

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO DE UN CONTROLADOR
DIGITAL INDUSTRIAL**

ERNESTO FELIPE GONZALEZ PEÑA

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE INSTRUMENTACION Y CONTROL
POPAYÁN
2005**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN PROTOTIPO DE UN CONTROLADOR
DIGITAL INDUSTRIAL**

ERNESTO FELIPE GONZALEZ PEÑA

**Trabajo de grado presentado como requisito para optar el titulo de Ingeniero
En Automática Industrial**

**Director
JOSÉ RAFAEL DIAZ CHAVEZ**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE INSTRUMENTACION Y CONTROL
POPAYÁN
2005**

Nota de aceptación:

Director Ing. JOSÉ RAFAEL DIAZ CHAVEZ

Jurado M.Sc. DIEGO GOMEZ

Jurado M.Sc. VLADIMIR TRUJILLO

Fecha de sustentación:

Popayán, Septiembre 7 de 2006

A la vida por la vida...

CONTENIDO

	pág.
RESUMEN	12
1. INTRODUCCIÓN	14
1.1. ORIGEN DEL PROBLEMA.	14
1.2. OBJETIVO Y MOTIVACIÓN.	17
1.3. SOLUCIÓN ADOPTADA.	18
1.4. APORTES DEL TRABAJO.	19
1.5. ORGANIZACIÓN DE LA MONOGRAFÍA.	19
2. CONTROLADORES INDUSTRIALES	20
2.1. FABRICANTES DE CONTROLADORES INDUSTRIALES.	23
2.2. COMPARACIÓN Y JERARQUÍA DE LOS CONTROLARES INDUSTRIALES.	26
3. SELECCION DEL ALGORITMO PID	27
3.1. TEORIA DE CONTROL PID	27
3.1.1. Forma Y Evolución Matemática Del PID	27
3.1.2. Sintonización de Controladores PID	31
3.1.3. El Auto-Sintonizador	34
3.2. SIMULACION DE LAS TEORIAS DE CONTROL	37
3.2.1. Forma Matemática Del PID.	37
3.2.2. Formulas Para La Sintonización De Controladores PID.	43
3.2.3. Teoría De Pesaje Fuzzy.	44
3.3. DISCRETIZACIÓN DEL PID.	44
3.4. SINTESIS DEL ALGORTIMO PID	45
4. ARQUITECTURA Y DESARROLLO	47
4.1. DESARROLLO SOFTWARE	47

4.1.1. Definición De Las Partes Operativas Del Algoritmo.	49
4.1.2. El Supervisorio.	56
4.2. DESCRIPCIÓN HARDWARE DE LA REALIZACIÓN.	58
4.3. EVOLUCION DE LA ARQUITECTURA DEL CONTROLADOR.	69
4.3.1. Prototipo Fase III.	70
5. PRUEBAS DEL PROTOTIPO	82
5.1. DETECCION DE NIVELES DE RUIDO.	82
5.2. PRUEBAS CON UN FOPDT ELECTRONICO.	84
5.2.1. Respuesta Al Paso.	85
5.2.2. Respuesta Al Tren De Pulsos.	86
5.2.3. Respuesta Del Sistema Ante El Auto-Tuning.	87
5.2.4. Control Tipo ON-OFF.	88
5.3. PRUEBAS CON UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN ELECTRONICO.	89
5.3.1. Respuesta Al Tren De Pulsos.	89
5.3.2. Respuesta Del Sistema Ante Al Auto-Tuning.	90
5.3.3. Control Tipo ON-OFF.	92
6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	93
6.1. CONCLUSIONES	93
6.2. RECOMENDACIONES	95
BIBLIOGRAFIA.	96
ANEXOS	99

INDICE DE TABLAS

	pág.
Tabla 2.1. Tabla de características de los controladores industriales comerciales por fabricante.	24
Tabla 3.1 Parámetros de sintonización general para algunos procesos industriales.	31
Tabla 3.2. Características de los controladores PID. Forma serie y forma estándar.	42
Tabla 3.3. Planta utilizada en la simulación y resultados de la sintonización.	43
Tabla 3.4. Resultado de la simulación de las formulas para sintonía de PIDs.	47
Tabla 4.1. Funciones para la comunicación interna.	60
Tabla 4.2. Funciones para la comunicación externa.	63
Tabla 5.1. Comparación datos teóricos y arrojados por el algoritmo.	92

INDICE DE FIGURAS

	pág.
Figura 3.1. Lazo cerrado estándar de control.	27
Figura. 3.2. Parámetros del QDR.	32
Figura 3.3. Área de error.	33
Figura 3.4. Estimación de los parámetros por T_{63} .	36
Figura 3.5. Diagrama de bloques de un sistema de control saturado	38
Figura 3.6. Diagrama de bloques de un sistema de control saturado	39
Figura 3.7 Cartas de Bode para el PID serie y el PID estándar.	44
Figura 3.8. Cartas de bode para un FOPDT con PID serie y estándar.	45
Figura 3.9. Respuesta temporal del sistema con ambos controladores.	46
Figura 4.1. Diagrama de la algoritmia básica del sistema	52
Figura 4.2. Parámetros de sintonización del controlador ON – OFF.	55
Figura 4.3 Sistema de escalización.	57

Figura 4.4. Esquema del menú planteado para el prototipo fase I	58
Figura 4.5. Trama de comunicaciones de petición de variable	59
Figura 4.6. Supervisorio elaborado en LabView.	61
Figura 4.7.. Interfaces de cambio de variables en el supervisorio.	62
Figura 4.8. Visualización de los estados del controlador	62
Figura 4.9. Trama de comunicaciones con el PC.	63
Figura 4.10. Diagrama de bloques funcional, caja negra.	64
Figura 4.11. Diagrama de bloques funcional nivel 2	67
Figura 4.12. Diagrama de bloques modulo entradas analógicas	67
Figura 4.13. Filtro anti-aliasing 6 orden.	70
Figura 4.14. Comparación entre tipos de ADCs	71
Figura 4.15. Diagrama de bloques modulo principal.	72
Figura 4.16. Diagrama de bloques con buffer de 3 estados.	74
Figura 4.17. Bosquejo prototipo fase III.	76
Figura 4.18. Plano de la caja del controlador fase III.	77

Figura 4.19. Nueva arquitectura interna de la red de comunicaciones.	78
Figura 4.20. Diseño de PCB de la tarjeta de despliegue.	79
Figura 4.21. Board despliegue en CAD fase III. Completa.	80
Figura 4.22. Diseño de PCB de la tarjeta principal.	81
Figura 4.23. Board del controlador en CAD fase III con elementos básicos.	81
Figura 4.24. Diseño de PCB de la tarjeta IO de voltaje	82
Figura 4.25. Diseño de PCB de la tarjeta IO de corriente	83
Figura 4.26. Tarjetas de entrada y salida para el controlador en 3D	83
Figura 4.27. Diseño ergonómico del teclado de membrana.	84
Figura 4.28 Diseño CAD de la fuente switching	84
Figura 4.29 Diseño CAD total del controlador.	85
Figura 4.30. Prototipo fase III terminado.	85
Figura 5.1. Niveles de ruido en el proceso con una red RC como planta.	86
Figura 5.2. Toroide en resonancia con condensadores de <i>by-pass</i>	87
Figura 5.3. Respuesta y nivel de ruido en la planta controlada con un PI.	88

Figura 5.4. Esquema de control para el proceso	89
Figura 5.5. Respuesta al paso de la red RC. Variable controlada.	89
Figura 5.6. Respuesta al paso. Variable manipulada.	90
Figura 5.7. Respuesta del proceso ante un tren de pulsos.	91
Figura 5.8. Resultado de la auto-sintonización del controlador con la red RC.	91
Figura 5.9. Datos entregados por el algoritmo de AT.	92
Figura 5.10. Respuesta del proceso con un control ON-OFF con histéresis del 10%	93
Figura 5.11 Respuesta del proceso de segundo orden con $K_c = 10$, $T_i = 1$, $T_d = 0$.	94
Figura 5.12. Variable manipulada con $K_c = 10$, $T_i = 1$, $T_d = 0$.	94
Figura 5.13. Resultado de la auto-sintonización del controlador con la red RLC.	95
Figura 5.14. Datos entregados por el algoritmo de AT.	95
Figura 5.15. Respuesta del proceso con un control ON-OFF con histéresis del 10%	96

INDICE DE ANEXOS

	pág.
ANEXO A. CONTROLADORES Y SU FORMULACION MATEMATICA	105
ANEXO B. FORMULAS PARA SINTONIZAR PIDs	111
ANEXO C. METODOS DE AUTOSINTONIA DE CONTROLADORES PID	116
ANEXO D. SIMULACION FORMULAS DE SINTONIZACION DE PIDs	131
ANEXO E. DISCRETIZACIÓN DEL PID SERIE	140
ANEXO F. DISEÑO DEL SISTEMA DE PESAJE DIFUSO	149
ANEXO G. CONSIDERACIONES HARDWARE	154
ANEXO H. EVOLUCION DEL CONTROLADOR FASE I Y FASE II	163
ANEXO I. ESPECIFICACIONES DEL EQUIPO	175
ANEXO J. MANUAL DEL USUARIO	179
ANEXO K. ARTÍCULO	199
ANEXO L. ARTÍCULO	206

RESUMEN

Estudios realizados en el ámbito industrial han concluido que en el 95% de los casos en que se realiza el control de alguna variable de proceso, el tipo de control utilizado es el PID (Proporcional, Integral, Derivativo). La razón de esta preferencia es la gran experiencia y estudio que se tiene con el mismo y a su gran aplicabilidad a prácticamente todas las necesidades industriales. Siguiendo los anteriores criterios, el presente trabajo pretende dar al lector una ilustración aproximada de un controlador digital industrial.

El objetivo final del presente trabajo es el de establecer los pasos más significativos en el diseño y la construcción de un equipo electrónico que implemente un controlador PID, apropiado para su uso en ambientes industriales, además de plasmar por escrito los resultados de la investigación a nivel de controladores industriales existentes en el mercado.

Para dicho fin en este documento se presentan una serie de capítulos que poco a poco van proyectando y moldeando el objetivo final; el primero de ellos hace referencia a los controladores que se encuentran actualmente en mercado, estratificándolos a criterio del autor según sus características más representativas, para según estas, determinar los requerimientos esenciales para el diseño y la construcción del prototipo.

El segundo capítulo del presente documento presenta la investigación realizada alrededor del algoritmo matemático que soporta un controlador PID, ya que este esquema matemático no es igual para todos los reguladores catalogados dentro del tipo de reguladores de tres formas. Este estudio se muestra desde los algoritmos ilustrados en los ambientes académicos para posteriormente alcanzar

un nivel alto de robustez para un algoritmo que a criterio del autor cumple con muchas de las características requeridas para los ásperos entornos industriales.

Posteriormente en el documento se describe la realización material del controlador describiendo los pasos más representativos involucrando áreas que son objeto de estudio en el Programa de Ingeniería en Automática Industrial, como son: algoritmos PID de uso industrial, implementación del algoritmo en un microcontrolador de características apropiadas, diseño del circuito impreso utilizando software CAD, diseño de la parte física del controlador (caja, botones, despliegues, etc.) utilizando las técnicas aprendidas en Diseño de Productos.

Seguido a la realización material del controlador, se detallan los obstáculos más representativos de esta elaboración como un punto de referencia para el lector interesado cuente con elementos de antemano que permitan realizar futuros diseños con una base de conocimiento establecida para el manejo de los microcontroladores y los dispositivos implícitos en la construcción de un controlador industrial.

Por ultimo, en este documento se encuentra un capítulo referente a las pruebas realizadas en el prototipo terminado, pruebas que muestran el desempeño del controlador y que permiten obtener una referencia para mejorar el diseño en pro de comercializar el producto para dar un enfoque empresarial a esta trabajo de investigación.

1. INTRODUCCIÓN

1.1. ORIGEN DEL PROBLEMA.

Es común oír hablar de la brecha existente entre las aplicaciones industriales o comerciales y las teorías que se manejan a nivel académico en el ámbito universitario. La explicación a esta situación se encuentra en el celo con que las empresas mantienen oculta cualquier información que consideren valiosa para sus fines económicos y que, por tal razón, prefieren no dar a conocer públicamente.

Es importante tener en cuenta que en las compañías mundiales la técnica más usada en el área de control de procesos es el control PID (Proporcional – Integral - Derivativo) con una cobertura y aceptación de más del 95%² de los sistemas de control manejados en el entorno industrial, principalmente dado a la facilidad de programación y alto desempeño de dichos controladores.

Profundizando un poco, se puede decir que el control PID es una técnica de control que se basa esencialmente en el manejo de una planta a través de una superposición de tres señales que están determinadas por componentes estáticos y dinámicos.

² K. J. Astrom & T. H. Hagglund, <<New tuning methods for PID controllers>> Precedings of the 3rd European Control Conference, p.2456-62

P: acción de control proporcional: da una salida del controlador que es proporcional al error. Un controlador proporcional puede controlar cualquier planta estable, pero posee desempeño limitado y error en régimen permanente (off - set).

I: acción de control integral: da una salida del controlador que es proporcional al error acumulado, lo que implica que es un modo de controlar lento. La señal de control $u(t)$ tiene un valor diferente de cero cuando la señal de error $e(t)$ es cero. Por lo que se concluye que dada una referencia constante, el error en régimen permanente es cero.

D: acción de control derivativa: genera una acción de control proporcional al cambio del error. Esto tiende a tener un efecto estabilizante pero por lo general crea acciones de control grandes.

Los miembros de la familia de controladores PID, incluyen tres acciones: proporcional (P), integral (I) y derivativa (D). Estos controladores son denominados P, I, PI y PID, entre otros esquemas posteriormente tratados. Un ejemplo de esta situación ocurre con los controladores PID industriales, en los cuales se encuentran algoritmos matemáticos que permiten ejecutar las acciones de control PID en los diferentes esquemas.

El propósito de esta investigación es, como se mencionó en el resumen, escoger un algoritmo de control que permita cubrir los requerimientos del sector industrial principalmente sin desligar esta búsqueda del ámbito académico.

Los algoritmos básicos con los que se constituyen los controladores PID están basados en técnicas de control de hace varias décadas. Pero a través del tiempo se han ido adecuando a las necesidades impuestas por nuevos requerimientos de control.

El algoritmo de control es uno de los componentes de lo que constituye un diseño total para un controlador industrial. Otros componentes importantes son el diseño del “empaque” para el cual se deben aplicar los conceptos de ingeniería de producto para obtener un dispositivo confiable, además de la elaboración del circuito impreso que le da robustez al equipo y por supuesto los componentes electrónicos que constituyen el todo en el sistema.

1.2. OBJETIVO Y MOTIVACIÓN.

La presente monografía propone el diseño y la construcción de un prototipo de un controlador digital industrial que, basado en los microcontroladores disponibles en el mercado, permitan crear un dispositivo que se asemeje en características funcionales a los controladores disponibles comercialmente en Colombia.

La elección de este tema de trabajo de grado, fue motivada básicamente por dos razones: la primera, el deseo de investigación y experimentación en el área de desarrollos básicos de hardware en el programa de Ingeniería En Automática Industrial; la segunda razón de peso radica en el hecho que indica que los controladores industriales no son de fácil acceso por su precio de compra para las PYMES colombianas.

Por tanto se propone dar una alternativa a este problema mediante la recopilación de la información, teoría y conocimientos prácticos en electrónica de mediana escala de integración y el saber necesario en el área de control de procesos industriales.

- **Objetivo académico - científico:** Cualificar los controladores industriales disponibles en el mercado para obtener los indicadores más cercanos a la realidad del control industrial para tener una base de datos que ilustre a los alumnos del PIAI de la Universidad Del Cauca sobre las actuales tecnologías en el área de control de procesos industriales
- **Objetivo tecnológico:** Recopilar la información teórica necesaria en el campo de control y controladores PID para sintetizar a partir de estas un esquema de control que se refleje en un algoritmo matemático, lógico y secuencial con un desempeño similar en relación a los controladores industriales disponibles.
- **Objetivo económico:** Lograr un desarrollo con desempeño aceptable a bajo costo que permita dar un paso para que los desarrollos académicos avancen y obtengan nuevas herramientas para seguir en la búsqueda de la optimización de los procesos industriales y permitir así ser más competitiva en el ámbito internacional.

1.3. SOLUCIÓN ADOPTADA.

La solución propuesta debe ser capaz de cumplir con los objetivos mínimos planteados anteriormente. Para alcanzar esta meta, se planteo una arquitectura electrónica que permitiera un máximo desempeño para realizar tareas básicas de control

A nivel de control, el diseño cuenta con las especificaciones más generales que se encuentran en los controladores de su tipo, obteniendo así un desempeño de características industriales que es lo deseado.

1.4. APORTES DEL TRABAJO.

Los aportes que se pueden vislumbrar de este trabajo a partir de las perspectivas en la Universidad Del Cauca, están dados así:

- La implementación de las tecnologías académicamente estudiadas para un propósito ulterior como lo es el uso en ambientes industriales.
- Implementación de teorías fuzzy en microcontroladores para optimizar algunas partes del algoritmo de control.
- El trabajo deja como resultado de la investigación, una base de datos acerca de algunos de los controladores industriales existentes en el mercado de las empresas de mayor renombre en el ámbito de la automatización industrial.
- La valoración de los diferentes métodos de sintonización de los controladores PID a partir de la respuesta simulada para controladores académicos e industriales.
- El trabajo recopila una serie de información teórica acerca de los controladores PID que sirve como base para nuevas investigaciones.
- El desarrollo hardware artesanal de los circuitos impresos se perfecciona, llevando la técnica a un nivel alto que permitió obtener circuitos impresos de calidad minimizando los costos de producción.

1.5. ORGANIZACIÓN DE LA MONOGRAFÍA.

La distribución temática del trabajo se da como sigue; continuando con la introducción presentada en este apartado, sigue el **capítulo 2** dedicado a la gama de controladores industriales existentes en el mercado.

En el **capítulo 3** se tienen en cuenta los adelantos teóricos encontrados en la investigación para conjunto con lo analizado en el capítulo 2 se definan totalmente las características del algoritmo de control a usar en el prototipo. Este capítulo explora la evolución del PID desde sus inicios al algoritmo usado en la actualidad en los PID industriales. También se estudian los métodos de auto-sintonía.

El **capítulo 4** hace referencia a la arquitectura y el desarrollo del equipo que describe las partes software y hardware necesarias para la implementación del algoritmo de control elegido en el capítulo 3. En este capítulo se profundiza en los componentes que permiten obtener una aproximación real práctica de las teorías necesarias para llevar al prototipo a un buen desempeño.

El **capítulo 5** permite evaluar el desempeño del dispositivo para comprobar que se tienen las características necesarias para incluir el diseño realizado dentro de la familia de dispositivos de control de procesos industriales.

El último capítulo, el **capítulo 6**, hace referencia a las conclusiones y recomendaciones dejadas por este trabajo a la comunidad de estudiantes e ingenieros de la Universidad Del Cauca.

Cabe resaltar que aunque el idioma idóneo para la elaboración total del presente documento es el español, las gráficas incluidas en este documento se encuentran presentadas en inglés debido a que este idioma comprime muchas palabras, resultando así en textos más cortos y gráficas más concisas. Esto también se ve reflejado en el HMI del controlador y el supervisorio.

2. CONTROLADORES INDUSTRIALES

Gracias a herramientas de información como Internet, no es difícil darse cuenta que actualmente existe una gran variedad de opciones en lo referente al control de procesos industriales; estas opciones van desde controladores simples para procesos térmicos, hasta los complejos controladores con gran resolución y procesamiento de datos que se acercan cada vez más a ser controladores analógicos funcionalmente hablando.

Los criterios utilizados para estratificar las familias de controladores de los diferentes fabricantes están dados como sigue:

- *Número de lazos de control para un controlador.* Esta característica hace referencia al número de lazos de control que es capaz de manejar el controlador.
- *Algoritmo de autosintonización:* El algoritmo de autosintonización hace referencia al método por el cual el controlador establece los parámetros de funcionamiento para dicha planta sin que en este proceso intervenga personal humano.
- *Tipo de entradas:* Esta característica hace referencia a como el controlador adquiere los datos desde los sensores que están ubicados en el la planta proceso. Este factor es importante dado que el controlador requiere de una flexibilidad amplia para aproximarse a un nivel de estandarización con respecto a la comunicación de los datos del nivel de entrada/salida en un proceso industrial.

- *Tipo de salidas.* Al igual que la característica anterior es de valorar que el controlador debe contar con salidas que sean adaptables al proceso.
- *Algoritmo de control:* Como se ha recalcado en la introducción y en el resumen de este documento, el algoritmo de control se establece como un factor de gran peso en la adquisición de un controlador para procesos industriales puesto que es este el corazón del sistema y es quien va a determinar en gran parte el desempeño adecuado del dispositivo.
- *Sistema de saturación del actuador y de condicionamiento de transferencias entre modos de operación.* Estas características son un complemento al algoritmo básico de control que ofrecen un mejor desempeño a nivel operacional.
- *Filtrado de las señales adquiridas.* Este es un factor que poco se observa en las descripciones de los controladores disponibles, y básicamente esta ligado a los costos monetarios que implica añadir un filtro anti-aliasing analógico y los costos computacionales que implica el montaje de un filtro digital.
- *Tamaño de panel del controlador.* Un factor importante a nivel industrial es el tamaño del controlador; es pertinente que este no exceda los estándares mínimos establecidos para este tipo de dispositivos para que el mismo cuente con una mayor aceptación por parte de los clientes. Esta característica se rige actualmente por el estándar DIN.

Teniendo en cuenta estos criterios y su orden, a continuación se presentan las tablas correspondientes a la estratificación de los controladores industriales existentes fabricante por fabricante y luego por familias de desempeño.

3.1. FABRICANTES DE CONTROLADORES INDUSTRIALES.

Los fabricantes más representativos y reconocidos de controladores industriales son los presentados a continuación.

