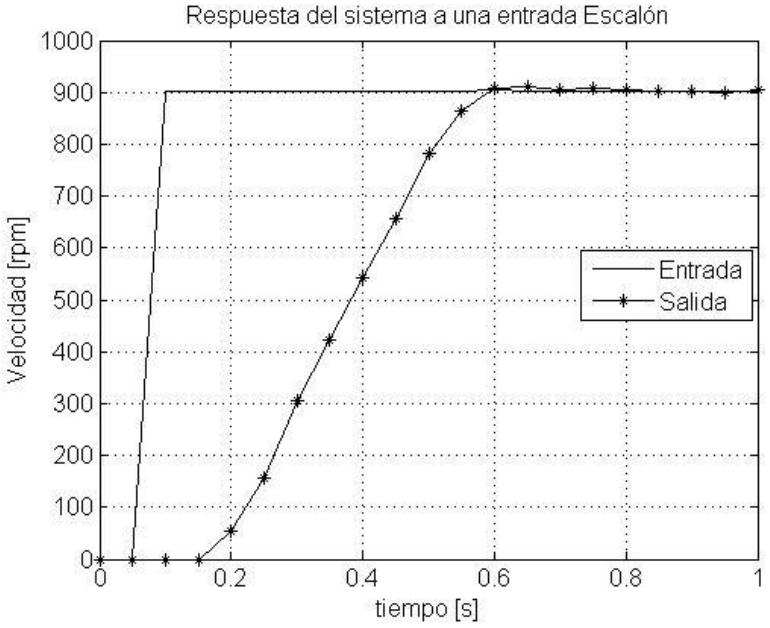
Ahora bien, habiendo verificado un comportamiento lineal por parte del sistema de actuación se procede a determinar la respuesta dinámica del sistema en lazo abierto ante un escalón. Es así como la Figura 13 ilustra la curva de respuesta ante un cambio instantáneo en el valor de referencia desde el reposo para establecerse en 900 [rpm]. De la gráfica se observa como la constante de tiempo del sistema (tiempo en que se alcanza el 62.8% del valor final) es aproximadamente 0.4 [s], lo cual permite asignar como periodo de discretización del sistema digital un valor de 50 [ms] que satisface ampliamente el teorema del muestreo.

Figura 12. Velocidad del motor (ω) como función del voltaje en el actuador (V_i).



Fuente: Autores.

Figura 13. Respuesta entrada Escalón.

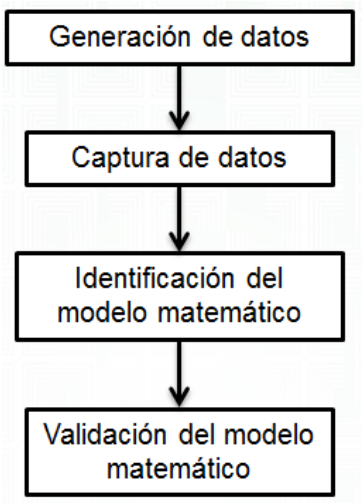


Fuente: Autores.

2.4 PROCEDIMIENTO PARA IDENTIFICACIÓN EXPERIMENTAL DEL MODELO DEL SISTEMA

En la Figura 14 se muestra el diagrama de bloques que resume el procedimiento desarrollado para aproximar el modelo matemático de la planta. A continuación se explican cada una de las etapas correspondientes.

Figura 14. Diagrama de bloques del procedimiento de modelado de la planta.



Fuente: Autores.

- Generación de datos: en esta etapa se construye una señal con la mayor cantidad de componentes espectrales para ser aplicada como entrada, buscando excitar la mayor cantidad de dinámicas en el sistema y por tanto generar la mayor cantidad de información posible en la respuesta.

- Captura de datos: en esta etapa se realiza el almacenamiento de los datos de respuesta del sistema ante el estímulo de las señales de excitación. La señal obtenida en el sensor se envía a un PC mediante la interfaz descrita en el numeral 2.2, que permite almacenar la información. Posteriormente, el análisis

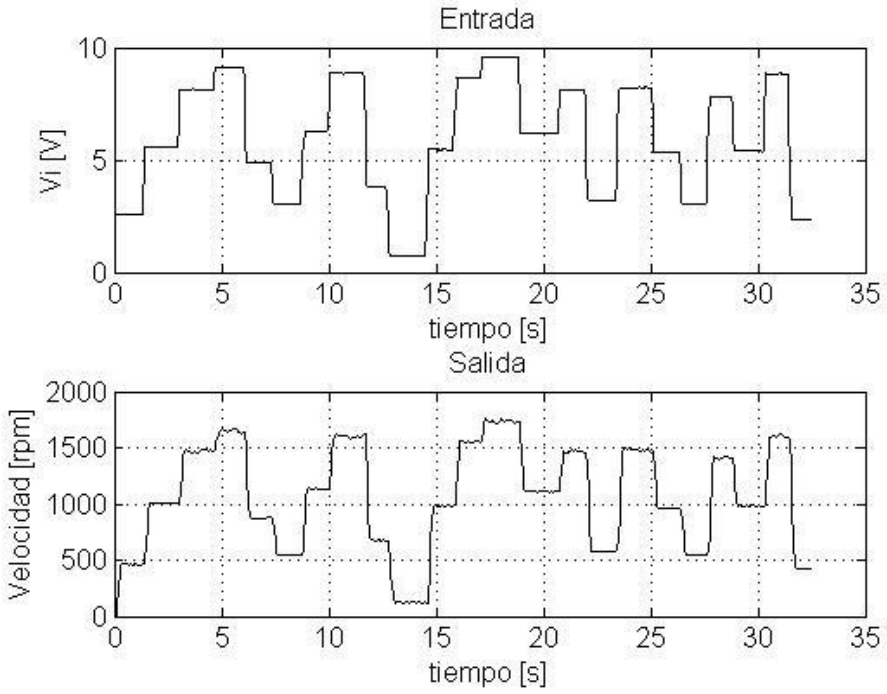
de los datos y la generación de las gráficas correspondientes es realizado por medio de rutinas de código implementadas en MATLAB®.

- Identificación del modelo matemático: empleando técnicas de análisis estadístico es posible inferir la relación matemática entre los vectores de entrada y salida obtenidos para el sistema en los dos procedimientos descritos previamente. Este proceso se desarrolló fuera de línea haciendo uso de la herramienta de identificación de MATLAB® (IDENT – System identification toolbox).

- Validación del modelo matemático: una vez obtenida la mejor estimación estadística del modelo matemático para relacionar los conjuntos de datos de interés, se efectuó una validación adicional a partir de comparación entre los resultados analíticos y experimentales para un conjunto de datos de prueba correspondientes con la respuesta escalón del sistema en lazo cerrado.

Con referencia a los pasos sugeridos en la Figura 14, la primera etapa que debe llevarse a cabo consiste en la generación de los datos de entrada y salida para estímulos del tipo pseudoaleatorio. La Figura 15 muestra el conjunto de datos generados experimentalmente para excitar las dinámicas del sistema con sus correspondientes señales de respuesta. Como se observa de la figura, los datos de salida representan la velocidad del motor $\omega(t)$ en [rpm] mientras que la entrada son los valores de voltaje V_i [V] aplicados en el actuador.

Figura 15. Señales de excitación (superior) y respuesta (inferior) ante estímulos pseudoaleatorios.



Fuente: Autores.

2.4.1 Modelado del sistema

En adelante se ilustrará el procedimiento de identificación y validación del modelo matemático que permite relacionar la velocidad angular en el eje del motor (medida en [rpm]) y la tensión de entrada en el circuito actuador.

Con los datos correspondientes a la Figura 15 se accede a la herramienta de identificación de sistemas de MATLAB® (IDENT – System Identification Toolbox) en donde el primer paso consiste en preparar los datos eliminando ruido y componentes de continua que puedan afectar el modelado del sistema. En este caso no es necesaria la aplicación de filtros, por lo cual solo se hace la remoción de componentes de continua con la opción “remove means”. Con los datos así

preparados se efectuó la identificación de algunos modelos matemáticos para relacionar la información de entrada y salida del sistema, entre ellos los de función de transferencia con y sin retardos, además de variación en el número de polos del modelo. La Tabla 4, muestra los resultados de correlación obtenidos por la herramienta de identificación para el caso de los modelos con función de transferencia de uno y dos polos, con y sin retardo. La elección de estos modelos de prueba se basó en el alto índice de correlación obtenido (best fit) en comparación con otras opciones. Como se observa de la Tabla 4, la correlación más alta entre los conjuntos de entrenamiento y validación (92.95%) se obtuvo para el modelo tipo función de transferencia de dos polos con retardo.

Tabla 4**.** Porcentaje de correlación de modelos.

Porcentaje de correlación de modelos	
1 polo sin retardo	85.04%
1 polo con retardo	92.79%
2 polos sin retardo	89.93%
2 polos con retardo	92.95%

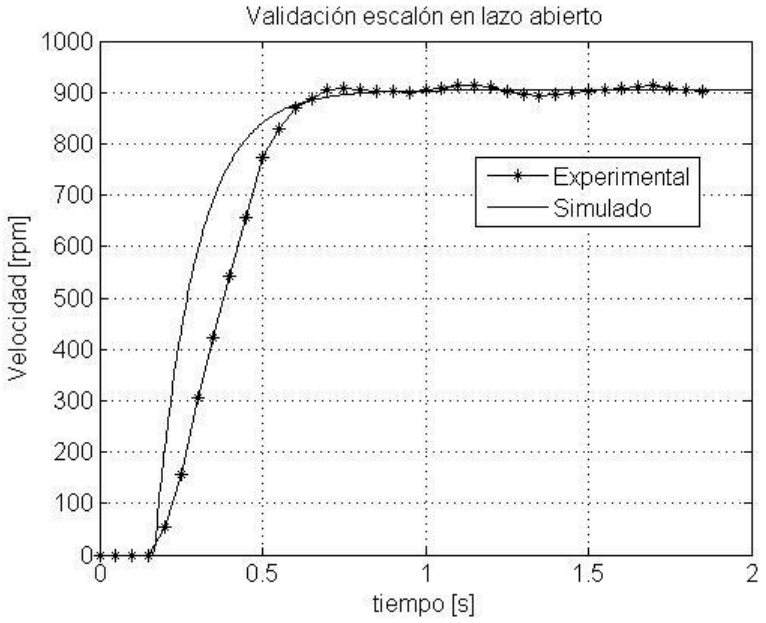
Fuente: Autores.

Por tanto, el modelo obtenido como mejor estimado de la relación entrada-salida del sistema corresponde con:

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{V_i(s)} = \frac{1.0048}{(1+0.12529s)(1+0.025747s)} e^{(-0.14176s)} \quad (2.3)$$

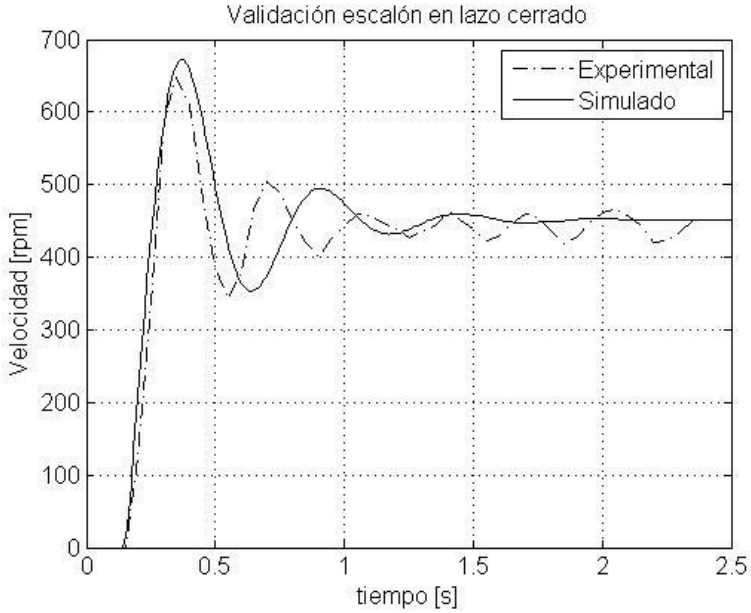
Con esta función de transferencia para el modelo estimado, se procede a realizar validación utilizando como referencia la respuesta del sistema ante un estímulo de tipo escalón, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

Figura 16. Validación escalón en lazo abierto 900[rpm].



Fuente: Autores.

Figura 17. Validación escalón en lazo cerrado 900 [rpm].



Fuente: Autores.

Las figuras 16 y 17 muestran la validación realizada al modelo seleccionado en pruebas escalón tanto en lazo abierto como cerrado. Haciendo un análisis cualitativo, se puede apreciar que la respuesta a una entrada escalón en lazo abierto evidencia leves discrepancias entre el comportamiento del sistema real y el correspondiente modelo, conservando sin embargo características de la forma de respuesta como por ejemplo su carácter sobre amortiguado y replicando parámetros importantes como el tiempo de establecimiento y el valor en estado estable, que evidencian por parte del modelo una captura de la información dinámica relevante del sistema original. Por otra parte, la respuesta escalón en lazo cerrado presenta una tendencia similar al inicio de la curva que con el transcurrir del tiempo manifiesta un comportamiento oscilatorio en el sistema original, no replicado por el modelo. Lo anterior puede deberse a dinámicas no modeladas debidas a elementos de hardware empleados para cerrar el lazo, como las interfaces digitales/analógicas del sistema de desarrollo CEREBOT-MC7. Sin embargo, es necesario recalcar nuevamente que, a pesar de estas leves discrepancias, la curva refleja concordancia entre parámetros como el tiempo de levantamiento, el tiempo pico, el sobreimpulso, el tiempo de establecimiento, error en estado estable y el valor final, lo cual es suficiente para considerar una validez en la aproximación dada por el modelo matemático sugerido por la ecuación (2.3) para describir el comportamiento dinámico del sistema.