- HONEYWELL: Esta empresa fabrica 9 controladores.
- SIEMENS: Fabrica 4 controladores modulares.
- Foxboro. Fabrica un total de 8 controladores.
- ABB. Esta multinacional fabrica 13 controladores industriales.
- West. Fabricante de 22 clases distintas de controladores industriales.
- Omrón. Tiene un total de 8 controladores industriales distintos.

En la tabla 2.1 se presentan fabricantes de controladores de procesos industriales. En esta tabla se discriminan las características de mayor relevancia identificando las bondades de cada controlador por fabricante.

Tabla 2.1. Tabla de características de los controladores industriales comerciales por fabricante.

Fabricante	Controlador	Lazos	Tipo De Entrada					Tipo De Salida		Alarmas	AT	Comms	DIN	Set-Point Remoto	Control			Funciones	
			TC	RTD	4-20 mA	Digital	Otros	Discreta	4-20 mA						ON-OFF	PID	Otro	AW	BL
Honeywell	DC1000	1	0	0	0	X	X	X	0	3	0	0	1/8	0	0	0	0	X	X
	UDC100	1 O 2	0	0	0	X	X	0	X	1	X	X	1/4	X	0	0	X	X	X
	UDC1200	1	0	0	0	X	0	X	0	2	0	0	1/16	0	0	0	X	0	0
	UDC1700	1	0	0	0	X	0	X	0	2	0	0	1/8	0	0	0	0	X	X
	UDC2500	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0
	UDC3200	1	0	0	0	X	0	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	X	X
	UDC3300	1 O 2	0	0	0	X	0	X	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0
	UDC3500	2	0	0	0	0	0	0	0	4	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0
UDC700	1	0	0	0	X	X	X	0	2	0	0	1/32	0	X	0	X	X	X	
Foxboro	762	2	0	0	0	0	X	0	0	4	0	0	-	0	X	0	X	X	X
	731C	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/4	0	X	0	0	X	0
	743C	2	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	-	0	X	0	0	0	X
	743CB	2	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	-	0	X	0	0	0	X
	T630C	2	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	43700	0	X	0	0	X	0
	716C	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/16	X	0	0	X	X	0
	718TC	1	0	0	0	0	X	0	0	3	0	0	1/8	0	0	0	0	0	0
718PR	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/8	0	0	0	0	0	0	
ABB	C100	1	0	0	0	0	X	0	0	1	0	0	1/8	0	0	0	X	X	X
	C250	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	X	X
	C300	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	-	0	X	0	X	X	X
	C310	1	0	0	0	0	X	0	0	1	0	0	-	0	X	0	X	X	X
	C320	1	X	X	0	X	X	0	0	1	X	X	-	0	X	X	0	X	X
	C351	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	X	X
	C355	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	X	X
	C360	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	X	X
	C50	1	0	0	0	0	X	0	X	1	0	X	1/16	X	0	0	X	X	X
	C501	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/2	0	0	0	0	X	X
	C505	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/2	0	0	0	0	X	X
	V100	1	0	0	0	0	X	0	X	1	X	0	1/4	0	0	0	X	X	X
V250	1	0	0	0	0	X	0	X	1	X	0	1/8	0	0	0	X	X	X	

Controlador con mejores características por fabricante

○ Cuenta con la característica

X No cuenta con la característica

Fabricante	Controlador	Lazos	Tipo De Entrada					Tipo De Salida		Alarmas	AT	Comms	DIN	Set-Point Remoto	Control			Funciones	
			TC	RTD	4-20 mA	Digital	Otros	Discreta	4-20 mA						ON-OFF	PID	Otro	AW	BL
West	6600	1	0	0	0	X	0	0	0	1	0	0	1/16	X	0	0	X	X	0
	6170	1	0	0	0	X	0	0	0	1	0	0	1/16	X	0	0	0	X	0
	6500	1	0	0	0	X	0	0	X	1	0	X	1/16	X	0	0	X	X	X
	6400	1	0	0	0	X	0	0	0	2	0	0	1/16	0	0	0	0	X	0
	6700+	1	0	0	0	X	X	0	0	2	X	0	1/16	X	0	0	X	X	X
	Watflow 93	1	0	0	0	X	0	0	0	1	0	X	1/16	X	0	0	X	X	0
	Watflow 96	1	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0	1/16	0	0	0	X	X	X
	8100	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1/8	0	0	0	0	X	0
	8200	1	0	0	0	X	0	0	0	2	0	0	1/8	0	0	0	0	X	0
	8600	1	0	0	0	X	X	0	0	3	0	0	1/8	X	0	0	X	X	0
	8170	1	0	0	0	X	0	0	0	2	0	0	1/8	X	0	0	X	X	0
	8800 / 8840	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	-	0	0	0	X	X	X
	2810 / 3810	1	0	0	0	X	X	0	0	1	X	0	1/4	0	0	0	X	X	0
	988	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1/8	0	0	0	X	X	0
	4100	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	X	0
	4200	1	0	0	0	X	X	0	0	1	0	0	1/4	0	0	0	0	X	0
	4170	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	X	0
	4400	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	X	0
	LFE 2000	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	0	X
	4700	1	0	0	0	0	X	0	X	1	X	0	1/4	X	X	X	0	X	X
Watflow F4 +	1	0	0	0	0	0	X	0	0	2	X	0	1/4	0	0	0	0	X	0
Watflow F4	1	0	0	0	0	0	0	0	0	2	X	0	1/4	0	0	0	0	X	0
Siemens	DR19	1	0	0	0	0	0	0	0	2	X	0	-	0	0	0	0	0	0
	DR21	1	0	0	0	0	0	0	0	2	X	0	-	0	0	0	0	0	0
	DR22	2	0	0	0	0	0	0	0	3	X	0	-	0	0	0	0	0	0
	DR24	2	0	0	0	0	0	0	0	3	X	0	-	0	0	0	0	0	0
Omron	E5GN	1	0	0	0	0	X	0	0	1	0	0	1/32	0	0	0	X	0	0
	E5CK	1	0	0	0	0	X	0	0	1	0	0	1/16	0	0	0	X	0	0
	E5CN	1	0	0	X	X	0	0	0	2	0	0	1/16	0	0	0	X	0	0
	E5CN-U	1	0	0	X	X	0	0	0	2	0	0	-	0	0	0	X	0	0
	E5EK	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0
	E5EN	1	0	0	0	0	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	X	0	0
	E5AK	1	0	0	0	X	X	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0
	E5AN	1	0	0	X	X	0	0	0	2	0	0	1/4	0	0	0	0	0	0

Controlador con mejores características por fabricante

Cuenta con la característica

No cuenta con la característica

2.2. COMPARACIÓN Y JERARQUÍA DE LOS CONTROLARES INDUSTRIALES.

Dado el hermetismo manejado a nivel de tecnología industrial, no es raro encontrarse con la falta de información de primera mano que permita obtener una ilustración del algoritmo usado en los controladores industriales existentes en el mercado. Pero, algunas investigaciones previas a este trabajo, han podido obtener en detalle parte de la arquitectura y los algoritmos de control implementados en los dispositivos comerciales. A continuación se presentan la escala jerárquica en la cual se clasifican los controladores industriales.

2.2.1. Controladores Adaptativos Predictivos. Son controladores que se caracterizan por contar con algoritmos de gran complejidad que normalmente están clasificados como control moderno.

2.2.2. Controladores PID Auto-Ajustables con Programación de Parámetros. En esta categoría se encuentra la gran mayoría de controladores industriales de procesos; son controladores que cuentan con algoritmos complejos de auto-sintonía pero que su base de control es el PID o regulador de tres variables

2.2.3. PID Auto-Ajustables. Aunque igual de óptimos y eficientes que los de la categoría descrita anteriormente, estos controladores se caracterizan por contar con algoritmos de auto-sintonía sencillos y funciones mínimas que permiten obtener un desempeño mínimo para el uso final.

En el anexo A se encuentra información de los controladores específicos de cada parte de la jerarquía mencionada anteriormente.

3. SELECCION DEL ALGORITMO PID

Para iniciar la investigación se hace necesario que se cualifiquen los criterios para dar comienzo a la búsqueda de la solución más adecuada. Para efectuar esta meta, es necesario valorar las teorías de control PID existentes en el ámbito académico y proyectarlas al plano práctico por medio del uso de, inicialmente, resultados encontrados en simulaciones de dichas teorías y de esta manera elegir cuales de los esquemas académicos se ajustan a las necesidades planteadas en el capítulo 2 de este documento.

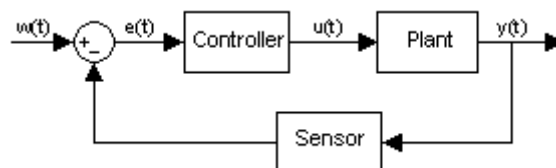
3.1. TEORIA DE CONTROL PID

A lo largo de la historia, muchas teorías y tecnologías han evolucionado, entre ellas, el algoritmo básico de los controladores PID. Este algoritmo ha tomado diferentes formas según las investigaciones en el entorno industrial han exigido que los controladores cada vez puedan ofrecer mayor robustez en su constitución. La forma del PID ha evolucionado de la siguiente manera:

3.1.1. Forma Y Evolución Matemática Del PID.

3.1.1.1. Forma Estándar: La forma estándar del PID es aquella que se conoce en los claustros universitarios como PID académico. Este es un algoritmo que, se puede decir, ya no se utiliza a nivel industrial. Su forma matemática es equivalente a las siguientes ecuaciones. En la figura 3.1. se expresa el lazo de control que se pretende controlar.

Figura 3.1. Lazo cerrado estándar de control.



Donde:

$w(t)$ es la señal de referencia.

$y(t)$ es la variable controlada de la planta

$u(t)$ es la señal de control o variable manipulada

$e(t)$ es el error producido por la diferencia entre $w(t)$ y $y(t)$.

Ahora, matemáticamente la relación matemática del controlador PID estándar es mostrada en las ecuaciones (3.1).

$$u = Kp \cdot \left(e + \frac{1}{Ti} \cdot \int edt + Td \cdot \frac{de}{dt} \right) \quad (3.1)$$

$$e(t) = yr - y(t)$$

Transformando por Laplace a (3.1), se tiene:

$$G_s(s) = Kc \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti \cdot s} + Td \cdot s \right) \quad (3.2)$$

De la forma estándar del PID mostrado en (3.2) se han derivado dos representaciones utilizadas en parte actualmente; estas son la representación en cascada o serie (3.3) y la representación en paralelo (3.4).

$$G_c(s) = K' \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti' \cdot s} \right) \cdot (1 + Td' \cdot s) \quad (3.3)$$

$$G_c(s) = k + \frac{ki}{s} + kd \cdot s \quad (3.4)$$

Estas, entre otras formas, han sido utilizadas en los controladores industriales, pero básicamente de estas dos últimas, se puede decir que se ha extraído la

forma en la que las constantes k_c, k_i, k_d, t_i, t_d se presentan al usuario, de manera que es un criterio a tener en cuenta para sintonizar un controlador.

3.1.1.2. Forma De Filtrado Del Componente Derivativo: Siguiendo la historia del PID, se encontró que la parte derivativa no debía ser implementada por cuanto este componente dinámico puro amplifica los componentes de alta frecuencia de la señal entrante al controlador; dichos componentes hacen parte del modelo estocástico del sistema, más específicamente del ruido que se encuentra presente en los sistemas de control y en el entorno industrial; por lo tanto, la ganancia de la parte derivativa debe ser limitada. Esto puede resolverse aproximando la función de transferencia $Td \cdot s$ en la ecuación (3.2) como se observa en la ecuación (3.5) para un PID estándar.

$$s \cdot Td \cong \frac{s \cdot Td}{1 + \frac{s \cdot Td}{N}} \quad (3.5)$$

Quedando el controlador de la siguiente forma:

$$U(s) = Kp \cdot \left(e(s) + \frac{e(s)}{s \cdot Ti} + \frac{s \cdot Td}{1 + \frac{s \cdot Td}{N}} \cdot e(s) \right) \quad (3.6)$$

La función de transferencia de la derecha aproxima bien al derivador a bajas frecuencias pero la ganancia esta limitada por el factor N a altas frecuencias. N se encuentra típicamente en el rango de 3 a 20.

En el trabajo con controladores analógicos se encontraron ventajas en no utilizar la acción derivativa sobre el error propiamente dicho, esto debido a que normalmente los set-point que se ingresan a un controlador PID industrial son de tipo paso (STEP) con componentes de frecuencia infinita en el instante de

cambio de la señal. Estos componentes son operados aritméticamente con la señal de la variable controlada y esta señal resultante (error) cuenta con los componentes de alta frecuencia de la referencia y al momento de ser operadas dinámicamente por la parte derivativa provoca grandes esfuerzos de control. Por tal razón la derivada solo se aplica a la señal proveniente de la variable controlada. El esquema resultante es ilustrado en (3.7).

$$U(s) = Kp \cdot \left(e(s) + \frac{1}{s \cdot Ti} \cdot e(s) - \frac{s \cdot Td}{1 + \frac{s \cdot Td}{N}} \cdot Y(s) \right) \quad (3.7)$$

3.1.1.3. Forma De Pesaje Del Set-Point: Posteriormente se encontró aplicable este principio de la parte derivativa al componente estático del controlador, a la parte proporcional, esto con el fin de mejorar la respuesta transitoria del controlador. Para tal fin, la referencia se opera dejando que una fracción b del error fuera modificada en la acción proporcional. El algoritmo del PID resultante es el indicado en (3.7).

$$U(s) = Kc \cdot \left(b \cdot R(s) - Y(s) + \frac{1}{s \cdot Ti} (R(s) - Y(s)) - \frac{s \cdot Td}{1 + \frac{s \cdot Td}{N}} \cdot Y(s) \right) \quad (3.8)$$

Donde, U, R y Y denotan las transformadas de Laplace de u, r, y y respectivamente.

En la ecuación (3.8) se puede observar una ecuación que implementa un controlador PID con las características directas de desempeño más relevantes en cuanto a manejo de la señal de referencia y a la robustez debido al ruido.

El PID que se encuentra en la mayoría de los controladores industriales según [3] es el mostrado en la ecuación (3.9) que se denominará PID serie que difiere

ampliamente de la forma ideal con filtrado en la parte derivativa (ISA o Paralela [7]) del PID, como la mostrada en la ecuación (3.8), y que simplemente se denominará PID paralelo.

$$u(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \cdot \left(\frac{T_D s + 1}{0.1 T_D s + 1} \right) \quad (3.9)$$

Más adelante se tratará el PID serie con detenimiento, ya que es este esquema el que se usa ampliamente en los controladores industriales comerciales.

3.1.2. Sintonización de Controladores PID. Para poder sintonizar un controlador se necesita conocer algo del proceso que se desea controlar. Mientras mejor sea el conocimiento, mejor será la sintonización.

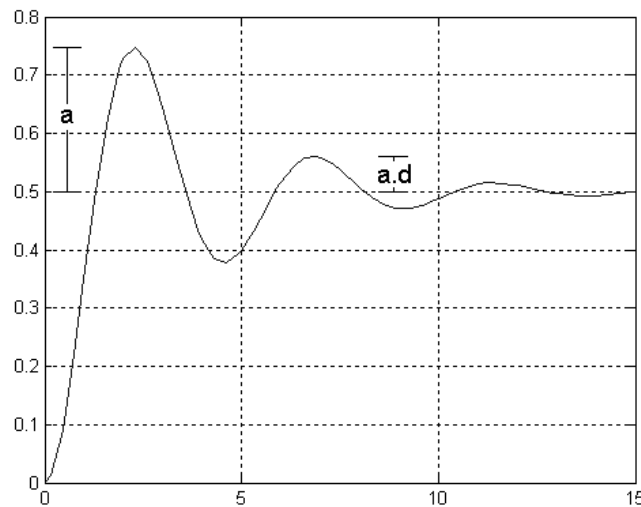
Quizás la forma más elemental de sintonización parta de la variable de proceso (PV). Así, es común encontrar de algunos proveedores sugerencias para la entonación a partir de PV como lo muestra la tabla {3.1} tomada de [2]:

Tabla 3.1. Parámetros de sintonización general para algunos procesos industriales.

Tipo de Lazo	K_c	T_i (min.)	T_D (min.)
Flujo	0.2 - 2	0.005 - 0.05	-
Presión (Líquido)	0.2 - 2	0.005 - 0.05	-
Presión (Gas)	2 - 100	1 - 50	0.02 - 0.1
Nivel (Líquido)	2 - 100	1 - 100	0.01 - 0.05
Temperatura	1 - 50	2 - 50	0.1 - 20
Cromatógrafo	0.05 - 1	10 - 120	0.1 - 20

Sin lugar a dudas, las estrategias más conocidas para la sintonización de controladores PID son las de Ziegler y Nichols llamadas de "Quarter Decay Ratio (QDR)" o "Razón de decaimiento de ¼" y que puede interpretarse como se indica en la figura 3.2, con $d = ¼$.

Figura. 3.2. Parámetros del QDR.



Otras técnicas de entonación, utilizan el área del error como parámetro cualitativo para minimizar el error, siendo esa área la que se indica en la figura 3.3.

Dentro de las estrategias más comunes que usan el error tenemos:

$$IAE = \int |e| dt = \text{integral del valor absoluto del error}$$

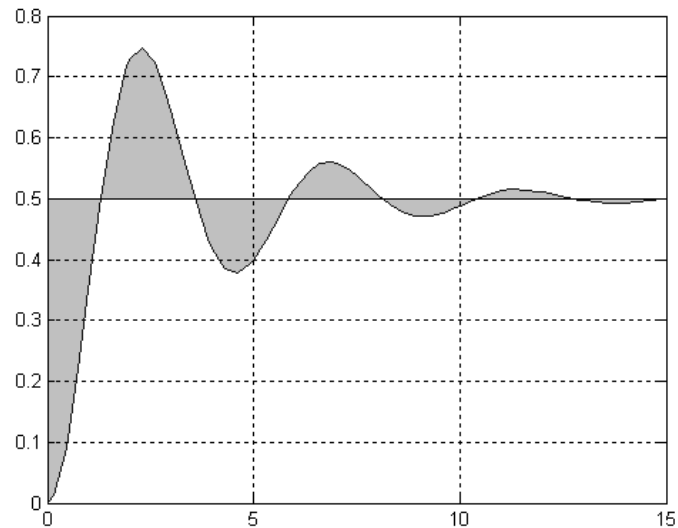
$$ISE = \int e^2 dt = \text{integral del cuadrado del error}$$

$$ITAE = \int t|e| dt = \text{integral del valor absoluto de error por tiempo}$$

$$ITSE = \int te^2 dt = \text{integral del cuadrado del error por tiempo}$$

En los dos primeros criterios se penalizan grandes errores por los que probablemente se obtendrá un comportamiento lento del sistema para lazos que usan esos entonamientos. En los dos últimos se penaliza el tiempo invertido en llegar al valor final (asumiendo cero off-set) y de allí que probablemente se obtendrán respuestas rápidas y con grandes oscilaciones.

Figura. 3.3. Área de error.



En las tablas de entonación de controladores que siguen, se supondrá que se cuenta con un modelo del sistema de la forma **First Order Plus Dead Time** (FOPDT por sus siglas en ingles), esto es:

$$G(s) = \frac{ke^{-Ls}}{TS + 1} \quad (3.10)$$

Se puede también hacer la suposición de que se tiene identificados la ganancia y el período asociados a la oscilación marginalmente estable (K_u, T_u). Antes de presentar la tabla de sintonización de parámetros, es pertinente introducir 2 parámetros de uso común para la identificación de la dificultad de controlar un lazo, estos son:

- Constante de tiempo normalizada $T_N = \frac{L}{T}$, siendo L el tiempo muerto del sistema y T la constante de tiempo del sistema. T_N también recibe el nombre de parámetro de controlabilidad [4].
- Radio de ganancia $K_R = \left| \frac{1}{K_u G(0)} \right|$, siendo K_u la ganancia ultima de la planta y $G(0)$ la ganancia a frecuencia 0 Hz de la planta.

Procesos con T_N y K_R pequeños son teóricamente fáciles de controlar debido a que, como bien se sabe, los retardos de tiempo grandes afectan la fase del proceso y si este es mayor que la constante de tiempo dominante del sistema, el proceso puede tornarse inestable dificultando la sintonización del controlador.

En el anexo B se presentan las técnicas de uso más frecuente para entonación de controladores PID cuando el sistema es del tipo FOPDT (ecuación 3.10).

3.1.3. El Auto-Sintonizador.

3.1.3.1. Concepto: Un auto-sintonizador (*autotuner*, AT) es un dispositivo que automáticamente computa los parámetros de un controlador. El objetivo de este dispositivo, es el de obtener el mejor controlador dados los objetivos de sintonía previamente establecidos. Muchos controladores que se encuentran en las empresas usan parámetros por defecto para controlar; esto consume mucho tiempo antes de que el controlador se pueda sintonizar adecuadamente para la planta donde se trabaja.

Haciendo una distinción con el control IMC de características adaptativas que se referencia en [21], se puede decir que una operación de auto-sintonía corre por iniciativa del operador del controlador y actúa sobre el proceso solo por un lapso de tiempo reducido dependiendo del algoritmo utilizado. Una vez este algoritmo ha calculado los parámetros del controlador el sistema vuelve al modo de regulación y control normal. Un control adaptativo está cambiando los parámetros permanentemente durante el funcionamiento normal del sistema.

Un sistema de auto-sintonización sigue los mismos pasos que seguiría un ingeniero cuando pretende sintonizar un controlador; estos pasos son:

- Estructura² del proceso: En primera instancia, se escoge una estructura para el proceso que se pretende controlar.
- Identificación del proceso: Se recolectan los datos provenientes del proceso y se fija un modelo a partir de la estructura previamente seleccionada.
- Método de diseño: Se computan los nuevos parámetros a partir del método elegido para calcular las constantes del controlador.

Los objetivos de la auto-sintonización de los cuales se hablaba con anterioridad, deben ser definidos antes de realizar la implementación del AT. Algunos de estos objetivos pueden ser: obtener una respuesta transitoria con bajo sobre-impulso, buen rechazo a las perturbaciones, buen tiempo de establecimiento, entre otras.

3.1.3.2. Métodos De Auto-Sintonía. Actualmente se encuentran numerosas teorías sobre la auto-sintonización de controladores PID. En esta investigación se trataron los modelos de ajuste automático de mayor aceptación en el entorno de los reguladores industriales y que además, permitieran una implementación sencilla en sistemas embebidos o empotrados. En los siguientes párrafos se detallarán con cuidado las técnicas más reconocidas de auto-sintonización de controladores PID y el lector puede profundizar en cualquiera de los métodos mencionados en el anexo C de este documento.

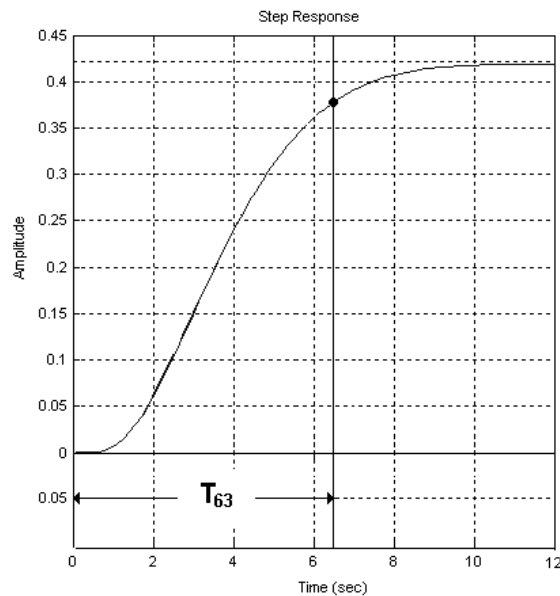
² Es pertinente aclarar la diferencia entre estructura y modelo. Básicamente, cuando se hace referencia a un modelo, se esta evocando a una de las muchas posibles soluciones que puede tener una estructura, es decir que la estructura contiene N modelos diferentes estables e inestables.

- Métodos De La Respuesta Al Paso: Usando la respuesta al paso, un proceso puede ser aproximado a una estructura de tres parámetros como la mostrada en la ecuación (3.10).

$$G(s) = \frac{ke^{-LS}}{TS + 1} \quad (3.10)$$

- Estimación por tiempo de respuesta: El tiempo de respuesta para este método, T_{63} es igual a la suma de T y L que, para sistemas estables, corresponde al 63% del valor final de la variable controlada cuando el proceso ha alcanzado el estado estacionario. Este método es mostrado en la figura 3.4.

Figura 3.4. Estimación de los parámetros por T_{63} .



- Estimación Por Ziegler-Nichols: En 1942 se propuso una teoría vigente aun hoy en día. Este método permite estimar el parámetro L usando la máxima inclinación tangente a la curva de respuesta del sistema. Usando esta tangente es posible encontrar dos puntos en la curva, uno en el eje horizontal y otro en el eje vertical. El retardo de tiempo es

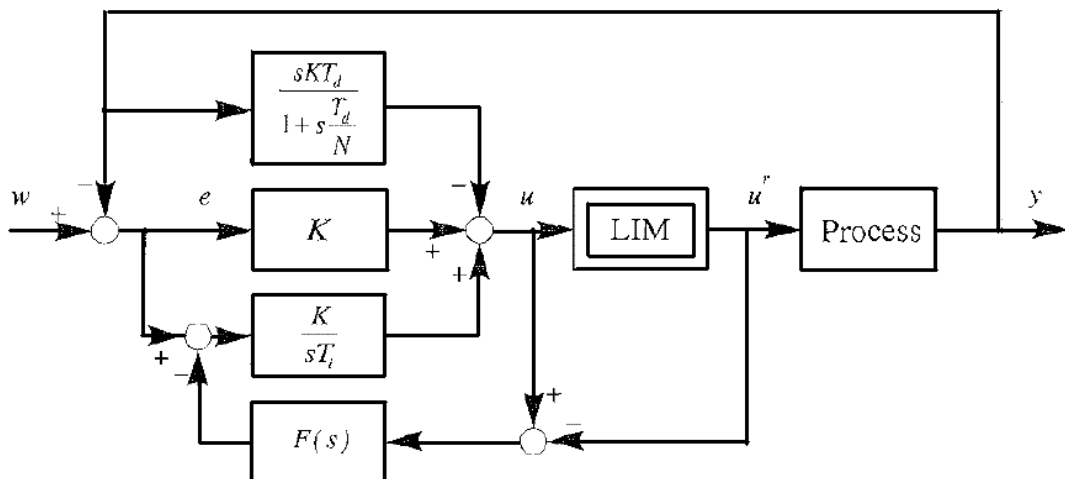
- calculado desde el principio hasta el punto en el cual la tangente corta el eje horizontal.
- Estimación Por El Método De Los Momentos. Hay una tercera vía para determinar los parámetros del proceso de primer orden. Este método hace uso de las integrales que se pueden calcular a partir de la respuesta al paso del proceso.
 - Métodos Del Relé: Haciendo referencia al método de la ganancia ultima expuesto por Ziegler-Nichols, se puede comentar que el método del relé usa el mismo principio, pero que a diferencia del propuesto por Z-N³ que opera la planta al borde de la inestabilidad, en este método hay un control total sobre la respuesta de proceso.
 - Método del relé sin integrador: En la identificación experimental de plantas usando el método del relé sin integrador, se asume que el relé se encuentra colocado en el lazo de control en la posición de controlador.
 - Método Del Relé Con Integrador: El método del relé con integrador fue establecido por Astrom & Hagglund en 1995 [4]. Este puede ser usado bajo dos alternativas: con el integrador antes del relé o con el integrador después del relé.

3.1.3.2. Métodos De Anti-Windup Y Bump-Less Transfer. A continuación se describen los fenómenos no-lineales que se presentan en un controlador implementado. Estos fenómenos deben ser corregidos para que el controlador adquiera robustez.

³ Profundizando en el método de Z-N para entender el uso del método del relé, se hace necesario anotar que no todas las plantas se pueden llevar a un estado de oscilación permanente.

- Efecto *Windup*: Para entender que es un sistema de Anti-Windup y un sistema de Bump-Less Transfer, considere un sistema de lazo cerrado que es gobernado por un PID con limitaciones en la salida como el de la figura 3.5. Suponga que el controlador y el proceso están en estado estacionario. Un paso positivo en la referencia causa un salto en la señal de control, entonces el actuador se satura si la ganancia K_c del controlador es mayor que cero. En este caso, la señal de salida limitada del controlador será menor que en el caso sin limitación y por lo tanto el error decrecerá lentamente. El término integral se incrementa mucho más que en el caso sin limitación por cuanto integra el error por más tiempo. Cuando la variable controlada se acerca a la referencia, la señal de control permanece saturada o cerca de la saturación gracias a la acción integral; u decrece después de que el error pasa a ser negativo por un periodo de tiempo suficientemente largo. Esto da como resultado un proceso con un gran sobre-impulso y un gran tiempo de establecimiento del sistema.

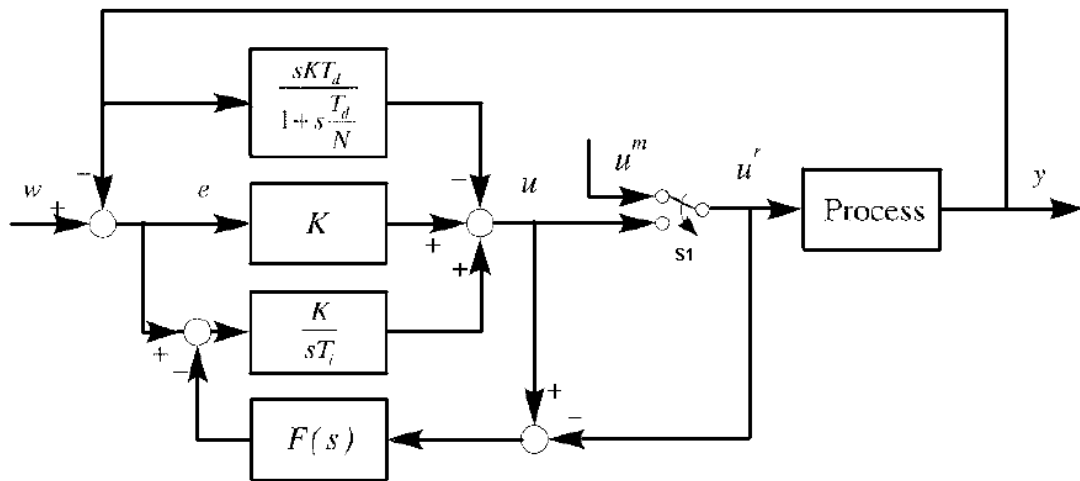
Figura 3.5. Diagrama de bloques de un sistema de control saturado



- Efecto *bump transfer*: Considere un esquema de control con la capacidad de cambiar entre manual y automático como el de la figura 3.6. Asuma que el switch S1 va desde automático a manual. Si la señal de control manual u_M es tal que el error deja de ser 0 por algún periodo de tiempo, el termino integral del controlador PID crece de forma incontrolada y la señal de

control del controlador PID se torna mucho más alta que la señal de control manual elegida por el usuario. Ahora, asuma que el switch S1 vuelve a la posición de automático, en ese momento incluso con un error de 0 un gran salto ocurre en la salida del controlador debido a los grandes valores del término integral; más aun, la señal de control solo disminuye si el error es menor que 0 por un largo periodo de tiempo.

Figura 3.6. Diagrama de bloques de un sistema de control saturado



- Técnicas para eliminar el *windup* y el *bump transfer*: A continuación se describen las técnicas utilizadas para la corrección de este tipo de fenómenos. Si el lector desea profundizar en este tópico, la información completa se encuentra en [18].
 - Referencia Realizable. La referencia realizable es una señal ficticia que se le aplica al controlador en lugar del set-point normal, la señal de control siempre será igual la entrada de la planta. Matemáticamente esto es expresado por la ecuación (3.11).

$$W^r = W + \frac{u^r - u}{K} \quad (3.11)$$

Donde W^r es la referencia realizable, W es la referencia real, u^r es la señal de control limitada, u es la señal de control sin limitar y K es la ganancia del anti-windup.

- Técnica Condicional: Esta es una extensión del método de referencia realizable en la que se define el estado del integrador del controlador de la siguiente manera:

$$\dot{X}_i = W^r - y \quad (3.12)$$

Donde \dot{X}_i es el estado de la parte derivativa, W^r es la referencia realizable y y es la salida del proceso.

Con esto, la señal del controlador PID estándar se transforma en la ecuación (3.13).

$$u = \frac{K_c}{T_i} \cdot X_i + K_c(W - y) - X_D \quad (3.13)$$

Después del estudio de estas y otras técnicas encontradas en la bibliografía de este documento, se eligió la técnica condicional por cuanto se presta para realizar la implementación de manera sencilla en el controlador PID con estructura en serie. En el anexo E de este documento se discretiza el PID con el sistema de anti-windup y bumpless transfer.

3.2. SIMULACION DE LAS TEORIAS DE CONTROL

En el siguiente apartado, se entrará a realizar la valoración de las teorías expuestas en la parte 3.1 detallada anteriormente para encontrar cuales de las formulas de sintonización son las más adecuadas para un caso determinado y cual de los métodos de auto-sintonía se moldea a los requisitos establecidos en los objetivos de la investigación.

En primera instancia es necesario definir cual de las estructuras matemáticas existentes de los PID conocidos se acopla más a las necesidades o cual de estas es la utilizada en el entorno industrial.

3.2.1. Forma Matemática Del PID. En muchos documentos se realizan elaboraciones e investigaciones a partir de la forma estándar del PID, esto es como en (3.1) pero en la industria es común encontrar que los PID cambian de forma, esto se encuentra indicado en W. K. Ho en [22]. Ahora, es necesario realizar la distinción entre las estructuras de los controladores puesto que de ahí depende no solo su desempeño, si no también las formulas de sintonización, la tabla 3.2 muestra la comparación entre las dos estructuras de los controladores PID, la estándar o paralela y la serie.

Como se observa en la tabla 3.5, las formas usadas para la implementación del controlador cuentan con ventajas y desventajas que en realidad no son totalmente relevantes; por ejemplo, se tiene que las investigaciones realizadas sobre el PID estándar como las de Ziegler-Nichos y Cohen-Coon son fácilmente llevadas al plano del PID serie por medio de manipulaciones algebraicas como las indicadas por [22] en (3.14).

$$\begin{aligned}
 K_c &= \frac{K_c'}{2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_d'}{T_i'}} \right] \\
 T_i &= \frac{T_i'}{2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_d'}{T_i'}} \right] \\
 T_i &= \frac{T_i'}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_d'}{T_i'}} \right]
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

Tabla 3.2. Características de los controladores PID. Forma serie y forma estándar.

PID Estándar Ec. (3.1.)		PID Serie Ec. (3.2.)	
Ventajas	Desventajas	Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> • Divide las tres partes. Los tres componentes del controlador se superponen, por lo tanto, la señal de alimentación de cada componente puede ser distinta a la señal de error. • Teniendo el componente integral solo, la adición del bumpless y el antiwindup se realiza de manera transparente. • Si es necesario utilizar solamente un controlador PI, la estructura es modificada fácilmente. 	<ul style="list-style-type: none"> • Los controladores industriales se basan en el modelo serie y las constantes de calibración se encuentran representadas para la estructura serial. • Al estar las señales divididas en paralelo, el valor de las constantes del controlador es mayor. 	<ul style="list-style-type: none"> • La mayoría de documentos donde se hace referencia a los algoritmos de controladores industriales indica que el PID serie es la implementación utilizada. • Dado que los bloques del controlador se encuentran relacionados en forma de multiplicación, el componente derivativo actúa como filtro para toda la señal de control. • Ya que los valores de las constantes se multiplican sus valores pueden ser menores en magnitud. 	<ul style="list-style-type: none"> • No hay forma de que el componente derivativo tome solo la señal medida del proceso para operar, por cuanto la señal que entra al derivador es la salida del bloque PI. • Todas las teorías académicas encontradas en los documentos especializados hacen referencia al esquema PID estándar. • Esta estructura al ser en serie es más lenta que la estructura en paralelo.

Donde en las formulas (3.24) K_c, T_i, T_d son las constantes del PID serie comercial y K'_c, T'_i, T'_d son las constantes del PID estándar. Cabe anotar que para realizar el paso de un PID estándar a un PID paralelo solo se necesita

multiplicar la ganancia del controlador K_c' por las constantes T_i' de la parte integral y T_d' de la parte derivativa obteniendo así las constantes de la ecuación (3.5).

Observando detenidamente las ecuaciones en (3.14) se observa claramente que estas relaciones se cumplen siempre y cuando (3.15) se cumpla.

$$T_i' \geq 4 \cdot T_d' \quad (3.15)$$

Siguiendo con el análisis respecto a las estructuras de los PID, es necesario realizar la distinción tanto en frecuencia como en el dominio del tiempo de estos dos esquemas; para tal fin, se eligieron, las formulas de sintonización IMC de las tablas 3.3 y 3.4 para el PID serie y estándar respectivamente. Los valores que se obtuvieron en la sintonización del controlador fueron las ilustradas en la tabla 3.3 y la figura es planta es la mostrada en la ecuación (3.16).

$$G(s) = \frac{e^{-1.2 \cdot s}}{1.2 \cdot s + 1} \quad (3.16)$$

Tabla 3.3. Planta utilizada en la simulación y resultados de la sintonización.

Planta	Kp	T	L	TN
	1	1.2	1.2	1

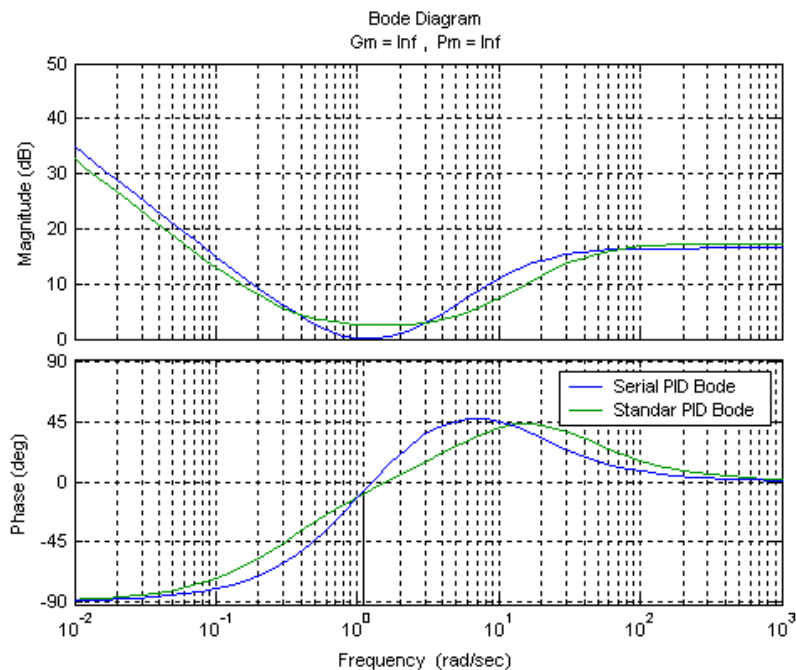
Controlador	Kc	Ti	Td	U MAX	U MIN
Serie	0.6667	1.2	0.6	3.5	0.7798
Estándar	0.6667	1.5	0.2333	1.4074	-0.812

En la tabla anterior se puede observar que la planta a controlar aun permanece en un rango del parámetro de controlabilidad T_N que indica los esfuerzos de controlabilidad moderados que requiere este proceso. También se pueden observar que la sintonización del controlador estándar da esfuerzos de control

más pequeños pero que en contra parte de este indicador, necesita valores negativos de la señal de control para efectuar la regulación. Adelantándose un poco a la elaboración electrónica del controlador, es posible observar que el controlador serie se presta para ser implementado en un microcontrolador mejor que la estructura en paralelo, esto basado en que la señal de control para este caso en particular es siempre positiva.

En la grafica 3.7 se puede apreciar las cartas de bode para ambos controladores. En ellas se observa que el controlador PID serie cuenta con una mayor robustez por cuanto sus cortes en frecuencia se hallan distanciados simétricamente con respecto al punto de inflexión hallado en 8 rad/seg de la grafica de magnitud. También es posible observar como la fase del PID serie es mayor y perfectamente descrita, marcando una fase máxima de casi 45° aunque a una frecuencia menor que la establecida por el PID estándar.

Figura 3.7. Cartas de Bode para el PID serie y el PID estándar.

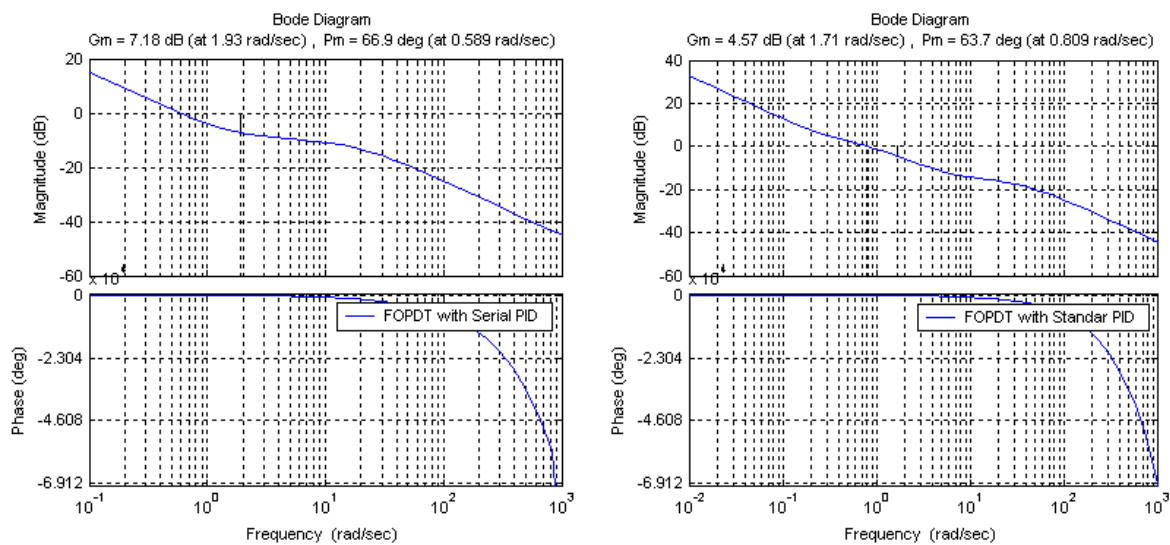


De la misma manera, es interesante valorar el comportamiento de todo el conjunto del sistema de control, es decir, observar el comportamiento en el

dominio de la frecuencia del proceso con ambos PID, esto puede ser observado en la grafica 3.8.

En esta grafica se encuentran las cartas de Bode. La grafica de la izquierda corresponde al proceso con el PID serie, en esta se puede apreciar que la simetría de las frecuencias de codo del polo del integrador y la planta con respecto al punto de inflexión es alta, garantizando así un mayor margen en la robustez del sistema. Se puede apreciar igualmente un margen de ganancia de 7.18 dB y un margen de fase de 66.9° que constituyen excelentes indicadores para este sistema.

Figura 3.8. Cartas de bode para un FOPDT con PID serie y estándar.