3. CONTROLADOR PID DIGITAL

En este capítulo se realizará el cálculo para los parámetros de un controlador PID, que posteriormente será implementado en un microcontrolador para llevar el motor a la velocidad deseada, a pesar de la incidencia de perturbaciones aplicadas en su eje de rotación. Para poder llevar a cabo esto, se empleará la información para el modelo del sistema y las características transitorias de operación determinadas en el capítulo anterior.

La acción de control implementada en el sistema de desarrollo para microcontrolador CEREBOT MC7, es un control proporcional–integral-derivativo (PID), una de las acciones de control más populares y utilizadas en la industria. Esta acción de control *u(t)* se define en su forma más simple a partir de la ecuación (3.1) donde *e(t)* es el error de medida, K_p es la ganancia proporcional, K_i es la constante integral y K_d es la constante derivativa.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (3.1)$$

Para facilitar la implementación de este algoritmo de control en el dispositivo digital, se considera la ecuación (3.2) como la función de transferencia pulso del controlador, en la cual *T* representa el periodo de muestreo del sistema (calculado previamente en la sección 2.3), $T_i = 1/K_i$ y $T_d = K_d$.

$$U(z) = K_p\left(1 + \frac{T}{T_i(1 - z^{-1})} + \frac{T_d(1 - z^{-1})}{T}\right)E(z) \qquad (3.2)$$

La función de transferencia pulso (3.2) también puede ser expresada como (3.3)

$$\frac{U(z)}{E(z)} = a + \frac{b}{(1 - z^{-1})} + c(1 - z^{-1}) \quad (3.3)$$

Donde

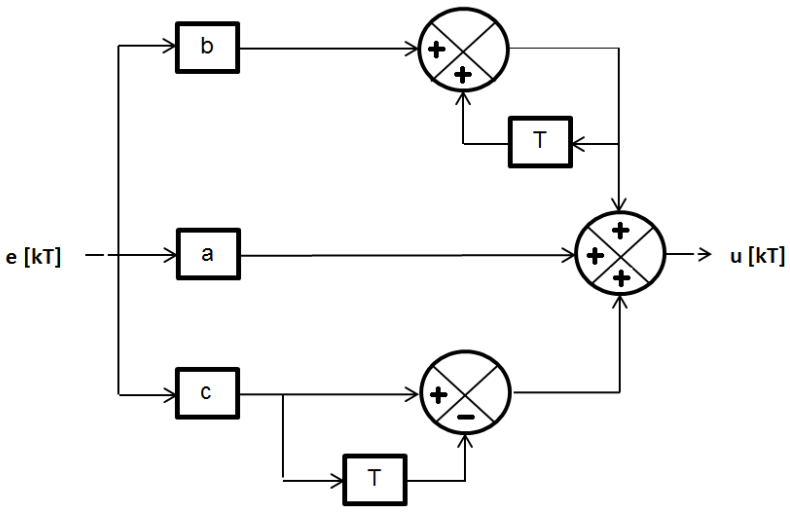
$$a = K_p \qquad b = K_p * \frac{T}{T_i} \qquad c = K_p * \frac{T_d}{T} \quad (3.4)$$

Posterior a efectuar manipulación matemática de la ecuación (3.3) es posible obtener la expresión para la ecuación en diferencias que permite relacionar la secuencia de control como una función de la secuencia de error, tal y como se observa en la ecuación (3.5). Por tanto, una vez asignados los valores para las constantes del controlador (incluido el intervalo de discretización), la evaluación computacional de dicha expresión permitirá calcular de manera simple la acción de control para cada muestra de error, obtenida a partir de medidas periódicas de las variables del sistema (velocidad de giro del motor).

$$u(k) = u(k - 1) + (a + b + c) * e(k) - (a + c) * e(k - 1) + c * e(k - 2) \quad (3.5)$$

Existen distintas posibilidades para la realización práctica de un controlador PID. Una de las más habituales es la realización universal ideal [19] que se muestra en la Figura 18, siendo la elección considerada en este proyecto para implementación en el dispositivo digital programable.

Figura 18. Realización universal ideal del control PID.

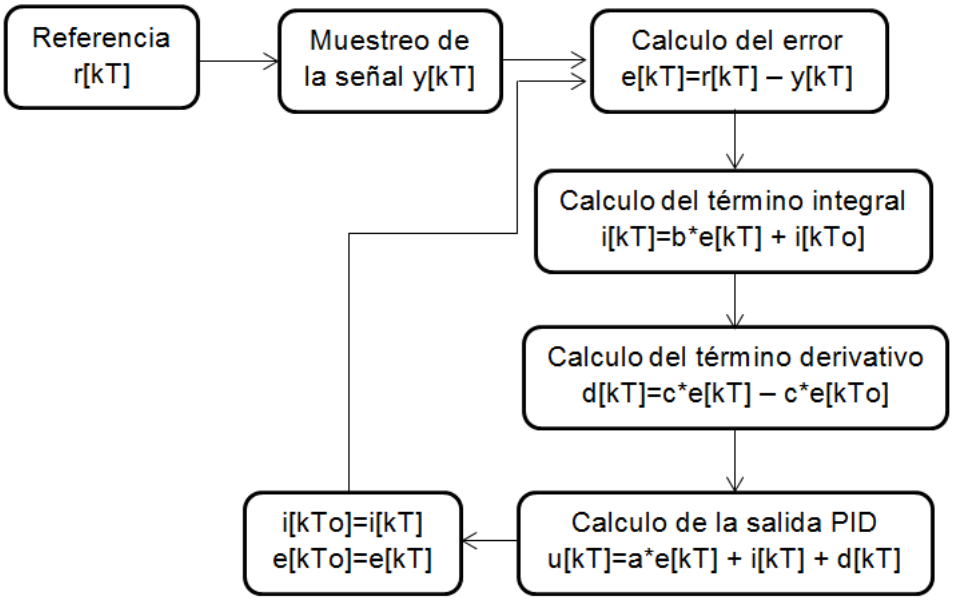


Fuente: Autores.

3.1 IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DEL CONTROLADOR PID

En el anexo B se describe el acondicionamiento de señal realizado sobre el dispositivo digital programable para su interacción con la planta y el sensor. De otro lado, para implementar el algoritmo de control se configuró el diagrama de flujo presentado en la Figura 19 sobre el sistema CEREBOT MC7, utilizando el compilador para microcontroladores MicroChip MPLAB, el cual permite introducir código en lenguaje C para calcular la ley de control (3.5) como lo muestra el Anexo C.

Figura 19. Algoritmo para controlador PID.

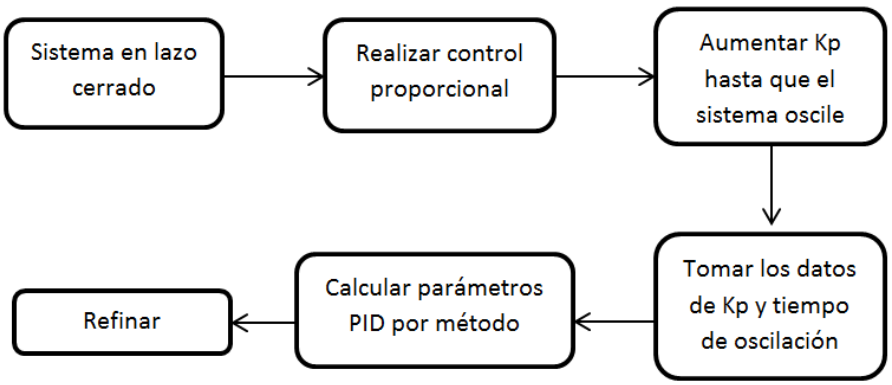


Fuente: Autores.

3.2 CÁLCULO PARA LOS PARÁMETROS DEL CONTROLADOR

Para el cálculo de los parámetros del controlador se utilizó el método de Ziegler & Nichols de lazo cerrado explicado a continuación. En este método de control, el objetivo es conseguir que el valor del sobre impulso en la respuesta del sistema a una entrada escalón sea menor del 25%. En la Figura 20 se muestra un diagrama de bloques que ilustra las etapas requeridas para determinar las constantes del controlador PID empleando este método de diseño.

Figura 20. Pasos para realizar el método de Ziegler & Nichols de lazo cerrado.



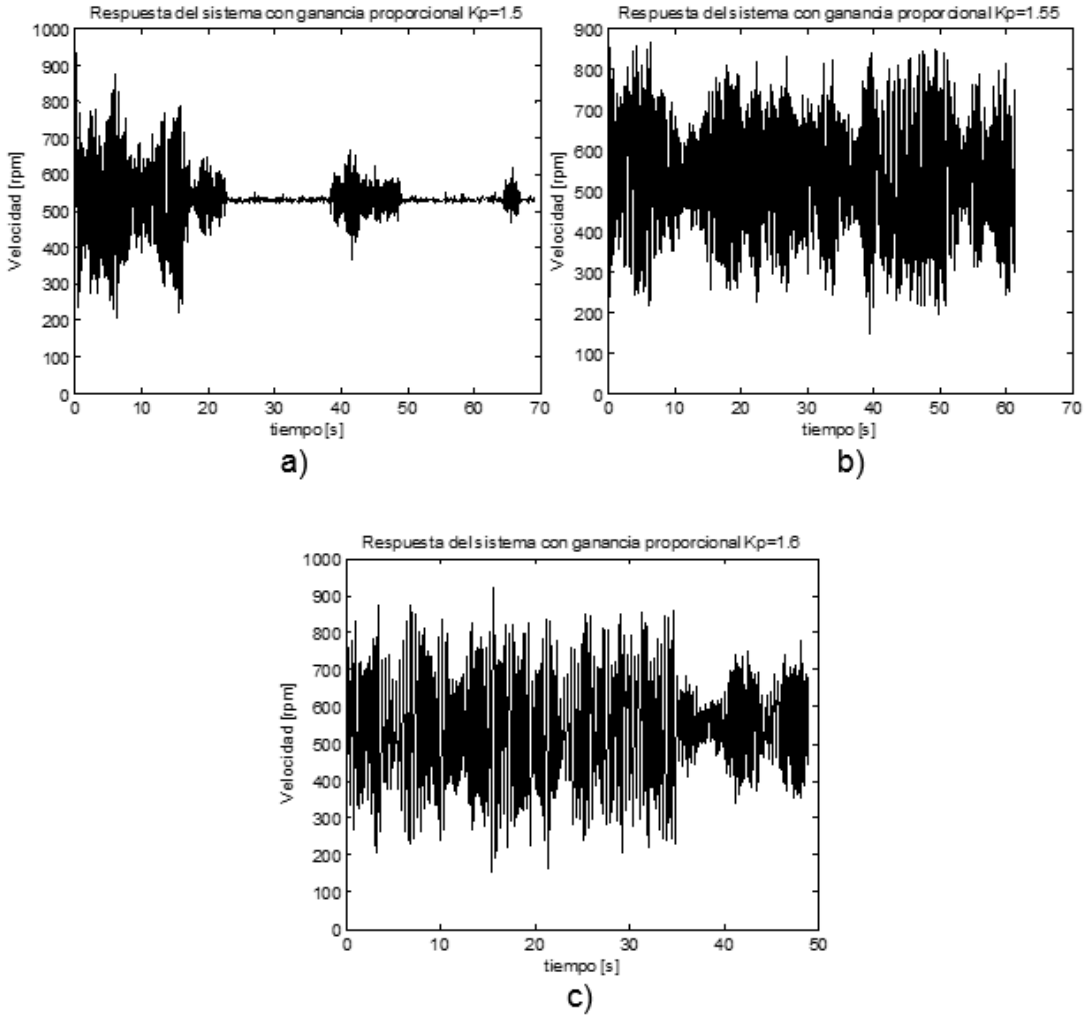
Fuente: Autores.

Por tanto, con el sistema en lazo cerrado se configura el tiempo integral T_i igual a infinito y el tiempo derivativo T_d igual a cero. Adicionalmente se incrementa la ganancia K_p desde cero hasta un valor crítico en el cual el sistema presenta una oscilación sostenida ante un cambio de tipo escalón.

3.2.1 Análisis experimental en laboratorio

En la Figura 21 se muestra el comportamiento del sistema ante diferentes valores de la constante proporcional. Como se observa, existe un comportamiento oscilatorio sostenido para K_p = 1.55; es decir, este corresponde con el valor de ganancia crítica K_c.

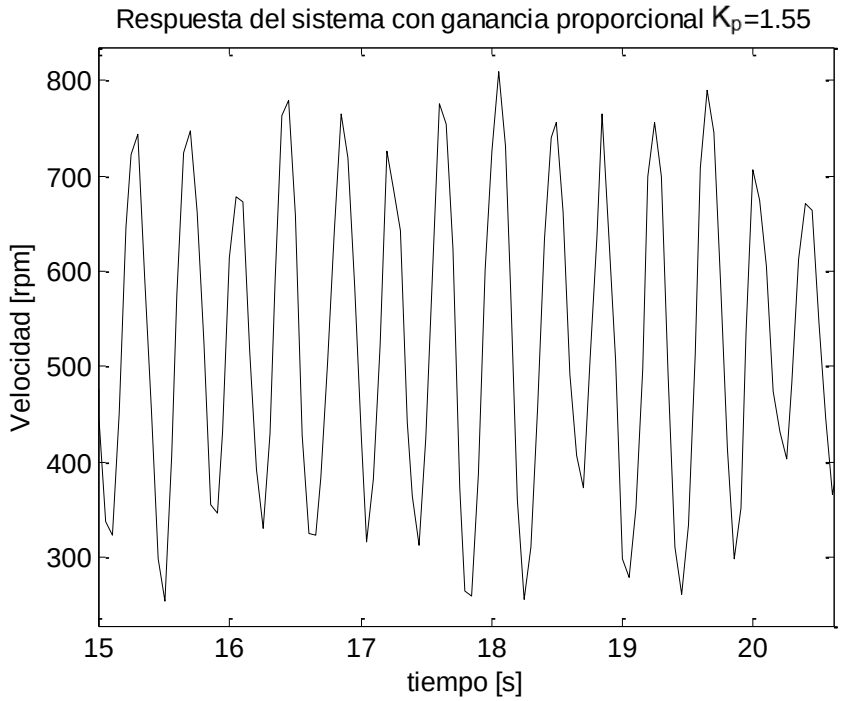
Figura 21. Comportamiento del sistema ante diferentes valores de la constante proporcional: a) K_p = 1.5; a) K_p = 1.55; c) K_p = 1.6;



Fuente: Autores.