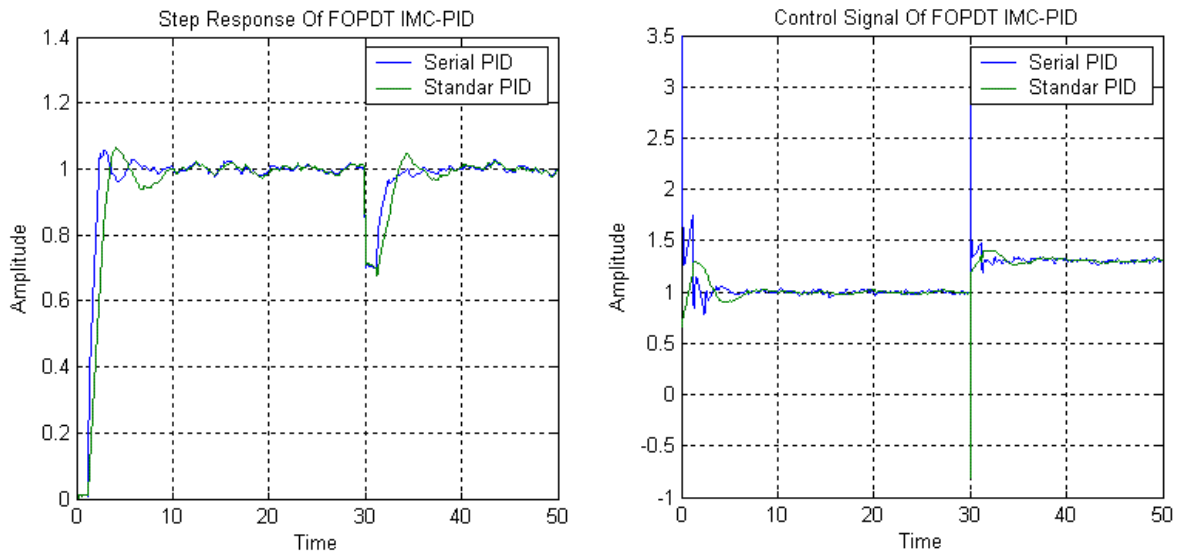


En la grafica 3.8 del lado derecho se presenta el diagrama de bode para el PID estándar que indica menores prestaciones con respecto al PID estructurado de forma serial.

Para apoyar las anteriores argumentaciones, se presenta en la grafica 3.9 la respuesta temporal del sistema con ambas estructuras de PID y sus correspondientes señales de control. Las graficas indican que el PID serial responde ligeramente más rápido que el estándar con la desventaja de utilizar

más energía en la señal de control, pero a su vez, esta energía se podría catalogar como de energía directa o de una sola polaridad como se describió en la tabla 3.3.

Figura 3.9. Respuesta temporal del sistema con ambos controladores.



3.2.2. Formulas Para La Sintonización De Controladores PID. En el apartado anteriormente discutido, se observaron las ventajas de un controlador PID serie sobre un PID paralelo para controlar un mismo proceso, en este apartado se centrará la investigación en las formulas que se encontraron para la sintonización de controladores PID, estas se muestran en el anexo B.

Inicialmente se planteó como punto de partida encontrar los márgenes de ganancia y de fase con sus respectivas frecuencias para evaluar el comportamiento del controlador ante las diferentes teorías de sintonización escogidas a partir del anexo B, y con este criterio se obtuvieron los resultados mostrados en la tabla 3.4 que se sintetizó a partir del estudio realizado en el anexo D.

Tabla 3.4. Resultado de la simulación de las formulas para sintonía de PID's.

Condicion	Planta			Saturacion		Mejores Resultados	Respuesta En Frecuencia			
	Kp	T	L	Alta	Baja		Gm	Pm	Wcg	Wcp
Cambio SP	1	1,2	0,3	6,5	-3	IAE-R	2,2794	60,0639	7,4521	2,4925
Cambio SP	1	1,2	1,2	6,5	-3	IMC	2,2847	66,9492	1,928	0,5888
Cambio SP	1	1,2	2,1	6,5	-3	ISE-R	2,3274	74,3349	1,1586	0,2935
Cambio Carga	1	1,2	0,3	6,5	-3	IAE-LOAD	1,5472	29,8648	6,8898	3,8382
Cambio Carga	1	1,2	1,2	6,5	-3	IMC	2,2847	66,9492	1,928	0,5888
Cambio Carga	1	1,2	2,1	6,5	-3	ITAE-LOAD	2,0454	77,0085	1,1975	0,3053
Doble polo	1	0,6 y 0,6	0,3	6,5	-3	IMC	4,7659	52,4613	3,8354	1,1584
Doble polo	1	0,6 y 0,6	1,2	6,5	-3	ISE-R	2,676	61,2037	1,3509	0,459
Doble polo	1	0,6 y 0,6	2,1	6,5	-3	ISE-R	3,7964	78,316	0,9742	0,1658

De la tabla anterior se puede concluir que el método de sintonización por modelo interno (IMC) da buenos resultados en frecuencia para cambios en la referencia, perturbaciones y mala elección de la estructura siempre y cuando el parámetro de controlabilidad T_N , este por debajo de 1, es decir, que el tiempo muerto del sistema sea pequeño. De igual forma para la norma ISE para cambios en la referencia se comporta mejor cuando la estructura se elige mal y los retardos de tiempo del proceso son muy largos.

3.2.3. Teoría De Pesaje Fuzzy. Como se observo con anterioridad, un factor que se agrega al controlador PID convencional es la constante de pesaje de la señal de referencia, que se ha dispuesto con el fin de permitir ponderar la señal de error de tal manera que ante cambios muy bruscos de la referencia del sistema, los esfuerzos de control se moderen para prolongar la vida del actuador y permitir márgenes de estabilidad más amplios.

Formalmente hay varias formas de realizar este pesaje, pero dadas las condiciones educativas y formativas de la profesión en la Universidad del Cauca, se diseñará, implementará y expondrá un sistema de pesaje por medio de un algoritmo basado en teoría difusa para complementar los conocimientos en el área y permitir una mayor integración de las áreas temáticas abarcadas por la investigación.

En el documento de los autores Antonio Visioli y Giovanna Finzi titulado “*PID Tuning with Fuzzy Set-Point Weighting*” [18] permitió no solo la aplicación de la teoría difusa para calcular el peso de la referencia, si no que abrió una perspectiva de investigación hacia la sintonización de los controladores por métodos de inteligencia artificial. En el anexo F de este documento se profundiza en este ámbito de la investigación.

3.3. DISCRETIZACIÓN DEL PID.

Para poder realizar la implementación del regulador en el μ -controlador, es necesario pasar del PID descrito en el mundo analógico de las ecuaciones (3.4) y (3.5) a una forma que sea expresada en momentos o diferencias de tiempo, tiempo que en el caso de los sistemas de control discretos, se denomina tiempo de muestreo y para el caso específico de esta investigación estará representado por la letra h .

Con base al procesamiento matemático expresado en el anexo E de este documento, el modelo discreto del controlador PID serie se muestra en las siguientes ecuaciones.

- Parte proporcional:

$$u_p = K_c \cdot (b \cdot r(k \cdot h) - y(k \cdot h)) \quad (3.14)$$

- Parte integral:

$$X_i(k \cdot h + h) = X_i(k \cdot h) + 2 \cdot \left(e(k \cdot h) - \frac{\Delta u(k \cdot h)}{K_a} \right) \quad (3.15)$$

$$u_i(k \cdot h) = \frac{h \cdot K_c}{2 \cdot T_i} \cdot \left(X_i(k \cdot h) + e(k \cdot h) - \frac{\Delta u(k \cdot h)}{K_a} \right) \quad (3.16)$$

- Parte derivativa:

$$X_D(k \cdot h + h) = -\rho \cdot X_D(k \cdot h) + \alpha \cdot (\rho + 1) \cdot u_i(k \cdot h) \quad (3.17)$$

$$u_D(k \cdot h) = (1 - \alpha) \cdot u_i(k \cdot h) + X_D(k \cdot h) \quad (3.18)$$

3.4. SINTESIS DEL ALGORITMO PID

Después de haber evaluado los factores más relevantes de las teorías académicas disponibles, es pertinente sintetizar los conceptos que se depuraron para proyectar a partir de estos el algoritmo matemático que se pretende implementar en los siguientes capítulos.

- En primera instancia, se logro valorar los dos esquemas de control más usados, el PID estándar y el PID serie. En síntesis con lo mencionado en los textos estudiados acerca del algoritmo de control de los PID comerciales, se puede considerar que la estructura más valida a ser implementada es el algoritmo PID serie por encima del PID paralelo por cuanto este cumple con las siguientes características:
 - Cuenta con una mejor respuesta en frecuencia comparado con el estándar para las mismas condiciones de comparación.
 - Al ser interactuante, el controlador serie permite que las constantes sean de menor magnitud que las del controlador estándar.
 - Para las simulaciones realizadas, el controlador serie responde mejor que el paralelo tanto en el dominio temporal como en el de la frecuencia-
 - Los ceros del controlador serie son siempre reales mientras los ceros del controlador estándar pueden ser reales o complejos conjugados lo que dificulta su calibración comparado con el PID serie.
- Es de destacar el uso del sistema de *anti-windup (AW)* y el *bumpless transfer (BT)* que permiten dar mayor robustez y fiabilidad al controlador. La técnica elegida es la técnica condicional puesto que implementa los dos sistemas con una realimentación a modo de controlador P al integrador, lo que resulta simple de implementar y no aumenta los requerimientos de procesamiento matemático a niveles extremos como algunas de las otras técnicas descritas en [18].

- Otra adición importante al algoritmo de control es el uso del sistema difuso de pesaje del set point (**Set Point Weighting - SPW**) que permite al usuario establecer el suavizado del paso del set point deseado solamente con la determinación del tiempo en que se desea que este suceda sin calcular pendientes ni ninguna constante.

- El algoritmo de auto – sintonía es un elemento interesante de los controladores industriales y aunque no todos lo tienen, es relevante que este prototipo pueda implementar un algoritmo de control sencillo para proyectar la teoría estudiada y analizar sus utilidad a partir de los resultados prácticos obtenidos en las pruebas. Para este fin se eligió el método de los momentos por su fácil implementación como se muestra en el anexo C; además, otros criterios que se pueden establecer son los mencionados a continuación
 - El método de los momentos puede ser usado en lazo cerrado lo que resulta en un parámetro de robustez para sistemas puesto que se garantiza que el proceso siempre estará bajo control.
 - Es un método más rápido que el método de sintonización por medio del relé por cuanto solo consumirá el tiempo equivalente a 5 veces el T_{63} de la respuesta del proceso.

Se implementarán dos controladores embebidos en micro-controladores en una sola estructura física con las características anteriormente descritas. La estructura del PID a implementar es el PID tipo serie, además de un control ON-OFF, algoritmo de auto-sintonía por el método de los momentos, y la capacidad de enlazar los dos controladores en cascada.

4. ARQUITECTURA Y DESARROLLO

4.1. DESARROLLO SOFTWARE

El algoritmo de implementación diseñado, debía ser lo más sencillo posible pero que abarcará la teoría necesaria para que tanto el componente de control se adecue a los requerimientos planteados en el capítulo 3, y el diseño de la electrónica sea mínimo. En el algoritmo de la figura 4.1 se puede apreciar una serie de pasos encapsulados en un bucle serial infinito con una serie de pasos simples descompuestos posteriormente.

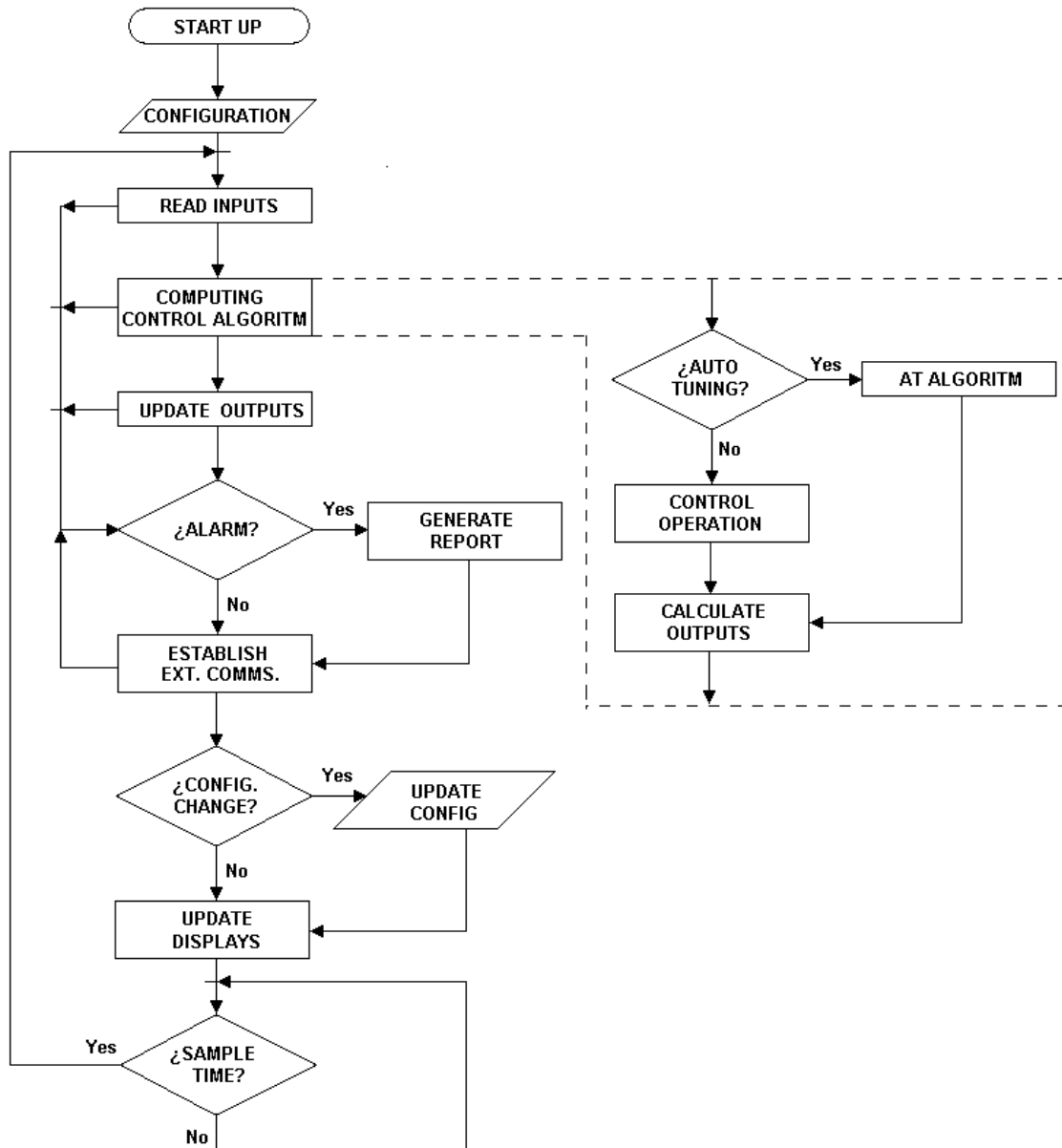
El primer paso del algoritmo es el inicio. En el inicio el controlador deberá inicializar todas las variables de acuerdo con la organización de la memoria auxiliar, para que el control empiece con los parámetros establecidos en la anterior puesta en marcha del equipo. Una vez configurados los parámetros iniciales del controlador, el sistema deberá leer las entradas del proceso de acuerdo a la configuración y realizando el filtrado de la señal de entrada.

El siguiente paso en el algoritmo es ejecutar la acción de control establecida por el usuario; aquí hay una divergencia en la linealidad del algoritmo, se pueden encontrar 2 opciones; la primera, ejecutar el algoritmo de control normal; la segunda, es ejecutar el algoritmo de auto-sintonización del sistema.

Este aspecto del algoritmo es de suma importancia puesto que, ya en la implementación, se debe encontrar la manera de ejecutar decisiones diferentes en cada controlador del prototipo, por ejemplo, en el controlador 1 se tiene un algoritmo PID y en el segundo controlador se esta ejecutando un algoritmo de auto-sintonía; lo uno no debe interferir con lo otro. En algunos controladores industriales, solo se puede ejecutar una acción a la vez en ambos controladores; en otros se puede ejecutar cuando el usuario quiera en

cualquiera de los dos controladores. Para esta elaboración, optaremos por la segunda opción por cuanto da mayor libertad al usuario.

Figura 4.1. Diagrama de la algoritmia básica del sistema.



Una vez ejecutados los algoritmos elegidos por el usuario, el sistema calcula la salida y la coloca en el modulo correspondiente a la elección que se encuentra registrada en la configuración del sistema.

El sistema detecta fallas básicas en el funcionamiento electrónico, o bien, puede indicar cuándo la variable controlada se encuentra fuera de los valores establecidos como rangos mínimos y máximos para la variable, en cuyo caso, el algoritmo genera un reporte de alarmas que podrá ser enviado por el sistema de comunicaciones del controlador o simplemente almacenará el tipo de alarma en la memoria del sistema y lo desplegará en el momento en el que ocurre el problema.

Por último, el sistema debe esperar a que se cumpla el tiempo de muestreo, que aunque por diversas causas ya pudo haber pasado debido a un aviso de alarma, será fijo y tendrá un periodo que en los controladores industriales oscila entre 100 mseg y 500 mseg. Ahora, es indispensable valorar el uso de un doble μ -controlador debido a las múltiples funciones y a que la interfase hombre-maquina puede quitar tiempo de operación, bajando el tiempo de muestreo final, lo que conlleva el detrimento del algoritmo de control.

4.1.1. Definición De Las Partes Operativas Del Algoritmo. Según los elementos encontrados en los documentos relacionados con los controladores industriales en la fase de recolección de datos, se planteo la siguiente estructura del algoritmo de procesamiento y control:

La arquitectura básica del controlador se planteo con base a los siguientes requerimientos:

- Pesaje del set-point por medio de una variable.
- La función integral del controlador con anti-windup y bumpless transfer.
- La función derivativa con la salida del proceso como entrada al derivador.
- Función de control moderno con base al esquema de trabajo adaptativo.
- Sistema de control multilazo.

Con las opciones anteriores se elaboro un menú alfanumérico que pudiera presentar ante el usuario final los datos de una manera clara y que la configuración del equipo se realizará de manera rápida y sin la necesidad de aprenderse un manual de símbolos para configurar el controlador.

Las opciones que el usuario puede elegir son las siguientes:

- Opción 1, un controlador: Con esta opción el usuario tiene la posibilidad de utilizar todos los recursos hardware para controlar un solo lazo de control.
- Opción 2, dos controladores: Al elegir esta opción, el usuario establece una división de los recursos hardware para realizar el control de dos lazos de control por separado o hacer un control en cascada.

Con esta configuración básica, se procede a configurar el sistema para determinar el tipo de control que se ejecutará en cada controlador.

Dados los resultados de la investigación, se encontró que los controladores industriales poseen los siguientes tipos de reguladores:

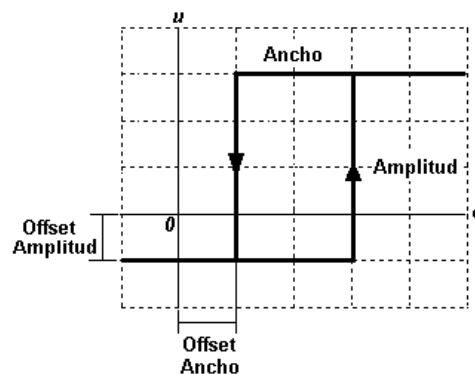
- Opción 1, control ON-OFF: Con esta opción el usuario coloca en la ranura 1 o 2 del sistema un regulador del tipo relé.
- Opción 2, control N-PID: Al elegir esta opción, el usuario coloca en la ranura 1 o 2 del sistema un regulador del tipo PID normal.
- Opción 3, control IMC-PID: Opción que coloca en la ranura 1 o 2 del sistema un regulador del tipo PID adaptativo.
- Opción 4, control manual: Si se elige esta opción el usuario toma el mando de la señal de control que es enviada al proceso.

Teniendo en cuenta las opciones de reguladores posibles, los parámetros de calibración de cada controlador están dados así:

- Control ON-OFF: Los parámetros que se pueden elegir para un controlador del tipo relé son los siguientes:
 - Ancho del relé: este parámetro hace referencia a la histéresis que tendrá el controlador. Las unidades de estos datos están dadas en unidades absolutas.
 - Amplitud del relé: con este parámetro el usuario puede variar la amplitud de salida del relé, esto en el caso de manejar actuadores de rango continuo con variaciones de amplitud máxima y mínima. Las unidades de estos datos están dadas en porcentaje.
 - Off-set de ancho: desplazamiento horizontal de la histéresis.
 - Off-set de amplitud: desplazamiento vertical de la amplitud.

La figura 4.2 ilustra estos valores.

Figura 4.2. Parámetros de sintonización del controlador ON – OFF.



- Control N-PID: Los parámetros que se pueden elegir para calibrar el controlador PID normal son los siguientes:
 - Ganancia proporcional: El usuario ingresa la ganancia proporcional. Es un valor de 0 a 999 con resolución de 0.01.
 - Tiempo integral: El usuario ingresa el tiempo de integración. Es un valor entre 0 y 999 en pasos posibles de 0.01.
 - Tiempo derivativo: La constante del derivador es generalizada en forma de ganancia y se encuentra en el rango de 0 a 999 en pasos de 0.01.
- Control IMC-PID: El parámetro para la calibración del regulador adaptativo es el siguiente:
 - Tiempo de establecimiento de lazo cerrado deseada: El usuario ingresa la constante de tiempo de lazo cerrado de sistema. El rango de esta variable es desde 0.01 segundos hasta 999 segundos.

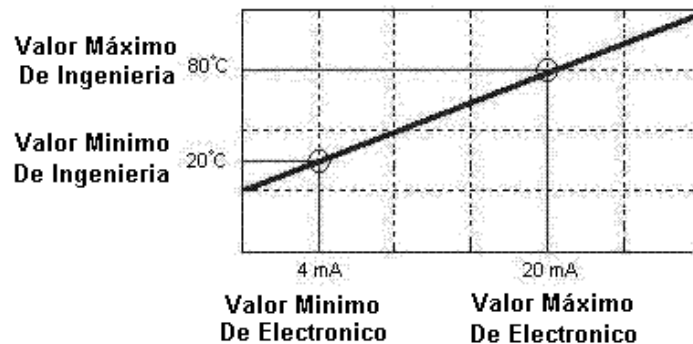
Otro factor de relevante importancia en el controlador es el sistema de escalización que permite visualizar los datos en unidades de ingeniería para un mayor entendimiento y comprensión de los mismos. Este sistema tiene como datos de ingreso los siguientes elementos:

- Valor mínimo de la señal electrónica.
- Valor máximo de la señal electrónica.
- Valor mínimo de la variable.
- Valor máximo de la variable.

La grafica 4.3 ejemplifica un sistema de escalización en el que para la señal mínima electrónica la variable en unidades de ingeniera es de 20 grados

centígrados y para el valor máximo 80 grados centígrados en unidades de ingeniería.

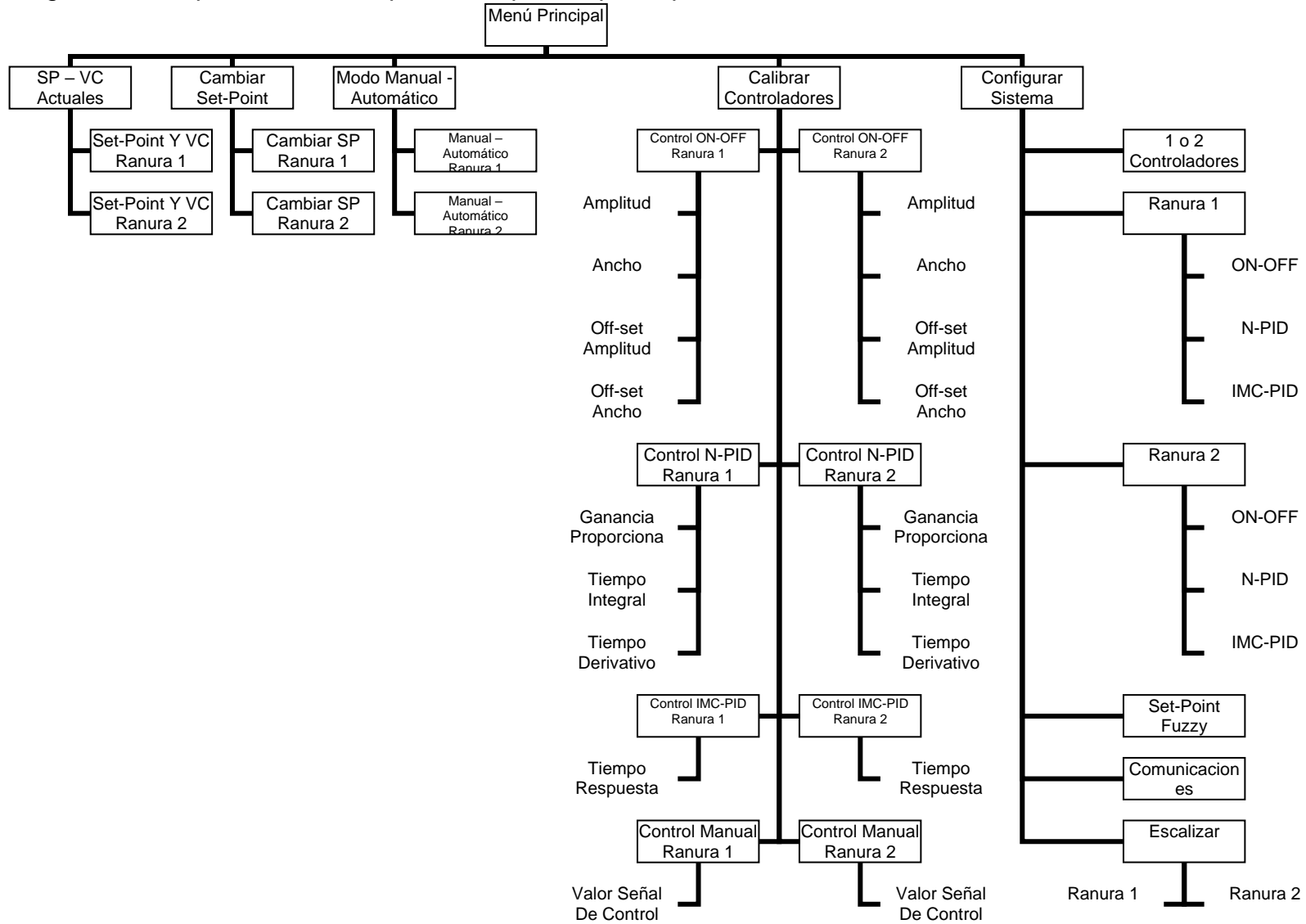
Figura 4.3 Sistema de escalización.



Sintetizando las anteriores consideraciones, el borrador de la arquitectura del menú se aproxima en primera instancia como se observa en la figura 4.4.

Con base a este elaborado menú, se creo un programa en lenguaje ANSI C para microcontroladores de gama alta que permitió visualizar entre otras cosas varias dificultades: la primera, fue que un menú de estas características tendría que tener un microcontrolador dedicado exclusivamente a esta función por su complejidad, extensión y tiempo de ejecución o utilizar un uC más potente que permita ejecutar la interfase hombre-maquina o HMI en sin ningún problema para el algoritmo de control; el segundo inconveniente identificado fue que al realizar operaciones en cualquier punto del algoritmo del HMI, todas las variables deberían estar disponibles para el sistema de interrupciones del uC, lo que se dificulto puesto que los conocimientos adquiridos hasta ese momento no permitían trabajar más que con punteros o variables globales; la opción de los punteros resultaba demasiado engorrosa para un micro-controlador y específicamente para el compilador PICC-18 de la empresa Hi-Tech ya que al saltar de nivel de anidamiento, el compilador necesita que las direcciones de retorno se almacenen en el STACK del micro, lo que llevaría a que para las funciones más anidadas del programa lograrán saturar la pila FIFO y llevando finalmente a un RESET obligado que terminaba en la perdida de la información.

Figura 4.4. Esquema del menú planteado para el prototipo fase I



Más adelante se recurriría a la programación estructurada, esto permitió agrupar datos en estructuras y llamarlas en cualquier parte del programa como una estructura externa creada en el archivo .C principal.

La conclusión más relevante de plantear un menú de las características del apartado anterior, fue que se hacia necesario utilizar dos microcontroladores, uno dedicado al HMI y a la comunicación externa con la red 485 y el otro al algoritmo de control en si. En el apartado siguiente se explicará el desarrollo hardware de la aplicación.

4.1.1.1. Trama de comunicación entre los microcontroladores. Internamente los microcontroladores se comunican por medio de la trama mostrada en la figura 4.5.

- Trama de petición de variable. La trama de comunicaciones interna de los 2 micro – controladores, se presenta en la figura 4.5.

Figura 4.5. Trama de comunicaciones de petición de variable.

Caracter de inicio	Funcion	Datos	CRC
1 Byte	1 Byte	4 Bytes	2 Bytes

Donde el carácter de inicio es el signo “\$” la función es una de las descritas en la tabla 4.1 los datos para este caso son 4 bytes en 0 y el CRC es el chequeo de redundancia cíclica de 16 bits.

Cabe anotar que el algoritmo de comunicaciones interno realiza una condición de *Time-Out* de 1.5 mili-segundos entre bytes para corroborar que los datos

llegaron de manera consecutiva. La trama de respuesta del uC encargado del control es de la misma forma que la mostrada en la figura 4.5.

Tabla 4.1. Funciones para la comunicación interna.

FUNCION	VALOR	DESCRIPCION
SP	1	Envio del Set-Point
CV_req	2	Requerimiento de la variable controlada
MV_req	3	Requerimiento de la variable manipulada
MV_send	4	Envio de la variable manipulada
SPW	5	Activar-Desactivar Set-Point-Weighting
AT	6	Activar-Desactivar Auto-Tuning
MAN_AUTO	7	Manual-Automatico
output	8	Tipo de salida
algorith	9	Tipo de algoritmo
send_kc	10	Envio de Kc
send_ti	11	Envio de Ti
send_td	12	Envio de Td
send_tcl	13	Envio de Tcl
send_h	14	Envio de h
send_enma	15	Envio del valor de ingeniería máximo
send_enmi	16	Envio del valor de ingeniería mínimo
send_elmi	17	Envio del valor eléctrico mínimo
send_elma	18	Envio del valor eléctrico máximo
SP_req	19	Requerimiento del Set-Point
remoto	20	Comunicación remota

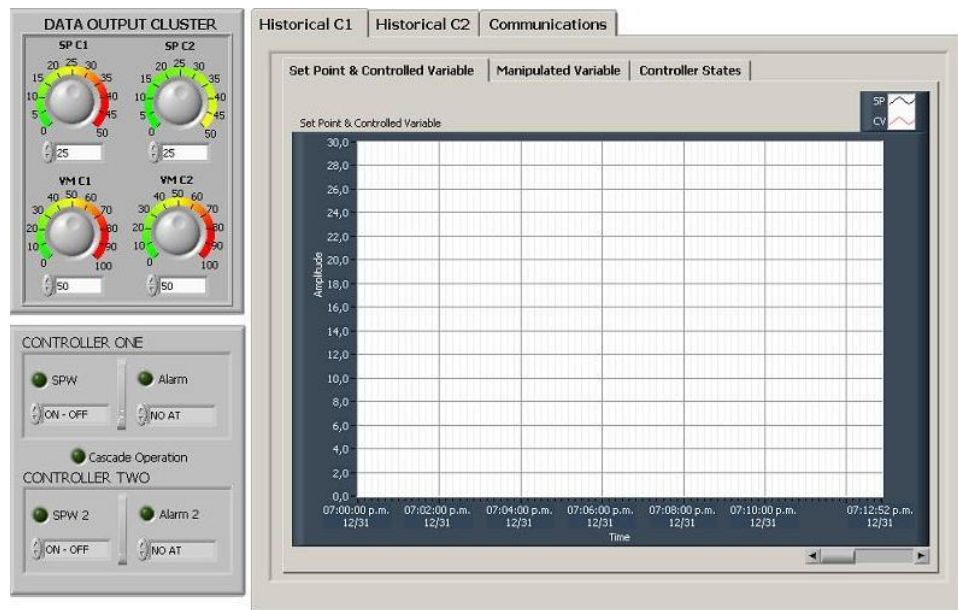
Por ejemplo, si se toma como referencia al microcontrolador encargado del HMI del controlador, este puede solicitarle al microcontrolador encargado del control el valor de una variable que el usuario esta requiriendo ver en la pantalla del controlador

- Trama de escritura de variable. , en ese caso la trama de envío es la misma que la de la figura 4.5. pero la respuesta es un ACK de valor 18 en decimal o un NACK de valor 81 en decimal. Por ejemplo, si se toma como referencia el uC encargado del HMI, este escribe un dato en el uC encargado del control correspondiente al dato que el usuario cambio desde el teclado del controlador,

entonces el uC encargado del control responderá con un byte de valor 18 para confirmar la llegada correcta de datos o un 81 para avisar de un fallo en la comunicación.

4.1.2. El Supervisorio. El supervisorio del controlador fue creado con el fin de visualizar las variables más relevantes del proceso. Esta interfase fue diseñada en LabView versión 6i dadas las facilidades que otorga este software para la comunicación con periféricos externos. La comunicación se planteó con base al puerto serial del computador y al protocolo propietario hecho para este proyecto.

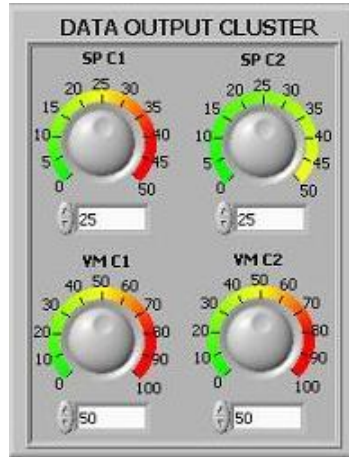
Figura 4.6. Supervisorio elaborado en LabView.



El supervisorio cuenta con un total de 3 áreas de función que son las siguientes:

- Cambio De Variables: Esta es un área donde el usuario puede cambiar el set-point y la variable manipulada, datos que serán enviados al controlador por vía serial.

Figura 4.7.. Interfaces de cambio de variables en el supervisorio.



- Visualización del estado del controlador: En esta área el usuario puede observar el estado actual del controlador, es decir observar en que modo de control esta operando, si se encuentra en operación en cascada, si tienen activado el auto-tuning y si tiene el SPW activo.

Figura 4.8. Visualización de los estados del controlador



- Tendencias históricas de las variables: Este es el elemento más importante en el supervisorio por cuanto permite observar las tendencias históricas de las variables más importantes del sistema. En esta área el usuario puede observar

el set-point y la variable controlada, la variable manipulada, y los estados internos del controlador.

4.1.2.1. Trama de comunicación con el PC. La comunicación con el PC se basa en la trama de comunicaciones mostrada en la figura 4.9.

Figura 4.9. Trama de comunicaciones con el PC.

Caracter de inicio	Funcion	Datos	CRC
1 Byte	1 Byte	24 Bytes	2 Bytes

Donde el carácter de inicio es el carácter “:” y la función es una de las descritas en la tabla 4.2.

Tabla 4.2. Funciones para la comunicación externa.

Funcion	Valor	Descripcion
Data A	49	Envio de los Set-Points, variables controladas y variables manipuladas
Data B	50	Envio de los parametros del controlador K_c , T_i y T_d
Data C	52	Envio de los estados internos del controlador X_c , X_i y X_d
Data D	54	Envio del resultado de la autosintonia K_p , T , L
Data E	56	Envio de los valores de escalizacion y el nivel de ruido en el proceso

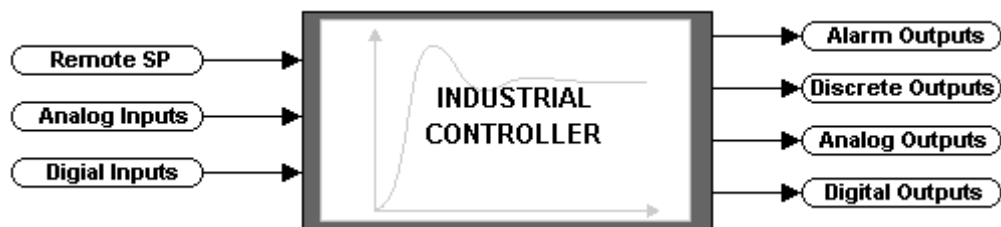
4.2. DESCRIPCIÓN HARDWARE DE LA REALIZACIÓN.

Para poder realizar la implementación del algoritmo definido en el capítulo 3 y el software descrito en la sección anterior de este documento, es necesario esquematizar los bloques necesarios para que el diseño hardware del controlador cumpla con las especificaciones de diseño y permita el desempeño óptimo del algoritmo matemático de control.

Como primera fase, es pertinente plantear el controlador como una caja negra con entradas y salidas establecidas para luego descomponer este bloque principal hasta sus componentes electrónicos básicos.

Teniendo en cuenta los pasos que debe desarrollar el algoritmo, el número de entradas y salidas del sistema, el tipo de señales a manejar y los requerimientos básicos de tiempo del algoritmo, se puede analizar a fondo la caja negra descrita por la figura 4.10.

Figura 4.10. Diagrama de bloques funcional, caja negra.



Del capítulo 1 de este documento se puede deducir que las variables más importantes a tener en cuenta para la realización hardware del controlador son el tipo de entradas, que pueden ser diferenciadas inicialmente entre digitales y/o analógicas y una entrada para el set-point remoto; como salidas del controlador, el dispositivo debe contar con salidas para alarmas, salidas discretas, analógicas y digitales para el control.

Ahora, cada uno de estos grupos debe ser discriminado para obtener una solución adecuada para los objetivos de la tesis.

1. Set – Point remoto mediante PC. Los controladores industriales disponibles en el mercado utilizan un sistema de comunicación digital para manipular diversas variables del regulador, entre estas se encuentra el SP remoto, esta es una

característica que solamente poseen los controladores más avanzados, aunque la gran mayoría de los controladores investigados cuenta con un sistema de comunicaciones serial. Se decidió que este componente es indispensable en el prototipo diseñado, esto dado que el sistema de comunicaciones serial es requerido para visualizar en tiempo real la variable de control de control y la variable medida del proceso.

2. Entradas Analógicas. Como se observo en la tabla 2.1, los controladores industriales cuentan con un sistema de entrada universal, el cual como mínimo permite entradas de mili-amperios, mili-voltios, voltios, entrada para RTD y termocupla, el usuario elige cual de las entradas necesita para su proceso, y por lo general el fabricante despacha el controlador con una sola de dichas opciones, aunque también se puede solicitar un dispositivo con todas las opciones de entrada. Para el caso específico de esta investigación, la entrada del protocolo de 4-20 mA será la que permita al controlador sensar el estado del proceso. La decisión se tomo básicamente debido a 3 razones, la primera, es la entrada más fácil de implementar después de la entrada en voltios; segundo, la universidad cuenta con una serie de sensores industriales que se comunican mediante este protocolo, y por ultimo, es el protocolo de nivel de I/O de mayor uso en la industria.
3. Alarmas Del Controlador. Para reportar alarmas los controladores cuentan con 2 sistemas básicos; el primero, por medio del sistema de comunicaciones serial; el segundo, por medio de relés que pueden ser mecánicos o de estado solidó. Muchos controladores cuentan con más de una salida para alarmas para cada lazo de control. Para el caso de este trabajo, se utilizarán los relés mecánicos por cuanto son de fácil instalación y cumplen con el objetivo final que es cambiar de estado una de las salidas del controlador para indicar una falla en el proceso de control.

4. Salidas Discretas. Estas salidas están implementadas básicamente cuando el controlador esta funcionando en modo ON-OFF. Pueden estar hechas con relés de estado sólido o mecánicos. Como el algoritmo de control elegido en el capitulo 3 cuenta con un control ON-OFF como una de las estrategias para efectuar la regulación, el prototipo debe contar con salidas discretas de tipo relé.
5. Salidas Analógicas. Las salidas analógicas con las que cuenta un controlador industrial pueden ser en voltaje o en mili-amperios. Debido al amplio uso de los dos tipos de salida, el controlador cuenta con ambos sistemas, permitiéndole así obtener mayor versatilidad.

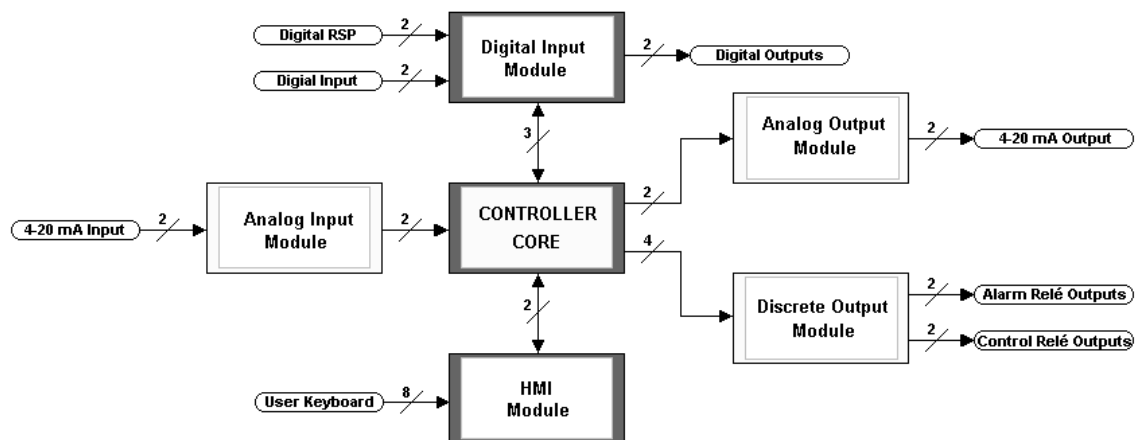
Una vez definidos los requerimientos de entradas y salidas, es preciso desglosar la caja negra inicialmente planteada en bloques más específicos hasta llegar a la solución modular que permita un máximo nivel de constitución electrónica y un entorno hardware óptimo para el algoritmo de control.

El primer paso para realizar la descomposición en factores más pequeños del diagrama de la figura 4.10., es el establecimiento de las características de multi-lazo con las que pueda contar el controlador. El esquema de control que requiere de dos controladores es el control en cascada; muchos controladores industriales cuentan con la posibilidad de colocarse en cascada; estos controladores tienen dos reguladores que pueden ser usados para dos lazos distintos de control o un lazo de control en cascada. En este trabajo se realizará la implementación de dos controladores embebidos en el prototipo; de esta manera los recursos hardware se utilizarían al máximo.

La conclusión más relevante de plantear requerimientos como los anteriores, fue que se hacía necesario utilizar dos microcontroladores, uno dedicado al HMI y a la comunicación externa con la red 485 y el otro al algoritmo de control en sí.

En la figura 4.11 se pueden vislumbrar un total de 6 bloques que representan el siguiente paso en la síntesis del diseño del controlador. A continuación se describirán los componentes necesarios para cada módulo, de tal manera que se pueda ir en aproximación al esquema de la arquitectura electrónica.

Figura 4.11. Diagrama de bloques funcional nivel 2.



1. Modulo de entradas analógicas. Dado que ya se eligió el protocolo de 4-20 mA como entrada de la señal medida del proceso, es igualmente necesario definir que componentes requiere este modulo para ser implementado finalmente. Por tal motivo, este modulo es desglosado en los bloques del diagrama 4.12.

Figura 4.12. Diagrama de bloques modulo entradas analógicas.