Con este valor de ganancia crítica, se procede a verificar el periodo crítico T_c de la oscilación. En la Figura 22 se observa que dicho tiempo de oscilación es de aproximadamente 0.4 segundos.

Figura 22. Cálculo experimental para el tiempo crítico de oscilación T_c.



Fuente: Autores.

La Tabla 5 incluye las fórmulas sugeridas y los correspondientes cálculos realizados para las constantes de un controlador PID empleando el método de Ziegler & Nichols, utlizando los valores encontrados para K_c y T_c. En dicha tabla también se incluyen los valores obtenidos tras realizar un ajuste fino sobre los parámetros iniciales.

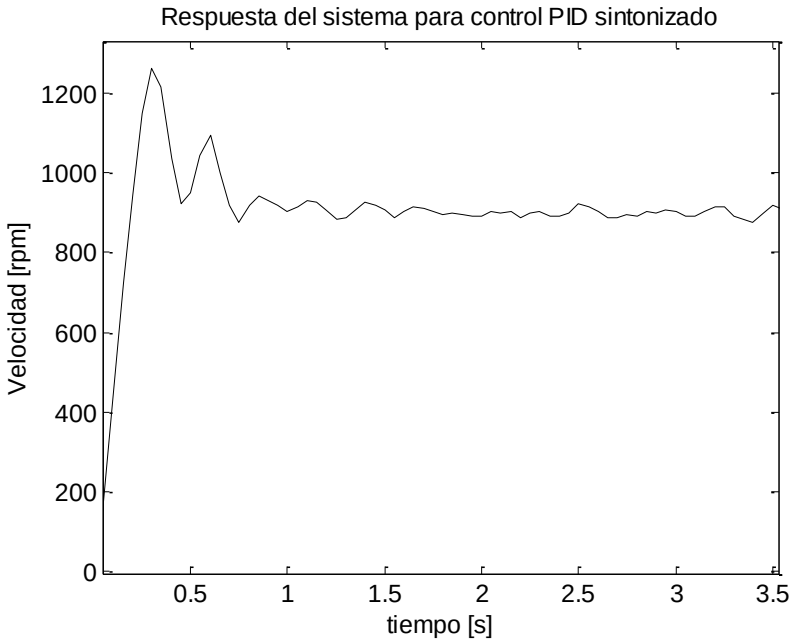
Tabla 5. Cálculo de parámetros PID, método Ziegler & Nichols experimental.

PARAMETRO	VALOR CALCULADO	VALOR FINAL
K_p	$K_p = 0.6*K_c = 0.93$	$K_p = 0.93$
T_i	$T_i = 0.5*T_c = 0.2$	$T_i = 0.2$
T_d	$T_d = 0.125*T_c = 0.05$	$T_d = 0.01$

Fuente: Autores.

La respuesta del sistema experimental (sin perturbación) con los parámetros calculados se observa en la Figura 23, la cual cumple con las condiciones estipuladas por el método (sobre pico aproximado del 25 % sin error en estado estable) tomando como referencia un valor de velocidad *ω(t)* = 900 [rpm].

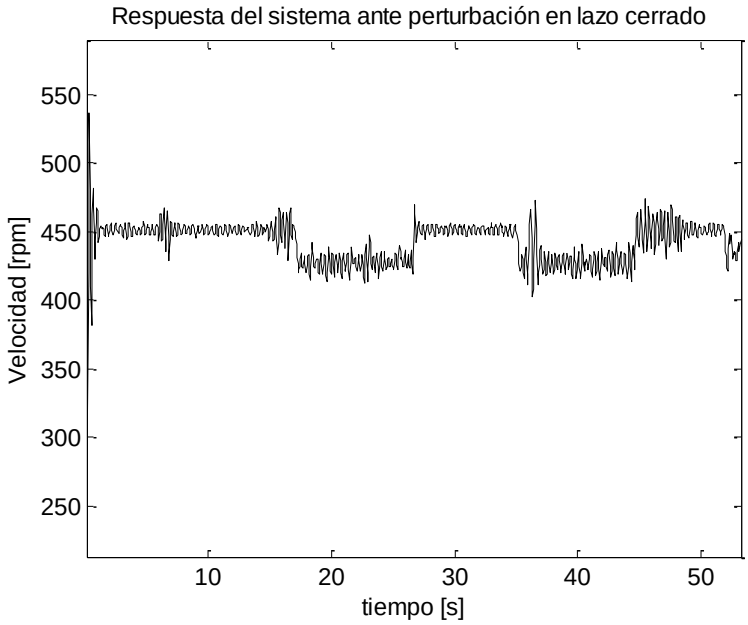
Figura 23. Respuesta del sistema experimental para control PID sintonizado.



Fuente: Autores.

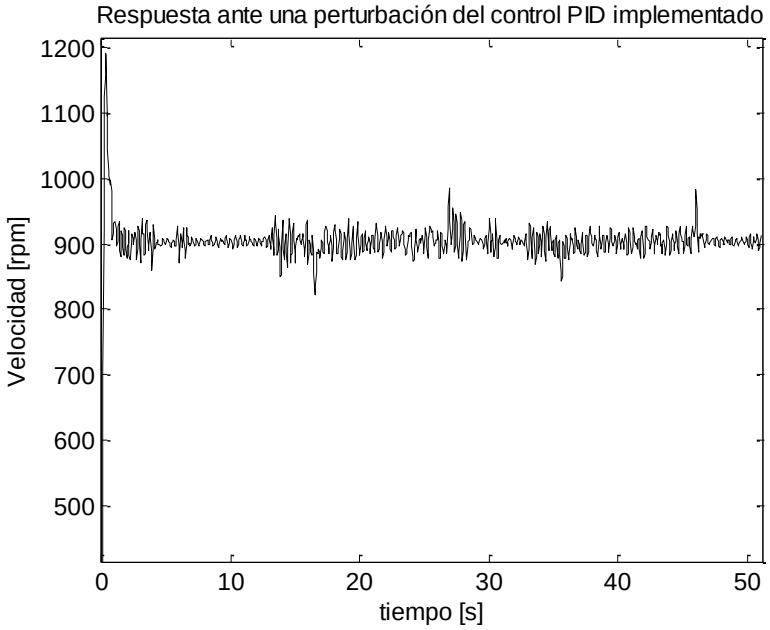
De otro lado, la Figura 24 muestra una gráfica de la respuesta experimental del sistema en lazo cerrado sin control para un valor de referencia de 900 [rpm], permitiendo observar la aparición de errores en estado estable y una alta vulnerabilidad del sistema ante la acción de perturbaciones. En contraste la Figura 25 muestra la corrección otorgada por parte del controlador PID sintonizado, ante las mismas condiciones de operación del sistema.

Figura 24. Respuesta del sistema experimental ante perturbación en lazo cerrado.



Fuente: Autores.

Figura 25. Respuesta ante una perturbación del control PID implementado.

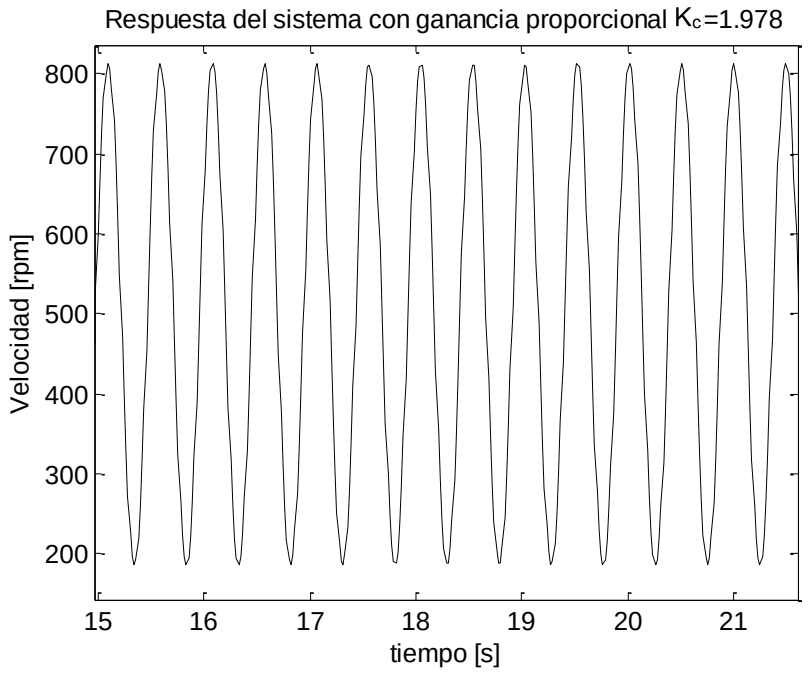


Fuente: Autores.

3.2.2 Análisis numérico por simulación de modelos

El procedimiento de sintonización de parámetros (Ziegler & Nichols de lazo cerrado) descrito en la sección 3.3.1 para el sistema experimental fue replicado numéricamente empleando simulación en MATLAB® para el modelo del sistema definido por la ecuación 2.3. Empleando el periodo de muestreo seleccionado en la sección 2.3, T = 50 [ms], se procedió a simular el sistema ante cambios en la ganancia de lazo. El valor de ganancia crítica obtenido fue K_c = 1.978 y como consecuencia del estado oscilatorio del sistema, se obtuvo un periodo crítico teórico T_c = *0.5* [s]. La Figura 26 ilustra el comportamiento de la respuesta del sistema simulado presentando oscilaciones sostenidas.

Figura 26. Cálculo en simulación para el tiempo crítico de oscilación T_c.



Fuente: Autores.

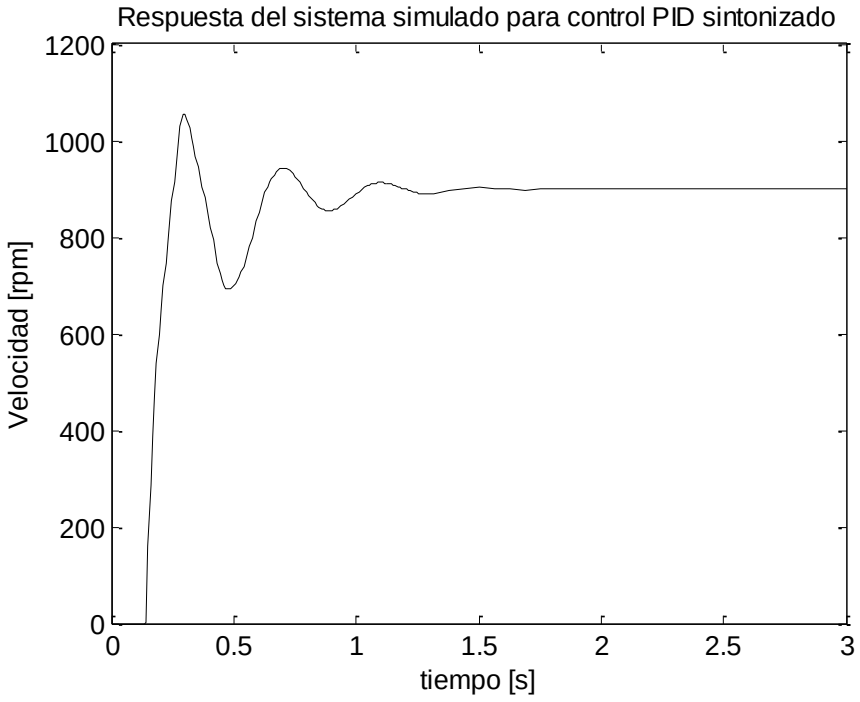
En la Tabla 6 se muestran los parámetros del controlador calculados a partir de la información obtenida para K_c y T_c, de los cuales se observa la similitud con los valores experimentales mostrados previamente en la Tabla 5. Asimismo, la Figura 27 muestra la respuesta del sistema controlado para los valores de parámetro calculados.

Tabla 6. Cálculo de parámetros PID, método Ziegler & Nichols simulado.

PARAMETRO	VALOR CALCULADO
K_p	$K_p = 0.6*K_c = 1.1868$
T_i	$T_i = 0.5*T_c = 0.25$
T_d	$T_d = 0.125* T_c = 0.0625$

Fuente: Autores.

Figura 27. Respuesta del sistema simulado para control PID sintonizado.

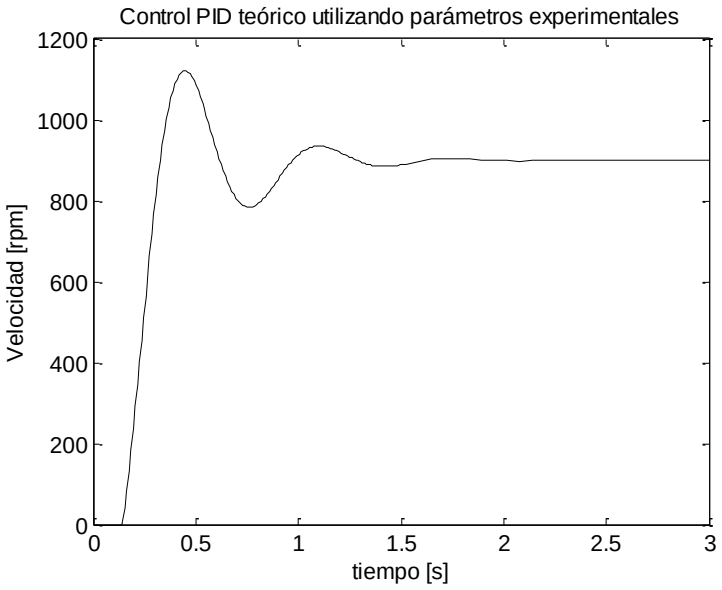


Fuente: Autores.

Teniendo el controlador PID teórico definitivo, se procedió a realizar una prueba de simulación del sistema controlado con los valores de parámetro sintonizados para el sistema experimental mostrados en la Tabla 5 (ver Figuras 28 y 29). De estos resultados se observa una similitud entre el comportamiento de los sistemas experimental y simulado.

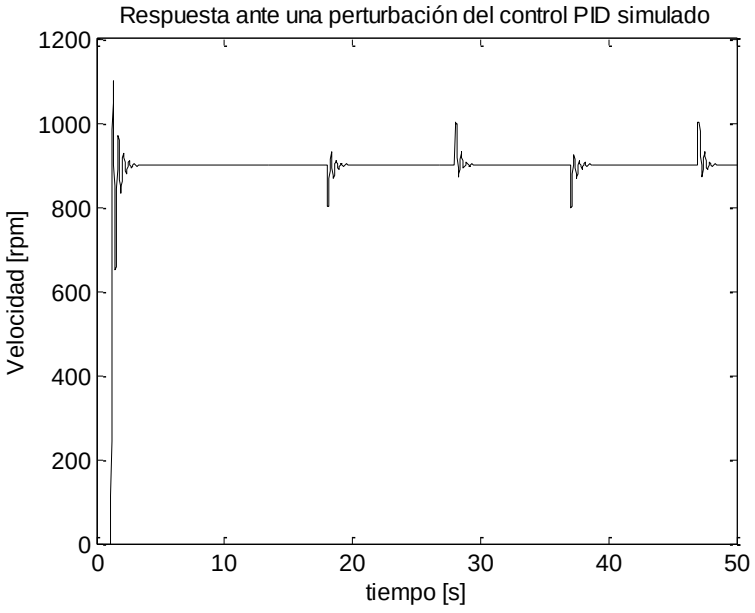
En particular, parámetros como el tiempo de establecimiento, el sobre impulso y el tiempo de subida muestran que tanto el PID teórico como el experimental cumplen con los objetivos planteados. Leves diferencias cuantitativas observadas, se deben a que en un sistema físico real existen factores no-modelados que alteran el comportamiento del sistema como pueden ser el ruido eléctrico, imperfecciones en los elementos y dependencias temporales en parámetros, por mencionar algunos. A pesar de ello, las similitudes globales entre el comportamiento del sistema original y el modelo obtenido, permiten corroborar la validez de los resultados teóricos del método de Ziegler & Nichols para obtener los parámetros del controlador PID y su correspondiente realización computacional, tal y como han sido descritos en el presente capítulo.

Figura 28. Control PID teórico utilizando los parámetros calculados mediante el método experimental.



Fuente: Autores

Figura 29. Respuesta ante una perturbación del control PID simulado.



Fuente: Autores.

4. CONTROL INDUSTRIAL

Como complemento a los desarrollos presentados en capítulos anteriores, el presente apartado ilustra la realización de un controlador PID empleando un dispositivo industrial (HONEYWELL UDC-1200) para regular la velocidad angular de un motor de inducción ante la acción de perturbaciones. Se realizará una descripción del procedimiento y los resultados para el control en modo de configuración automático (autoset), e ingresados de manera manual para comparar su desempeño con resultados de simulación y aquellos obtenidos con el sistema de desarrollo CEREBOT-MC7 basado en un micro-controlador dsPIC.

Los controladores industriales son pensados usualmente para hacer una combinación de acciones de control. Estas pueden ser control on-off, control proporcional, control proporcional-integral o control proporcional-integral-derivativo (PID). Las acciones de control pueden ser directas: cuando la salida aumenta al aumentar la entrada, o de acción inversa: cuando la salida disminuye al aumentar la entrada.

Un elemento importante al momento de implementar un controlador PID industrial, es saber la estructura configurada en su algoritmo ya que se usan tres clasificaciones de estos donde los parámetros K_p, K_i y K_d interactúan en modo diferente a partir de los algoritmos [20]: ideal, serie y paralelo.

El algoritmo serie, muy popular en aplicaciones industriales [20] es usado con frecuencia en los controladores industriales. El cálculo para la ley de control en este algoritmo (o configuración) se realiza a partir de la ecuación (4.1).

$$u(t) = K_p[e(t) + \frac{1}{T_i}\int e(t)dt][1 + T_d\frac{de(t)}{dt}] \quad (4.1)$$

Dónde: K_p es una constante de tipo proporcional, al tiempo que *1/T_i* y *T_d* son las constantes derivativa e integrativa respectivamente. En un controlador que usa el algoritmo serie los modos integral y derivativo interactúan [20]. Esta interacción hace que la acción del controlador real sea diferente a lo que sería un controlador ideal, como el presentado por la ecuación (4.2).

$$u(t) = \overline{K_p}[e(t) + \left(1/\overline{T_i}\right)\int e(t)dt + \overline{T_d}\frac{de(t)}{dt}] \quad (4.2)$$

Las ecuaciones (4.3), (4.4) y (4.5) establecen la relación entre los parámetros de un algoritmo tipo serie y un algoritmo ideal [20].

$$\overline{BP} = \frac{BP}{1+\frac{1}{Ti}*Td} \quad (4.3)$$

$$\overline{Ti} = \frac{1}{Ti} + Td \quad (4.4)$$

$$\overline{Td} = \frac{1}{\frac{1}{Ti}+\frac{1}{Td}} \quad (4.5)$$

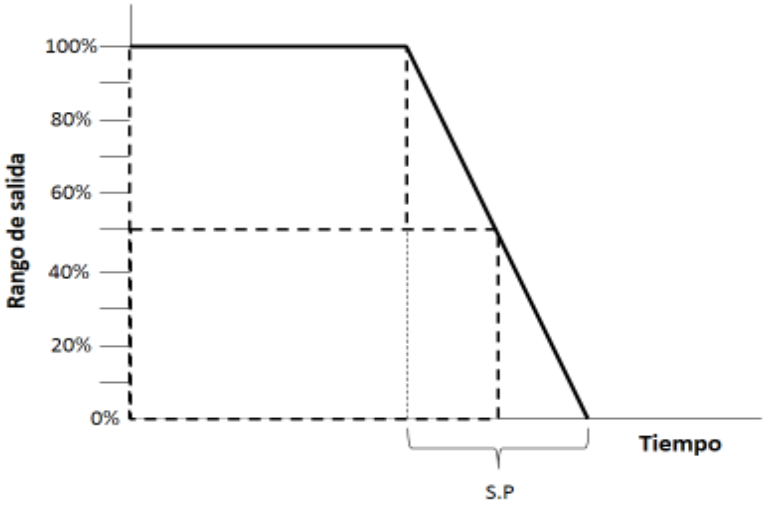
En este caso se ha empleado el parámetro denominado banda proporcional (BP), el cual tiene estrecha relación con la ganancia proporcional del sistema tal y como lo muestra la ecuación (4.6).

$$Banda\ proporcional\ (BP) = \frac{100}{K_p} \quad (4.6)$$

La banda proporcional en controladores industriales de propósito general, es usualmente ajustable para obtener un control estable bajo diferentes condiciones de operación del proceso [20]. La curva de transferencia de un controlador usando control inverso, de banda proporcional ancha, es mostrada en la Figura 30, donde *S.P* es la señal de referencia (ó set-point). Bajo estas condiciones un gran cambio

de la variable de control es requerido para producir un pequeño cambio en la salida.

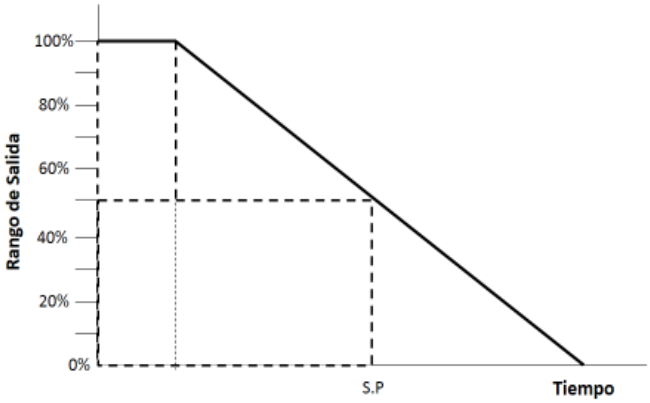
Figura 30. Relación gráfica de transferencia en un controlador de banda ancha.



Fuente: Autores.

La curva de transferencia de un controlador de banda proporcional angosta es mostrada en la Figura 31. Aquí un pequeño cambio en la variable de control (eje horizontal) produce un gran cambio en la salida (eje vertical).

Figura 31. Relación gráfica de transferencia en un controlador de banda angosta.



Fuente: Autores.

Si la banda proporcional fuera reducida a cero, el resultado sería un controlador on-off. En aplicaciones industriales la banda proporcional está expresada como porcentaje de la dimensión de escala, pero la misma puede ser expresada como ganancia del controlador en otros casos [20].

Una tercera forma de configurar un algoritmo PID es mediante su forma en paralelo dada por (4.7).

$$u(t) = \widehat{K_p}e(t) + \left(1/\widehat{T_\imath}\right)\int e(t)dt + \widehat{T_d}\,\frac{de(t)}{dt} \tag{4.7}$$

Donde $\widehat{K_p}$ es la ganancia proporcional y $\widehat{K_\imath} = \left(1/\widehat{T_\imath}\right)$, $\widehat{K_d} = \widehat{T_d}$ son las constantes integral y derivativa respectivamente. En los controladores paralelos la ganancia del controlador no se multiplica, sólo lo hace la señal de error. Las acciones integral y derivativa son "independientes" de la ganancia del regulador. Al principio puede parecer que el controlador paralelo es más fácil de operar por causa de esta "independencia". Sin embargo, los algoritmos paralelos requieren parámetros de ajuste derivativo e integral muy diferentes a los que requerirían otros controladores [20]. Las ecuaciones (4.8), (4.9) y (4.10) muestran cómo convertir de paralelo a la configuración ideal:

$$\overline{K_p} = \widehat{K_p} \tag{4.8}$$

$$\overline{T\imath} = \widehat{K_p}\widehat{T_\imath} \tag{4.9}$$

$$\overline{Td} = \widehat{K_d}\Big/\widehat{K_p} \tag{4.10}$$

4.1 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA CONTROLADO

Utilizando la función PID del controlador industrial, se configuró el sistema de la Figura 1 para realizar control en lazo cerrado de la velocidad angular del motor ante perturbaciones aplicadas en su eje de rotación. Para ello se empleó autoajuste de parámetros, procedimiento mediante el cual el controlador industrial selecciona de manera automática los valores para las constantes del sistema (ver Anexo D). A partir de esto, se obtienen los resultados visualizados en la Figura 32, para un valor de referencia de $\omega(t)$ = 900 [rpm] con los valores de parámetro mostrados en la Tabla 7. La respuesta del sistema muestra una tendencia a buscar el valor de referencia en un tiempo relativamente corto y sin mayor incidencia de sobreimpulsos.

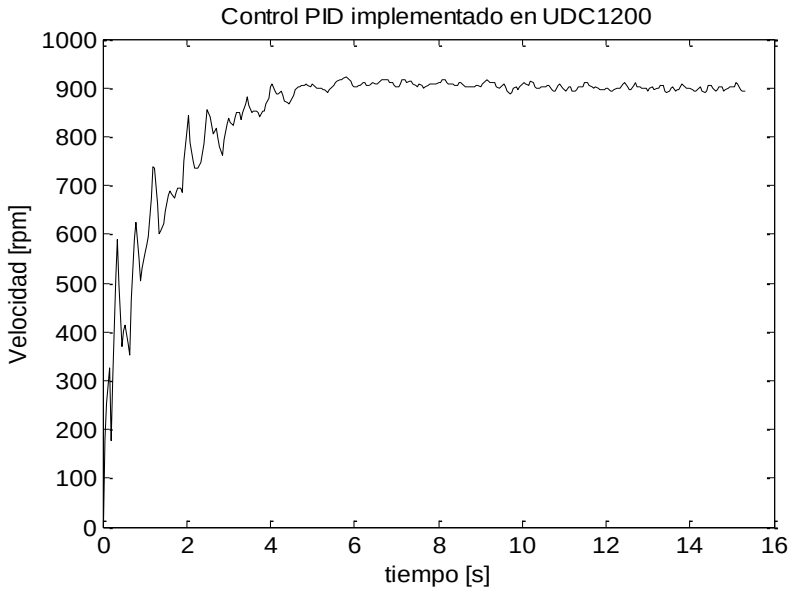
Tabla 7. Valores de parámetro auto-sintonizados en el UDC1200.

BP (%)	T_i [s]	T_d [s]
1.0	7	1

Fuente: Autores.