En la figura anterior se pueden distinguir tres módulos básicos necesarios para la adquisición de una señal analógica, estos son, la adecuación de la señal entrante, el filtrado y la conversión a digital. Detalladamente estos módulos son descritos a continuación.

2. Modulo de adecuación de la señal. Dado que las señales de corriente son ligeramente más complicadas de procesar, es necesario llevar esta señal a voltaje; para este fin existen varios métodos, el más sencillo de todos es utilizar la ley de Ohm y colocar una resistencia apropiada en paralelo a las líneas entrantes de la corriente; el problema radica en la precisión de la resistencia usada, normalmente las resistencias que se consiguen en el mercado tienen una tolerancia del 20% al 5%, lo que implica un off-set en la señal adquirida debido a que la resistencia tiene un valor diferente al requerido teóricamente. Para usar resistencias, se deben conseguir resistencias de uso industrial que cuentan con una tolerancia del 0.1%. Para una corriente que oscila entre 4 y 20 mili-amperios, la resistencia debe tener un valor de 250 ohmios pero con una tolerancia mínima de 5%, el valor estaría alrededor de ± 12.5 ohmios lo que resulta en voltajes proporcionalmente diferentes, es decir, ± 0.05 para la corriente de 4 mA y ± 0.25 voltios para 20 mA. Ahora, las resistencias cambian abruptamente ante cambios en la temperatura a nivel teórico la resistencia cambia como se indica en la ecuación (4.1).

$$R(T) = R(T_0) \cdot e^{\left(\frac{E}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right)} \quad (4.1)$$

Donde T_0 es la temperatura de prueba inicial en grados Kelvin, k es la constante de Boltzmann y E es una constante a determinar para cada resistencia. Con esta aclaración, la resistencia que a 293 °K es de 250 ohm, a

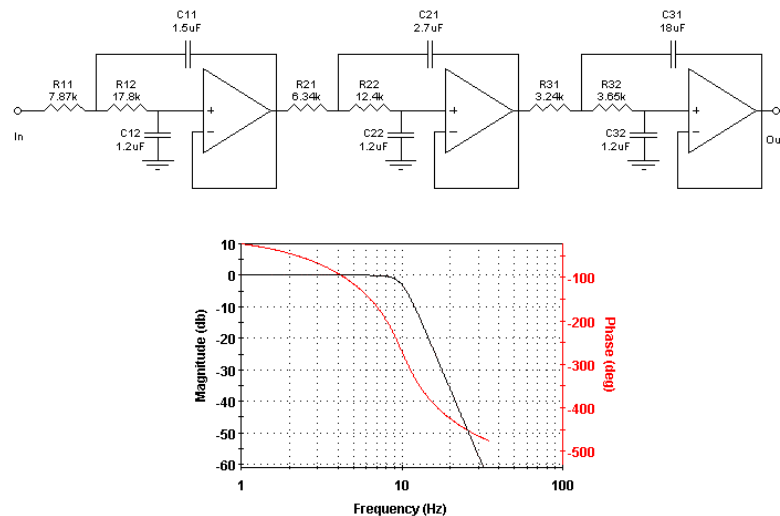
343 °K es de 30.39 ohm. Otro factor acerca de las resistencias, es que a altas frecuencias, las resistencias pierden sus propiedades de elementos estáticos y entran en acción las impedancias de las capacitancias e inductancias propias de las resistencias.

Otra forma de adquirir la señal en corriente y convertirla a voltaje es utilizar un dispositivo dedicado exclusivamente a este fin, con el agravante de que su costo se multiplica por cientos de veces, de decenas a varios miles de pesos. Para el caso específico de esta tesis, se encontró una familia de *recivers* de 4 - 20 mA para uso industrial. Aunque estos dispositivos se encuentran disponibles para el público, su uso está limitado por las características del encapsulado superficial, pero la compañía Texas Instruments distribuye uno de estos dispositivos en PDIP (*Plastic-Dual-In-Line-Packet*), es el caso del RCV420-KP, que a nivel comparativo con las resistencias, tiene una tolerancia de 0.1% y una degradación del voltaje con respecto a la temperatura de $10\mu V/^{\circ}C$, valores totalmente aceptables ya que en el peor de los casos para 20 mA a 70 °C se tendrá un voltaje de salida de 5.0055 voltios, además de garantizar una buena recepción de la señal puesto que al estar construido con amplificadores operacionales, ofrece una impedancia de entrada alta de 200 kΩ. Este integrado no requiere componentes externos para funcionar por lo tanto se Eligio para ser implementado en el controlador.

3. Filtro de entrada analógico. Al estudiar los controladores industriales disponibles en el mercado, es posible observar que ninguno cuenta con un filtro anti-aliasing, debido a que es poco práctico implementarlo por varias razones; la primera, debido a las bajas frecuencias que se manejan en los procesos industriales los componentes de un filtro, bien sea activo o pasivo, serían muy altos; la segunda, que para obtener una buena relación de atenuación del filtro,

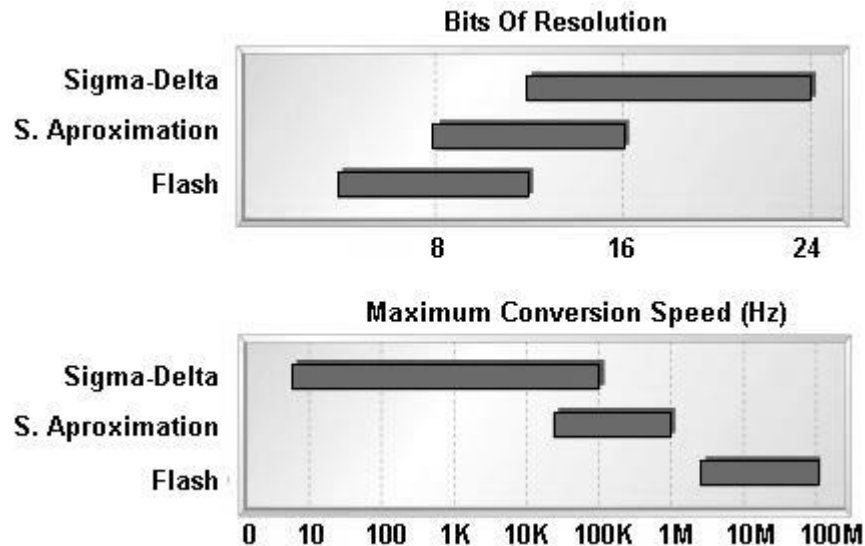
este debe ser de un orden alto ya que un polo solo atenúa 20 dB por década y se requiere que un filtro anti-aliasing logre atenuar frecuencias no deseadas en por lo menos $\frac{1}{2}$ década; la tercera razón de peso, es que por cada entrada analógica del controlador debería ir uno de estos filtros, lo que resulta ser poco practico. En la figura 4.13 se muestra el diseño del filtro que se estudio pero que no se implementó por las razones anteriormente descritas

Figura 4.13. Filtro anti-aliasing 6 orden.



4. Conversor Análogo – Digital. Como ultimo paso para el procesamiento de la variable adquirida, es necesario digitalizar la señal entrante. Los conversores utilizan diversas tecnologías que no serán expuestas del todo en este documento por cuanto no son los alcances de la tesis, pero en este documento se trataran los esquemas de los ADC básicos como lo son: el tipo *Flash*, de aproximaciones sucesivas y el sigma-delta, en la grafica 4.14 se presenta una comparación entre bits de resolución y velocidad de conversión.

Figura 4.14. Comparación entre tipos de ADCs.



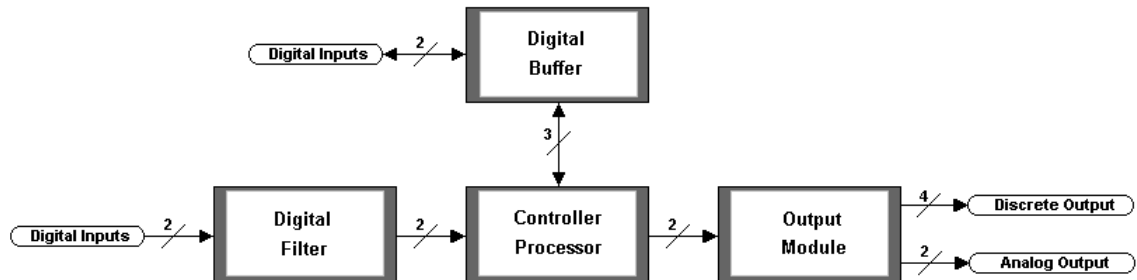
Fuente: <http://www.embedded.com/story.html>.

Como se planteo en el ante-proyecto de esta investigación, el dispositivo que más se presta para la implementación de este controlador, es el μ -controlador, los dispositivos de gama alta (Familia 18FXXX) cuentan con un conversor de aproximaciones sucesivas, entonces es pertinente hacer uso de esta capacidad que disminuiría la cantidad de componentes electrónicos externos a usar en el diseño de la arquitectura electrónica.

5. Modulo central del controlador. Lo primero a dilucidar, es el bloque funcional donde residen los algoritmos de control previamente elegidos. Dadas las características con las que cuentan los microcontroladores de la empresa Microchip, las condiciones y los recursos con los que se dispone para realizar el trabajo, convergieron a la utilización del PIC 18F452. Dado que la implementación requiere hacer uso de librerías matemáticas, realización de filtros, uso de todos los canales de comunicación, así como de varios pines de los puertos de entrada y salida, es necesario que el modulo central se divida en

procesamiento matemático y interfase hombre-maquina o HMI, como se menciona en el apartado anterior. Pasando a un nivel más profundo en los diagramas de bloques, este estaría representado como lo muestra la figura 4.15.

Figura 4.15. Diagrama de bloques modulo principal.



Con toda la descripción realizada anteriormente, el proyecto evolucionaría de acuerdo a los niveles

A esta altura de la investigación y el planteamiento de las soluciones hardware reales, aun quedaba una incógnita por resolver: “¿Cómo comunicar los dos microcontroladores al igual que todo el equipo a la red externa de comunicación?”. La pregunta tomó gran relevancia cuando se estudiaron las posibles opciones de comunicación bidireccional entre circuitos integrados. Las opciones de las cuales se disponía en los microcontroladores adquiridos eran las siguientes:

- *Master Synchronous Serial Port (MSSP)*. Este modulo de comunicación en los micro-controladores de la familia 18FXXX de la empresa Microchip, maneja dos modos SPI (*Serial Periphel Interface*) e I²C (*Inter-Integrated Circuit*). No se disponía de este modulo puesto que ya se había separado para su uso en conjunto con el DAC de referencia MCP4922 que requiere la configuración del modulo MSSP en modo SPI que se opera a 3 líneas.

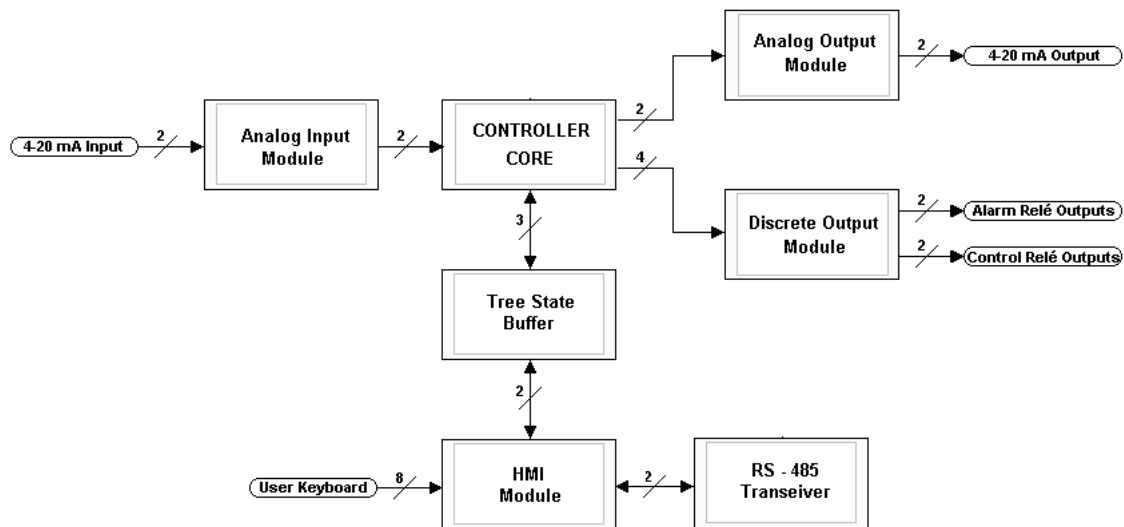
- *Parallel Slave Port (PSP)*. Este modulo nunca se pudo poner a funcionar de manera bidireccional y requería además de su extrema complejidad para sincronizar los dos microcontroladores, utilizar exclusivamente para la transmisión 12 bits en paralelo, 8 de los cuales pertenecen al puerto D del micro lo que conllevaba a cambiar toda la librería de manejo y operación de la de pantalla de cristal liquido.

Dado que el puerto serial se encontraba ocupado en el diseño para utilizar la comunicación RS-232, la única opción por software posible era implementar un protocolo de comunicación serial por los puertos B del micro y usar las interrupciones externas por flanco, con el inconveniente de la robustez del algoritmo dado que este es un modulo muy sensible a los tiempos y se debía utilizar un generador de reloj para implementar el protocolo NRZ (*Non-Return-To-Zero*) lo que no era confiable además de tener que implementar al algoritmo en lenguaje de ensamblador para tratar de garantizar un funcionamiento en el menor tiempo posible y con la mayor estabilidad que se pudiera lograr.

Otra opción, esta vez a nivel hardware, era agregar un buffer de 3 estados que permitiera realizar la separación y el control de acceso al medio por uno de los microcontroladores de la red de comunicación. Esta opción fue adoptada por cuanto permitía una comunicación segura entre los dos microcontroladores y a su vez permitía enlazar todo el sistema con un máximo de dos sistemas externos de comunicación, es decir un sistema externo a RS-232, posibilidad de RS-485 y la comunicación interna con un solo puerto serial. Gráficamente el esquema elegido se muestra en la figura 4.16.

Pero este esquema presentaba ya de entrada un problema serio; cualquier variable del sistema que se deseara exportar de manera serial, debía pasar obligatoriamente por el HMI aun así no se estuviera desplegando el dato. Esto fue un gran problema puesto que los tiempos de comunicación se incrementaron y la sincronización resulto ser complicada. Esto será explicado en los siguientes apartados.

Figura 4.16. Diagrama de bloques con buffer de 3 estados.



A pesar del problema mencionado, la solución hardware planteada permitió avanzar un poco en la estructuración externa del algoritmo, que aunque ajena al algoritmo de control, era esencial para el desempeño robusto del controlador.

A continuación se presenta la evolución del controlador en los prototipos que llevaron al dispositivo final.

4.3. EVOLUCION DE LA ARQUITECTURA DEL CONTROLADOR.

Con base a los datos recopilados en los capítulos 2 y 3, se planteó una evolución marcada en tres fases llamadas prototipos fase I, fase II y fase III. Esta idea planteó una serie de prototipos que permitió enfocar las teorías de control que ya se tenían elegidas y verificar su funcionamiento.

En el anexo H se presenta al lector la evolución del prototipo en sus dos fases previas antes de llegar al prototipo fase III que en definitiva fue el usado para realizar las pruebas del algoritmo de control.

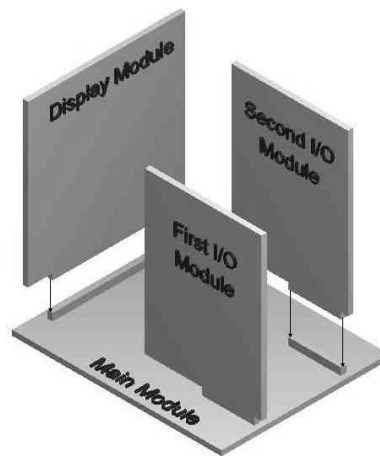
4.3.1. Prototipo Fase III. Hasta el momento se habían elaborado los prototipos de una manera empírica a nivel de constitución hardware, lo que había llevado a errores en la fabricación, en las dimensiones finales y en general en todo el aspecto físico del prototipo. Para superar estos problemas, se optó por realizar un diseño en CAD que abarcara desde el diseño de las pistas hasta el diseño sólido de las resistencias, microcontroladores, condensadores y demás componentes electrónicos para obtener información dimensional que permitiera obtener un diseño no solo para las dimensiones adecuadas acordes al estándar DIN, si no un diseño atractivo y funcional. Para tal fin se recurrió al uso de Solid Edge, diseñando todos los componentes electrónicos y realizando el ensamble del prototipo.

Inicialmente se planteó un diseño simple que permitiera una visión global del prototipo que se quería desarrollar, este debería estar compuesto de 4 boards, pero a diferencia del prototipo fase II explicado en el anexo H, este prototipo tiene cada micro-controlador separado en PCBs (*Printed Circuit Board*) separadas por funciones. Las restantes 2 boards son las PCBs de entradas y salidas que se

fabricaron con respecto a los requerimientos del capítulo 3. En la figura 4.17 se puede observar tal bosquejo.

Elaborando el prototipo de la manera anterior e integrando como herramienta principal de desarrollo a Solid Edge, se diseñó la caja del controlador a partir de las dimensiones del estándar DIN 1/8; esta debería tener las siguientes dimensiones: 96mm de alto x 96mm de ancho en el panel frontal y 90mm de alto x 90mm de ancho x 125mm de profundo. El diseño obtenido en base a los controladores industriales existentes se muestra en la figura 4.18.

Figura 4.17. Bosquejo prototipo fase III.

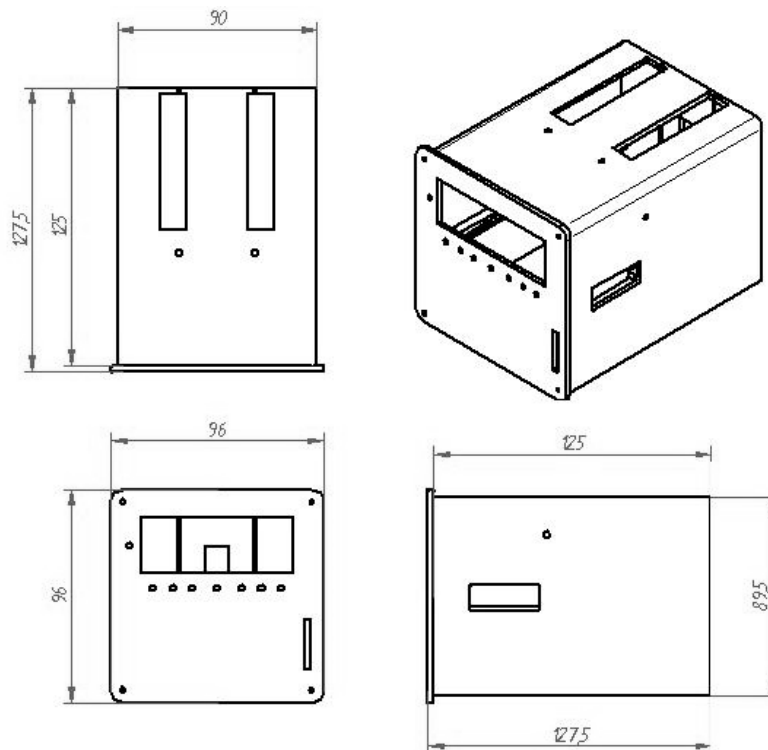


A partir del diseño de la caja de la figura 4.18, se procedió a diseñar las boards integrantes del controlador también en Solid Edge y se tomaron algunas decisiones en la arquitectura electrónica del equipo, esto dado que debían hacerse algunas modificaciones para poder realizar la tarea de dividir la tarjeta principal de la fase II en dos más pequeñas.

En primera instancia, para realizar la comunicación entre los dos microcontroladores se tomó una decisión importante a raíz de lo aprendido con la

fase anterior. La decisión radica en comunicar al controlador desde el microcontrolador encargado de las funciones matemáticas y dejar como esclavo de la red al microcontrolador del HMI. En cuanto a esta modificación, era necesario realizar cambios en el diseño hardware por cuanto se necesitaba dar a la arquitectura de la red interna del controlador la posibilidad de trabajar en modo peer-to-peer o multi-maestro con algunas restricciones. La figura 4.19 ilustra lo anterior en función de bloques.

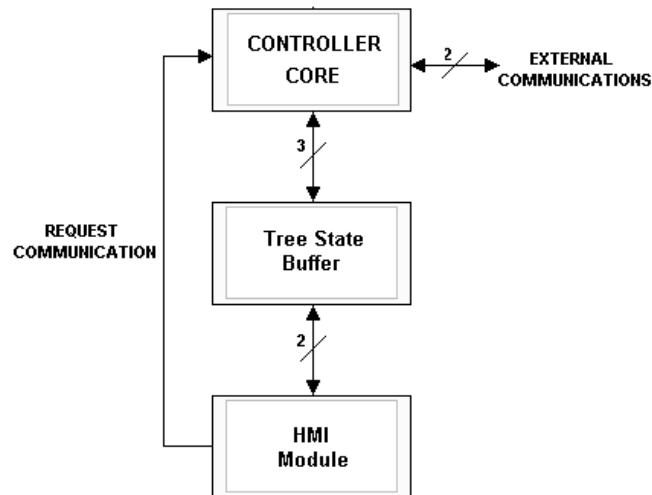
Figura 4.18. Plano de la caja del controlador fase III.



En la figura 4.19 se puede observar que el modulo del HMI solicita permiso para usar el buffer de comunicaciones por un hilo externo; a nivel hardware este hilo es un bit que llega a la interrupción por flanco del microcontrolador encargado del controlador y este, dependiendo de su estado actual en referencia a las

comunicaciones externas, habilita o deshabilita el buffer de 3 estados para comunicarse con el HMI.

Figura 4.19. Nueva arquitectura interna de la red de comunicaciones.