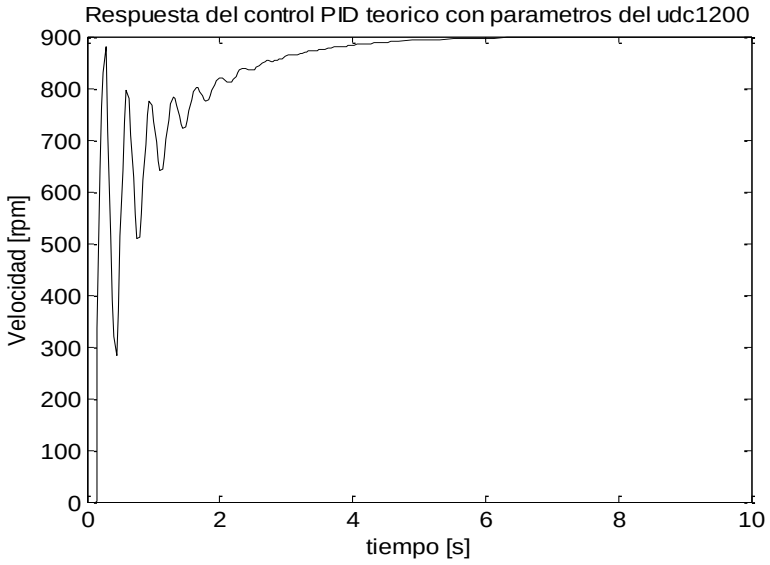
Posteriormente, tomamos estos valores de parámetro del controlador autoajustados para verificar el desempeño del algoritmo ejecutado en simulación de MATLAB® (ver Figura 33) y en el sistema CEREBOT-MC7 (ver Figura 34). Tal y como se observa, los resultados en los tres casos manifiestan características de comportamiento similar en la forma de respuesta, aunque fue necesario ajustar la frecuencia de muestreo del microcontrolador para igualar la velocidad de captura del controlador industrial (i.e. 250 [ms]).

Figura 32. Respuesta del sistema experimental para control PID industrial auto-sintonizado.



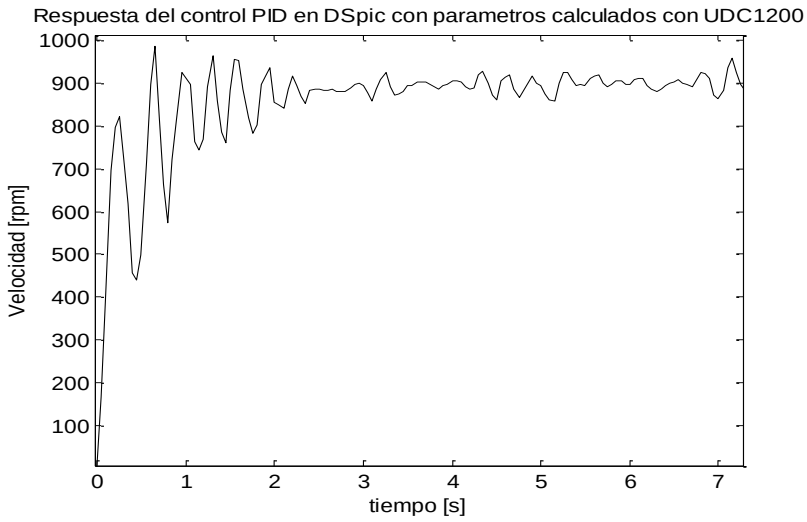
Fuente: Autores.

Figura 33. Respuesta simulación control PID con parámetros autoajustados en UDC1200.



Fuente: Autores.

Figura 34. Respuesta control PID en dsPIC con parámetros autoajustados en UDC1200.

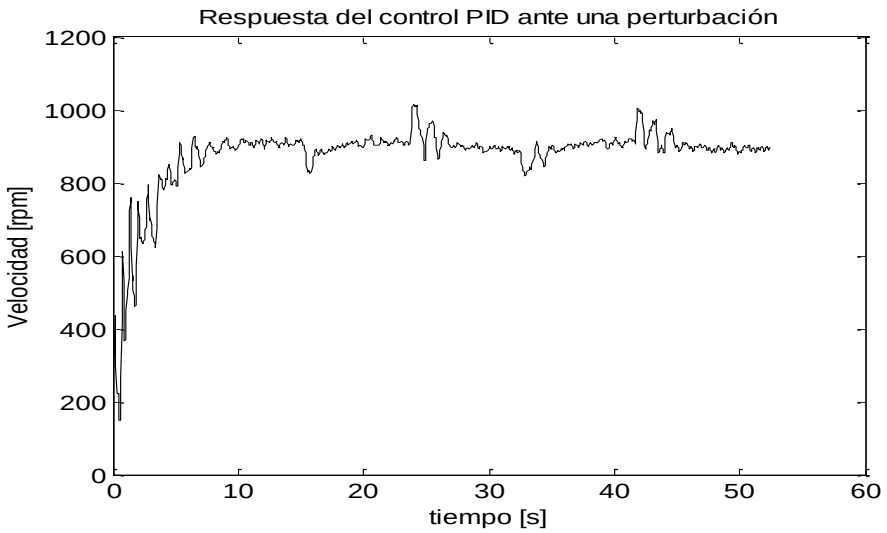


Fuente: Autores.

Finalmente, el sistema controlado fue sometido a perturbaciones. En la Figura 35 se observa el comportamiento de la respuesta perturbada para el controlador industrial autosintonizado. De la misma se observa la corrección ejercida por el dispositivo para mitigar el efecto de la perturbación, buscando alcanzar en poco tiempo el valor de referencia.

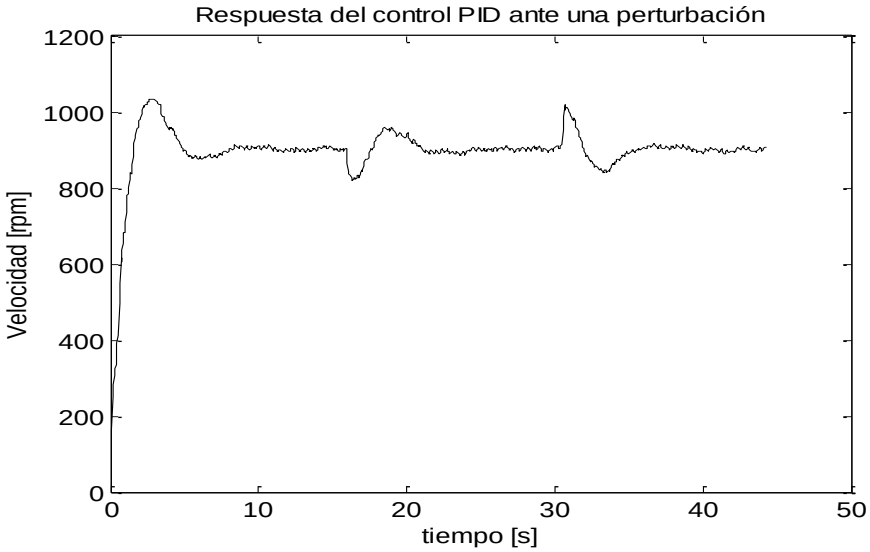
Asimismo, en la Figura 36 se aprecia el comportamiento del sistema perturbado bajo la acción de control ejecutada en el controlador industrial empleando los parámetros PID sintonizados en la tarjeta CEREBOT-MC7, contenidos en la Tabla 2. Como se observa, las restricciones de rango en el controlador industrial implican el uso de valores diferentes entre ambos controladores, siendo esto particularmente visible en el término integral. A pesar de ello, la respuesta del sistema es en este caso ligeramente más suave que en el anterior, aunque manifiesta mayor tendencia a oscilaciones en su estado estacionario.

Figura 35. Perturbación control PID ejecutado en UDC1200 auto-sintonizado.



Fuente: Autores.

Figura 36. Perturbación control PID en UDC1200 con parámetros dsPIC.



Fuente: Autores.

Tabla 8. Valores de parámetro calculados de forma experimental con dsPIC vs. introducidos en UDC1200.

Parámetro	**dsPIC**	**UDC1200**
K_p	0.93	1
T_i	0.2	0.02
T_d	0.01	0

Fuente: Autores.

5. CONCLUSIONES

A partir de los resultados obtenidos con el presente proyecto de grado, es posible concluir que:

- Se configuró un lazo de control de velocidad de un motor de corriente alterna trifásico empleando un variador de velocidad, un controlador industrial y un encoder. Lo anterior pudo observarse en la sección 2.1 en la cual la Figura 1 mostró la configuración del sistema de control implementado, constituida por un motor de inducción SIEMENS de 2 [hp], un variador de velocidad Eurotherm 601 y un sistema de sensado diseñado según descrito en 2.1.4. Adicionalmente, como dispositivos de control de dispusieron un controlador industrial HONEYWELL UDC-1200 y un sistema de desarrollo para microcontrolador dsPIC CEREBOT-MC7. Finalmente se constituyó una perturbación sobre el eje de rotación del sistema correspondiente con un alternador para vehículo, descrito en 2.1.3, con el objetivo de verificar las acciones de control.
- Se realizó un procedimiento que permitió obtener un modelo capaz de relacionar la velocidad angular en el eje del motor (medida en [rpm]) y la tensión de entrada en el circuito actuador (sección 2.4.1) a manera de función de transferencia, como representación matemática del comportamiento del sistema. Estos desarrollos se presentaron en la sección 2.4. El procedimiento consistió en la generación de un estímulo pseudoaleatorio para la señal de entrada al actuador, para lo cual se realizó captura de la respuesta del sistema. Los datos de entrada y salida fueron aproximados a una función de transferencia de dos polos y un retardo empleando la herramienta de identificación IDENT de MATLAB®. Algunas pruebas de validación permitieron verificar la pertinencia del modelo.
- Se diseñó e implementó un algoritmo de control en un dispositivo digital programable para manipular la velocidad del motor. Utilizando el método de

Ziegler & Nichols se realizó el cálculo para las constantes de un controlador PID. Posteriormente, se realizó la implementación en el sistema de desarrollo para dsPIC CEREBOT-MC7 de un algoritmo de control PID ideal. A partir de lo anterior fue posible verificar la atenuación del efecto de perturbaciones aplicadas en el eje del motor tal y como se muestra en los resultados de la Sección 3.3.2.

- Se comparó el desempeño del controlador industrial respecto al dispositivo digital programable en términos de la acción de control sobre el sistema. En la Sección 4 se implementó una acción de control PID con un controlador industrial. Se analizó su comportamiento utilizando parámetros de autoajuste, experimentales y simulados. Se realizó una comparación cualitativa entre los dispositivos de implementación del control, destacando características y ventajas de cada uno de ellos. A partir de lo anterior, se concluye que el sistema basado en microcontrolador ofrece mayor flexibilidad al momento de implementar los algoritmos de control adicional a una notable rapidez de respuesta en comparación con el controlador industrial; sin embargo este último presenta una menor incidencia de ruidos en la respuesta y permite realizar un ajuste automático de parámetros.

5.1 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

En desarrollo del presente proyecto de grado se generaron las inquietudes resumidas a continuación:

- A pesar de haberse obtenido un modelo aproximado del sistema a partir de una función de transferencia, se debe tener en cuenta que en la práctica los sistemas son no-lineales y variantes en el tiempo. Lo anterior afecta levemente el desempeño de las rutinas de control implementadas.

- El controlador industrial empleado presenta características de comportamiento lentas en comparación con el proceso abordado. Esto generó como inconveniente un tiempo excesivo para que la respuesta del sistema presentara convergencia, lo cual eventualmente puede ocasionar mal funcionamiento en procesos críticos. En nuestro caso, este comportamiento se subsanó seleccionado señales de referencia cercanas al 100% del rango.

- A partir de esta experiencia de laboratorio se evidencia la necesidad de propiciar más proyectos de este tipo para complementar la formación teórica con aplicaciones en entornos más realistas y con compatibilidad industrial.

Asimismo, como trabajos futuros complementarios al presente proyecto de grado se proponen:

- Implementación sobre el sistema de algoritmos avanzados de control de velocidad.
- Implementar un sistema de frenado en el eje del motor que permita obtener mayores niveles de perturbación.
- Desarrollar un actuador que facilite acciones de control vectorial.

BIBLIOGRAFÍA

[1]. NOVOA DÍAZ, DANIEL; PRADA MEJÍA, JORGE; SAYAGO, SANDRA. Planeación, diseño y realización del laboratorio de instrumentación electrónica para la e3t. Trabajo de grado (Ingeniería electrónica). UIS facultad de ingenierías físico-mecánica. Escuela de ingeniería eléctrica y electrónica.

[2]. RAMIRES VEGA, DIEGO HERNÁN; TORRES SÁNCHEZ, EDGAR ERNESTO. Sistema de gestión para un prototipo de sistema SCADA en el laboratorio de instrumentación de electrónica de la E3T. Bucaramanga 2007. 128 hojas. Trabajo de grado (Ingeniero electrónico). UIS facultad de ingenierías físico-mecánica. Escuela de ingeniería eléctrica y electrónica.

[3]. CRIOLLO CÓRDOVA, ARMANDO DANILO RUIZ MALDONADO, CARLOS ALBERTO. Variador de velocidad para motores de C.A. ed. QUITO/ EPN/ 2007. Jul-2007. Formación tecnológica (esfot). Electromecánica (em). Tesis tecnólogo electromecánica (em). Escuela politécnica nacional.

[4]. VILLAJULCA, JOSÉ CARLOS. Etapa de control en variadores de velocidad de motores AC. Marzo 20 de 2010. Artículo. Universidad Privada Antenor Orrego, Perú.

[5]. HART, DANIEL. Electrónica de potencia: Madrid: Pearson educación. S.A, 2001. 472 h. ISBN 84-205-3179-0.

[6]. K.J. ASTROM & T.H. HAGGLUMD, New tuning methods for PID controllers, Proceedings of the 3rd European control conference, p.2456-62.

[7]. TOLEDO CHOJOLÁN, STEEVE ERASMO. Diseño de controladores PID en tiempo discreto, y análisis de respuesta utilizando herramientas computacionales. Guatemala, octubre de 2007. Trabajo de grado. Universidad de San Carlos de Guatemala. Facultad de ingeniería

[8]. PORTILLA, NICOLE; GONZÁLEZ, CARLOS; GAVIRIA, CARLOS. Control de Velocidad en Modo Deslizante del Motor de Inducción. Artículo. Programa de Ingeniería en Automática Industrial. Universidad del Cauca.

[9]. UTKIN Vadim I. “Sliding Mode Control Design Principals and Applications to Electric Drives”. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol 40. No. 1. 1993.

[10]. CALVENTE CALVO, FRANCISCO JAVIER. Control en modo deslizante aplicado en sistemas de acondicionamiento de potencia en satélites. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Julio de 2001.

[11]. CLAUDIA REYES RIVAS, MIGUEL EDUARDO GONZÁLEZ ELÍAS, ALEJANDRO CHACÓN RUÍZ, AURELIO BELTRÁN TELLES. Aplicación de un módulo didáctico e interactivo para el control de motores de C. C. Revista Digital de la Universidad Autónoma de Zacatecas Nueva época. Publicación cuatrimestral. 8, 9, 10 de Noviembre 2006, volumen 2, número 3 Especial. Unidad Académica de Ingeniería Eléctrica. Universidad Autónoma de Zacatecas ISSN 0188-5367

[12]. JIMÉNEZ, MARIO. NÚÑEZ PÉREZ, JULIO STALIN. Implementación de un módulo didáctico para el control y regulación de la velocidad en lazo cerrado en motores asincrónicos, trifásicos, empleando un variador de control vectorial. Dic-2007. Latacunga / ESPE / 2007. Carrera de Ingeniería Electromecánica. ESPE. Extensión Latacunga.

[13]. GUTIÉRREZ GRANADOS CUITLÁHUAC. Módulo Didáctico para el Control de la Velocidad de un Motor de Inducción Trifásico Basado en la Tecnología de FPGA. 10º Congreso Nacional de Mecatrónica Noviembre 3 y 4, 2011. Puerto Vallarta, Jalisco. Universidad Tecnológica de San Juan del Río. Av. La Palma # 125, Col. Vista Hermosa, San Juan del Río, Qro. C.P. 76800

[14]. OJEDA FLORES, VANESSA ELIZABETH. Módulo didáctico aplicado al control de accionamientos de velocidad variable con lazo cerrado. Ingeniería

Electrónica GYE - Tesis de Pregrado. Abr-2009. Universidad Politécnica Salesiana.

[15]. GISELL BERNATE. Diseño y montaje de un sistema de control de una nueva transmisión variable continua (CVT) aplicada a un motor eléctrico. Tesis de maestría. Universidad Industrial de Santander. 16 de Diciembre de 2010. No. de radicación: 004911.

[16]. JOSE JULIAN DELGADO RANGEL. Diseño y montaje de un sistema de control para un motor unipolar Universidad Industrial de Santander – UIS. Trabajo de pregrado. Ingeniería Electrónica, 2009.

[17]. ROBERTO MARTINEZ ANGEL, FERNANDO VILLABONA PEREZ, Control digital de la velocidad de un motor de inducción en lazo cerrado con un microprocesador 80286. Universidad Industrial de Santander - UIS. Tesis de Maestría. Potencia Eléctrica,1995.

[18]. RICARDO IVÁN PRADA MEDINA,LIDIA YANETH NEITA DUARTE. Diseño del proyecto para implementación de una sala TIA (totally Integrated Automation) y adaptación de un proceso industrial para desarrollo de prácticas de entrenamiento en las áreas de instrumentación, automatización y control. Universidad Industrial de Santander – UIS. Trabajo de pregrado. Ingeniería Electrónica, 2008.

[19] Víctor M. Alfaro Ruíz. Ecuaciones para controladores PID universales. Parte del proyecto Nº 731-A0-169 inscrito en la Vicerrectoría de Investigación de la Universidad de Costa Rica. Departamento de Automática, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Costa Rica. Ingeniería 12 (1,2): 11-20, 2 002 San Jose, Costa Rica

[20] Gerry, J. P., "A Comparison of PID Control Algorithms", CONTROL ENGINEERING, March1987, pp.102-105.

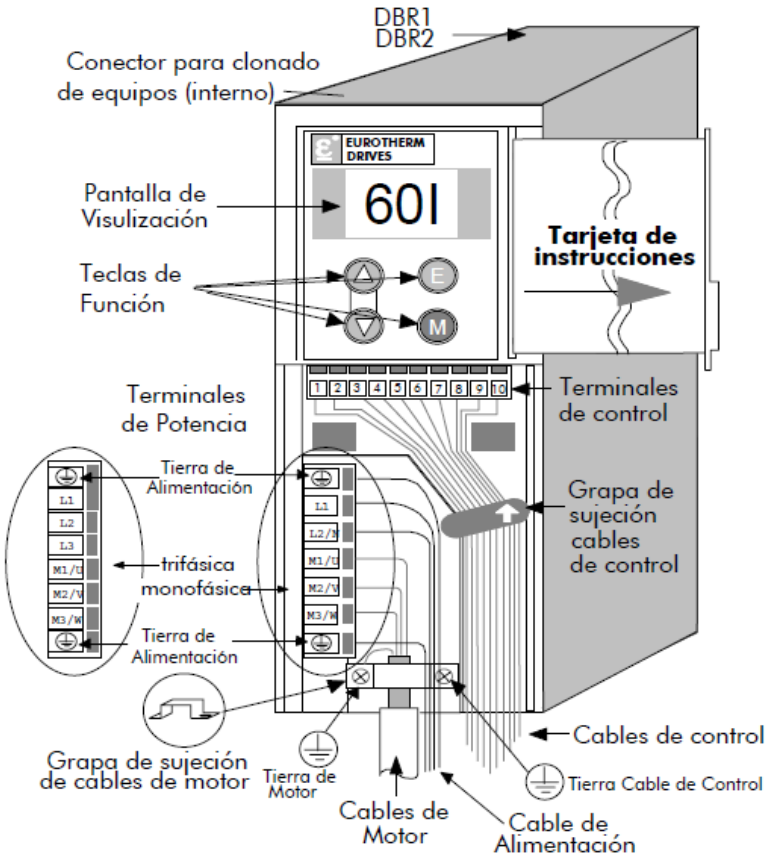
ANEXOS

ANEXO A. CONFIGURACIÓN VARIADOR DE VELOCIDAD EUROTHERM 601

A.1. Descripción general del variador de velocidad

En el siguiente anexo se muestran las características principales del variador de velocidad Eurotherm 601 y los parámetros para su correcta configuración. La Figura A.1 muestra la cara frontal del variador y describe cada parte del mismo.

Figura A.1. Descripción de las partes del variador de velocidad



Fuente: www.eurotherm.com

- Menú (Rojo): Esta tecla se utiliza para descender a los menús del nivel de parámetros y nivel de valores.

- Escape (Verde): Esta tecla se utiliza para ascender hasta el menú de estado desde los diferentes submenús. Esta tecla valida el valor del parámetro introducido. En modo local esta tecla tiene la función de marcha.
- Subida: Esta tecla se utiliza para recorrer los diferentes parámetros hacia la derecha. En el submenú de nivel de parámetros y para fijar un valor en el nivel de valores. En modo local tiene la función de subir el punto de consigna.
- Bajada: Esta tecla se utiliza para recorrer los diferentes parámetros hacia la izquierda. En el submenú de nivel de parámetros y para fijar un valor en el nivel de valores. En modo local tiene la función de bajar el punto de consigna.

Ya vistos los interruptores existentes en el variador, en las Tablas A.1 y A.2 se describen los terminales de potencia y control respectivamente, también mostrados en la Figura A.1.

Tabla A.1. Descripción de los terminales de potencia del variador de velocidad

DESCRIPCION DE LOS TERMINALES DE POTENCIA

Terminal	Descripcion	Funcion	Rango	
			200V monofásica	400V trifásica
⏚	Terminal de tierra	Tierra de protección (PE). Este terminal debe conectarse a tierra de protección de forma permanente		
L1	Entrada potencia.	Linea alimentación monofásica	220/240V AC ± 10% con respecto a L2/N 50-60Hz (IT/TN)*	380/460V AC ± 10% con respecto a L2, L3 50-60Hz (IT/TN)*
L2/N	Entrada potencia.	Neutro alimentación monofásica.	220/240V AC ± 10% con respecto a L1 50-60Hz (IT/TN)*	380/460V AC ± 10% con respecto a L1, L3 50-60Hz (IT/TN)*
L3	Entrada potencia.	Linea alimentación trifásica	----	380/460V AC ± 10% con respecto a L1, L2 50-60Hz (IT/TN)*
M1/U M2/V M3/W	Salidas potencia.	Salida trifásica para motor.	0 to 220/240V AC 0 to 240Hz (Delta connected)	0 to 380/460V AC 0 to 240Hz (Star connected)
⏚	Terminal de tierra	Tierra de protección (PE). Este terminal debe conectarse a tierra de protección de forma permanente.		

Fuente: www.eurotherm.com

Tabla A.2. Descripción de los terminales de control del variador de velocidad

DESCRIPCION DE LOS TERMINALES DE CONTROL

Terminal	Descripcion	Funcion	Rango	*Notas
1	0V de referencia	0VR	0V	8
2	Entrada analógica	Punto de consigna	0 - 10V	1, 2, 6
3	Entrada analógica	Punto de consgina	4 - 20mA	1, 3, 6
4	10V referencia	10 Vdc	10V ± 5%	4
5	Salida analógica	Salida de rampa	0 -10V	4, 6
6	24V alimentación	24Vdc	50mA max	
7	Entrada digital	0 V = Paro 24V = Marcha	0 - 24V	5, 6
8	Entrada digital	0V = 1 sentido 24V = sentido contrario	0 - 24V	5, 6, 7
9	Entrada digital	0V = Paro 24V = Marcha a impulsos	0 - 24V	5, 6, 7
10	Salida digital	Ver capítulo 5 Configuración P14	0 - 24V Colector abierto 50mA max	6

Fuente: www.eurotherm.com

A.2. Acceso y Configuración de Parámetros

El variador de velocidad puede trabajar en dos modos: 1) modo Local, manipulándolo desde las teclas de función; 2) modo Remoto, usando los terminales de control.

En la pantalla del variador los parámetros son definidos del P1 al P15 (ver Tabla A.3). Los diagnósticos se identifican como D1 al D3; El variador trae configurado unos valores de fábrica que se pueden modificar según las necesidades de la aplicación.

Los parámetros, velocidad máxima (P2), frecuencia base (P7) y los parámetros (P11 a P15), no pueden cambiarse con el equipo en marcha. Los parámetros (P1

a P15), no pueden cambiarse cuando el variador se encuentra en modo local. En la Tabla A.3 se describen los parámetros elegibles en el variador de velocidad.

Tabla A.3. Descripción de parámetros del variador de velocidad

Parámetro	Significado	Descripción	Rango	Valor por defecto
P1	Velocidad mínima (Velocidad programada 1)	Frecuencia de salida del variador cuando la consigna es cero.	0 – 240 Hz	0 Hz
P2	Velocidad máxima (Velocidad programada 4)	Frecuencia de salida del variador cuando la consigna esta en valor máximo.	0 – 240 Hz	50/60 Hz
P3	Rampa de subida	Tiempo que tarda el convertidor en llegar desde velocidad cero a velocidad máxima.	0.1 – 999 s	10 s
P4	Tiempo de rampa de bajada	Tiempo que tarda el convertidor en llegar desde velocidad máxima a velocidad cero.	0.1 – 999 s	10 s
P5	Límite de corriente	Con este parámetro acotamos la corriente de salida máxima. Cuando se sobrepasa ese valor, trabaja en el límite de corriente.	50 – 150%	100%
P6	Sobretensión	Ver más adelante	0 – 25%	5%
P7	Frecuencia base	Frecuencia a la que el convertidor entrega la máxima tensión de salida	25 – 240 Hz	50/60 Hz (Ver nota 3-1)
P8	Velocidad marcha a impulsos	Velocidad del convertidor cuando el terminal de RUN y de control 9, están a 24V	0 – 240 Hz	10 Hz
P9	Velocidad programada 3	Velocidad del convertidor para P12=2 con el terminal 8 a 24V y el terminal 9 a 0V	0 – 240 Hz	25 Hz
P10	Palabra de acceso	Los parámetros de ajuste se pueden proteger mediante una palabra de acceso. Fijar un número de tres cifras como clave de acceso.	0 – 999	0
P11	Modo de paro	Ver más adelante	0=Rampa 1=Paro libre 2=Inyección C.C.	0
P12	Selección del punto de consigna	Dependiendo del valor fijado en este parámetro elegiremos la forma de consigna, ver tabla 4.2	0=Lineal 1=Cuadrático 2=Lineal 3=Cuadrático	0
P13	Selección del punto de consigna	Dependiendo del valor fijado en este parámetro elegiremos la forma de consigna, ver tabla 4.2	0=0 – 10 V 1=4 – 20 mA 2 = Velocidades programadas	0

P14	Selección de la salida digital	Ver más adelante	0 = Sin alarmas 1 = En marcha 2 = A veloc. min 3 = A velocidad	0
P15	Parámetro modo copia	Ver más adelante	0 = Normal 1=Lectura extrema	0

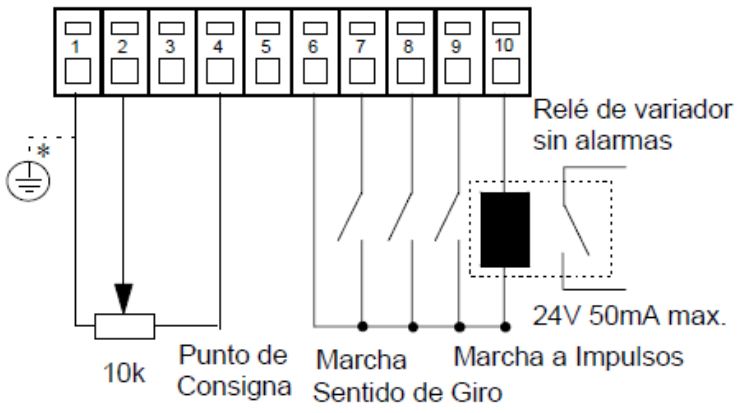
Fuente: www.eurotherm.com

Para el banco de pruebas el valor de P2 se fija en 60 Hz, los tiempos de rampa de subida P3 y rampa de bajada P4 se fijan en cero. El resto de parámetros no se modifican.