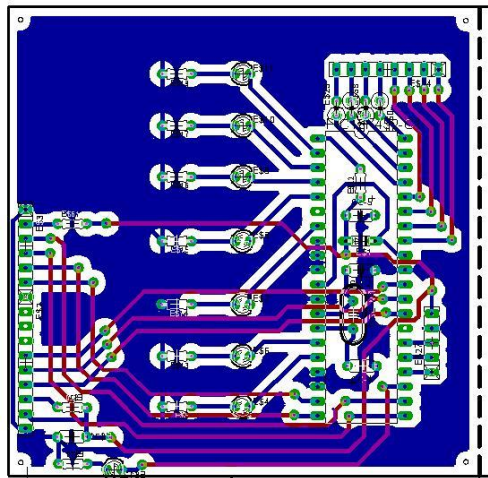
El segundo elemento modificado en el diseño hardware fue eliminar la red RS - 485 por cuanto la comunicación con el supervisorio se dificultaba mucho con esta red por el uso de la pasarela descrita en la figura 4.26 que entre otras cosas se salía del alcance de este proyecto de investigación. En compensación, se optó por comunicar al controlador con el protocolo hardware de más fácil uso en una PC, el protocolo RS - 232; lo que implicaba usar un MAX232 en reemplazo del SN75176 de la red RS - 485.

Por ultimo, una consideración de peso en cuanto al diseño hardware fue agregar toroides de choque de corriente y condensadores de *by-pass* a todo el circuito desde la entrada de la fuente. Esto se puede observar en el anexo G que habla de las características más relevantes de diseño de PCBs.

A continuación se describe el desarrollo CAD de cada una de las board que fueron diseñadas.

- Board de despliegue: Esta board debía soportar la pantalla LCD y los leds indicadores de estado, pero se le adicionaba la función de recibir el teclado y contaba además con el microcontrolador encargado del HMI. Para este diseño se optó por las siguientes técnicas de diseño de PCB:
 - Dado que el oscilador debía estar lo más cercano posible a los pines del microcontrolador, se optó por ponerlo en el interior de la base de 40 pines y el microcontrolador, así se colocó la resistencia de reset y los condensadores y diodos de *by-pass* de la alimentación.

Figura 4.20. Diseño de PCB de la tarjeta de despliegue.

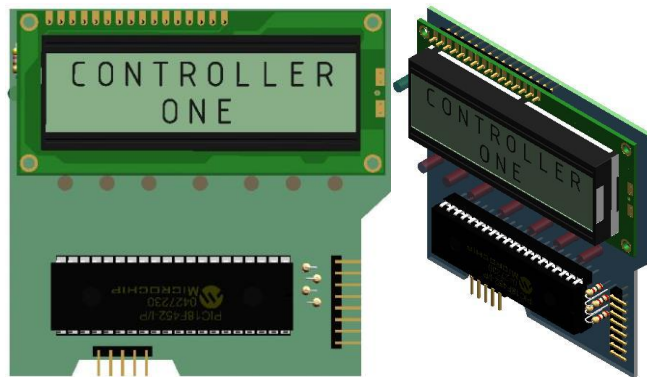


- Se colocaron las pistas importantes en la cara de arriba junto con la señal VCC de alimentación mientras que en la cara inferior se colocó la tierra del circuito.

- Todos los elementos de la board son digitales y tienen condensadores de *by-pass* para la protección de ruido y cambios bruscos de tensión.

Con estas consideraciones se diseñó la board de manera como se muestra en la secuencia de figuras 4.20 y 4.21

Figura 4.21. Board despliegue en CAD fase III. Completa.



- Board principal: A diferencia de las fases anteriores, la board principal en esta fase del diseño, solo cuenta con un microcontrolador y tiene slots para agregar las entradas y salidas de corriente o voltaje según sea la necesidad.

Al igual que en la board de despliegue, los elementos de mayor prioridad como el sistema de oscilación del micro se dispusieron de manera que quedaran lo más cerca posible del integrado. En esta board se colocaron los toroides de choque y los condensadores de *by-pass* para minimizar el ruido proveniente de la fuente de alimentación. En las figuras 4.22 y 4.23 se observa el desarrollo CAD de la board.

Figura 4.22. Diseño de PCB de la tarjeta principal.

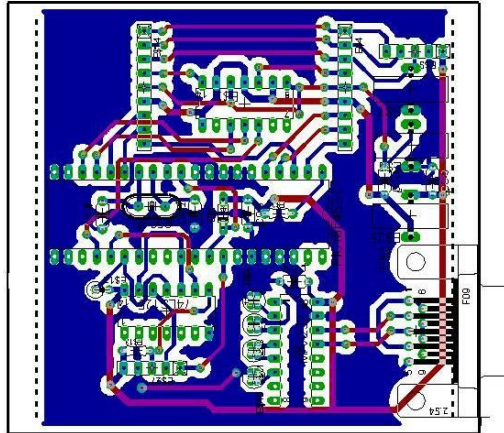
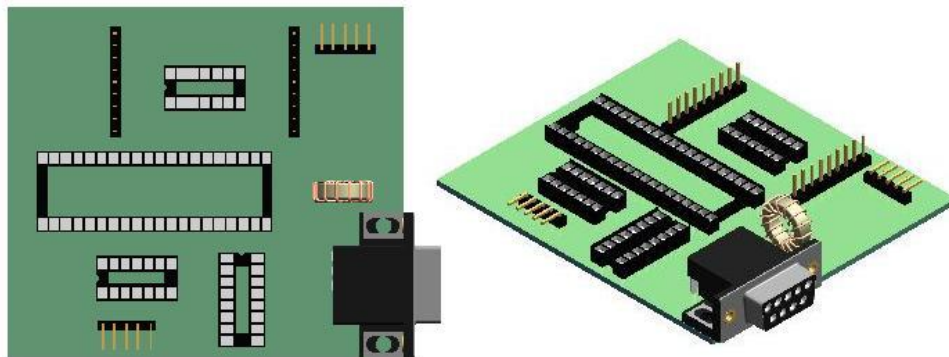


Figura 4.23. Board del controlador en CAD fase III con elementos básicos.

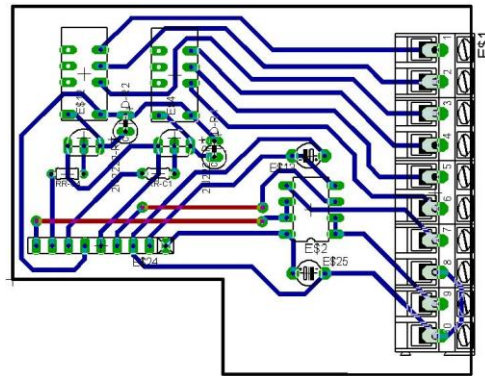


- Board de entrada y salida: Dado que los controladores industriales cuentan con una amplia gama de posibilidades en cuanto a entradas y salidas se refiere, se hizo necesario proyectar a partir de la tecnología disponible un sistema de tarjetas que permitiera al controlador tener entradas universales que se aproximarán al diseño flexible de los equipos comerciales. Con base a lo anterior, se diseñaron dos tarjetas de entradas y salidas con las especificaciones para hacer uso de las plantas controlables en el laboratorio de control de procesos. Estas dos tarjetas son descritas a continuación.
 - Tarjeta de entradas y salidas en voltaje: La tarjeta más sencilla considerada se basa en niveles de entrada y salida en voltaje. Para una primera

aproximación y la facilidad de realizar las pruebas necesarias para realizar control en procesos sencillos como redes RLC (Resistencia - Inductancia - Capacitancia) se diseñó una tarjeta con entrada a 0-5 voltios y salida a 0-5 voltios. Esto permitió corroborar y depurar los algoritmos de control.

La figura 4.24 muestra la PCB desarrollada como tarjeta de entrada y salida para voltajes de nivel 0 a 5 voltios.

Figura 4.24. Diseño de PCB de la tarjeta IO de voltaje.



- Tarjeta de entradas y salidas en corriente: Una de las señales más básicas en el entorno industrial es la señal de corriente con niveles de 4 a 20 mili amperios, por tanto, se implementó una tarjeta que hiciera uso de transductores de corriente a voltaje y voltaje a corriente para aplicación industrial.

Las tarjetas a nivel de diseño CAD en el software Solid Edge son ilustradas en la figura 4.26.

Figura 4.25. Diseño de PCB de la tarjeta IO de corriente.

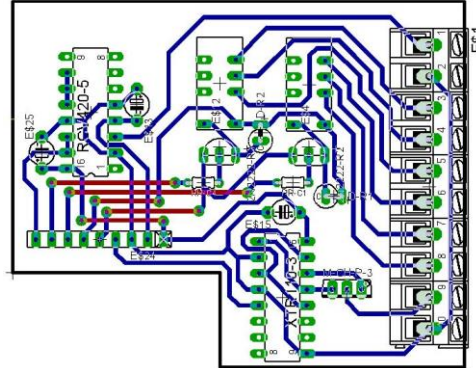
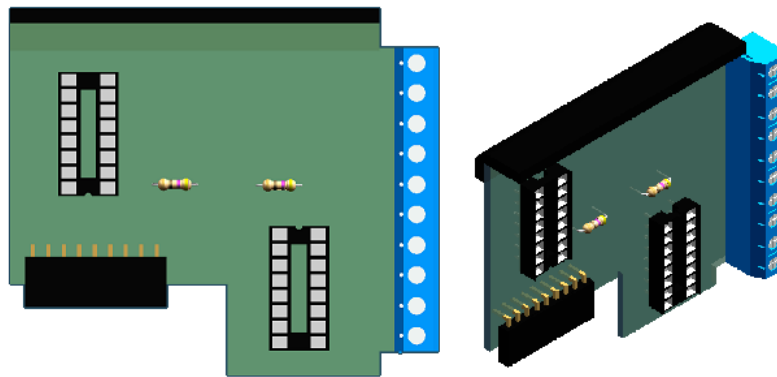


Figura 4.26. Tarjetas de entrada y salida para el controlador en 3D.



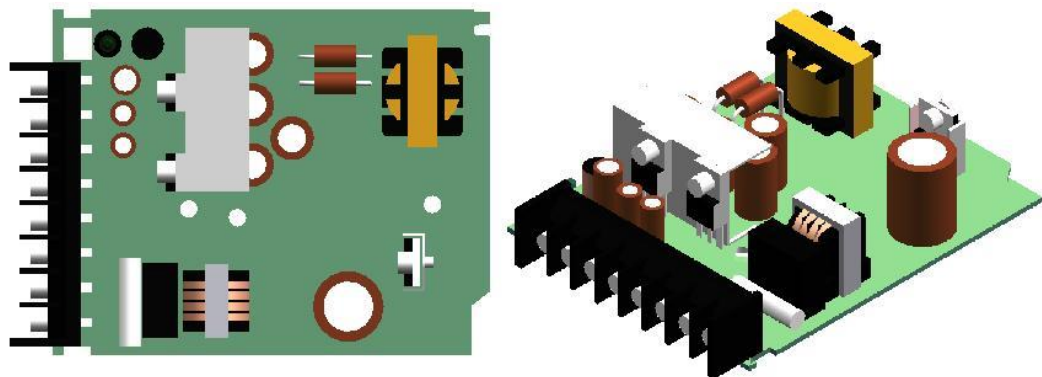
- Teclado matricial: Una vez se ha definido el estándar DIN de la caja como el estándar DIN 1/8 y se ha diseñado en CAD con las especificaciones del estándar, se diseñó en el teclado hexadecimal y la ergonomía de los elementos visuales del controlador con base a la board de despliegue para que el diseño final fuera cómodo y estético para el usuario final. Este es un elemento importante en el diseño del controlador que constituye la interfase hombre-máquina a nivel de ergonomía y aunque la investigación no contemplaban un diseño ergonómico se realizó un esquema ergonómico básico que se muestra en la figura 4.27.

Figura 4.27. Diseño ergonómico del teclado de membrana.



- Diseño CAD de la fuente: La fuente como elemento fundamental del controlador se diseño en CAD para poder realizar el ajuste de su posición dentro del controlador. El resultado se muestra a continuación en la figura 4.28.

Figura 4.28 Diseño CAD de la fuente switching.



Con todas las características de diseño estudiadas anteriormente, se obtuvo como síntesis un diseño CAD mostrado en la figura 4.29.

Con el esquema en CAD el diseño de la caja y del las boards, se facilito al punto de reducir los tiempos de fabricación y puesta a punto del controlador en un 50 %, es decir, con respecto a la fase II de diseño del controlador, esta fase solo tomo 3

semanas en ser completada desde su diseño en CAD hasta la obtención del controlador físico como lo muestra la figura 4.29.

.Figura 4.29. Diseño CAD total del controlador.

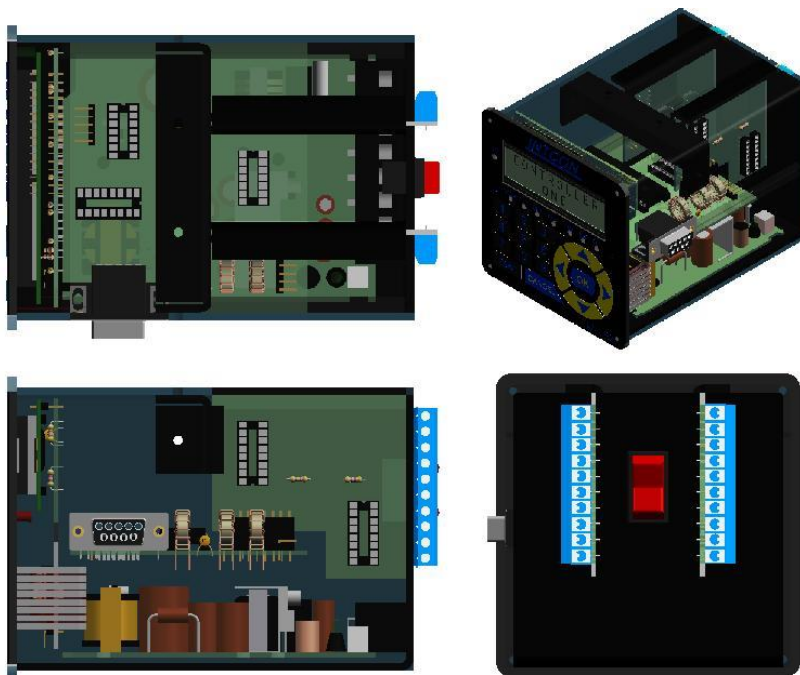


Figura 4.30. Prototipo fase III terminado.



5. PRUEBAS DEL PROTOTIPO

5.1. DETECCION DE NIVELES DE RUIDO.

La primera fase de las pruebas del prototipo fue verificar los niveles de ruido existentes en el controlador; para ello se colocó como planta una red RC con una capacitancia de 10 μF y una resistencia de 1M Ω . La base de la prueba consiste en colocar una señal de lazo abierto a la planta del 50% del rango total disponible para esa tarjeta, es decir, un voltaje de 2.5 voltios y verificar gráficamente los niveles de ruido del sistema. En la figura 5.1 se puede observar lo sucedido; el nivel de ruido medido en porcentaje alcanzaba el 30% lo que era totalmente inaceptable en un sistema de control.

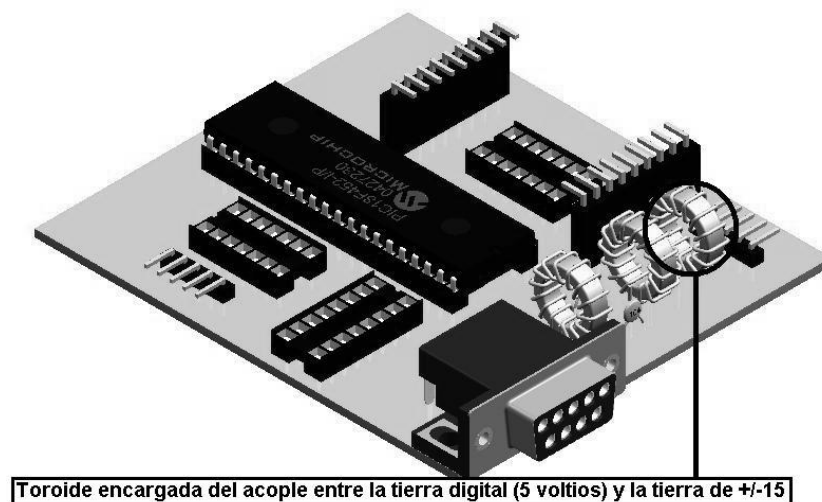
Figura 5.1. Niveles de ruido en el proceso con una red RC como planta.



Luego de un minucioso estudio al circuito del controlador se observó que la inestabilidad provenía de la fuente de poder, pero más específicamente de los toroides que se colocaron en el circuito para eliminar ruido. El problema consistió

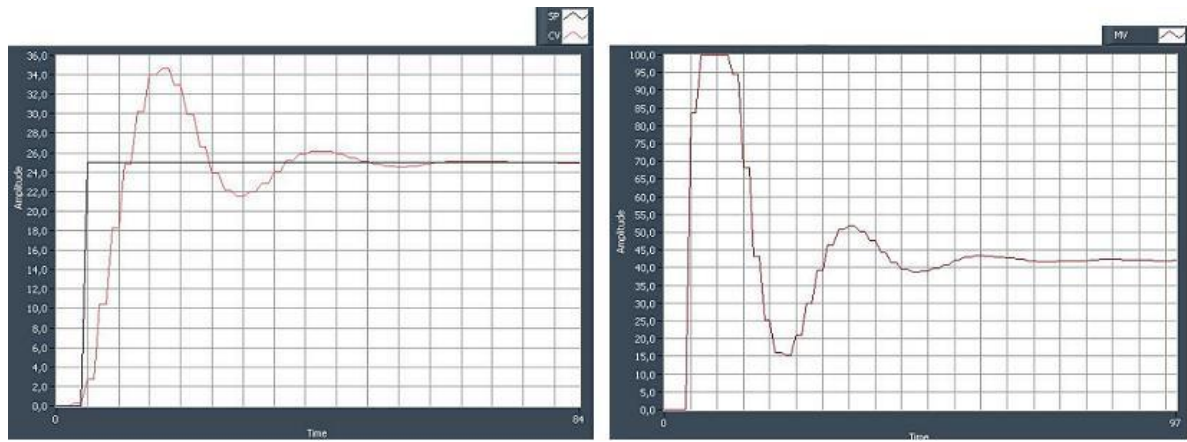
en que la fuente de poder tiene las tierras separadas de 5 voltios y 15 voltios y -15 voltios, por lo tanto debían ser conectadas de tal manera que siguiera habiendo un aislamiento para ruido pero que el punto de referencia 0 del circuito, fuese uno solo para todos los componentes del controlador. Para tal fin, se uso un toroide que impedía que sobresaltos de corriente pasaran de la parte analógica a la parte digital, pero de alguna manera este entraba en resonancia con los condensadores de *by-pass* del micro-controlador encargado del control y generaba lo mostrado en la figura 5.1. En la figura 5.2 se observa cual fue el toroide que ocasionó el problema.

Figura 5.2. Toroide en resonancia con condensadores de *by-pass*.



Una vez se identifico la fuente de ruido y se suprimió, se procedió a realizar una prueba sencilla con un controlador PI con $K_c = 10$ y $T_i = 10$ que permitiera corroborar estos niveles en lazo cerrado; los resultados se muestran en la figura 5.3.

Figura 5.3. Respuesta y nivel de ruido en la planta controlada con un PI.



A) Variable Controlada y Set – Point

B) Variable Manipulada

En la figura anterior se puede apreciar que el sistema deja de tener niveles de ruido exagerados y simplemente tiene una oscilación casi imperceptible en el programa realizado para el supervisorio.

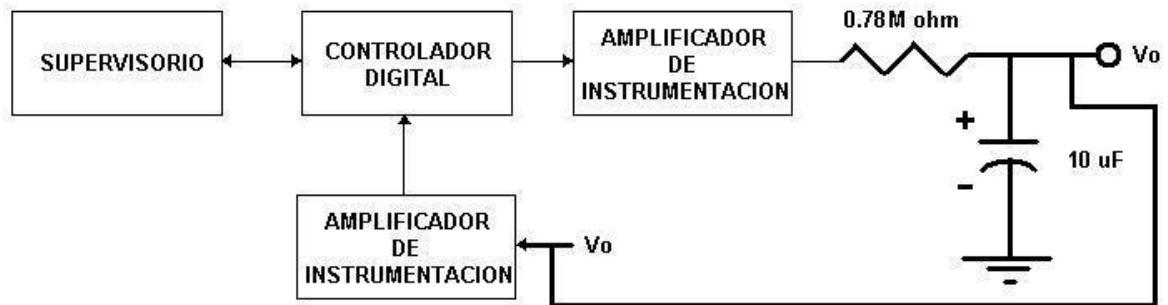
5.2. PRUEBAS CON UN FOPDT ELECTRONICO.

Una vez se eliminó la fuente de ruido, se procedió a realizarle control a la planta de más fácil acceso que se tuvo, es decir una red RC. Para poder realizar el acople de señales e impedancias al circuito de micro-controlador, la tarjeta de entrada y salida para este caso en específico, debía contar con un amplificador operacional que permitiera que las señales de control fueran absorbidas totalmente por el circuito y que el voltaje en el condensador se reflejará en la entrada del conversor análogo a digital.

Como ya se mencionó, se trabajo en primera instancia con un red RC configurada en forma de “filtro pasa-bajas” como se muestra en la figura 5.4, es decir, la señal

que se tomó para alimentar el controlador fue la señal proveniente del condensador.

Figura 5.4. Esquema de control para el proceso



5.2.1. Respuesta Al Paso. La primera prueba que se realizó fue verificar la respuesta al paso; en esta se esperaba encontrar una aproximación al modelo matemático de manera visual. La prueba consistió en colocar la planta en la mitad del rango de escalización y observar el tiempo de establecimiento y el nivel de ruido que presente la prueba. En la figura 5.5 se observa la respuesta al paso de la planta.