A.3. Cableado de control

En la Figura A.2 se puede apreciar la conexión del variador de velocidad en función de los controladores utilizados. El pin 6 y 7 del variador serán cortocircuitados para acceder al modo remoto y la entrada será entre 1 y 2 como se muestra

Figura A.2. Conexión del variador de velocidad



Fuente: www.eurotherm.com

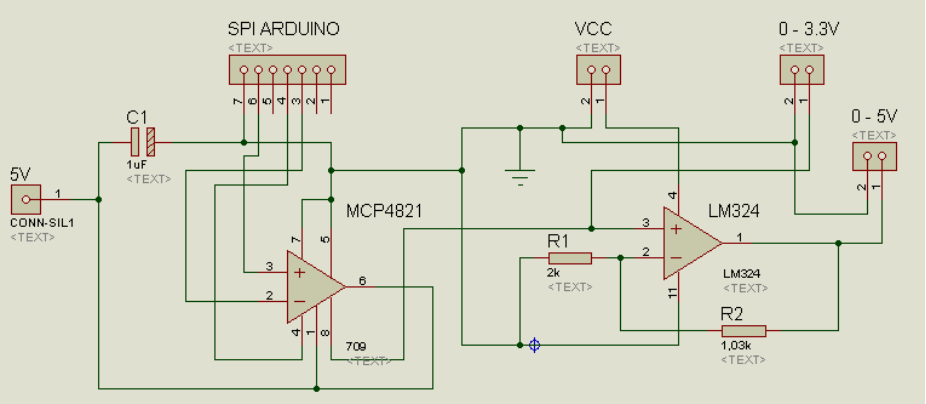
ANEXO B. **ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES**

A continuación se hará una descripción de cómo se obtuvieron las señales necesarias para interconectar el instrumento de sensado con cada uno de los controladores.

B.1 Interacción con el dsPIC

Según su arquitectura, el dispositivo programable posee puertos de lectura de señales análogas que pueden estar entre 0 [V] y 3.3 [V], lo cual hace necesario que el instrumento de sensado pueda convertir el valor de [rpm] en una escala apropiada. En este caso, aprovechando las ventajas que poseen los dispositivos Arduino al tener gran disposición de componentes para gran variedad de tareas, se utilizó un conversor digital-análogo de Microchip, que por medio de la Comunicación Serial Síncrona (SPI) permite obtener una resolución de 12 bits y una salida de tensión análoga máxima de 4.096 [V]. El integrado MCP4821 permite, por medio de unas cuantas líneas de código y la librería SPI de Arduino, manipular tres puertos de la tarjeta para crear señales de tensión continuas que pueden ser interpretadas como una relación [V]/[rpm]. Este dispositivo posee una gran ventaja y es que al tener una interfaz serial permite obtener una alta resolución en una cantidad reducida de puertos, ocupando menos espacio que alguna técnica DAC paralela y permitiendo ahorrar puertos digitales para otro tipo de tareas en Arduino. El esquema de conexión del MCP4821 es el observado en la Figura B.1. El MCP4821 es un DAC de 12 bits con referencia de tensión interna. Este dispositivo ofrece un bajo consumo de energía. La comunicación se lleva a cabo a través de una interfaz en serie simple usando protocolos SPI. Este dispositivo proporciona una alta precisión y alto rendimiento con poco ruido, siendo adecuados para aplicaciones industriales.

Figura B.1. Esquema de conexión MCP4821.

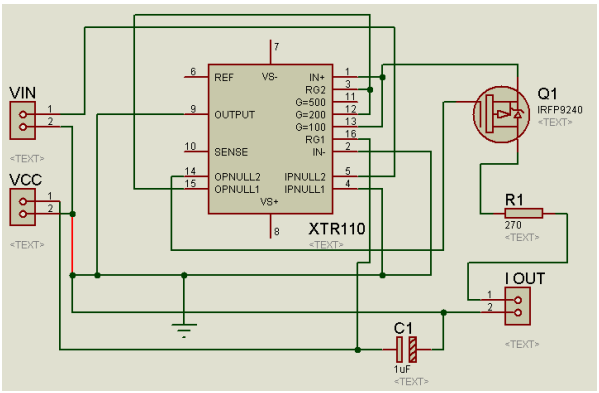


Fuente: Autores

B.2. Interacción con el UDC1200

Como se había mencionado, el controlador industrial opera con señales análogas de corriente que van de 4 [mA] a 20 [mA]. Este tipo de señales son un estándar en la industria debido a la facilidad que presenta transportar corriente en largas distancias desde los instrumentos de control hasta el área de operación, sin que se presenten pérdidas por el aumento de la impedancia de la línea de comunicación como pasaría con una señal de tensión. Debido a que con los dispositivos programables es más fácil manipular la tensión por medio de un DAC, y aprovechando que para la comunicación con el dsPIC se utilizó un conversor digital-análogo con interfaz SPI, se decidió emplear un circuito integrado capaz de tomar señales de tensión y convertirlas en señales de corriente. El circuito integrado utilizado fue el XTR110 de TEXAS INSTRUMENTS, el cual es un conversor voltaje-corriente de alta precisión que permite la transmisión de señales análogas. Este acepta entradas de tensión de 0 [V] a 5 [V] ó de 0 [V] a 10 [V] y puede ser conectado a diferentes rangos de salida: 4 [mA] a 20 [mA], 0 [mA] a 20 [mA], y 5 [mA] a 25 [mA] entre otros. El esquema de conexión del XTR110 es el observado en la Figura B.2.

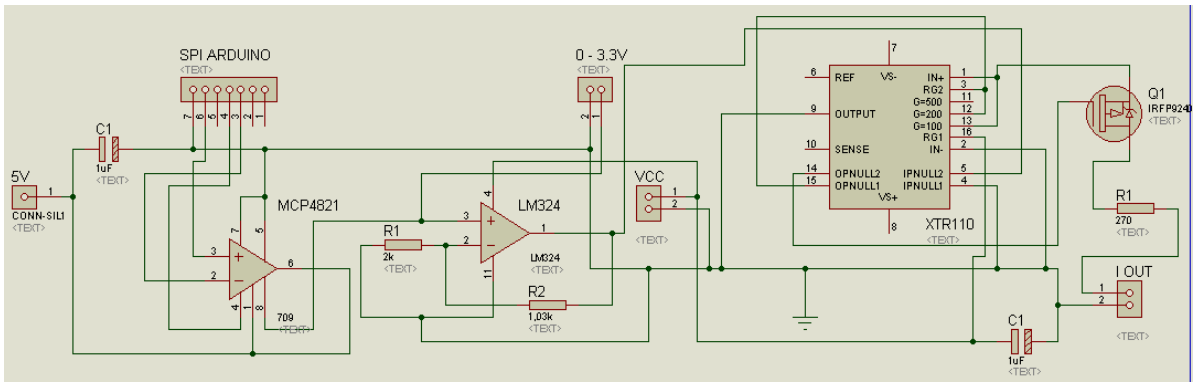
Figura B.2. Esquema de conexión XTR110.



Fuente: Autores

Debido a que la señal de tensión que se obtiene del DAC en Arduino solo puede entregar 3.3 [V], definidos anteriormente para su conexión al dsPIC, es necesario hacer una amplificación de la señal de tal forma que podamos obtener 5 [V] de señal de entrada para el conversor tensión-corriente. Para esta tarea se utilizó un circuito integrado LM324, el cual es un amplificador operacional que conectado en una configuración no inversora, permite amplificar la señal 1.515 veces de manera que al ingresar 0 [V] y 3.3 [V] en la salida del amplificador se obtengan 0 [V] y 5 [V] respectivamente. El diagrama final del acondicionamiento de señales es mostrado en la Figura B.3.

Figura B.3. Diagrama del sistema de acondicionamiento de señales.

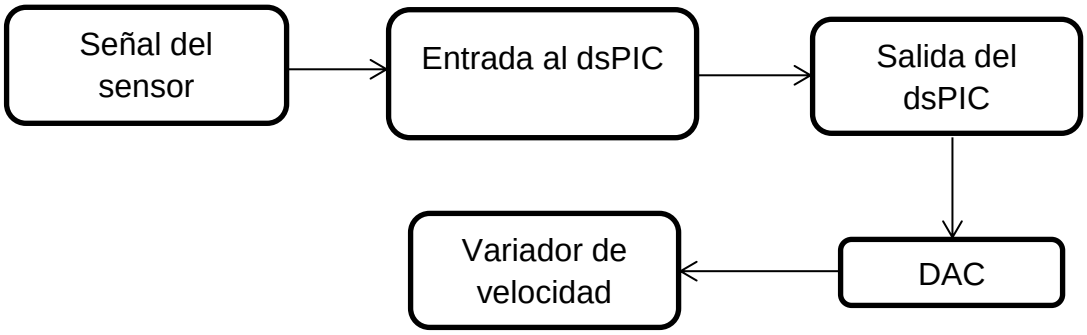


Fuente: Autores

B.3. Adecuación de señales en la tarjeta CEREBOT MC7

Para poder realizar la comunicación entre el sensor, el dispositivo digital programable y la planta se realizaron algunas modificaciones a la señal de control. En la Figura B.4 se muestran los dispositivos y pasos que se realizaron para la adecuación de las señales.

Figura B.4. Pasos para la adecuación de la señal de control



Fuente: Autores

- Señal de sensor: la señal proveniente del sensor es una señal continua de 0 a 3.3 [V] la cual varía según la velocidad del motor.

- Entrada al dsPIC: para la adquisición de las señales de control se utilizó el pin A15 el cual posee un conversor análogo-digital de 12 bits. La señal que entra en este pin es la señal del sensor mencionada anteriormente, esto quiere decir que se detecta el cambio de tensión cada 0.0008 [v]

- Salida del dsPIC: la tarjeta CEREBOT MC7 no posee un conversor digital-análogo como tal, así que se utilizó un DAC externo de 8 bits. Ya que se tenía una señal muestreada a 12 bits se realizó la conversión para bajar su resolución. Ya teniendo la señal a 8 bits se utilizó el puerto D de 8 posiciones para hacer la comunicación en paralelo entre la tarjeta y el DAC.

- DAC: el conversor digital-análogo utilizado fue el DAC0808. En la Figura B.5 se muestra el diagrama de conexión y en la figura B.6 se muestra el conversor análogo-digital en su versión final junto con el dispositivo digital programable. El potenciómetro que se observa sirve para calibrar la salida de 0-10 [V] pues

hace parte de la amplificación. Se dejó variable para que con el tiempo, si hay modificaciones en la salida, se pueda realizar la calibración.

- Variador de velocidad: la salida del DAC antes mencionado, debe pasar por un amplificador ya que la señal de entrada al variador de velocidad requiere estar en el rango 0-10 [V] para acceder a todos sus valores de velocidad; así se utilizó un amplificador LF351 para triplicar la salida proveniente del conversor digital-análogo pues [0, 3.3] [V] * 3 = [0, 10] [V]. La pérdida de resolución no afecta el comportamiento del sistema debido a que el variador detecta cambios de tensión en su entrada cada 0.016 [v] según la ecuación (B.1).

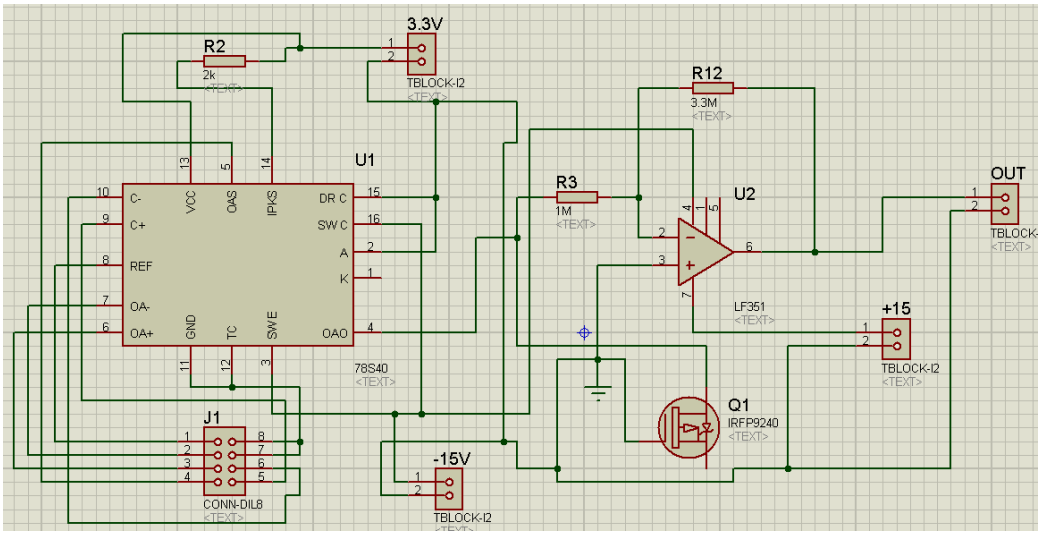
$$resolucion\ \ variador\ = \frac{0-10\ [v]}{0-600\ [Hz]} = 0.016\ [v] equivalente\ a\ 0.1\ Hz \qquad \text{(B.1)}$$

En la misma medida, la salida de tensión analógica del DAC va a cambiar cada 0.0129 [v] según la ecuación (B.2)

$$resolucion\ del\ DAC = \frac{0-3.3\ [v]}{255\ bits} = 0.0129\ [v] \qquad \text{(B.2)}$$

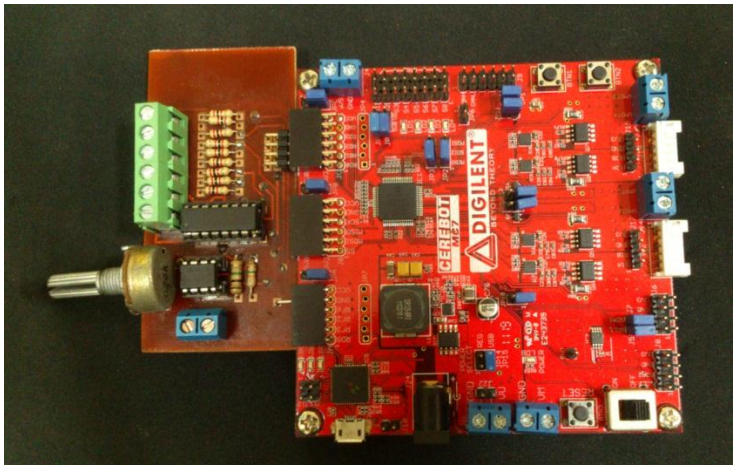
Como la resolución del DAC es menor que la del variador, se demuestra que no hay pérdida de señal en la comunicación entre la tarjeta y la planta a pesar de los acondicionamientos realizados.

Figura B.5. Diagrama de conexión entre DAC0808 y amplificador



Fuente: Autores

Figura B.6. Montaje final del dispositivo digital programable



Fuente: Autores

ANEXO C. CÓDIGO IMPLEMENTADO EN LA TARJETA CEREBOT MC7

```
#include <p33fj128mc706a.h>
#include <delay.h>

_FOSCSEL(FNOSC_PRIPLL);
_FOSC(FCKSM_CSDCMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT);
_FWDT(FWDTEN_OFF);

/* se definen señales y variables a utilizar*/

            volatile unsigned int volts_value=0,i=1;
            char voltaje =0;
            int vector[3];
            volatile unsigned int flag_volts_value=0;
            float setpoint=900.0;
            float setpoint_bit;
            float error;
            float max=4095.0;
            float min=0.0;
           float  integral, derivativo, integral_inicial=0.0,error_inicial=0.0;
            float kp=0.93,ti=0.2,td=0.01,b,c;
            float control;

/* Configuracion del ADC de 12 bits utilizando el pin AN15 */

void init_ADC( void ){
   AD1PCFGLbits.PCFG15 = 0;
   AD1CON1 = 0x00E4;
   AD1CON1bits.AD12B = 1;
   AD1CON2 = 0x0000;
   AD1CON3 = 0x032F;
   AD1CSSL = 0x0000;
   AD1CHS0 = 0x000F;
   IFS0bits.AD1IF = 0;
   IEC0bits.AD1IE = 1;
   AD1CON1bits.ADON = 1;
}

/* Se utiliza una instruccion de interrupcion */

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _ADC1Interrupt(void){
       if(flag_volts_value==0){
       volts_value = ADC1BUF0; // Save off the RP5 Potentiometer data
       flag_volts_value=1; // set flag to update Leds  }
       IFS0bits.AD1IF = 0; // reset ADC interrupt flag
}

int main(void){
   RCONbits.SWDTEN=0; // Disable Watch Dog Timer
   LATD = 0xFF00;
   TRISD = 0xFF00;
   PLLFBD = 0x00A0;
```

```
    CLKDIV = 0x0048;

    init_ADC();

    /* Infinite Loop */

    while(1){

        if(flag_volts_value==1){
                        setpoint_bit=setpoint*2.275;
                        flag_volts_value=0;
                        for(i=1;i<=3;i++)
                        {
                        vector[i]= setpoint_bit - volts_value;
                        }
                        error=(vector[1] + vector[2] + vector[3])/3; //calculo del error

                                b=(kp*0.05)/ti;
                                c=(kp*td)/(0.05);
                derivativo=c*(error - error_inicial);    //calculo de control derivativo
                integral=(b*error) + integral_inicial;  //calculo de control integral
                control=  kp*error + integral + derivativo              //control PID

                if (control > max){
                        control = max;}

                if (control < min){
                        control =min;}

                voltaje=control/(16); // adecuación de señal
                        LATD= voltaje;         // señal de salida
                        integral_inicial=integral;
                        error_inicial=error;
                        Delay_Us(250);

     }
    }
}
```

ANEXO D**. MANUAL DE PROGRAMACIÓN DE LA FUNCIÓN PID DEL UDC1200**

El controlador UDC1200 posee una pantalla doble de cuatro dígitos. En la figura D.1 se muestra el display del controlador.

Figura D.1. Foto del Display del UDC 1200

Fuente: Autores

D.1. Modo de selección (select)

Desde este modo podemos acceder a las funciones del modo configuración y funcionamiento.

La forma de acceder a este modo es manteniendo presionado al mismo tiempo las teclas

y , a los pocos segundos aparecerá en el Display como en la figura:

Figura D.2. Display del controlador en el modo selección

Fuente: Autores

Después se presiona para desplazarse al modo que se desea modificar, las opciones se presentan en la Tabla D.1.

Tabla D.1. Menú de modos del UDC1200

Modo	Pantalla superior	Pantalla inferior
Operario	OPtr	SLCt
Ajuste	SEtP	SLCt
Configuración	ConF	SLCt
Información del producto	inFo	SLCt
Ajuste automático	Atun	SLCt

En donde:

- **Operario:** Al seleccionar esta opción el controlador regresa a su estado inicial, es decir muestra el setpoin y el valor del proceso (Señal de entrada).
- **Ajuste:** En este modo se adecuan los parámetros del UDC1200 Kp, Ki, Kd etc.
- **Configuración:** Aquí establecemos tipo y forma de las entradas y salidas del controlador lo mismo que las alarmas.
- **Información del producto:** En este modo podemos corroborar la información del hardware dada por el proveedor.

Con la tecla se desplaza por el menú de modos, para entrar se presiona los modos configuración y ajuste necesitan un código de seguridad que por defecto son 20 para el modo configuración y 10 para el modo ajuste.

D.2. Modo ajuste

Se accede a este modo de la forma que se explicó en el modo selección.

Figura D.3. Display del UDC1200 en el modo ajuste

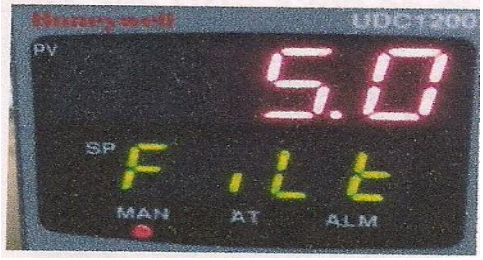
Fuente: Autores

Se presiona

, para desplazarse através de los parámetros, para modificar algún parámetro lo hacemos con las teclas o , para ajustar el valor deseado.

El parámetro “constante de tiempo de filtrado” tiene como código **Filt.** Esta función elimina impulsos extraños en la variable del proceso, el rango en el que se puede configurar este parámetro es de 0 a 100.

Figura D.4. Display con el parámetro “constante del tiempo de filtrado”



Fuente: Autores

El parámetro “Offset de la variable de proceso” cuyo código es **OFF5.** Se usa para introducir un offset a la variable del proceso cuando ésta presenta algún error.

Figura D.5. Udc1200 con el parámetro Off5

Fuente: Autores

El parámetro “proporcional primaria” cuyo código es **Pb_P.** Hace referencia al valor de la banda proporcional (reciproco de la constante proporcional “Kp”).Tiene un rango de 0000 a 9999.

Figura D.6. Display del udc1200 con el parámetro proporcional primaria

Fuente: Autores

La constante de tiempo integral **ArSt**, se puede seleccionar desde 1 segundo hasta 99 minutos con 59 segundos, esta opción se puede apagar.

Figura D.7. Display del udc1200 con el parámetro tiempo integral

Fuente: Autores

La constante de tiempo derivativo rAtE, se puede variar desde los 0 segundos hasta 99 minutos con 59 segundos.

El reset manual biAS, se utiliza para ajustar la salida con el propósito de compensarla ante variaciones del proceso. Se expresa como un porcentaje de ésta y dentro de un rango de 0% al 100% cuando solo hay una salida y de -100% hasta el 100% cuando hay salida doble.

Figura D.8. Display del UDC1200 mostrando el parámetro reset manual

Fuente: Autores

Límite superior del punto de consigna SPuL. El calor de consigna jamás rebasara el valor que se introduzca aquí. Por ejemplo si se coloca este parámetro 4000 y luego se coloca el setpoin en 5000 solo llegara hasta 4000.

Figura D.9. Display mostrando el parámetro “límite superior”

Fuente: Autores

Límite inferior del punto de consigna SPLL. El valor de consigna jamás descenderá por debajo de este valor.

Límite de potencia de salida principal OPuL. Con este parámetro se limita la potencia de salida entre el 0% al 100%.

Figura D.10. Display mostrando el parámetro límite de potencia de salida principal

Fuente: Autores

El pre-ajuste automático APt, se usa cuando se desea que el controlador saque valores estimados PID de la planta, se puede activar o desactivar.

Figura D.11. Display mostrando el pre-ajuste automático

Fuente: Autores

Control automático/manual PoEn, cuando este parámetro está activo se puede modificar la de forma manual la señal de control.

Valor de rampa del punto de consigna tiene como código rP. Este parámetro establece la velocidad con la que el valor setpoint actual se desplazara hasta el valor de setpoint establecido.

Valor del punto de consigna su código es SP. Con este parámetro se determina el valor del setpoint requerido.

Figura D.12. Display del UDC1200 con el parámetro valor punto de consigna.

Fuente: Autores

D.3. Modo configuración

Se accede al modo configuración como se explicó en el módulo selección. Cuando estemos en este paso se debe observar en la pantalla del udc tal como lo muestra las figuras 13 y 14.

Figura D.13. UDC1200 en el modo configuración

Fuente: Autores

Figura D.14. UDC1200 para acceder al modo configuración

Fuente: Autores

Cuando se accede, la pantalla del UDC1200 mostrara en su parte superior el código del valor actual del parámetro y en la parte inferior aparecerá el parámetro.

Figura D.15.UDC1200 en la que se muestra los códigos del controlador

Fuente: Autores

Con SETUP se desplaza por los parámetros, con y se modifica el valor, para confirmar el valor se oprime SETUP.

El primer parámetro que aparece para ser modificado es el parámetro tipo de entrada que se va a utilizar, el código es inPt. En nuestro caso usamos la entrada de corriente.

El próximo parámetro que aparecerá es el límite superior de amplitud de escala el cual tiene como código de parámetro ruL

El siguiente parámetro es el de límite inferior de amplitud de escala de entrada su código de parámetro es rLL.

El código del parámetro tipo control es CtyP como se muestra en la figura.

Figura D.16. UDC1200 con el parámetro “tipo de control”

Fuente: Autores

El siguiente parámetro es el tipo de acción de control de salida el código es Ctrl, las opciones son acción de control directa o inversa.

- Acción Directa: Si la variable aumenta la salida aumenta
- Acción Inversa: Si la variable aumenta la salida disminuye

El parámetro uso de salida 1 tiene como código USE 1, con este parámetro se escoge el uso que se le va a dar a la salida 1. (salida de alarma o señal de control)

Tabla D.2. Opciones para configura el parámetro “tipo de salida 1

Pr 1	Potencia Primaria
SEc	Potencia secundaria
A1_d	Alarma 1, directa
A1_r	Alarma 1, inversa
A2_d	Alarma 2, directa
A2_r	Alarma 1, inversa
LP_d	Alarma de lazo, directa
LP_r	Alarma de lazo, inversa
Or_d	Alarma lógica 1 OR 2, directa
Or_r	Alarma lógica 1 OR 2, inversa
Ad_d	Alarma lógica 1 AND 2, directa
Ad_r	Alarma lógica 1 AND 2, inversa
rETS	Retransmisión del punto de consigna
rETP	Retransmisión de la variable del proceso

Para los parámetros uso de salida2 y uso de salida 3 es igual que en el anterior.

En los parámetros rango de salida analógica 1, rango de salida analógica 2 y rango de salida analógica 3 tiene los parámetros tyP1, tyP2 y tyP3 respectivamente.

Figura D.17. Foto con el parámetro rango de salida analógica

Fuente: Autores

Tabla D.3. Opciones para el parámetro uso de salida analógica

0_5	0 a 5 V CC salida
0_10	0 a 10 V CC salida
2_10	2 a 10 V CC salida
0_20	0 a 20 mA CC salida
4_20	4 a 20 mA CC salida

D.4. Modo ajuste automático

Primero seleccione el modo ajuste Automático desde el Modo Selección. Hay que presionar SETUP para desplazarse por los modos, después se presiona , para introducir el cambio necesario. El pre-ajuste solo se realiza una vez, después hay que deshabilitarlo de lo contrario el UDC1200 intentara siempre realizarlo enviando pulsos a la planta y sacándola de estabilidad.

Tabla D.4. Opciones para el modo ajuste automático

Parámetro	Pantalla inferior	Pantalla superior	Valor por defecto
Pre-ajuste	Ptun	ON o OFF la indicación permanece en OFF si en este momento no puede realizarse el ajuste automático	OFF
autoajuste	Stun		
Clave bloqueo de ajuste	tLoc	0 a 9999	0

Fuente: Manual controlador UDC1200