Figura 5.5. Respuesta al paso de la red RC. Variable controlada.

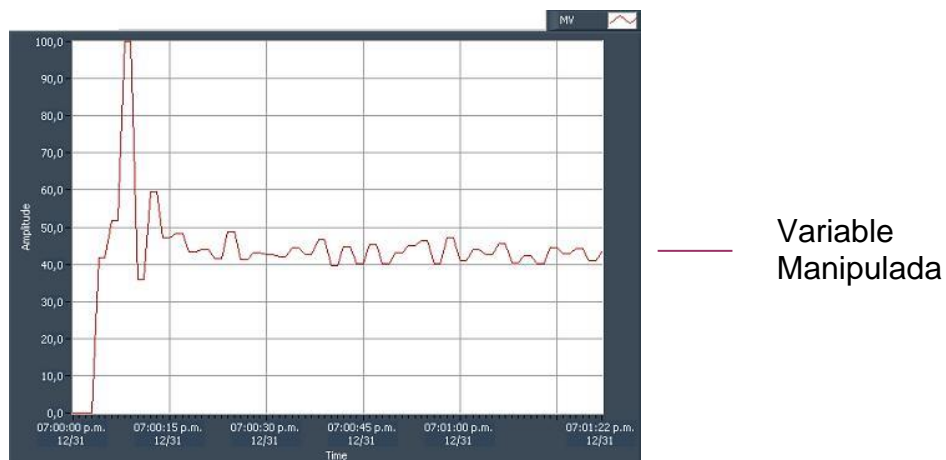


A nivel teórico, se sabe que la ecuación de la red RC esta descrita por la ecuación (5.1) mostrada a continuación:

$$G_P(s) = \frac{1}{R \cdot C \cdot s + 1} = \frac{1}{7.8 \cdot s + 1} \quad (5.1)$$

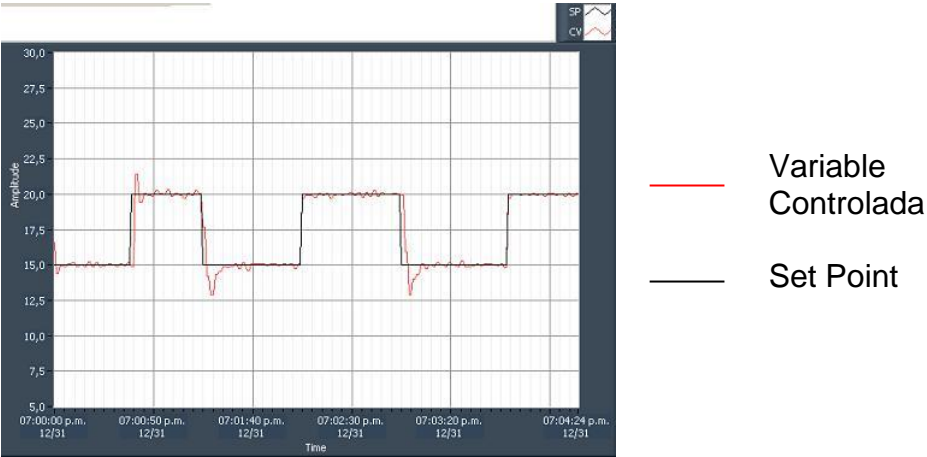
En la grafica 5.5 se observa que el proceso real se estabiliza entre 8 y 9 segundos, lo que difiere un poco del modelo teórico que indica que la estabilización ocurre pasados los 7.8 segundos

Figura 5.6. Respuesta al paso. Variable manipulada.



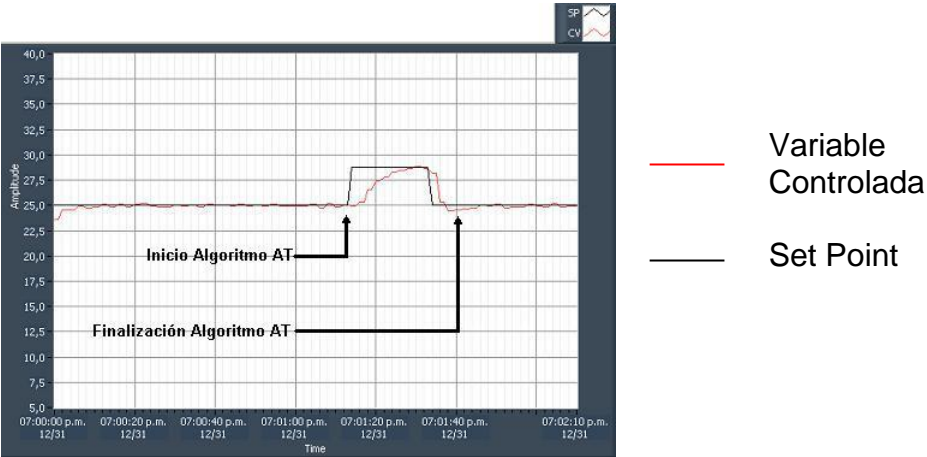
5.2.2. Respuesta Al Tren De Pulsos. Ya verificado que se contaba con un controlador capaz de hacer seguir un voltaje fijo en un condensador se decidió probar usando un tren de pulsos como señal de excitación para el set point. Los resultados se muestran en la figura 5.7.

Figura 5.7. Respuesta del proceso ante un tren de pulsos. Variable controlada.



6.2.1. Respuesta Del Sistema Ante El Auto-Tuning. Una vez verificado que el controlador podía hacer seguir un tren de pulsos se le ordeno auto-sintonizarse para el punto SP = 20. El resultado se muestra en la figura 5.8.

Figura 5.8. Resultado de la auto-sintonización del controlador con la red RC.



Los valores que el algoritmo entrego de la planta se muestran a continuación en la figura 5.9.

Figura 5.9. Datos entregados por el algoritmo de AT.

Variable	Valor
Kp C1	1,12
Tao C1	5,85
L C1	0,75
Kp C2	0,05
Tao C2	0,05
L C2	0,05

En la figura anterior, solo se deben tomar en cuenta los 3 primeros datos por cuanto los siguientes 3 datos pertenecen al spot de control 2. Los datos arrojados por el algoritmo se comparan con los teóricos de la ecuación (5.1) en la tabla 5.1.

Tabla 5.1. Comparación datos teóricos y arrojados por el algoritmo.

Variable	Datos Teóricos	Datos AAT	Unidades
Tao	7,8	5,85	Segundos
Ganancia	1	1,12	Unid
Tiempo muerto	0	0,75	Segundos
Nivel de ruido	0	0,1	%

El lector debe recordar que los parámetros estimados a partir del modelo teórico del sistema de primer orden están dados para unas condiciones iniciales del proceso y que no se abarca un modelado de los componentes estocásticos ni de los componentes de adecuación de señales. Aun con las anteriores consideraciones se puede decir que el algoritmo alcanza a identificar cercanamente el proceso que controla.

5.2.3. Control Tipo ON-OFF. También es importante probar si el algoritmo de control ON-OFF funciona correctamente; para esto se realizó la prueba después de haber llevado la planta a estado estacionario y luego se colocó al algoritmo ON-OFF como regulador del lazo de control. Los resultados temporales se muestran en la figura 5.10.

Si se interpolan los anteriores resultados se podría concluir que el controlador esta en capacidad de controlar y auto-sintonizar cualquier clase de proceso de primer orden que se pueda conectar a su sistema de entradas y salidas.

5.3. PRUEBAS CON UN SISTEMA DE SEGUNDO ORDEN ELECTRONICO.

Otra serie de pruebas como la anterior con instrumentos que se encuentran a la mano, fue controlar la misma planta RC anteriormente descrita pero agregando una bobina de 43 uH al lazo, esto convierte el proceso en un sistema de segundo orden aunque el polo dominante siga siendo el del condensador.

Figura 5.10. Respuesta del proceso con un control ON-OFF con histéresis del 10%

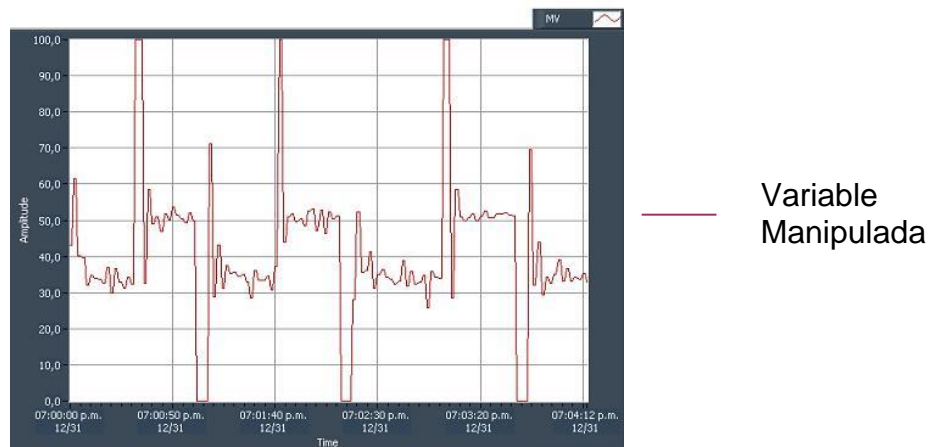


5.3.1. Respuesta Al Tren De Pulsos. El sistema con un controlador igual a $K_c = 10$, $T_i = 1$, $T_d = 0$, controló el proceso de segundo orden como lo muestra la figura 5.11. En esta se puede observar que el controlador logró una respuesta sub-amortiguada en aproximadamente 8 segundos para el paso creciente y una respuesta menos amortiguada aun para el paso decreciente 12 segundos.

Figura 5.11 Respuesta del proceso de segundo orden con $K_c = 10$, $T_i = 1$, $T_d = 0$.

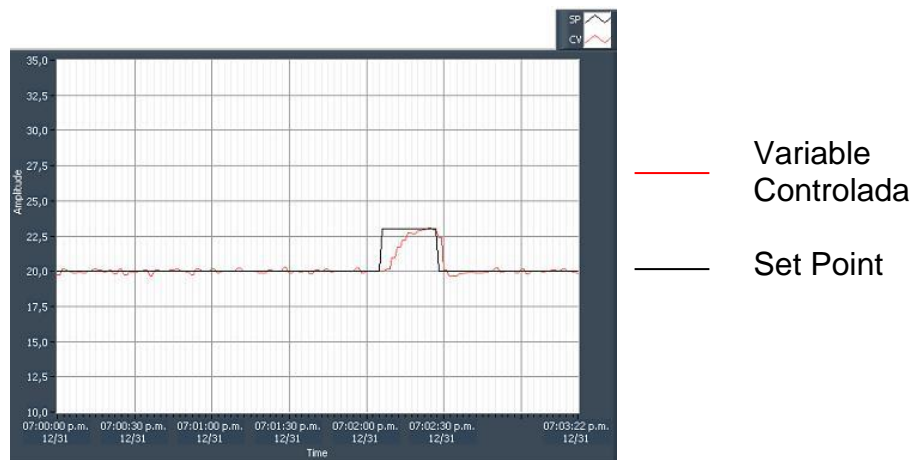


Figura 5.12. Variable manipulada con $K_c = 10$, $T_i = 1$, $T_d = 0$.



5.3.2. Respuesta Del Sistema Ante Al Auto-Tuning. También es pertinente que se realice la prueba de auto-sintonía con esta planta por cuanto la estructura que se va a auto-sintonizar difiere de la estructura matemática elegida para realizar la elección del modelo de la planta. La respuesta del algoritmo se muestra en la figura 5.13.

Figura 5.13. Resultado de la auto-sintonización del controlador con la red RLC.



Los valores que el algoritmo entregó de la planta se muestran a continuación en la figura 5.14 proveniente del supervisorio.

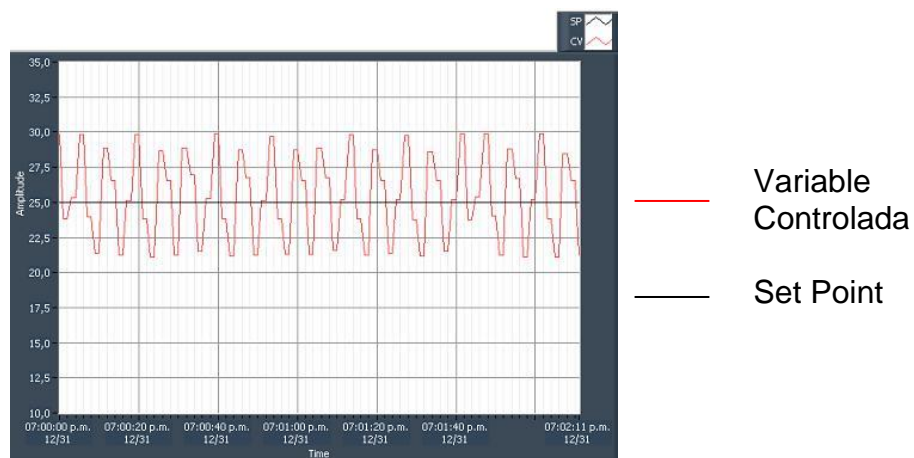
Figura 5.14. Datos entregados por el algoritmo de AT.

Data Code D	
Kp C1	2,05
Tao C1	6,30
L C1	0,75
Kp C2	0,05
Tao C2	0,05
L C2	0,05

En la grafica anterior se puede observar que el algoritmo efectivamente reconoce que hay un tiempo de respuesta mayor en la planta y calcula así mismo una ganancia mayor dado que el circuito almacena con mayor facilidad energía que la simple red RC.

5.3.3. Control Tipo ON-OFF. En la figura 5.15 se muestra la respuesta de la planta ante el controlador configurado como ON-OFF, en esta se puede observar que debido a la naturaleza de la planta, este tipo de control se queda corto para realizar el control del proceso.

Figura 5.15. Respuesta del proceso con un control ON-OFF con histéresis del 10%



En la figura anterior se pueden observar los armónicos del circuito oscilatorio haciendo efecto en el lazo de control.

Lastimosamente, para el momento en que se realizaron las pruebas no se tenía disponibilidad del uso de la planta de nivel que cuenta con sensores y actuadores industriales y por tanto el plan de pruebas quedo sesgado a las pruebas con plantas electrónicas.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1. CONCLUSIONES

Este fue un trabajo planteado inicialmente para un cierta cantidad de tiempo y de recursos, y a lo largo de la investigación se encontró que una de las dificultades más puntuales en el desarrollo de un equipo electrónico es la identificación de las fuentes de ruido para poder realizar la implementación de técnicas de desarrollo de PCB que permitan anular su efecto y así mantener el desempeño funcional del equipo.

Para realizar un buen diseño y encontrar un prototipo físico que fuese funcional y de alguna manera ergonómico, el uso de programas CAD como Solid Edge es indispensable ya que logra dar una visión de antemano para la elaboración de las partes mecánicas y permite realizar un diseño y una construcción con un alto nivel de calidad.

El algoritmo de control elegido cuenta con las características básicas necesarias para funcionar en procesos lentos como lo son algunos procesos industriales. Este es un algoritmo que en cuanto a características se acerca a las bondades que ofrecen los controladores industriales comerciales que se discutieron en el capítulo 2 de este documento.

El funcionamiento general del prototipo fue satisfactorio, se logro realizar operaciones de control continuo con un PID serial, control ON-OFF con histéresis y funciones de auto-sintonía por el método de los momentos que dan una aproximación cercana al proceso que se esta controlando.

El uso de filtros anti-aliasing analógicos en los controladores industriales está restringido debido a que los componentes necesarios para alcanzar un nivel de filtrado que justifique el beneficio y uso de este tipo de filtro, tienen valores muy altos que hacen que el filtro físicamente ocupe mucho espacio y sea poco práctico. Más aun este trabajo se limitó su uso por cuanto los condensadores requeridos para dicho fin no son de fácil acceso y cuando se encuentran su tamaño es excesivo, lo que afecta la realización de la PCB.

El controlador PID en estructura serie otorga mayores prestaciones, tanto en el dominio de la frecuencia como en el temporal, que el controlador PID estándar o académico para ser usado en sistemas digitales, además de ser el predilecto para ser usado en los controladores industriales, a razón de sus ventajas.

Los parámetros de controlabilidad de una planta T_N y R_N , son variables que permiten realizar elecciones para el control de la planta en sistemas embebidos por cuanto brindan la capacidad de efectuar la elección de las fórmulas de sintonía más adecuadas para el proceso.

El método de los momentos es un método sencillo de implementar y permitió ampliar el conocimiento acerca de los métodos de auto-sintonía. Este es un método que, al trabajar en lazo cerrado, no pone en riesgo el proceso que se está controlando y auto-sintoniza la planta para el punto de operación que se está trabajando.

Para realizar la conversión de voltaje a corriente y corriente a voltaje, es pertinente hacer uso de dispositivos industriales que realicen el cambio en lugar de utilizar las resistencias en paralelo para leer la corriente proveniente del sensor.

6.2. RECOMENDACIONES

Como se menciona en el capítulo de pruebas, dado que no se tuvo disponibilidad del uso de las plantas con sensores y actuadores industriales, es recomendable realizar a futuro pruebas en plantas más complicadas que tengan componentes estocásticos más fuertes y permitan enfrentar al algoritmo de control a no-linealidades más fuertes que las plantas controladas en este proyecto.

Para darle mayor flexibilidad al sistema y utilizarlo en la identificación de sistemas, se puede usar un DAC como el usado para la salida del controlador para cambiar el rango de entrada analógico del convertidor ADC de modo que se aproveche todo el rango del ADC para obtener resultados más precisos en el rango de operación que se desea.

Sería interesante realizar la implementación de la tarjeta necesaria para comunicar el prototipo con una red de control distribuido. El protocolo puede ser MODBUS, CAN o cualquier sistema de comunicaciones estándar que permita colocar el controlador en un sistema de control distribuido.

BIBLIOGRAFIA

[1] ANANTHA RAMU, B. K. *Implementing FIR and IIR Digital Filters Using PIC18 Microcontrollers*. [Online]. [India]: Microchip Technology Designs. [2002]. Disponible en Internet: www.microchip.com.

[2] ANDERSSON, Camilla y LINDBERG, Mirjam. *Autotuning of a PID-controller*, Lund Institute of Technology, 2004

[3] ÅSTRÖM, K. J. *Introduction to Automatic Control*. LSS Supélec Paris, 2001.

_____. *Manual Control of Unstable Systems*. LSS Supélec Paris, 2001.

_____. *Fundamental Limitations on Control Design* École des Mines, Fontainebleau, 2001.

[4] ÅSTRÖM K. J. and WITTENMARK B., *Computer-Controlled System: Theory and Design*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.

[5] B&B Electronics, *RS-422 and RS-485 Application Note*. [Online], Disponible en Internet: www.bb-elec.com.

[6] BRASLAVSKY, Julio, *Compromisos de Diseño en Respuesta Temporal. Estructuras Prácticas de Control SISO*. Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, 2002.

[7] CHEN Yang-Quan, HU, Chuan-Hua. *Relay Feedback Tuning of Robust PID Controllers With Iso-Damping Property* Maui, Hawaii, 2003.

- [8] EXPERT TUNE. *PID Tutor*. [Online]. Disponible en Internet en www.expertune.com/tutor.html
- [9] FRIMAN, Mats *Extensions and Modifications of Relay Auto-tuning* Department of Chemical Engineering, Akademi University, Finland, 1997.
- [10] GINGERICH, Kevin. *Failsafe in RS-485 Data Buses*. [Online]. [Texas]: Texas Instruments Incorporated. [2004]. Disponible en Internet: www.ti.com.
- [11] HANG, CH. C., LEE, H. T. & HO, W. K. *Adaptive Control*. Research Triangle Park, North Carolina, Instrument Society of America, 1993.
- [12] HO, W. K. y GAN O. P. *Performance and Gain and Phase Margins of Well-Know PID Tuning Formulas*. IEEE, Vol. 4, No, 4. 1996.
- [13] INGIMUNDARSON, Ari, Hägglund, Tore y Åström K. J. *CRITERIA FOR DESIGN OF PID CONTROLLERS*. Lund Institute of Technology. 2003.
- [14] LELIC MUHIDIN. *PID Controllers in Nineties*. Corning Incorporated. Science and Technology Division Corning, NY. IEEE. 1999.
- [15] MALONEY, Timothy J. *Electrónica Industrial moderna*. México: Prentice Hall.
- [16] MAZZONE, Virginia, *Controladores PID*. Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, 2002.
- _____. *Estructuras Prácticas de Control SISO*. Automatización y Control Industrial, Universidad Nacional de Quilmes, 2002.

- [17] MORADI, M. H. *New Techniques for PID Controller Design*. IEEE. 0-7803-7729. 2003.
- [18] VISIOLI, Antonio. *Modified Anti-Windup Scheme for PID Controllers*. IEEE Process Control Theory and Applications. Vol. 150. 2003.
- [19] VISIOLI Antonio y FINZI Giovanna. *PID Tuning with Fuzzy Set-Point Weighting*. IEEE. Trieste, Italy, 1998.
- [20] VÍTEČKOVÁ, Miluše & VÍTEČEK, Antonín. *Experimental Plant Identification by Relay Method*. Seminar, Instruments and Control, Ostrava, 2005.
- [21] WANG, Ya-Gang y CAI, Wen-Jian. *PID Tuning for Integrating Processes with Sensitivity Specification*. IEEE, Orlando, FL, 2001.
- [22] W. K. Ho, T. H. Lee, H. P. Han, and Y. Hong. *Self-Tuning IMC-PID Control with Interval Gain and Phase Margins Assignment* IEEE Transactions On Control Systems Technology, VOL. 9, NO. 3, MAY 2001.
- [23] ZHI, Yang y JINGLING, Wang, *Auto-Tuning of PID Parameters Based on Switch Step Response*. IEEE, Beijing, China. 1997.